

N° d'ordre: 4053

THÈSE

présentée à

l'Université des Sciences et Technologies
de Lille

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LILLE
Spécialité: Microondes et Microtechnologies

par

Stéphane Razafimandimby

ACCORD EN FRÉQUENCE DE RÉSONATEURS BAW APPLIQUÉ AU FILTRAGE ET À LA SYNTHÈSE DE FRÉQUENCE RF

Thèse dirigée par Andreas Kaiser et Andreia Cathelin

Soutenue le 5 décembre 2007

Devant la commission d'examen formée de :

Président :	A. CAPPY
Rapporteurs :	J.-M. FOURNIER J.-B. BEGUERET
Examineurs :	E. TOURNIER P. ANCEY A. KAISER A. CATHELIN

Note à l'attention du lecteur

L'étude décrite dans ce document a été réalisée au sein de la société STMicroelectronics et du département ISEN de l'Institut d'Electronique, de Microélectronique et de Nanotechnologies (UMR CNRS 8520) dans le cadre d'une thèse CIFRE.

Remerciements

Les travaux de recherche qui font l'objet de ce mémoire de thèse ont été réalisés dans le cadre du laboratoire commun STMicroelectronics/IEMN. Ces travaux ont été encadrés par Monsieur Andreas Kaiser et Mme Andreia Cathelin. Je tiens à les remercier sincèrement de la confiance qu'ils ont su m'accorder pour mener à bien la délicate mission d'étudier la co-intégration de la technologie BAW avec une technologie silicium ainsi que pour leurs conseils et leurs exigences qui m'a permis de grandir tout au long de cette thèse. Je remercie, par ailleurs, Didier Belot et Emmanuel Dubois de m'avoir accueilli dans leur équipe respective.

Que Monsieur le professeur Alain Cappy trouve l'expression de mes remerciements les plus sincères pour avoir accepté d'être le président du jury de cette thèse. Je remercie très cordialement Messieurs les professeurs Jean-Michel Fournier et Jean-Baptiste Begueret de l'honneur qu'ils m'ont fait en ayant accompli parfaitement la lourde tâche de rapporteur de ce mémoire et de tout l'intérêt qu'ils y ont apporté. Je remercie, par la même occasion, Messieurs les professeurs Pascal Ancey et Eric Tournier pour leur participation active au jury de thèse.

Cette thèse n'aura pas été un succès sans la collaboration :

- des équipes de STMicroelectronics et du CEA/LETI, ayant développé la technologie BAW et nous ayant offert tout le support nécessaire à l'avancement de ce projet : Guy Parat, Marc Aid, Fabien Dumont, Grégory Caruyer et Pascal Ancey.
- de Monsieur Yves Gamberini, pour l'assemblage des puces nous ayant permis la démonstration de la faisabilité de cette co-intégration.
- de l'équipe de caractérisation RF et notamment en les personnes d'Anne Spataro, de Jean-françois Nawokowski et de Caroline Arnaud.
- de l'ensemble des équipes analog/RF présents tout au long de ma thèse pour leur sympathie et leur conseils précieux.
- du staff informatique en la personne de David Chamla.
- des layouteurs toujours disponibles : Fabien Reaute, Sandrine Majchersak.
- de nos assistantes : Pascale Maillet-Contoz, Sophie Malbête et Valérie Vandenhende.

Que Messieurs et Mesdames Chamla, Blanc, Baud, Camino, Richard, Knopik, Chabert, Bastères, Tassin, Garcia, Lajoinie, Chataigner, Thévenet, Paulin, Tilhac, Lagaresté, Finateu, Martineau, Seller, Miro-Panadès, Asquini, Blanchet, Badets, Cathelin, Maillet-Contoz, Kaiser, Stefanelli, Capron, Kokosy, Vandenhende, Malbète, Galayko, Frappé, Flament, Cuny, Fruleux, Larrieu, Penaud, Krzeminski et Dubois trouvent ici l'expression de ma reconnaissance pour leur sympathie et leur assistance toujours efficace dans le domaine de la décontraction.

Bien sûr, je remercie mes plus proches amis de m'avoir soutenu et distrait en dehors du travail : Cédric Roquette, Guillaume Rullier, Emmanuel Joliclerc, Raphael Warin, Alexandra Millot, Kaltoume Id-Bella, Amandine Collonge, Amandine Sève, Marion Vallet, Marion Chivet, Olivier Lucas, Hugues Van Wambeke, Olivier Chasles, Nathalie Bersihand, Nicolas Macaire, Nicolas Michalina, Mylène Neyret, Nicolas Nédelec-Berroche, Cécile Duligat et Pauline Jeanson.

Je tiens ici à remercier toutes celles et ceux de brefs, courts ou longs passages dans ma vie dont j'ai oublié les noms (pardon) qui, par leur présence, ont contribué à rendre cette période de thèse plus agréable.

Enfin, je dédicasse ce mémoire, ces brevets et articles à ma famille bien-aimée : Jacqueline, Maurice, Bruno, Frédéric, Thierry Razafimandimby et mes belle-soeurs pour la patience dont ils se sont armés et dont ils ont fait preuve pour supporter mes sautes d'humeur au cours de cette thèse.

TABLE DES MATIÈRE

Introduction	15
---------------------------	-----------

Chapitre 1 : Contexte	19
------------------------------------	-----------

I. La norme UMTS	19
II. Chaîne de réception WCDMA	22
II.1 Chaîne de réception homodyne ou hétérodyne	22
II.2 Chaîne de réception WCDMA	23
III. Besoins d'une chaîne de réception homodyne WCDMA	25
III.1 Duplexeur et LNA	27
III.1.a Duplexeur	27
III.1.b LNA	28
III.2 Filtre passe-bande post-LNA	30
III.3 Transposition de fréquence : Oscillateur local et mélangeur	33
III.3.a Synthèse de fréquences indirecte	33
III.3.b Spécification en bruit de phase d'un synthétiseur de fréquence	35
III.3.c Problématique du mélangeur	36
IV. Conclusion	38
V. Références	39

Chapitre 2 : La technologie BAW et son accordabilité 41

I. La technologie BAW	41
I.1 Phénomène piézoélectrique	41
I.2 Les résonateurs BAW	44
I.2.a La couche piézoélectrique	45
I.2.b L'isolation acoustique	46
I.2.c Les électrodes	47
I.3 Fréquences de fonctionnement des résonateurs BAW	49
I.4 Dérives des fréquences de résonance	51
I.4.a Dérives thermiques	51
I.4.b Phénomène de vieillissement	52
I.5 Modèles des résonateurs BAW	54
I.5.a Modèle de Mason	54
I.5.b Le modèle BVD	55
I.5.c Modélisation du bruit	57
I.6 Filtres utilisant des résonateurs BAW	59
I.6.a Filtre en échelle	59
I.6.b Filtre en treillis	61
II. Accordabilité des résonateurs	62
II.1 Influence d'une capacité d'accord	62
II.2 Influence d'une inductance d'accord	64
II.3 Résonateur BAW accordable en fréquence	65

III. Conclusion	66
IV. Références	67

Chapitre 3 : Conception d'un filtre BAW accordable en fréquence

I. Choix du filtre	69
II. Fonctionnement d'un filtre en treillis	70
III. Choix de la cellule d'accord en fréquence pour un filtre en treillis	77
IV. Réalisation de la cellule d'accord en fréquence	81
IV.1 Conception de l'élément mis en parallèle au résonateur	81
IV.1.a Réalisation d'une inductance active	82
IV.1.b Réalisation d'une capacité négative	85
IV.1.c Inductance compensée en pertes	87
IV.2 Réalisation du bloc capacité variable	91
IV.3 Réalisation finale de la cellule d'accord en fréquence	93
V. Dimensionnement du filtre et optimisations	94
V.1 Optimisations	95
V.2 Impact des désappariements	96
V.2.a Désappariements des selfs	96
V.2.b Désappariement des résonateurs	97
VI. Réalisation physique du filtre et performances mesurées	99
VI.1 Réalisation de la puce silicium	99
VI.2 Réalisation de la puce SMR	100

VI.3 Assemblage : découpe et bumping	102
VI.4 Mesure et performances	103
VI.5 Optimisations et perspectives	105
VI.5.a Optimisations	105
VI.5.b Perspective : augmentation de la plage d'accord	108
VI.5.c Perspective : filtrage bi-bande	109
VII. Conclusion	111
VIII. Références	112
<hr/>	
Chapitre 4 : Circuiterie d'asservissement	113
<hr/>	
I. Etat de l'art	113
I.1 Accord direct	114
I.2 Accord indirect	115
II. Etude de faisabilité du circuit d'asservissement	116
II.1 Stratégie d'accord	116
II.2 Accord direct	117
II.3 Accord indirect	119
II.3.a Accord indirect par comparaison de la fréquence de résonance	119
II.3.b Accord indirect par comparaison de niveaux d'impédances 122	
III. Réalisation du circuit d'accord indirect par comparaison des niveaux d'impédances	127
IV. Performances mesurées du circuit d'asservissement	132

V. Conclusion et perspectives	136
-------------------------------------	-----

VI. Références	137
----------------------	-----

Chapitre 5 : Génération de fréquence de référence	139
----------------------------------------------------------------	------------

I. Motivations	139
----------------------	-----

II. Caractéristiques des oscillateurs et des VCO	141
--------------------------------------------------------	-----

II.1 Fréquence de référence et bruit de phase	142
-----------------------------------------------------	-----

II.2 Caractéristiques des oscillateurs et des VCO	144
---------------------------------------------------------	-----

II.3 Oscillateur à structure bouclée	145
--------------------------------------------	-----

III. Les différents types d'oscillateurs piézoélectriques	149
-----------------------------------------------------------------	-----

III.1 Les différentes classes d'oscillateurs à quartz	149
-------------------------------------------------------------	-----

III.2 Architectures d'oscillateurs à quartz	151
---------------------------------------------------	-----

IV. Oscillateur Colpitts	153
--------------------------------	-----

IV.1 Fonctionnement global	153
----------------------------------	-----

IV.2 Déviation de fréquence et sensibilité	155
--------------------------------------------------	-----

IV.3 Comportement en bruit	156
----------------------------------	-----

IV.4 Choix de dimensionnement et optimisations	158
------------------------------------------------------	-----

IV.5 Réalisation et mesures	164
-----------------------------------	-----

V. Conclusion et perspectives	171
-------------------------------------	-----

VI. Références	173
----------------------	-----

Conclusion	175
-------------------------	------------

Introduction

Depuis l'explosion du “*tout sans fil*”, les systèmes cellulaires ne cessent d'évoluer. Les télécommunications mobiles ont connu un essor extraordinaire et les transmissions satellites foisonnent. Les orientations technologiques se sont, d'ailleurs, naturellement tournées vers une transmission d'informations “multi-média” marquéé par la multiplication de nouveaux standards et l'augmentation des fréquences d'opération. Dans un souci de confort, de simplifications de fonctions pour le consommateur, “*rapidité, efficacité et miniaturisation*” sont devenues les nouvelles préoccupations des microélectroniciens.

Avec l'intégration de fonctions internet, photographique ou encore vidéographique, le numérique franchit plus que jamais le pas sur le néanmoins incontournable analogique. C'est dans ce contexte que les fonctions de filtrage, plaques tournantes des innovations actuelles, voient apparaître des contraintes de reconfigurabilité. En effet, avec l'émergence notamment de normes peu compatibles entre elles, il convient d'uniformiser une architecture pour tous les standards utilisés. L'idée d'adresser différentes normes par un seul bloc a, ainsi, séduit le monde de l'innovation et notamment à travers la notion de radio-logicielle. Une couverture planétaire à haut débit sera par conséquent possible et ce de manière optimisée. Il s'agit dorénavant d'adapter les différents blocs constitutionnels d'une chaîne de réception aux spécifications des différents standards à adresser. La notion de radio-intelligente fleurit peu à peu avec, en particulier, la radio-cognitive qui permettra de traiter automatiquement le flot de données reçu en déterminant notamment la norme, la démodulation à employer en fonction de l'environnement et des conditions d'utilisation du mobile. Cependant, il est difficile de concevoir des filtres hautes fréquences reconfigurables sur une large bande tant les contraintes en bande passante, en atténuation, en consommation et en linéarité sont variées et difficiles à atteindre. Ainsi, la diminution de la taille des circuits intégrés apparaît comme un premier axe d'étude.

La miniaturisation passe dorénavant par le “*tout intégré*”. L’usage de composants externes dans une puce silicium comme par exemple l’emploi de filtres SAW (Surface Acoustic Wave) ne permet pas de réduire les surcoûts d’une puce et notamment le BOM (Bill Of Materials). Ces derniers filtres offrent de nombreux avantages en terme de pertes d’insertion et de sélectivité mais leur incompatibilité avec les procédés de fabrication silicium en font un composant encombrant du fait de l’obligation de les encapsuler dans un boîtier fermé hermétiquement. Le développement de MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) ou de NEMS (Nano Electro Mechanical Systems) pourrait contribuer à faire face à ce verrou technologique.

Les résonateurs BAW (Bulk Acoustic Wave) sont effectivement compatibles avec les procédés de fabrication Silicium et permettraient d’envisager de remplacer les filtres SAW avec un gain de surface et ce pour des performances similaires. Ces deux technologies exploitent des matériaux piézo-électriques mais de manière différente. De ce fait, les filtres BAW, certes intégrables mais souffrant d’imprécision en terme de procédé de fabrication, voient souvent leur réponse fréquentielle décalée par rapport au gabarit ciblé. Les fournisseurs de filtres BAW en tant que composant externe ont développé des procédés de fabrication coûteux dont le rendement est directement lié aux précisions de dépôt d’épaisseur de couches. Il est, en effet, possible d’ajuster par des tests et en particulier par une méthode industrielle d’abrasion de couches appelée trimming, la réponse fréquentielle des filtres.

Il est également envisageable de réaliser un filtre accordable en fréquence auquel sera alloué un circuit d’asservissement capable d’ajuster automatiquement les dispersions de procédés technologiques ainsi que les déviations thermiques pouvant également intervenir pendant l’utilisation du filtre. C’est cette voie que nous avons investiguée dans le cadre de cette thèse chez STMicroelectronics pour l’intégration de filtre BAW directement sur une puce silicium. Ce travail s’inscrit par conséquent dans l’étude de la co-intégration de deux technologies : BAW et Silicium de type BiCMOS7RF (0,25 μ m). Une deuxième partie abordera cette même co-intégration en vue de synthèse de fréquence de référence avec des résonateurs BAW dont les facteurs de qualité laissent entrevoir un gain important en terme de consommation et de très bonnes performances en bruit de phase et ce avec un composant intégrable 2 à 3 fois plus compacts qu’une inductance spirale.

Le chapitre 1 détaillera une architecture classique de chaîne de réception zéro-IF WCDMA, cadre de nos travaux. Il mettra en évidence le rôle de chaque bloc fonctionnel rencontré dans une architecture radiofréquence ainsi que nos besoins.

Puis, le chapitre 2 présentera, plus en détails, la technologie et les modèles des résonateurs BAW qui nous ont permis d'appréhender leur intégration. Les différents modes de filtrage seront, entre autres, abordés. Les résonateurs BAW sont, en fait, caractérisés par deux fréquences caractéristiques : une qualifiée de résonance et une, d'anti-résonance. Afin d'accorder un filtre les utilisant, il faudra savoir potentiellement contrôler ces 2 fréquences. Une troisième partie exposera les différentes manières d'accorder ces fréquences par l'association d'autres composants.

Le chapitre 3 abordera, ensuite, la conception du filtre accordable en fréquence en définissant les tolérances sur les résonateurs BAW dont la technologie a été développée en parallèle chez LETI/STMicroelectronics. Nous nous attacherons à bien déterminer le fonctionnement du filtre en vue de sélectionner la structure d'accord en fréquence la plus adéquate. Ce chapitre présentera également la réalisation physique du filtre et les résultats de mesures.

Le chapitre 4 détaillera, quant à lui, le choix de la stratégie d'accord en fréquence du filtre. Au préalable, un bref état de l'art des différents procédés d'asservissement de filtres ayant une dépendance thermique ou dépendance des procédés de fabrication et nécessitant une régulation autour d'un gabarit, sera présenté. Après avoir exposé la réalisation physique du circuit d'accord, les résultats de mesures sur le véhicule de test, seront abordés.

Enfin, le chapitre 5 exposera une étude de conception de blocs autonomes générant une fréquence de référence. Nous nous attacherons, dans un premier temps, à définir les différentes contraintes attachées à un oscillateur. Une seconde partie sera consacrée à la description des différents oscillateurs à résonateur piézoélectrique présents dans la littérature. Puis, nous discuterons de la réalisation physique d'un oscillateur BAW dont les résultats de mesures permettront de conclure sur l'intérêt d'un tel circuit.

Chapitre 1. Contexte

Ce travail s'inscrit dans le cadre de la 3^{ème} génération des systèmes cellulaires. Il s'agit d'un compromis de normes permettant notamment l'introduction des standards américains pour une libre concurrence des nouveaux produits entrant sur le marché. L'*International Mobile Telecommunications* (IMT) a, en fait, pour ambition initiale d'en faire une norme homogène sur le plan mondial. Il a pour objectif d'offrir un service de mobilité universelle dépassant les limitations dues à la multiplicité des systèmes et des réseaux pour une couverture mondiale. Jusqu'alors, les différents continents ont, en effet, développé des systèmes assez similaires dans le principe mais parfois éloignés dans leur réalisation. Par exemple, le GSM (Global System for Mobile Communications) désigne une technique de transmission numérique largement utilisée en Europe et prise en charge en Amérique du Nord. Il fonctionne sur 1900 MHz en Amérique du nord (PCS) tandis qu'il fonctionne sur 900 MHz et 1800 MHz (DCS) en Europe. Les nouvelles générations consistent, en fait, à la mise en place de nouvelles méthodes d'accès aux données. Une évolution du traitement de l'information de l'analogique vers le numérique ou encore une modification de la modulation utilisée ont pu être observées. En Europe, la 3G des systèmes cellulaires est incarnée par l'UMTS i.e. Universal Mobile Telecommunication Services.

Après une présentation sommaire de l'UMTS, nous nous intéresserons à une chaîne de réception homodyne WCDMA. Puis, nous détaillerons les besoins de la partie RF de cette dernière. Le traitement de l'information en bande de base ne sera pas abordé.

I. La norme UMTS

Le standard GSM, assimilé à la deuxième génération, n'offre qu'un débit limité (9,6kbit/s) du fait de son mode de communication entre la station de base et la station mobile. Le multiplexage par division temporelle i.e. le TDMA (Time Division Multiple access) limite, en effet, la transmission de données sur un temps fixé. Les différents utilisateurs se partagent, en fait, un même canal de manière temporelle. Par conséquent, ils reçoivent ou émettent durant un intervalle de temps qui leur est réservé.

Pour répondre aux nouveaux besoins tels le multimédia, l'internet ou encore la vidéo, la deuxième génération a, donc, évolué vers l'UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) pouvant fournir, au maximum, un débit de 2Mbit/s. Le mode de transmission mis en oeuvre est, en l'occurrence, le CDMA (Code Division Multiple Access), qui consiste à multiplier le signal à transmettre ou le signal reçu par un code pseudo-aléatoire (code OVFSF pour Orthogonal Variable Spreading Factor), afin qu'un canal puisse être exploité par plusieurs utilisateurs et ce sur tous les canaux des bandes de réception ou d'émission. La multiplication du signal engendre un étalement du spectre sur une bande plus large de 3,84MHz d'où l'appellation de la norme Wideband-CDMA (WCDMA). Sur les bandes de transmission, les canaux sont espacés de 5MHz. Le signal désiré sera récupéré par la chaîne de réception en le multipliant par le code alloué lors de la transmission. Comme tout signal est attribué à un marqueur (ou code de diffusion) qui le distingue des signaux des autres utilisateurs, les données provenant d'un autre utilisateur associées ou pas à une même fréquence sont assimilables à du bruit. Ce standard utilise, en outre, 6 bandes de fréquences comme le spécifie la figure 1.1.

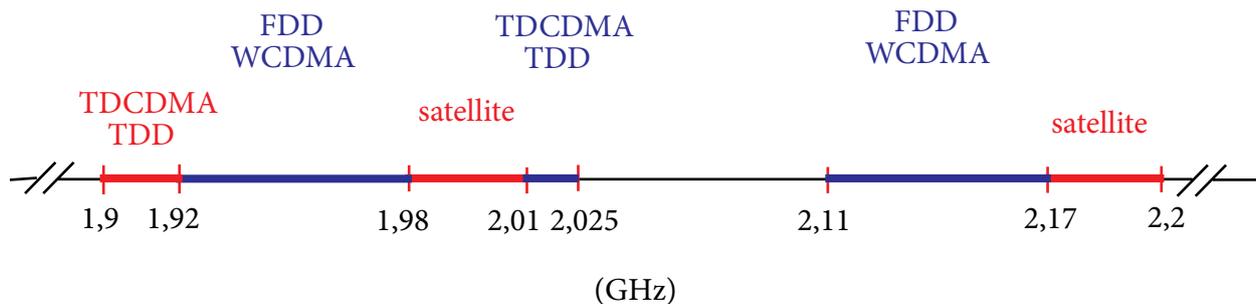


FIGURE 1.1. Détails des modes d'accès sur les différentes bandes de la norme UMTS.

En ce qui concerne le réseau terrestre d'accès radio (UTRAN : Universal Terrestrial Radio Access Network), la cohabitation de deux méthodes d'accès fondées sur la technologie CDMA (Code Division Multiple Access) large bande (W-CDMA) définissent la norme UMTS :

- UTRAN-TDD (UTRAN - Time Division Duplex) qui consiste à allouer une partie du temps aux signaux montants et une autre aux signaux descendants, ceci sur une même fréquence partagée par un certain nombre d'utilisateurs [TS125.102]. Notons que sur les 2 bandes allouées au TDD la communication entre la station de base et la station mobile se fait soit purement en TDD soit combinée à une technologie CDMA classique. Un switch d'antenne est alors nécessaire pour commuter les liaisons montantes et descendantes (cf. fig. 1.2 a).

• UTRAN-FDD (UTRAN - Frequency Division Duplex) contenant une bande de transmission dans l'intervalle de fréquences 1920MHz-1980MHz distante de 190MHz de la bande de réception (2110MHz-2170MHz) [TS125.101]. Ces deux bandes sont indépendantes et utilisées simultanément ce qui définit un fonctionnement "full duplex". Une paire de fréquences pour l'émission et la réception est, par conséquent, requise pour un utilisateur de ce mode d'accès. Le mode FDD subdivisionne les deux bandes en canaux exploités par les différents utilisateurs qui les utilisent simultanément (cf. fig. 1.2b).

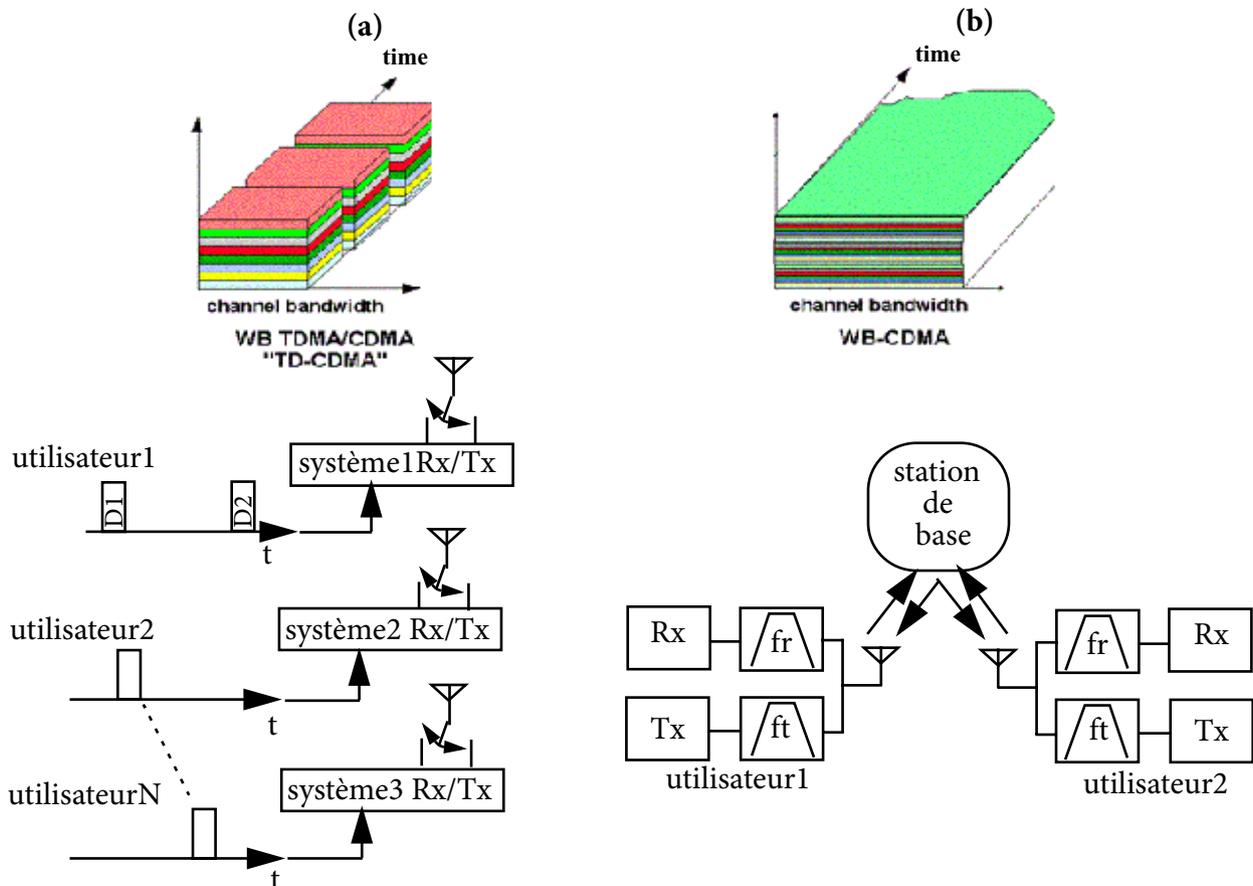


FIGURE 1.2. Modes d'accès UTRAN de la norme UMTS : (a) TDCDMA et FDCDMA.

En outre, la modulation se fait en QPSK (modulation quadratique de phase) pour le TDCDMA et le FDCDMA tandis qu'elle se fait en 8PSK pour le mode pur TDD.

Nous nous plaçons dans la problématique de la partie réception du dispositif mobile communiquant. Ainsi, la partie suivante décrira une chaîne de réception zéro-IF dite encore homodyne WCDMA après une brève confrontation entre les chaînes hétérodyne et homodyne.

II. Chaîne de réception WCDMA

II.1. Chaîne de réception homodyne ou hétérodyne

Les études systèmes menées suggèrent l'adoption d'une architecture zéro-IF. En effet, contrairement aux chaînes de réception hétérodyne, après sélection de la bonne bande de fréquence de la norme à exploiter et secondairement du bon canal, l'information véhiculée par onde hertzienne à une certaine fréquence est directement traitée en bande de base. La conversion se fait, alors, en multipliant le signal par deux signaux déphasés de 90° ayant la même fréquence que le canal à exploiter. Classiquement, l'architecture d'un système homodyne se présente de la manière suivante :

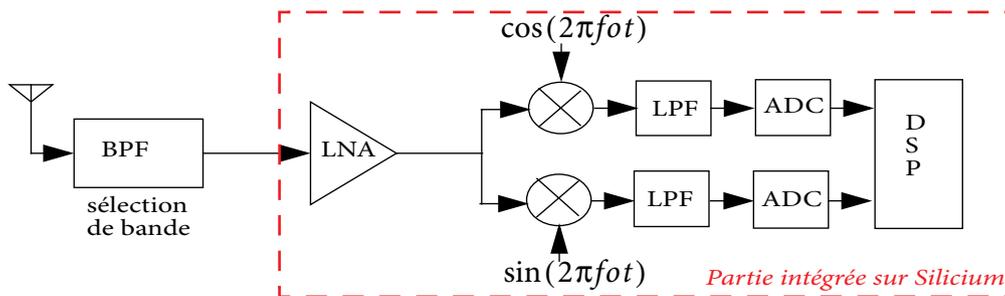


FIGURE 1.3. Chaîne de réception homodyne.

Le système récepteur récupère le signal haute fréquence qui contient l'information utile et en extrait le signal codé par traitement en bande de base via les six étapes suivantes :

- filtrage pour la sélection de la bande de réception,
- amplification et éventuellement filtrage,
- translation en fréquence vers la bande de base,
- traitement du signal en bande de base,
- conversion des données en numérique,
- démodulation et traitement numérique du signal.

Une architecture hétérodyne, quant à elle, se distingue par de multiples translations de fréquence séparées d'étages d'amplification et de filtrage des fréquences images notamment. Elle

permet, d'une part, d'obtenir une grande précision en fréquence et d'autre part de pouvoir être utilisée sur une large bande de fréquence. Son nombre élevé de fonctions utilisées rend également possible une meilleure répartition des contraintes du système au sein de la chaîne de réception. Cependant, son homologue homodyne transposant directement le signal issu de l'antenne à la fréquence zéro, permet de s'affranchir des étages de translation de fréquences vers des fréquences moins élevées et par conséquent des filtres de fréquences intermédiaires. Aucune fréquence image vient alors parasiter la réception. Une architecture homodyne bénéficie, également, d'une réduction des produits d'intermodulation générés par les différentes multiplications fréquentielles. Sa simplicité accroît son caractère hautement intégrable et permet de concevoir une chaîne faible puissance et plus compacte. D'ailleurs, pour toutes ses raisons, les chaînes de réception zéro-IF apparaissent comme le candidat idéal permettant de simplifier les problèmes liés à la reconfigurabilité et à la radio-logicielle par l'intégration de fonction reconfigurable pour l'adressage de plusieurs standards. Le tableau 1 résume les avantages et inconvénients des chaînes de réception homodyne et hétérodyne.

Tableau 1 : Avantages/inconvénients des chaînes hétérodyne et homodyne.

	Chaîne hétérodyne	Chaîne homodyne
Avantages	<ul style="list-style-type: none"> Importante sélectivité Grande sensibilité Fuite de l'antenne négligeable Pas d'offset DC grâce aux capacités de découplage 	<ul style="list-style-type: none"> Plus de fréquence image Fort potentiel d'intégration Simplicité de conception RF Faible consommation
Inconvénients	<ul style="list-style-type: none"> Filtres à grand facteur de qualité Grand nombre des composants externes/complexité Consommation élevée Intégration difficile 	<ul style="list-style-type: none"> Tension DC-offset Distorsion de second ordre Bruit en $1/f$ Contraintes sur le traitement en bande de base Contraintes/appariement voie I-Q

II.2. Chaîne de réception WCDMA

Différentes difficultés apparaissent dans la conception pratique d'un récepteur homodyne qui reste sensible au bruit en $1/f$ et aux tensions d'offset en bande de base. En fait, les

tensions statiques DC et les distorsions faibles fréquences impactent directement l'amplitude des signaux en bande de base et augmentent, de ce fait, le taux d'erreur par bit. Des phénomènes d'auto-couplage inhérents à la structure "full duplex" de la chaîne de réception homodyne WCDMA et notamment à une isolation limitée des chemins Tx et Rx, entraînent effectivement des produits d'intermodulation plus importants. Ces derniers viennent définir des interférences s'additionnant aux bloqueurs et ce au voisinage de la bande passante de réception de la norme WCDMA. Un soin particulier devra, notamment, être apporté à la diminution des non-linéarités d'ordre 2 ou à la diminution des couplages pouvant accentuer l'impact des fuites entre le signal RF et le signal généré par l'oscillateur local. Ces signaux parasites couplés entre eux au niveau du mélangeur génèrent, en effet, des tensions d'offset sur le signal à traiter. Ils doivent, par conséquent, être atténués par l'intermédiaire notamment d'un filtre post-LNA (Low Noise Amplifier) réduisant alors les non-linéarités d'ordre 2 (cf. fig. 1.4). Ce filtre permet d'atténuer majoritairement la bande Tx.

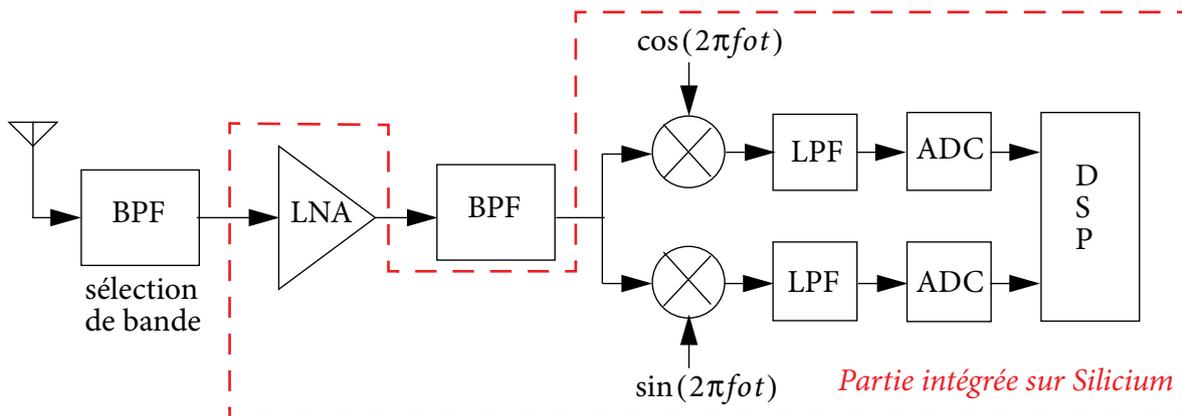


FIGURE 1.4. Architecture de récepteur homodyne "full duplex".

[LIE02] expose une solution pour diminuer l'impact des couplages potentiels. Elle consiste à concevoir un oscillateur local à la fréquence double de la norme WCDMA et de le diviser ensuite par 2. Un filtre supplémentaire permet en outre de réduire l'effet des fuites ainsi que les contraintes de spécifications en linéarité du mélangeur.

La partie suivante détaillera les besoins d'une chaîne de réception zéro-IF WCDMA.

III. Besoins d'une chaîne de réception homodyne WCDMA

De manière générale, les contraintes sur le récepteur sont nombreuses. Pour bien comprendre ces dernières, attachons nous à définir les différentes sources d'interférence. Elles sont d'origines multiples comme le bruit thermique, les interférences intracellulaires inhérentes aux différents dispositifs mis en place par le WCDMA, les interférences intercellulaires, les interférences entre les différents blocs fonctionnels et les interférences avec les bandes des autres standards.

L'émission des autres transmetteurs peut être, en effet, divisée en :

- émission hors-bande : les émissions non voulues en dehors du canal de réception causées directement par le canal de transmission lui-même et en particulier par les procédés de modulation.
- émission parasite provenant des autres canaux de transmission au sein même de la bande de réception : harmoniques, produits d'intermodulation et de conversion de fréquences.

Par exemple, l'émission DCS et l'émission WCDMA ont des bandes adjacentes qui interfèrent entre elles ce qui crée des pertes de puissance par chevauchement des bandes et des produits d'intermodulation d'ordre 3. De plus, le standard GSM présente une harmonique d'ordre 2 qui peut tomber dans la bande du WCDMA. Les harmoniques (distorsion et intermodulation) de transmission peuvent, en outre, être éliminées en utilisant une meilleure isolation du duplexeur tandis que les interférences peuvent être éliminées par l'introduction de bandes «de garde» autour du canal WCDMA, par des planifications de fréquences de sécurité, par des planifications de site (i.e. de bande de fréquences) ou encore par des planifications de puissance.

Comme expliqué précédemment, le point clé d'une chaîne de réception homodyne WCDMA est la réduction des intermodulations. Le récepteur doit être le plus linéaire possible afin que l'information utile à extraire ne soit pas polluée par des signaux bloqueurs ou autres signaux indésirables. Des contraintes en terme d'IIP3 mais également en terme d'IIP2 à l'origine des tensions d'offset sont donc prédominantes. Cependant, dans le souci de conserver un signal aussi pur que possible, non noyé dans les standards ou canaux adjacents, le duplexeur du récepteur et les filtres devront être sélectifs en vue d'atténuer les signaux perturbateurs car leur

amplification saturerait les amplificateurs de la chaîne de réception. De même, compte tenu de la sensibilité exigée de l'antenne (-114dBm soit 0,63μV sous 50Ω), le bruit apparaît également comme un critère de performance important. En considérant la chaîne de la figure 1.5, la formule de Friis indique que :

$$F_{tot} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{1,1}} + \frac{F_3 - 1}{G_{1,1}G_{1,2}} + \dots + \frac{F_n}{\prod_{i=1}^{n-1} G_{1,i}} \quad \text{eq. 1.1}$$

De même, les performances en linéarité dépendront des premiers étages comme l'illustre l'équation suivante :

$$\frac{1}{IIP3_{tot}} \approx \frac{1}{IIP3_1} + \frac{G_{1,1}}{IIP3_2} + \frac{G_{1,1}G_{1,2}}{IIP3_3} + \dots + \frac{\prod_{i=1}^{n-1} G_{1,i}}{IIP3_n} \quad \text{eq. 1.2}$$

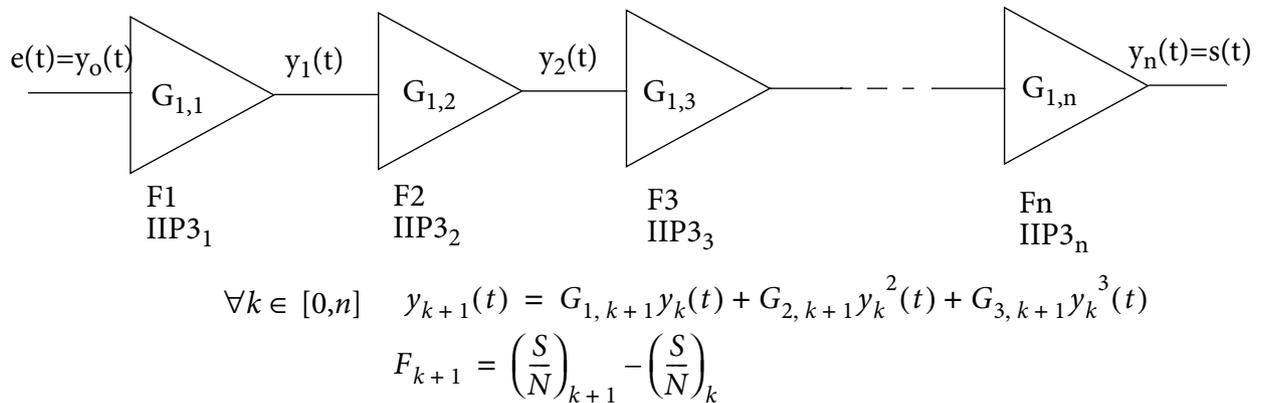


FIGURE 1.5. Chaîne de blocs fonctionnels.

Ainsi, les performances en bruit du récepteur dépendront essentiellement des premiers blocs tels le duplexeur, le LNA ou les filtres dont les pertes d'insertion devront être minimisées pour relâcher les contraintes sur les autres blocs.

Les différentes contraintes imposées par la norme UMTS offrent peu de flexibilité au niveau des différentes performances des blocs de la chaîne d'un récepteur. Cependant, il est possible de moduler et de répartir ces dernières en fonction des blocs qu'on pourrait utiliser. Pour remplir toutes ces performances, des composants externes au circuit intégré sont d'ailleurs exploités tels le duplexeur ou le filtre passe-bande post-LNA.

Considérons, dorénavant, un à un les différents blocs RF de la chaîne de réception.

III.1. Duplexeur et LNA

III.1.a. Duplexeur

Le duplexeur est le premier maillon de la chaîne de réception. Il permet la sélection de la bande à traiter parmi tous les autres standards (cf. fig. 1.6a) en les atténuant (cf. fig. 1.6b).

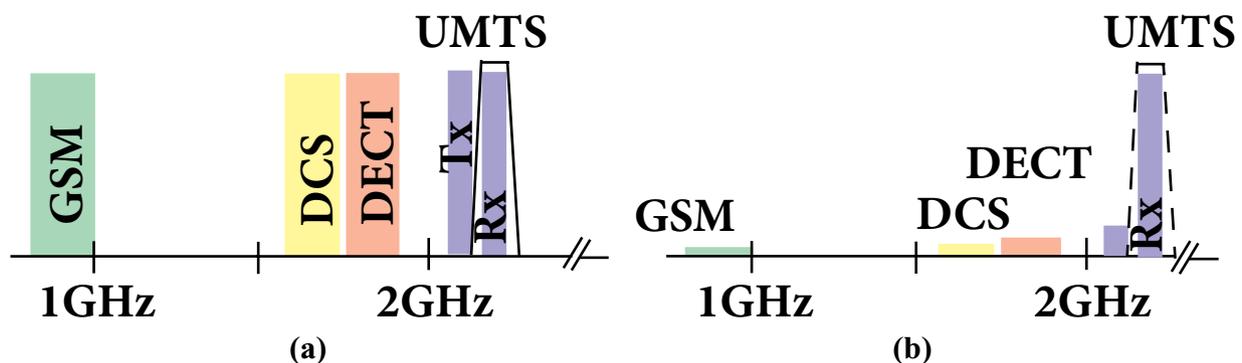


FIGURE 1.6. Rôle du duplexeur : spectre avant (a) et après (b) le duplexeur.

Pour ne pas être perturbé par la bande de transmission, de hauts niveaux d'atténuation à proximité de la bande de réception sont à atteindre. Des dispositifs de filtrage tout intégrés ne le permettent pas du fait des faibles facteurs de qualité obtenus sur substrat silicium. En outre, dans un souci de coût, la taille des composants externes à exploiter demeure un critère de sélection.

Il y a en fait 3 technologies vendues actuellement sur le marché du duplexeur : le céramique, le SAW et le BAW avec des résonateurs FBAR (Film Bulk Acoustic Resonator). Les duplexeurs céramiques ont été utilisés pour le standard PCS. Mais ils ont tendance à être plus encombrant spatialement et souffrent d'une incapacité à être miniaturisés. Les duplexeurs SAW ont été introduits sur le marché en 2001 et concurrencent, dorénavant, la technologie céramique. Plus compact, ils offrent de meilleures performances notamment pour les filtres intermédiaires. Par la suite, les duplexeurs FBAR/BAW ont été développés. En plus de présenter, moins de pertes d'insertion, ils permettent de conduire plus de puissance ce qui peut présenter un intérêt particulier en émission.

III.1.b. LNA

Compte tenu des niveaux de signal arrivant sur l'antenne, il est nécessaire d'amplifier les signaux contenant l'information utile sans ajout important de bruit, fonction remplie par l'amplificateur faible bruit (LNA). Considérons, dorénavant, l'ensemble amplificateur de puissance (Power Amplifier)-duplexeur-antenne de la partie d'émission et l'ensemble antenne-duplexeur-LNA de la partie réception pour établir des spécifications.

En ce qui concerne la linéarité, les produits d'intermodulation d'ordre 3 intervenant hors de la bande, proviennent des pertes de l'émetteur pendant la transposition de l'information à plus hautes fréquences et ce entre le LNA et le mélangeur. Elles permettent de définir des bloqueurs dans la bande du récepteur. Ainsi, hors de la bande de réception, 3 bandes de niveaux de signaux norment les spécifications WCDMA en fonction du gain de l'amplificateur de puissance (PA) comme l'indique le tableau 2 [3GPP34.121]. Dans chacune des bandes, une estimation des pertes d'insertion minimale est fournie. Ces valeurs sont des ordres de grandeur et peuvent varier en fonction des performances des interrupteurs d'antenne (communément appelés en anglais antenna switches) et du duplexeur choisi.

Tableau 2 : Niveaux des bloqueurs hors-bande de la bande de réception de la norme UMTS.

Bandes	Intervalles de fréquences (MHz)	Niveau de puissance à la sortie du PA ou à l'entrée de l'antenne (dBm)	Atténuation min. (dB)	Niveau de puissance au LNA (dBm)
bande Tx	1920-1980	29 (PA)	50 (Tx-Rx)	-21
bande 1 de bloqueurs	2050-2075	-44 (antenne)	2 (antenne-Rx)	-46
bande 2 de bloqueurs	2025-2050	-30 (antenne)	10 (antenne-Rx)	-40
bande 3 de bloqueurs > bande Tx	2015-2025	-15 (antenne)	25 (antenne-Rx)	-40
bande 3 de bloqueurs < bande Tx	1679-1840	-15 (antenne)	44 (antenne-Rx)	-59

Une plus grande atténuation hors bande du duplexeur permettrait de relâcher les contraintes de linéarité au détriment d'une augmentation des pertes d'insertion dans la bande du signal désiré, notamment par la mise en cascade d'étages supplémentaires. Les bloqueurs intervenant hors de la bande désignent, en fait, un signal interférentiel non désiré tombant à plus de 15MHz du canal de réception d'un utilisateur. Les niveaux de bloqueurs dans la bande vis-à-vis du canal utilisateur de fréquence f_0 sont exposés dans le tableau 3.

Tableau 3 : Niveaux des bloqueurs dans les canaux adjacents d'un canal de la norme UMTS.

Fréquence	Puissance (dB _m)
f_0	-114
$f_0 \pm 5$ MHz	-81
$f_0 \pm 10$ MHz	-56
$f_0 \pm 15$ MHz	-44

Les conditions précédentes garantissent un BER n'excédant pas 0,001.

Les bloqueurs permettent de définir les non-linéarités d'ordre 3 dans la bande et hors-bande (cf. tableau 4).

Tableau 4 : Niveaux d'IIP3 et d'IIP2 requis dans la bande et hors-bande.

	En bande (dBm)	Hors-bande (dBm)
IIP3	>-19,5	-4,5<IIP3<1,5
IIP2	>10 à 15MHz de la fréquence du canal avec 2tons espacés de 1MHz	>72 dans le Tx

Le LNA amplifie le signal à exploiter en minimisant l'ajout de bruit mais ses imperfections notamment en terme de linéarité ajoutent des bloqueurs qu'il convient d'atténuer pour ne pas polluer les données utiles à extraire. Abordons alors le filtre passe-bande post-LNA.

III.2. Filtre passe-bande post-LNA

En réception, l'effet des non-linéarités d'ordre pair sur les performances du système est non négligeable. En effet, supposons que 2 bloqueurs aux fréquences f_1 et f_2 de forte puissance et proche du signal utile arrivent en même temps sur l'antenne, comme l'illustre la figure 1.7. Du fait de la non-linéarité d'ordre 2 du LNA, son signal de sortie contient un terme à la fréquence f_1-f_2 . Les imperfections des mélangeurs et notamment les fuites et couplages entre l'entrée RF et la sortie engendrent une transmission d'une fraction du signal d'entrée sans translation de fréquence. Par conséquent, la composante fréquentielle parasite basse fréquence peut venir perturber le signal utile comme le montre la figure 1.7.

L'utilisation de LNA et de mélangeur différentiels permet de réduire la distorsion d'ordre pair même si la conversion du signal de réception en un signal différentiel peut s'avérer problématique. De plus, l'usage d'un filtre post-LNA permet d'atténuer les niveaux des intermodulations d'ordre 2 issus du LNA et d'atténuer les effets indésirables des imperfections des mélangeurs.

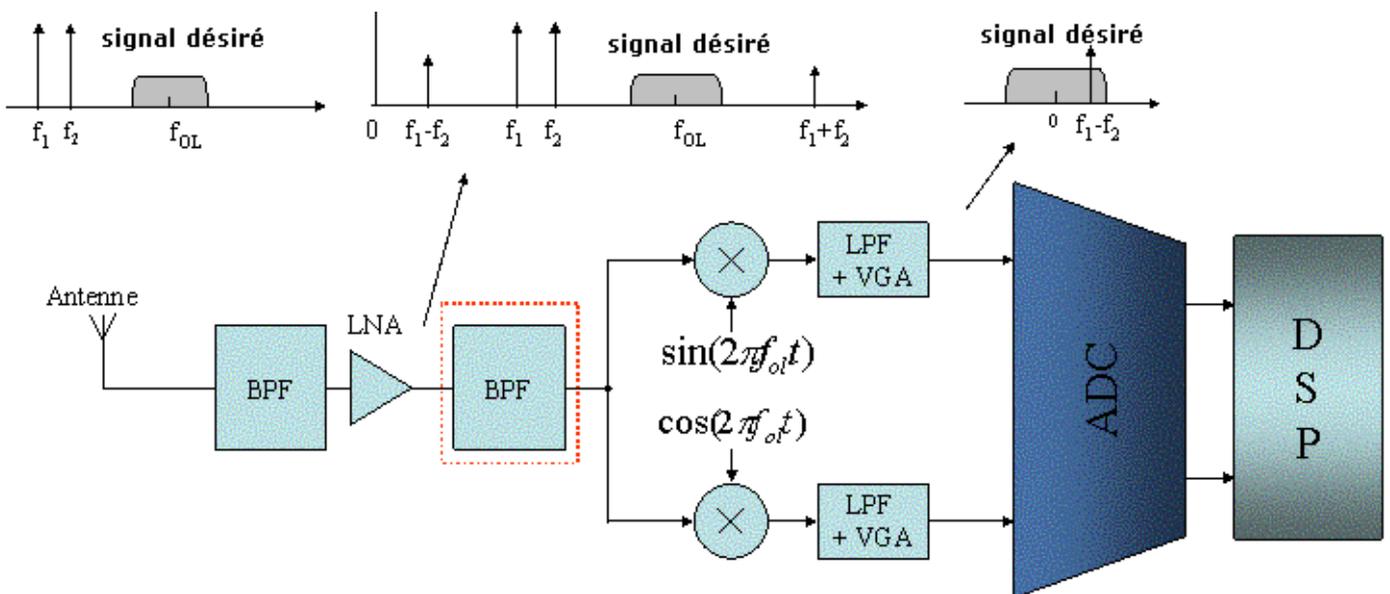


FIGURE 1.7. Impact des non-linéarités d'ordre 2 du LNA d'une chaîne de réception homodyne.

Des filtres présentant une bonne sélectivité, un bon facteur de qualité et une bonne atténuation hors-bande seront employés. La technologie SAW fournit des filtres à fort facteur de qualité satisfaisant les spécifications drastiques des standards mobiles comme par exemple de bonnes atténuations hors-bande. La figure 1.8 illustre, en outre, le gabarit du filtre post-LNA à satisfaire.

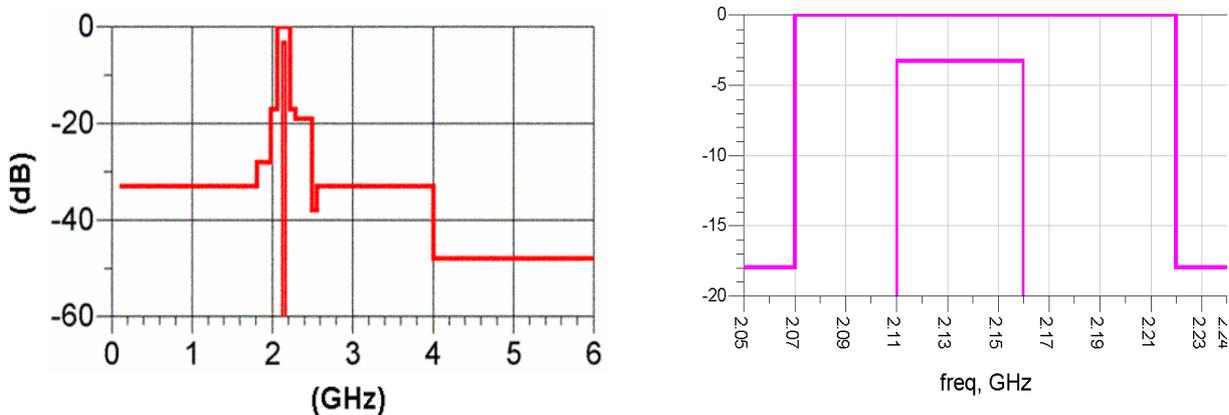


FIGURE 1.8. Gabarit du filtre SAW post-LNA en (a) bande coupée, (b) bande passante.

Le tableau 5 précise les différents niveaux d'atténuation requis selon les bandes de fréquences.

Tableau 5 : Atténuation requise pour le filtre post-LNA d'une chaîne homodyne WCDMA.

Bandes de fréquences (GHz)	Atténuation (dB)		
	MIN	TYP	MAX
0-1,805		-33	
1,805-1,98		-28	
1,98-2,06		-17	
2,11-2,17	-3,8		0
2,218-2,288		-17	
2,288-2,49		-19	
2,49-2,55		-38	
2,55-4		-32	
4-6		-50	

Ces fonctions de filtrage sont établies par des filtres externes de type SAW dont les performances caractéristiques sont données dans le tableau 6.

Tableau 6 : Spécifications des filtres SAW [EPCOS]

Fréquence centrale	Pôles	Pertes d'insertion max. (dB)	Atténuation min. (MHz/dB)	Taille l x L x h (mm ³)
2140	2	2,0	1980/30	3,6x3,7x1,9
2140	3	2,5	1980/40	4,5x3,9x2,3

Cependant, la fréquence d'opération de tels filtres dépend de leur structure d'électrodes en peigne interdigité. En effet, la distance d entre ces derniers et leurs largeurs l détermineront la fréquence de travail telle que :

$$f = \frac{V}{\lambda} = \frac{V}{2(d+l)} \quad \text{eq. 1.3}$$

où V désigne la vitesse de propagation dans le matériau piézoélectrique.

Ainsi, plus on travaille haut en fréquences, plus on doit réduire la distance entre les doigts des peignes ce qui poserait, à terme, un problème de photolithographie. En effet, pour un filtre à 2GHz, les doigts sont espacés typiquement de 0,5µm. Certes, les filtres SAW ont une dimension relativement petite comparativement à certains dispositifs de filtrage mais ils présentent le désavantage de ne pas pouvoir être intégrés "on chip" du fait de leur dépendance de la température et l'obligation de les encapsuler dans un boîtier fermé hermétiquement [BOL97].

Les filtres SAW restent néanmoins incontournables notamment dans le domaine des mobiles. Ils permettent de sélectionner idéalement le bon canal dont le signal reste à être traité en bande de base après une transposition de fréquence.

III.3. Transposition de fréquence : Oscillateur local et mélangeur

III.3.a. Synthèse de fréquences indirecte

Afin de transposer le signal en bande de base, le signal RF est multiplié par un signal sinusoïdal à la fréquence du canal à traiter. Ce signal est généré par l'oscillateur local dont la fréquence est contrôlée sur toute la bande de réception. Il doit présenter une certaine pureté spectrale et présenter un bruit de phase suffisamment faible pour ne pas polluer les canaux adjacents. Une boucle à verrouillage de phase permet d'atteindre une bonne stabilité de la fréquence souhaitée avec un niveau de bruit faible. Rappelons simplement que le bruit de phase permet de prendre en compte spectralement le bruit relatif autour d'une fréquence fondamentale à un décalage de fréquence près.

Restreignons nous à détailler simplement une PLL à division entière. Cette dernière est composée d'une fréquence de référence f_{ref} , consigne d'entrée, d'un comparateur de phase, d'un filtre de boucle, d'un VCO, d'un diviseur qui permet de ramener le signal haute fréquence à une fréquence plus basse f_{out_div} pour la comparaison (cf. fig. 1.9a). Lorsque les deux signaux f_{out_div} et f_{ref_div} sont en phase, la boucle est verrouillée et la tension V_c moyennée par le filtre est constante. Ainsi, puisque la fréquence d'un signal est la dérivée de sa phase par rapport au temps, nous obtenons $f_{out_div} = f_{ref_div}$ et $f_{out} = \frac{N}{M} f_{ref}$.

Sommairement, si nous considérons la PLL en régime verrouillé et que nous linéarisons chacun des blocs qui la constitue, nous obtenons sa fonction de transfert qui traduit son comportement en chacun de ses noeuds. Ainsi, en terme de bruit, la PLL recopie, dans la bande passante du filtre f_{PLL} , le bruit de l'oscillateur fournissant la fréquence de référence et ce décalé de $10\text{Log}(N)$ puis le bruit du VCO (cf. fig. 1.9b). De plus, la résolution en fréquence étant directement liée à la fréquence de référence, l'acquisition d'un pas de fréquence petit entraîne une fréquence de référence faible et donc un rapport de division N élevé. Le bruit de phase lié à la source de référence va, par conséquent, être considérablement augmenté. Une bande passante réduite pour la PLL sera alors nécessaire pour contrecarrer cette augmentation de bruit ce qui ira à l'encontre d'un verrouillage rapide de la boucle.

Il n'est, néanmoins, pas possible de prendre la bande passante de la PLL aussi large que possible. En effet, la division et la comparaison étant cadencées à la fréquence f_{ref_div} , des raies parasites plus ou moins filtrées par la boucle apparaissent. Le choix de la bande passante du filtre qui est fonction du choix de f_{ref_div} est, en fait, un compromis entre la stabilité de la boucle, son temps d'établissement et sa pureté spectrale.

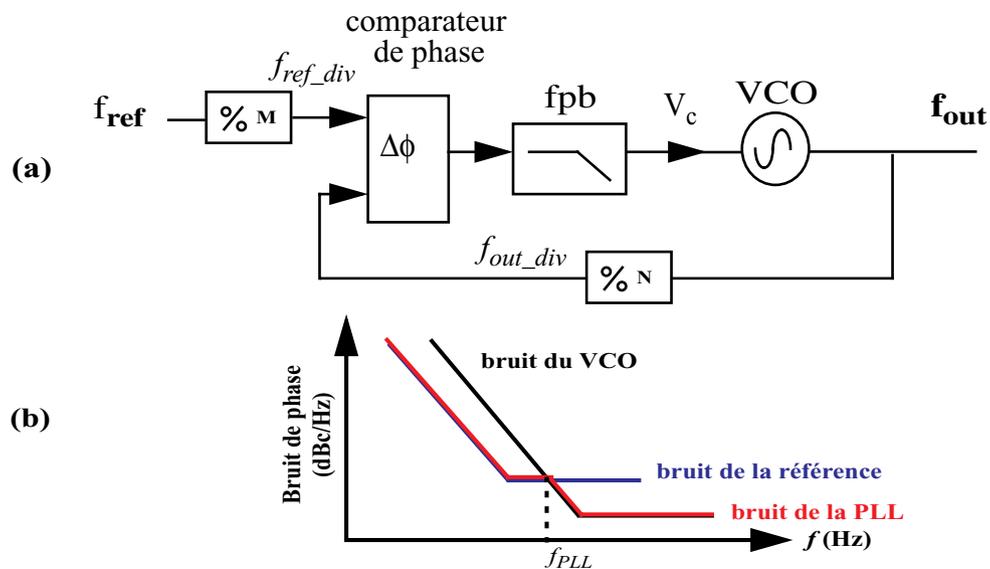


FIGURE 1.9. (a) Schéma de principe et (b) bruit de phase d'une PLL.

La fréquence de référence est, donc, un paramètre important qui fixe le comportement dynamique et le comportement en bruit de la PLL. D'une manière générale, elle doit être la plus grande possible pour :

- éloigner les raies parasites de la raie principale, ce qui relâchera les contraintes de filtrage.
- assurer une plus grande stabilité obtenue si la bande passante de la PLL est très inférieure à la fréquence f_{ref_div} $f_{PLL} < \frac{f_{ref_div}}{10}$.
- accrocher le bruit de phase de la fréquence de référence qui est plus petit que celui du VCO sur une plus grande bande.
- diminuer le rang de division et donc le bruit de phase de la PLL.
- et diminuer le temps d'établissement.

Cependant, puisque f_{out} est égale à N fois la fréquence f_{ref_div} avec N un nombre entier, cette dernière ne peut pas être plus grande que la différence de fréquence séparant deux canaux. Ainsi, le filtrage du bruit de phase des oscillateurs ne peut être assuré que très près de la fréquence de la porteuse et il reste insuffisant pour la plupart des applications radiofréquences modernes. Pour améliorer la synthèse de fréquence à base de boucle à verrouillage de phase, il est impératif d'augmenter sa bande passante. Plusieurs solutions existent comme par exemple la boucle à verrouillage de phase fractionnaire dont le rang de division est changé dynamiquement et permet ainsi de réaliser un rang de division moyen non entier. Si le rang de division n'est plus entier, la fréquence de référence peut, de fait, être augmentée sans modifier le pas de fréquence. L'augmentation de la fréquence de référence entraîne celle de la fréquence de coupure du filtre de boucle (et donc de la bande passante de la PLL) [BAD00].

III.3.b. Spécification en bruit de phase d'un synthétiseur de fréquence

Pour une application RF donnée, les standards fixent :

- la valeur minimale de la puissance du canal à recevoir (P_c en dB_m ou dBV),
- la valeur maximale de la puissance des canaux interférents situés à un écart de fréquence Δf_c du canal à recevoir noté $P_{interf\acute{e}rence}(\Delta f_c)$ en dB_m ou dBV,
- et la valeur minimale du rapport puissance du signal désiré sur la puissance du signal interférant après mélange ($P_{d\acute{e}sir\acute{e}}/P_{interf\acute{e}rence_min}$ en dB).

En moyennant le bruit de phase sur la bande de fréquence ($\Delta\omega$) qui nous intéresse et qui est située à un offset de fréquence Δf_c de la fréquence de l'oscillateur local (cf. fig. 1.10), le bruit de phase requis est alors donné par :

$$L(\Delta f_c) = P_c - P_{interf\acute{e}rence}(\Delta f) - 10 \text{Log} \left(\frac{P_{d\acute{e}sir\acute{e}} \Delta\omega}{P_{interf\acute{e}rence_min}} \right) \quad \text{eq. 1 .4}$$

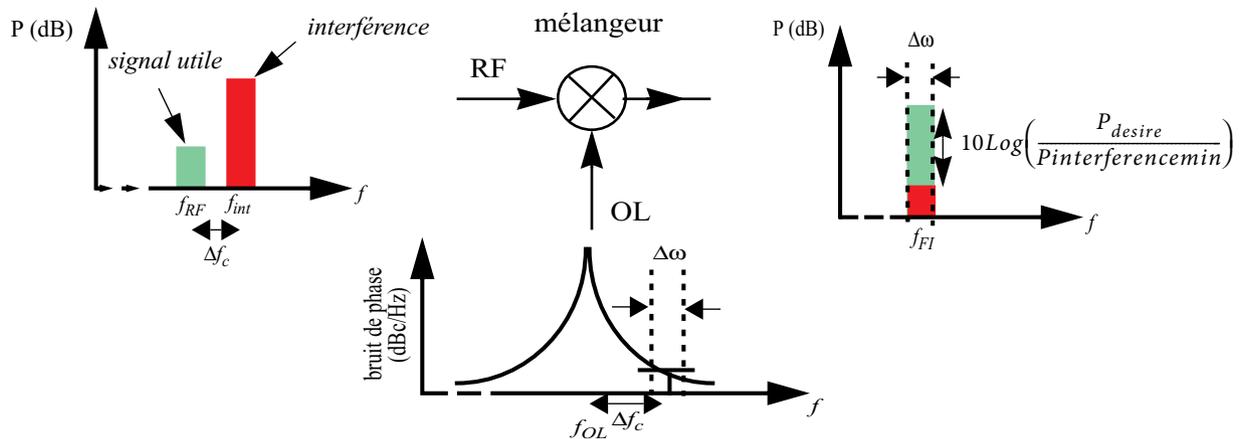


FIGURE 1.10. Spécification d'un bruit de phase d'un oscillateur local au sein d'un récepteur RF.

Selon le rang de division M de la PLL et le(s) standard(s) ciblé(s), nous utiliserons un certain type d'oscillateurs à quartz comme fréquence de référence. Les récepteurs/émetteurs évoluent en fonction des générations de quartz dont la sensibilité à une charge et la taille ont été améliorées. Par exemple, un cristal à 13MHz faisait typiquement $3 \times 5 \text{mm}^2$ tandis qu'actuellement un quartz à 26MHz a une taille de $3,2 \times 2,5 \text{mm}^2$ avec aucune augmentation de coût. Les cristaux sortant sur le marché ont notamment une taille de $2,5 \times 2 \text{mm}^2$. En outre, comme il est souhaitable d'avoir une fréquence de référence de largeur de l'étalement du spectre d'un paquet de données d'un standard, les chaînes de réception/transmission favorisent l'entrée des quartz à 38,4MHz pour les mobiles de 3^{ième} génération. Un synthétiseur de fréquence devra, de plus, atteindre un bruit de phase minimum de -125dBc/Hz à 1MHz de la fréquence du canal considéré en vue notamment de répondre à la problématique du mélangeur.

III.3.c. Problématique du mélangeur

Un mélangeur n'a pas une isolation parfaite entre ses entrées et ses sorties ce qui engendre des problèmes de génération d'offset DC. Pour le récepteur, le problème principal est l'effet des fuites au sein du mélangeur et d'une multiplication d'un signal par lui-même. Lors de l'émission, le signal utile est multiplié par la porteuse puis fortement amplifié (par le PA). Ce

dernier signal se propagera, par couplage capacitif, dans la puce et son substrat jusqu'au mélangeur où il sera multiplié par l'oscillateur local. Il risque de compromettre la démodulation en entrant en perturbations à travers le mélangeur avec le signal reçu simultanément. Il dégrade la sélectivité et surtout la sensibilité de plusieurs manières :

- par fuite des bloqueurs vers l'entrée OL du mélangeur (cf. fig. 1.11a),
- par fuite du signal de l'oscillateur local vers l'entrée RF (cf. fig. 1.11b).

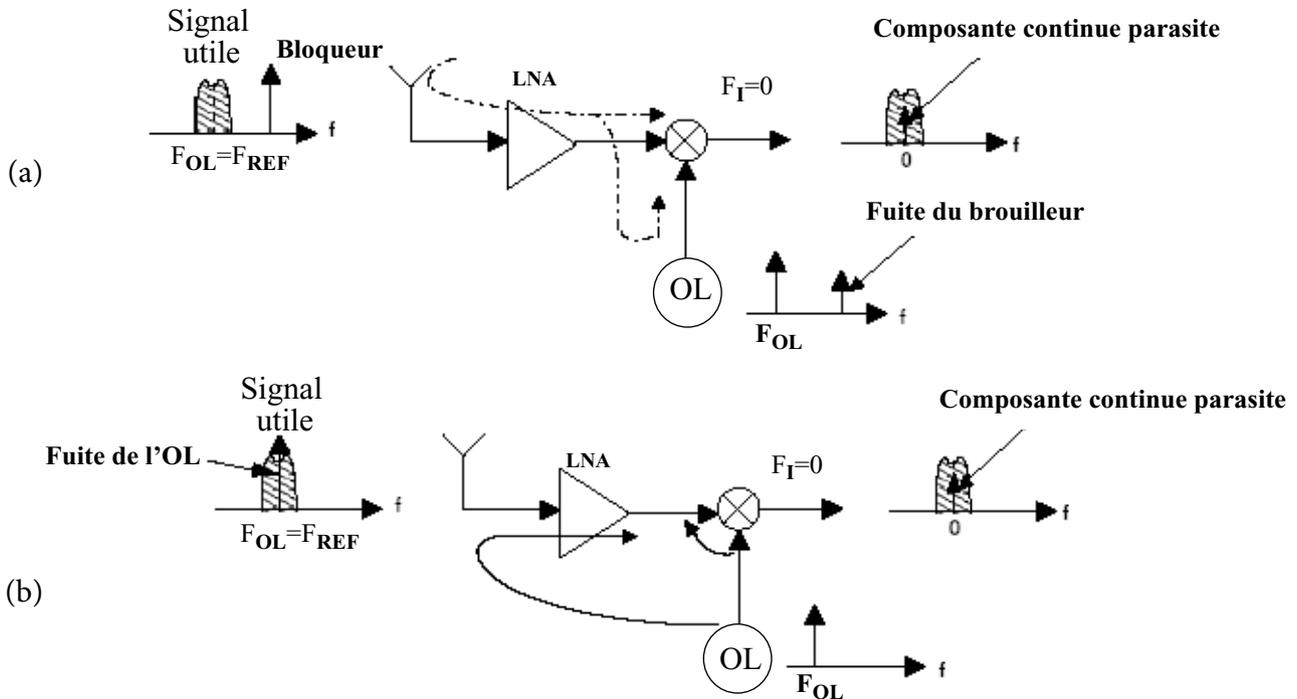


FIGURE 1.11. Impacts du bruit avec l'association oscillateur local/ mélangeur.

L'ensemble du bruit est transposé lors de la translation de la fréquence porteuse vers la bande de base (cf. fig. 1.12).

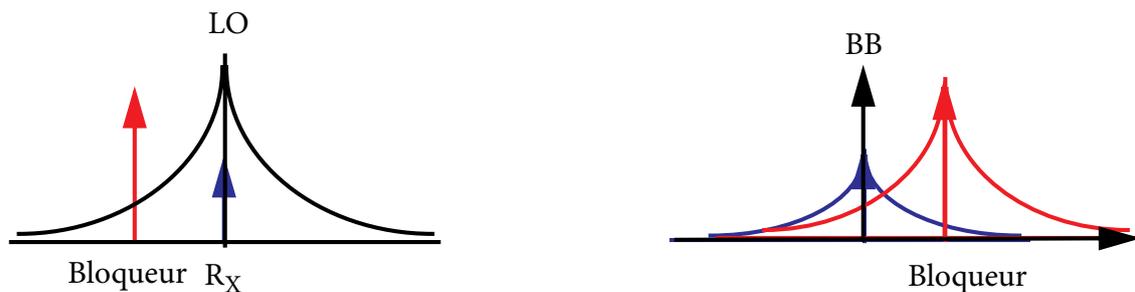


FIGURE 1.12. Impact du bruit de phase en bande de base.

Un niveau de bruit de phase minimum est ainsi exigé pour transmettre le signal qui sera traité et démodulé par le reste de la chaîne afin de détériorer le plus faiblement possible le rapport signal à bruit. Dans le cas du WCDMA qui exploite une modulation QPSK dont l'encodage dépend de la phase, le bruit de phase impacte, donc, directement les états de phase du signal codé, créant une incertitude sur la décision lors de la démodulation. Lors de la multiplication avec le signal RF qui comprend des bloqueurs et des signaux utiles tels que les canaux adjacents au canal auquel nous nous intéressons, le bruit de phase est transposé à chacune des raies et les différents niveaux de bruit s'accumulent et perturbent le signal utile.

IV. Conclusion

Les chaînes de réception homodyne, de par leur architecture, sont hautement intégrables et leur consommation est grandement liée aux fonctions entre l'antenne et la partie traitement de l'information en bande de base. Comme illustré précédemment, des performances particulièrement drastiques sont exigées nécessitant notamment l'usage de composants externes ce qui va à l'encontre de nos considérations de minimisation de taille et de coût des puces. Par ailleurs, le bruit de phase de la partie oscillateur local semble être l'un des critères le plus critique.

L'optimisation de la consommation et la conception d'une chaîne de réception tout intégrée pourraient être envisagées avec l'émergence des résonateurs BAW dont le facteur de qualité permet d'entrevoir un remplacement des filtres SAW d'une chaîne de réception WCDMA et une nette amélioration des performances en bruit de phase des oscillateurs et ce pour une consommation plus faible. En effet, leur compatibilité avec les procédés de fabrication silicium permet d'envisager l'intégration de filtres RF et d'oscillateurs au plus près du circuit intégré.

V. Références

- [3GPP34.121]** 3rd Generation Partnership Project, Technical Specification Group Radio Access Network, Terminal conformance specification, Radio transmission and reception (FDD) (3GPPTS 34.121 version 6.3.0 Release 6)
- [BAD00]** F. Badets, “Contribution à l’étude de la synchronisation des oscillateurs : intégration des oscillateurs synchrones dans les systèmes radiofréquences en technologie silicium”, mémoire de thèse, université de Bordeaux 1, 2000.
- [BOL97]** L. Bolaji, Olutade and William D. Hunt, “Sensitivity Analysis of a Thin Film Bulk Acoustic Resonator Ladder filter”, IEEE International Frequency control Symposium, 1997.
- [LIE02]** D. Y. C Lie , J. Kennedy, D. Livezey, B. Yang, T. Robinson, N. Sornin, T. Beukema, L. E. Larson, A. Senior, C. Saint, J. Blonski, N. Swanberg, P. Pawlowski, D. Gonya, X. Yuan, and H. Zamat, “A Direct-Conversion W-CDMA Front-End SiGe Receiver Chip”, Proceedings of the IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 2002, pp. 31-34
- [TS125.101]** ETSI TS 125 101 V6.9.0 (2005-09), Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); User Equipment (UE) radio transmission and reception (FDD) (3GPP TS 25.101 version 6.9.0 Release 6)
- [TS125.102]** ETSI TS 125 102 V6.1.0 (2005-06), Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); User Equipment (UE) radio transmission and reception (TDD) (3GPP TS 25.102 version 6.1.0 Release 6)

Chapitre 2. La technologie BAW et son accordabilité

Ce chapitre traitera, dans un premier temps, de la technologie BAW. Nous nous attacherons à bien comprendre les phénomènes physiques pouvant affecter ces résonateurs piézoélectriques en vue de les modéliser correctement et de connaître les différentes dispersions fréquentielles à compenser. Dans ce but, nous aborderons, dans un deuxième temps, les différents moyens de les accorder en fréquence.

I. La technologie BAW

I.1. Phénomène piézoélectrique

Deux phénomènes liant des champs électriques à des déplacements mécaniques existent et paraissent intéressants à exploiter : l'électrostriction et la piézoélectricité.

Un champ électrique polarise une substance diélectrique en y introduisant des moments dipolaires. Ce déplacement de charges peut, à partir de leurs positions d'équilibre, modifier les dimensions du solide : c'est l'électrostriction qui existe à un degré plus ou moins important pour tous les cristaux.

Inversement, une modification mécanique des dimensions d'un cristal, par application de contraintes pourra faire apparaître des moments dipolaires mais ce phénomène n'existe que pour quelques cristaux tels que la somme des moments qui apparaissent, ne soit pas nulle. C'est le cas en particulier des cristaux qui n'ont pas de centre de symétrie. Ce phénomène est appelé piézoélectricité. Tandis que l'électrostriction n'est pas réversible, la piézoélectricité est caractérisée par une réciprocité de l'effet direct (apparition d'une déformation mécanique par application d'un champ électrique) et l'effet inverse (apparition d'une polarisation par application de contraintes mécaniques). Dans des cristaux piézoélectriques au repos, les charges électriques sont séparées, mais symétriquement distribuées. Le cristal reste donc électriquement neutre. Quand une pression agit, l'asymétrie des charges génère une tension, phénomène qui peut être

utilisé dans les capteurs de pression ou encore les allume-gaz. L'effet piézoélectrique inverse fait que, lorsqu'on applique un champ électrique, une force importante est créée, causant un déplacement de quelques nanomètres. En fait, lorsque la tension appliquée entre les deux faces de la lame piézoélectrique est alternative, celle-ci vibre. Pour une certaine fréquence, l'amplitude de la vibration devient très importante, le cristal entre en résonance [ZVE67].

L'orientation des cristaux joue un rôle primordial sur les phénomènes piézoélectriques. Il devra être pris en compte pour faire croître un matériau présentant ces propriétés. On appelle axe Z ou axe optique, l'axe de symétrie d'ordre 3. Aucune propriété piézoélectrique ne lui est associée. L'axe X (électrique) et l'axe Y (mécanique) sont dans un plan perpendiculaire à Z . Par rapport à ces axes, on définit des "coupes" utilisées pour les applications principalement électroniques, qui sont baptisées X , Y , NT , AT (cf. fig. 2.1). Une lame piézoélectrique de coupe et de dimensions particulières, possède un certain nombre de fréquences de résonance mécanique propres, déterminées notamment par les épaisseurs des matériaux utilisés. Par exemple, pour un quartz, une coupe AT , les fréquences de résonances sont comprises entre 500kHz et 150MHz tandis que pour une coupe X ou de curie, elles sont de l'ordre de 0,5MHz à 15MHz.

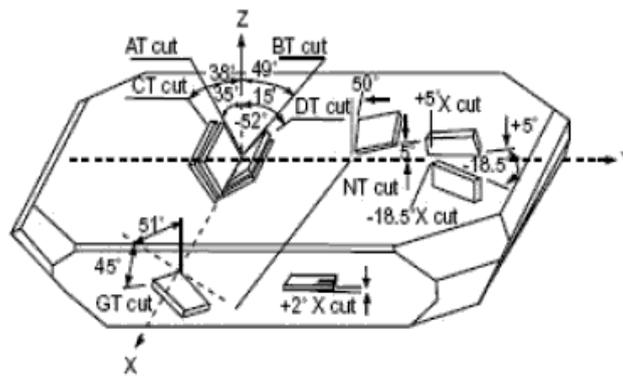


FIGURE 2.1. Orientation et coupe des matériaux piézoélectriques.

Considérons dorénavant l'un des plus célèbres matériaux piézoélectriques : le quartz. L'aspect du monocristal est lié à la configuration de la maille cristalline; celle-ci comprend 3 molécules de S_iO_2 dont la projection sur un plan normal à l'axe optique est représentée par la figure ci-dessous. Dans cette structure, les trajectoires d'électrons, pour prendre l'image de la théorie classique ou les probabilités de présence d'électrons, suivant la théorie quantique, sont telles que la densité moyenne d'électrons est plus grande vers les atomes d'oxygène. On peut

admettre, en gros, sur le schéma que les atomes d'oxygène portent une charge négative et ceux de silicium une charge positive. Dans la configuration de l'hexagone régulier, le barycentre des charges positives coïncide avec celui des charges négatives. Quand on exerce des forces opposées de compression suivant l'axe X , l'édifice cristallin est déformé comme l'indique la figure 2.2. Le barycentre des charges positives est déplacé vers le bas et celui des charges négatives, vers le haut. On fait apparaître un moment électrique. Dans la masse cristalline, d'une maille à la voisine, les charges vont se neutraliser sauf aux deux extrémités, c'est à dire suivant les faces d'une lame normales à X . Sur l'une vont donc apparaître des charges positives et sur la face opposée, des charges négatives. Cette déformation peut être obtenue par une traction suivant l'axe mécanique Y perpendiculaire à X . Si l'on exerce des forces de traction suivant X ou une compression suivant Y , la déformation sera un allongement de l'hexagone suivant X et les charges apparaissant sur les faces terminales seront respectivement de signe opposé à celles du cas précédent.

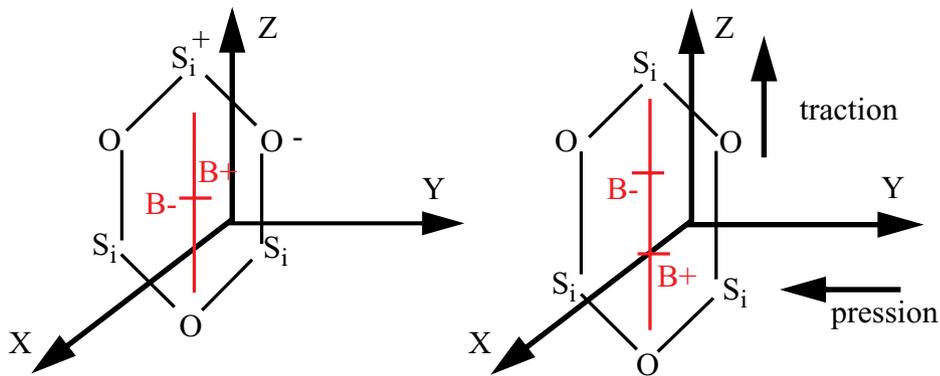


FIGURE 2.2. Phénomène piézoélectrique.

Une lame de coupe X est, en fait, soumise à 3 lois :

- 1. Si l'on applique une force F_x dans le sens de l'axe électrique, il apparaît des quantités d'électricité sur les faces perpendiculaires à Ox . La charge Q sur la face est proportionnelle à la force exercée. Elle dépend de la matière utilisée mais est indépendante des dimensions de la plaque.
- 2. Si l'on applique une force F_y dans la direction de l'axe mécanique, des charges apparaissent à nouveau sur les faces perpendiculaires à Ox , mais de signe opposé à celles du cas précédent.
- 3. Les efforts mécaniques dans la direction de l'axe optique ne donnent lieu à aucun effet piézoélectrique.

Si une lame de Curie est soumise à une force ou à une tension électrique variant dans le temps, elle peut se mettre à vibrer longitudinalement (normalement aux faces).

I.2. Les résonateurs BAW

Un résonateur BAW est typiquement composé de 3 éléments de base :

- couche piézoélectrique,
- isolation acoustique qui permet de distinguer les TFBARs (Thin Film Bulk Acoustic Resonator) avec leur cavité d'air des SMRs (Solidly Mounted Resonator) exploitant un miroir de Bragg,
- et électrodes.

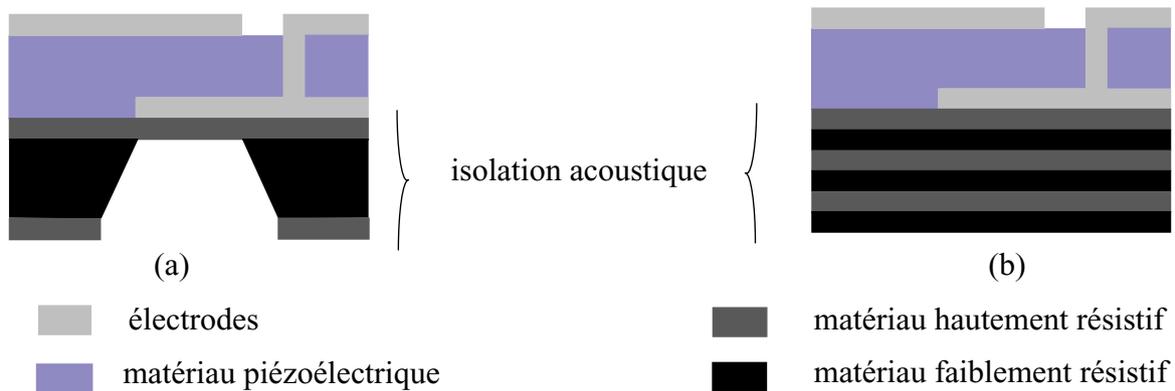


FIGURE 2.3. Structures des résonateurs BAW : TFBAR (a) et SMR (b).

Un résonateur BAW est caractérisé, tout comme les quartz, par différents modes qui associent une fréquence de résonance à une fréquence d'anti-résonance. Nous appellerons f_s la fréquence de résonance car qualifiée de fréquence série et f_p , celle d'anti-résonance encore appelée fréquence parallèle pour son équivalence à une résonance parallèle. L'écart entre f_s et f_p dépend du coefficient de couplage électromécanique k_t^2 , propre au matériau piézoélectrique utilisé.

$$k_t^2 = \frac{\frac{\pi f_s}{2 f_p}}{\tan \frac{\pi f_s}{2 f_p}} \approx \frac{\pi^2 f_p - f_s}{4 f_p} \quad \text{eq. 2.1}$$

Entre f_s et f_p , le résonateur a un comportement selfique. A l'extérieur de cet intervalle de fréquence, il agit comme une capacité dont la valeur dépend de son dimensionnement. À f_s , il est, idéalement, équivalent à une impédance nulle tandis qu'à f_p , il est équivalent à une impédance infinie comme l'illustre la figure 2.4.

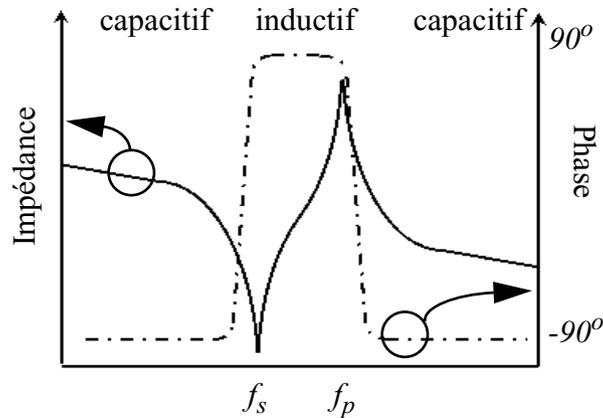


FIGURE 2.4. Impédance du résonateur.

Un résonateur piézoélectrique a, comme souligné précédemment, plusieurs modes de résonance et ce de manière harmonique. Pour exploiter un mode particulier, il faut dimensionner le résonateur de telle sorte à adapter son impédance caractéristique à la fréquence harmonique voulue. Notons que le coefficient électro-mécanique du $n^{\text{ième}}$ mode est alors :

$$k_{t,n}^2 = \frac{k_t^2}{n^2} \quad \text{eq. 2.2}$$

Détaillons, dorénavant, chacune des composantes d'un résonateur BAW.

I.2.a. La couche piézoélectrique

Plusieurs matériaux ont des propriétés piézoélectriques : le nitrure d'aluminium (AlN), l'oxyde de zinc (Z_nO), le sulfure de zinc (Z_nS) ou encore le titanate de zirconium (PZT). Les critères électroniques déterminant le choix de l'un plutôt qu'un autre seront le coefficient électromécanique qui limitera la bande passante réalisable du filtre, les pertes du diélectrique et leur stabilité en température. La compatibilité avec des procédés de fabrication des salles blanches

silicium sera, bien évidemment, une condition incontournable pour une co-intégration de ces 2 technologies.

Aujourd'hui, deux matériaux principaux sont restés très utilisés de par leurs différentes propriétés : l'oxyde de zinc Z_nO et le nitrure d'aluminium AlN. Le tableau 1 résume quelques paramètres caractéristiques de ces 2 matériaux ([CHE06],[PAN05],[LOE03]). Certes, l'AlN présente un plus petit coefficient électromécanique que le Z_nO mais il bénéficie d'une plus grande stabilité en température que son concurrent. De plus, il est caractérisé par une forte conductivité thermique. Le Z_nO n'est, d'ailleurs, pas compatible avec une salle blanche pour procédé silicium. Ainsi, l'AlN est préféré au Z_nO qui est caractérisé également par une faible tension de claquage et de grandes pertes électriques. L'AlN, quant à lui, observe un bon comportement piézoélectrique, des coefficients d'expansion thermique, des courants de fuite, des pertes diélectriques et élastiques faibles. Cependant, il est plus facile de déposer du Z_nO que de l'AlN dont la dureté est plus grande que son homologue.

Tableau 1 : Comparaison entre l'AlN et Z_nO

Paramètres matériau	AlN	Z_nO
K_t^2 (en %)	6,5	7
Coefficient de variation en température (ppm/°C)	-25	-60
Permittivité relative ϵ_r	8,5	10,2

Les technologies BAW actuelles utilisent le nitrure de l'aluminium comme matériau piézoélectrique.

I.2.b. L'isolation acoustique

L'isolation acoustique est constituée, dans le cas des TFBARs que l'on peut qualifier de structure suspendue, par une cavité étanche qui absorbe l'énergie acoustique du fait de l'interface air-solide (obtenu par micro-usinage). Dans le cas des SMRs, elle consiste en un empilement de plusieurs bi-couches alternant un matériau de faible impédance et un matériau de forte impédance d'épaisseur $\frac{\lambda}{4}$. Une grande partie de l'onde acoustique est réfléchi, réduisant

ainsi les pertes vers le substrat. Le nombre de bi-couches d'isolation dépend des matériaux utilisés. L'énergie de transfert d'une couche à une autre dépend, en effet, du rapport de leur impédance. Ainsi, la bi-couche dioxyde de silicium/tungstène (SiO_2/W) a été préférée à la bicouche SiO_2/AlN dont le rapport d'impédance reste inférieur à la première ce qui a pour conséquence directe de devoir utiliser un nombre plus petit de bi-couches pour un même niveau d'isolation.

Notons que les résonateurs de type SMR sont affectés, de par leur isolation acoustique, d'une rigidification de leur structure ce qui permet de réduire considérablement les résonances parasites comparativement aux FBARs.

I.2.c. Les électrodes

L'électrode inférieure sera le support sur lequel on fera croître la couche piézoélectrique dont la qualité et l'orientation dépendront notamment du matériau utilisé et de son dépôt (rugosité du matériau). Plusieurs critères orienteront le choix d'une électrode dont les caractéristiques les plus primordiales sont : la densité volumique, la vitesse acoustique, l'impédance acoustique et la résistivité.

En effet, un matériau à faible densité volumique sera préféré dans la mesure où l'effet de charge de la couche piézoélectrique par l'électrode supérieure sera plus facile à contrôler notamment par le dépôt d'une couche plus épaisse. De plus, [YOK04] montre que pour se prémunir de résonances parasites, il convient d'avoir des électrodes qui présentent une plus grande impédance acoustique que celle de la couche piézoélectrique. Une électrode présentant une grande impédance acoustique permet d'optimiser également le coefficient de couplage du résonateur et donc l'écart entre la fréquence de résonance et la fréquence d'anti-résonance.

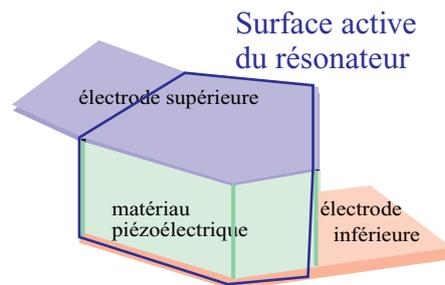
Par ailleurs, les électrodes sont susceptibles de diminuer fortement le facteur de qualité des résonateurs de par leur résistivité. Elles doivent être, cependant, maintenues fines pour minimiser les pertes acoustiques bien que cela ait tendance à augmenter les pertes de conduction.

En ce qui concerne le choix du matériau qui sera identique pour l'électrode inférieure et l'électrode supérieure, un matériau peu résistif mais présentant une impédance acoustique élevée sera donc préféré. Le tungstène et le molybdène conviennent pour satisfaire ces 2 critères contrairement à l'aluminium (cf. tableau 2).

Tableau 2 : Caractéristiques de quelques matériaux pouvant être utilisés comme électrodes

Matériaux	Vitesse acoustique (m/s)	Impédance acoustique (kg/s/m ²)	Résistivité (mW.cm)
Aluminium (Al)	6450	1,74.10 ⁷	2,67
Tungstène (W)	5220	10,1.10 ⁷	5,4
Molybdène (Mo)	6660	6,85.10 ⁷	5,7

En outre, afin de diminuer la constitution d'une onde longitudinale (les ondes de Lamb), des formes non homogènes sont données aux électrodes. C'est ce qu'on appelle l'apodisation des électrodes.

**FIGURE 2.5. Schéma d'un résonateur apodisé.**

Enfin, la zone active d'un résonateur est comprise entre l'électrode inférieure et supérieure i.e. zone effectivement excitée électriquement par un champ électrique homogène. En exploitant de l'AlN, nous utilisons typiquement des résonateurs d'impédance caractéristique 50Ω à 2GHz présentant une surface active de 150μm x 150μm.

Les fréquences de fonctionnement seront abordées plus précisément dans la partie suivante.

I.3. Fréquences de fonctionnement des résonateurs BAW

Pour atteindre des fréquences de l'ordre du gigahertz, la fabrication de résonateurs BAW ne nécessitent pas de procédés lithographiques submicroniques. En revanche, les contraintes en terme d'uniformité et de qualité des couches sont extrêmement fortes. Les fréquences caractéristiques sont, effectivement, déterminées par l'épaisseur des différentes couches de matériaux utilisés dans la fabrication des résonateurs BAW. Les contraintes en définition horizontale sont ainsi relaxées. Ce n'est pas le cas lorsque le dispositif est défini en transversal.

Certes, la partie piézoélectrique est prédominante mais selon la théorie des couches minces, une couche mince est toujours solidaire d'un support sur lequel elle est construite et le support influence très fortement les propriétés structurales de la couche qui y est déposée. Notons simplement que l'épaisseur d'une lame piézoélectrique est inversement proportionnelle à la fréquence de fonctionnement. Comme les fréquences de transmission augmentent, des couches plus fines sont exigées ce qui nécessite de rendre les techniques de déposition plus précises. Par ailleurs, l'empilement de couches supplémentaires sur la lame piézoélectrique va la contraindre à résonner à une fréquence plus basse par un effet de charge. Cet effet est à prendre en compte pour le dimensionnement des résonateurs et notamment dans la définition des épaisseurs des différentes couches à déposer.

A titre d'exemple, $3\mu\text{m}$ d'AlN avec des électrodes en aluminium de $0,3\mu\text{m}$ permettent d'obtenir une fréquence de résonance d'environ $1,56\text{GHz}$. Toutes les couches ne nécessitent cependant pas les mêmes degrés de précision que le matériau piézoélectrique. Le tableau 3 expose les déviations fréquentielles d'un résonateur SMR selon des calculs de sensibilité relatifs à une certaine imprécision sur l'épaisseur des différentes couches le composant.

Tableau 3 : Sensibilité des fréquences caractéristiques des résonateurs en fonction des imprécisions des épaisseurs de matériaux à déposer.

SMR	Tableau 3 : Sensibilité des fréquences caractéristiques des résonateurs en fonction des imprécisions des épaisseurs de matériaux à déposer.				
	Couches	Matériaux déposés	Épaisseur (en mm)	$\frac{\Delta d}{d}$ (en %)	$\frac{\Delta f}{f}$ (en %)
électrodes	Électrodes	Al	0,3	4	0,28
matériau piézoélectrique	Matériau piézoélectrique	AlN	3,0	4	2,5
électrodes	Électrodes	Al	0,3	4	0,25
réflecteur 1a	Réflecteur 1a	SiO ₂	0,81	4	0,55
réflecteur 1b	Réflecteur 1b	AlN	1,76	4	0,23
réflecteur 1a	Réflecteur 2a	SiO ₂	0,81	4	0,1
réflecteur 1b	Réflecteur 2b	AlN	1,76	4	<<1
réflecteur 1a	Réflecteur 3a	SiO ₂	0,81	4	<<1
réflecteur 1b					

Par conséquent, les études concernant les couches minces impliquent la détermination de l'épaisseur ou d'un paramètre équivalent. Parmi les méthodes permettant cette détermination, on trouve la pesée qui donne l'épaisseur e en fonction de la masse déposée m selon la relation $e = \frac{m}{sr}$ où s et r sont respectivement la surface et la masse volumique de la couche mince étudiée. Plusieurs dispositifs de pesée ont été mis en oeuvre afin de contrôler précisément l'épaisseur des matériaux en couches minces. Par ailleurs, connaissant la vitesse de dépôt d'un matériau, le temps reste un autre moyen pour commander une épaisseur. Afin d'offrir des procédés de fabrication reproductible, le dépôt de couches sur une même plaque doit être homogène. En 2001, une uniformité des dépôts de couches et donc des fréquences de résonance a atteint une précision de 0,3% sur une plaque de 100mm de diamètre [LAK01] tandis qu'une uniformité de $\pm 1\%$ est prévue pour des plaques de 200mm [LAM04]. Le phénomène de charge de la couche piézoélectrique peut être exploité pour affiner les fréquences de résonance souhaitées. Des procédés coûteux d'abrasion des couches (trimming en anglais) permettent effectivement d'accorder les résonateurs et donc la réponse fréquentielle d'un filtre les utilisant et ce par amincissement des couches des matériaux de niveaux supérieurs. Selon l'homogénéité des

couches déposées, chacun des résonateurs pourra être retouché indépendamment pour pouvoir créer les fonctions désirées. Ainsi, un rendement proche de 100% pourra être atteint mais au prix d'un temps de fabrication relativement long ce qui n'est évidemment pas tolérable.

Outre les imprécisions des procédés de fabrication, des déviations thermiques engendrent des déviations des fréquences caractéristiques plus ou moins importantes selon les matériaux utilisés.

I.4. Dérives des fréquences de résonance

I.4.a. Dérives thermiques

La fréquence de résonance des composants BAW est liée aux dimensions du dispositif mais aussi aux caractéristiques mécaniques des couches (masse volumique, module d'Young et coefficient de Poisson). Or, ces grandeurs évoluent avec la température. Ainsi, la fréquence de résonance varie avec la température. Dans le cadre des résonateurs de type quartz, un coefficient de température $\alpha = \frac{\Delta f}{f\Delta\theta}$ le plus faible possible est obtenu en utilisant d'autres modes de vibration et d'autres tailles du matériau piézoélectrique. Nous pouvons obtenir des vibrations en flexion ou des vibrations en cisaillement schématisées ci-dessous.

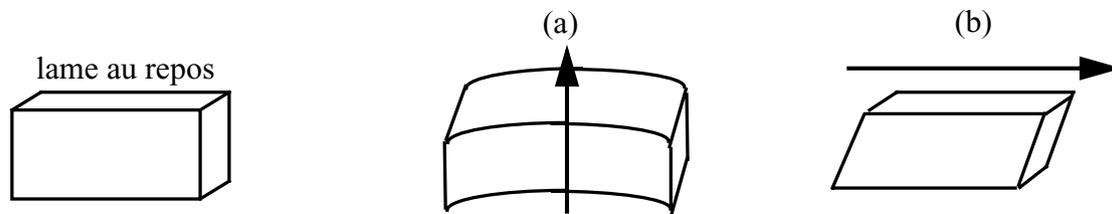


FIGURE 2.6. Modes de vibration : (a) flexion et (b) cisaillement.

Des coupes, sensiblement plus compliquées à réaliser que celle de Curie, permettent d'obtenir ces modes de vibration avec des coefficients de dérives en température (Temperature Coefficient of Frequency : TCF) beaucoup plus faibles. Précisons qu'une erreur de 1° sur une direction de coupe est catastrophique en ce qui concerne le coefficient de température.

Dans le cadre des résonateurs BAW, la croissance de l'AIN favorise un mode de vibration en cisaillement et ce en privilégiant l'axe 001 incliné d'un certain angle. Des mesures

effectuées sur les résonateurs BAW ont permis de déterminer les dérives thermiques en fréquence. Ainsi, la fréquence de résonance et celle d'anti-résonance présentent des disparités. Une dispersion thermique de 17ppm/°C a pu être mesurée sur l'anti-résonance contre 20ppm/°C sur la résonance.

En outre, les résonateurs peuvent être compensés en température en introduisant un matériau ayant une conduction thermique positive comme le S_1O_2 pour réduire le décalage apporté par les électrodes et l'élément piézoélectrique. Mais, ceci a pour désavantage de diminuer le couplage électromécanique. Notons qu'une variation de température engendre une dispersion des fréquences caractéristiques du résonateur. Le dispositif d'accord en fréquence qu'on se propose de réaliser, servira si besoin à compenser également ce type de déviations.

I.4.b. Phénomène de vieillissement

Les phénomènes de vieillissement (*aging* en anglais) sont à l'origine de déviations des fréquences caractéristiques. Ils n'englobent pas les déviations fréquentielles d'origine thermique qui peuvent néanmoins être une source de vieillissement prématuré des composants. Le vieillissement est un phénomène qui intervient non linéairement dans le temps et qui peut prendre des états non continus en fonction de l'allumage et de l'extinction du système dans lequel est inséré le résonateur piézoélectrique. De plus, il peut engendrer des augmentations ou des diminutions des valeurs des fréquences caractéristiques. Notons par ailleurs que des dégradations de facteur de qualité peuvent avoir lieu avec une usure en fonction du temps mais qu'elles ne sont pas prises en compte comme conséquences de phénomènes de vieillissement. Seules les variations fréquentielles sont le sujet d'étude de ce dernier. Tout dispositif présente une courbe de vieillissement dite en baignoire comme l'illustre la figure 2.7.

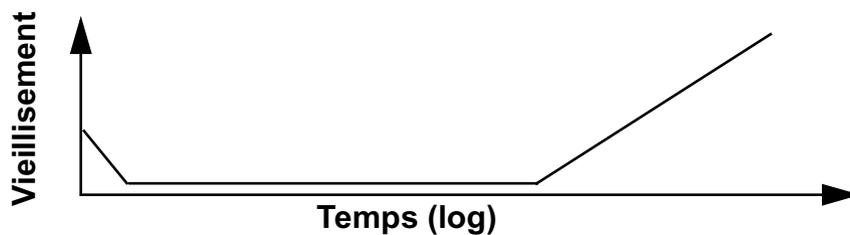


FIGURE 2.7. Courbe de vieillissement en fonction du temps.

Après une phase de stabilisation des dérives fréquentielles, l'évolution du vieillissement est de type logarithmique et ce à une température constante [VIG91].

A l'heure actuelle, les mécanismes de vieillissement ont peu été étudiés et il est bien souvent difficile de les définir. Nous nous attacherons cependant à exposer ci-dessous quelques phénomènes pouvant expliquer le vieillissement d'un composant.

Dans les composants multi-couches, de nombreux phénomènes peuvent être à l'origine d'une détérioration de leurs performances ou de dérives. Les mécanismes de vieillissement sont liés à un transfert de masse à l'interface des différentes couches empilées du à des absorptions ou désorptions de contamination. L'impact sera plus ou moins important en fonction du contaminant, de la nature de la surface d'absorption (cristallographie et donc de la coupe exploitée) et de la température. Des effets d'oxydation [LAK01], de création de reliefs de contraintes, l'évolution des différents matériaux exploités tant au niveau du matériau piézoélectrique que celui qui compose les électrodes peuvent accentuer le vieillissement. Lors des procédés de fabrication, les différents gaz peuvent être une source de contaminants tandis que des contraintes peuvent affecter les différentes couches de matériaux en fonction de la pression ou de la température ambiante. Un dépôt de matériau à forte température favorise, d'ailleurs, la diffusion atténuant la contamination en surface. A l'inverse, un dépôt lent permet une meilleure incorporation des contaminants. Au cours du fonctionnement d'un résonateur, la diffusion et d'autres réactions chimiques entre 2 matériaux peuvent avoir lieu et être à l'origine de modifications de la structure. Du S_iO_2 combiné à un métal qui présente notamment une température d'oxydation inférieure au S_iO_2 peut réduire ce dernier pour conduire le métal dans un état oxydé et pour créer du silicium à l'interface des 2 matériaux [VIG91]. Ainsi, la propriété des couches minces exploitées peut varier sensiblement ce qui peut être accentué selon certaines conditions de température ambiante ou de cycle de température et la présence d'un champ électrique. D'ailleurs, l'aluminium est un métal hautement réactif et ne permet pas d'optimiser la durée de vie d'un résonateur piézoélectrique de par :

- le changement de nature de l'interface piézo/métal,
- l'absorption de gaz ou d'oxygène résiduel présent dans le boîtier par exemple,
- changer de structure sous de forts gradients de contraintes et de température.

De ce fait, on préférera l'or qui est moins réactif, à l'aluminium qui, par contre, présente un facteur de diffusion plus faible. Notons que l'AlN reste un matériau plus stable chimiquement que le ZnO [AIG03] susceptible donc de subir plus rapidement un vieillissement.

I.5. Modèles des résonateurs BAW

I.5.a. Modèle de Mason

Comme la fréquence de résonance et le couplage piézoélectrique dépendent des propriétés et des épaisseurs des différents matériaux, il a été nécessaire de développer des modèles des résonateurs BAW régis par les lois électromécaniques et acoustiques. Ceci a donné lieu au modèle de Mason dont les calculs sont présentés en annexe A. L'établissement de ce modèle se fait en écrivant les conditions aux limites de chacune des couches. Il est donc de type électromécanique et permet de traduire les effets de charge des différents matériaux et leurs interactions mécaniques en fonction des vitesses de déplacement de part et d'autre de la couche.

Par analogie électromécanique, les forces sont représentées par des tensions électriques et les vitesses de déplacement sont représentées par des courants électriques. Ainsi, la couche piézoélectrique est modélisée par un bloc à deux ports en tension et un port en courant du fait de ses caractéristiques piézoélectriques et donc de sa capacité à générer une énergie électro-acoustique en présence d'une force à ses interfaces tandis que les autres matériaux passifs comme les électrodes sont modélisées par des blocs avec des ports essentiellement en tension (cf. fig. 2.8).

Tous ces blocs intègrent des constantes mécaniques du matériau m de surface A :

- module d'Young,
- vitesse de groupe v_m ,
- impédance acoustique Z_m ,
- épaisseur h_m tels que :

$$Z_1 = jZ_m A \tan\left(\frac{\omega h_m}{2v_m}\right) \quad \text{eq. 2.3}$$

$$Z_2 = \frac{Z_m A}{j \sin\left(\frac{\omega h_m}{2v_m}\right)} \quad \text{eq. 2.4}$$

C_0 dans la figure suivante désigne la capacité intrinsèque du résonateur.

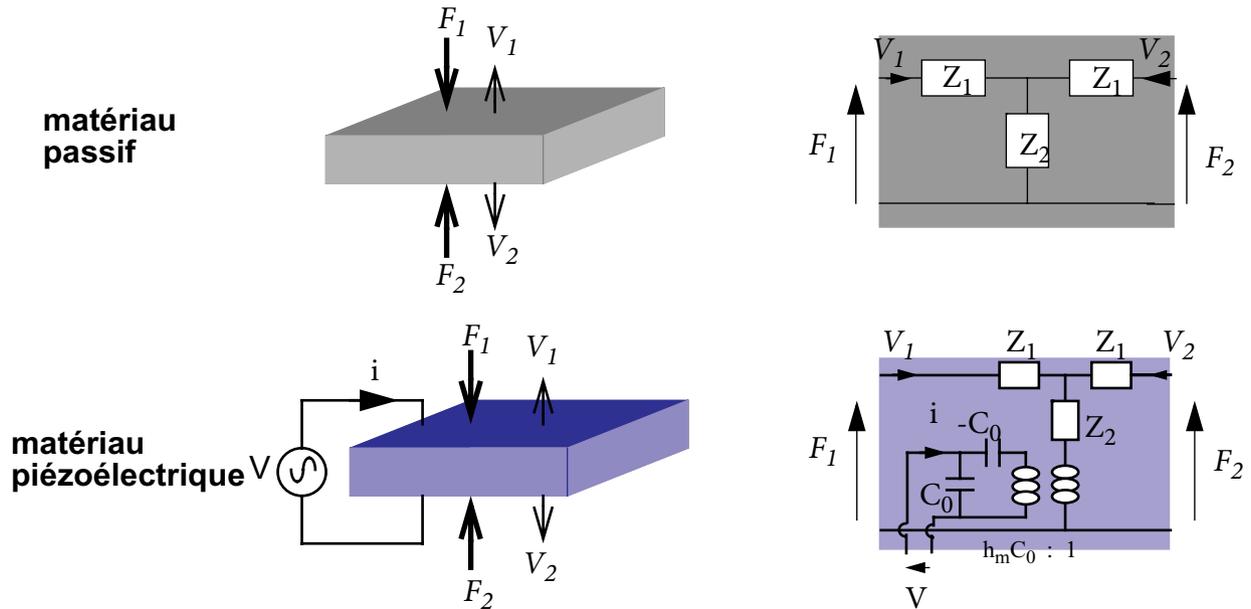


FIGURE 2.8. Blocs de modélisation Mason des différents matériaux.

Le modèle Mason qui est un modèle 1D, nous permet d'observer l'ensemble des résonances et notamment les harmoniques hautes fréquences. Des approches 2D et 3D sont également utilisées lorsque les dimensions latérales du résonateur sont bien inférieures à son épaisseur dans la mesure où des phénomènes électromagnétiques et acoustiques perturbateurs sont alors à prendre en compte car plus à négliger.

I.5.b. Le modèle BVD

Le modèle Butterworth Van Dycke (BVD) est plus directement utilisé pour dimensionner des circuits autour d'un certain mode. Il nous offre une description du comportement électrique d'un résonateur BAW mais l'origine de tous les éléments qui le composent, n'est pas toujours physique. La résonance d'une lame est obtenue quand son épaisseur est un nombre entier de demi-longueurs d'onde, les faces terminales correspondant à des ventres de déplacement.

Nous avons jusqu'ici négligé l'amortissement. Une première cause d'amortissement est due à l'air ambiant, mais nous pouvons néanmoins faire vibrer la lame dans le vide. Il reste une cause interne d'amortissement qu'on appelle inélasticité ou frottement interne du solide. Si

nous arrêtons l'excitation, la lame continue de vibrer, les variations sinusoïdales d'épaisseur s'amortissant exponentiellement. Au cours des différents mouvements, variations d'épaisseur et charges électriques restent liées et sous l'action d'une f.e.m. u , les charges satisfont ainsi à une

relation du type $L_m \frac{d^2q}{dt^2} + R_m \frac{dq}{dt} + \frac{1}{C_m} q = u$ où les coefficients L_m , R_m et $\frac{1}{C_m}$ correspondent

respectivement à des termes mécaniques d'inertie, de frottement et d'inélasticité. Le quartz est ainsi équivalent à un circuit fictif comprenant une inductance, une résistance et une capacité en série. Notons que la lame avec ses armatures métallisées constitue par elle-même un condensateur de capacité C_0 qui, même s'il ne s'agissait pas d'un diélectrique piézoélectrique, se chargerait sous l'action d'une différence de potentiel u . Ce modèle (cf. fig. 2.9a) établi par similitude à celui des résonateurs à quartz, a évolué vers un modèle légèrement plus complexe pour faire correspondre la modélisation aux courbes de mesure. Ainsi, des résistances de perte ont été ajoutées (cf. fig. 2.9b) : R_s désigne la résistance d'accès aux électrodes tandis que R_o est une résistance de perte qui doit correspondre aux pertes diélectriques ($\tan\delta$).

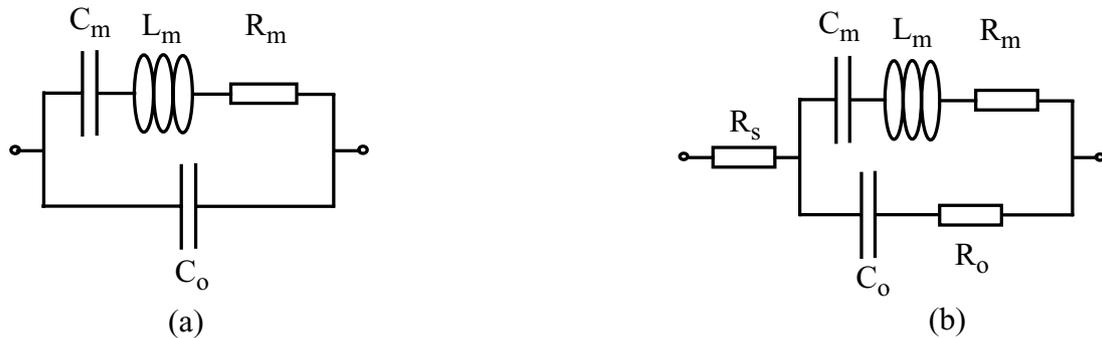


FIGURE 2.9. (a) Modèle électrique BVD et (b) modèle électrique modifié.

Ainsi, le comportement électrique peut se traduire selon les expressions suivantes :

$$Z(\omega) = \frac{1}{jC_o\omega} \frac{1 + \frac{j\omega}{Q_s\omega_s} - \left(\frac{\omega}{\omega_s}\right)^2}{1 + \frac{j\omega}{Q_p\omega_p} - \left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^2} \quad \text{eq. 2.5}$$

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_m C_m}} \quad \text{eq. 2.6}$$

$$\left(\frac{\omega_p}{\omega_s}\right)^2 = 1 + \frac{1}{r} \quad \text{avec} \quad r = \frac{C_o}{C_m} = \frac{\pi^2}{8k_t^2} \quad \text{eq. 2.7}$$

$$L_m = \frac{\pi^3 v}{8\varepsilon_o \varepsilon_r \omega_s^3 k_t^2 A} \quad \text{eq. 2.8}$$

$$R_m = \frac{\pi \eta \varepsilon_o \varepsilon_r}{8k_t^2 \rho A \omega_s v} \quad \text{eq. 2.9}$$

$$C_o = \frac{\varepsilon_o \varepsilon_r A}{d} \quad \text{eq. 2.10}$$

$$R_o = \frac{\tan \delta}{C_o \times \omega_p} \quad \text{avec} \quad \tan \delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \quad \text{et} \quad \varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' \quad \text{eq. 2.11}$$

$$Q_s = \frac{1}{\omega_s R_m C_m R_o + R_s} \quad \text{eq. 2.12}$$

où k_t^2 , v , η , ρ , ε_r , d et A déterminent respectivement, le couplage électromécanique du résonateur, la vitesse acoustique du matériau piézoélectrique, sa viscosité acoustique, sa masse volumique, sa permittivité relative, son épaisseur de couche et la surface de la partie active. Nous mettrons autant de branches de type $\{L_m, C_m, R_m\}$ que de modes de résonances à simuler. Ce modèle simule donc le comportement électrique d'un résonateur piézoélectrique mais ne modélise pas son comportement en bruit. Seule la résistance R_s est physique et génère du bruit thermique. D'autres phénomènes sont à prendre en compte pour en avoir une modélisation complète. eq. 2.13

I.5.c. Modélisation du bruit

Les phénomènes de bruit dans les couches piézoélectriques sont, en fait, mal connus et peu modélisés car très complexes à assimiler et à synthétiser. Ils dépendent effectivement de la géométrie et des dimensions du résonateur comme l'illustre la figure 2.10a qui expose des mesures de bruit en $1/f$ sur des résonateurs de géométries différentes [MAR05]. Le LAAS (Laboratoire d'Architecture et d'Analyse des Systèmes localisé à Toulouse) a effectué ces présentes mesures sur des résonateurs $80\mu\text{m} \times 300\mu\text{m}$, $100\mu\text{m} \times 240\mu\text{m}$ ou encore $120\mu\text{m} \times 200\mu\text{m}$ apodisés ou non. Les meilleurs résultats ont été obtenus sur le résonateur $80\mu\text{m} \times 300\mu\text{m}$ apodisé.

Notons qu'il est d'ailleurs difficile de mesurer des niveaux de bruit de dispositifs à fort facteur de qualité.

Il peut être, néanmoins, important de comprendre les phénomènes de bruit pour les prendre en compte dans le cas des oscillateurs. En effet, les performances en bruit de phase d'un oscillateur bien dimensionné par exemple dépendent, près de la porteuse, du bruit du résonateur tandis qu'à des fréquences plus éloignées, l'origine des bruits est liée à la circuiterie même de l'oscillateur. Quand assimilé à une instabilité fréquentielle, le bruit est généré par des perturbations environnementales comme la température, les champs électriques ou des accélérations. Il peut provenir également de variations dans le matériau comme une migration d'impuretés ou des vibrations aléatoires. Le bruit semble d'autant plus élevé que l'amplitude du signal est élevée aux bornes du résonateur (cf. fig. 2.10 b) [MAR05]. Ces résultats de mesures ont été obtenus sur le résonateur $80\mu\text{m}\times 300\mu\text{m}$ apodisé.

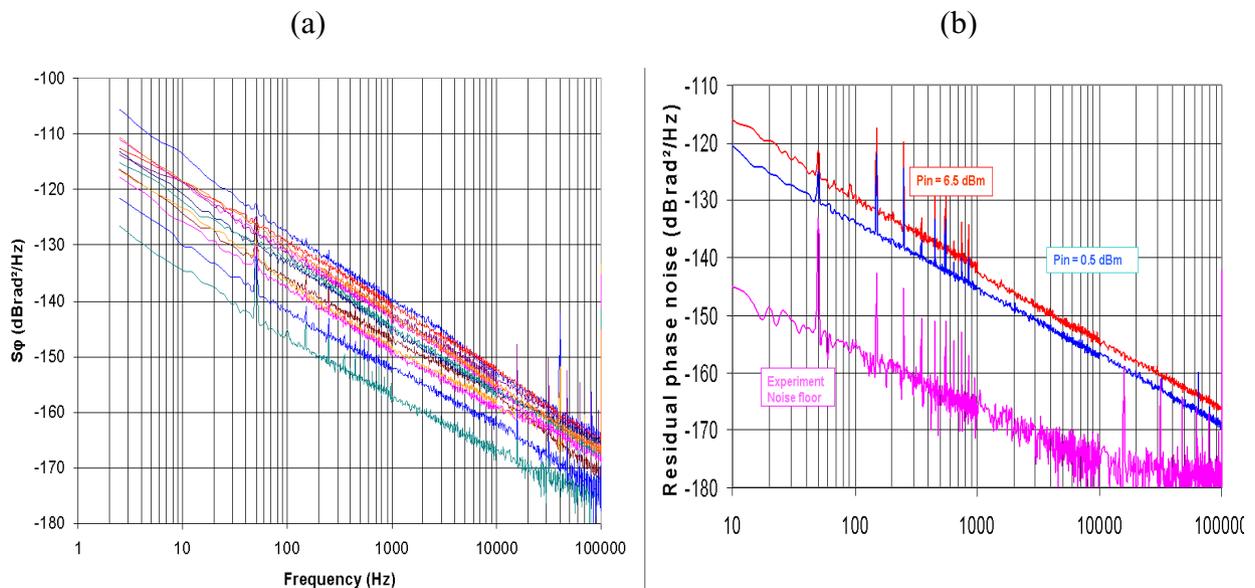


FIGURE 2.10. Mesure de bruit de phase : (a) pour des géométries différentes de résonateurs BAW et (b) pour des niveaux de puissance différents.

Le bruit en $1/f$ serait inversement proportionnel à la puissance de 4 du facteur de qualité intrinsèque du résonateur mais la théorie n'est pas toujours vérifiable tant il est difficile de corréler les résultats pour différentes géométries de résonateurs [WAL92]. Il peut être optimisé notamment en réduisant la taille des électrodes et en privilégiant certaine orientation de croissance du matériau piézoélectrique.

I.6. Filtres utilisant des résonateurs BAW

Il existe 2 types principaux de filtres : les filtres en échelle (ladder) ou les filtres en treillis (lattice). Ils sont composés, tous 2, de résonateurs élémentaires et de ces mêmes résonateurs élémentaires mais chargés d'une couche supplémentaire pour décaler leurs fréquences de résonance vers des fréquences plus basses. Ces derniers seront annotés d'un point sur chacune des figures du manuscrit et seront appelés résonateurs parallèles (et notés R_p) tandis que les résonateurs élémentaires seront qualifiés de série (et notés R_s).

L'impédance caractéristique de tels filtres est, en fait, définie par la capacité intrinsèque des résonateurs, C_0 . Ainsi, un filtre 50Ω à $2,14\text{GHz}$ sera obtenu en utilisant des résonateurs dimensionnés tels que C_0 serait égale à $1,5\text{pF}$ comme l'illustre la figure suivante.

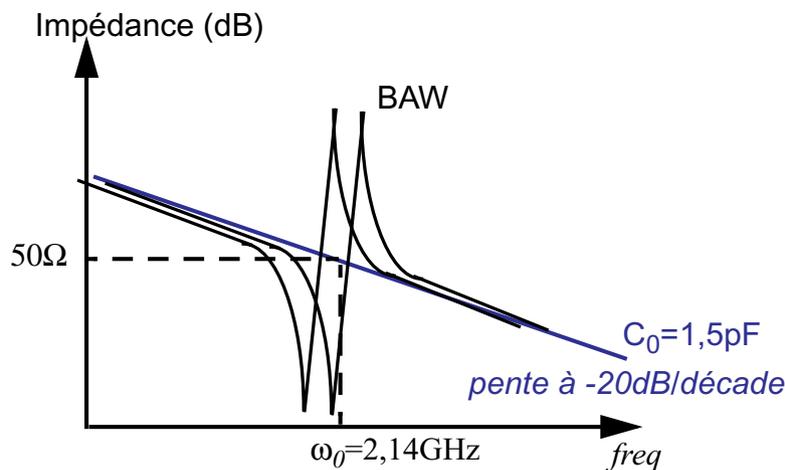


FIGURE 2.11. Adaptation à une impédance caractéristique.

I.6.a. Filtre en échelle

Comme idéalement un résonateur correspond à un court-circuit à f_s et à un circuit ouvert à f_p , il convient d'aligner la fréquence série du résonateur série à la fréquence parallèle du résonateur parallèle en ajustant l'épaisseur la couche de charge. Dans la suite du manuscrit, $f_{i,j}$ avec $i \in \{s, p\}$ et $j \in \{s, p\}$ désignera la fréquence i du résonateur j . Par exemple, $f_{s,p}$ déterminera la fréquence de résonance série du résonateur parallèle.

En disposant R_s dans le chemin direct entrée/sortie et en connectant R_p de la sortie à la masse, nous obtenons une transmission optimale si $f_{s,s}=f_{p,p}$ à proximité de ces fréquences. Le filtre en échelle a, de ce fait, deux zéros de transmission aux fréquences série du résonateur parallèle ($f_{s,p}$) et parallèle du résonateur série ($f_{p,s}$) comme l'illustre la figure 2.12.

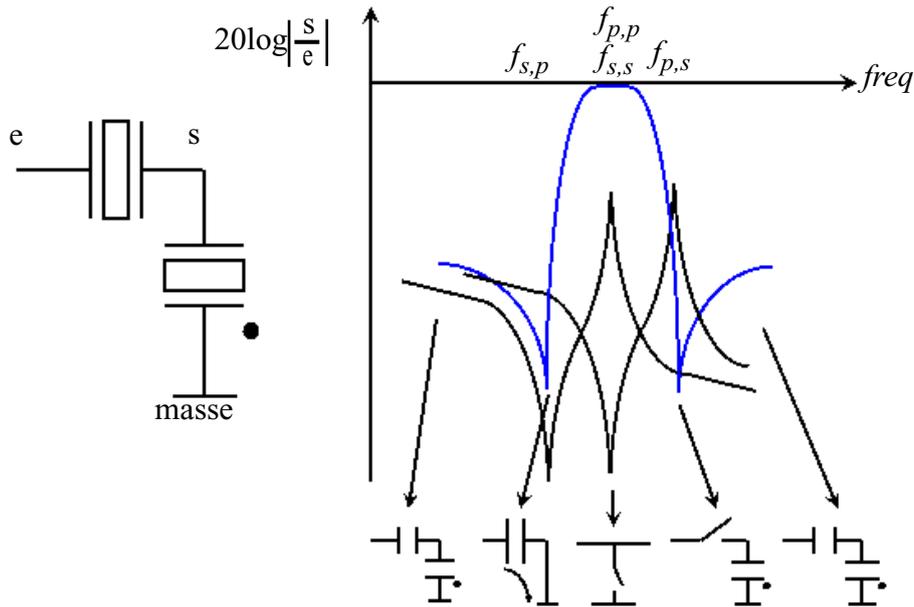


FIGURE 2.12. Réponse fréquentielle d'un filtre en échelle.

Chaque étage apporte une atténuation hors-bande de 6dB [KIM02] si les 2 résonateurs ont la même surface. En effet, la réjection hors-bande est déterminée par le rapport du diviseur capacitif de la structure en échelle, les résonateurs se comportant comme une capacité en dehors de leur plage de fréquences d'action. Il est, donc, possible d'atteindre un certain niveau d'atténuation en dimensionnant les résonateurs différemment. L'expression de l'atténuation hors-bande est donnée par $A = \frac{S_{o,p}}{S_{o,p} + S_{o,s}}$ en considérant respectivement $S_{o,p}$, et $S_{o,s}$ les surfaces de R_p et de R_s et ce si les épaisseurs du matériau piézoélectrique sont identiques d'un résonateur à un autre.

En augmentant la capacité intrinsèque du résonateur série, l'impédance du résonateur diminue dans la bande d'intérêt ce qui mène à un S_{11} plus petit à la fréquence de résonance [SU00]. De plus, les pertes du diélectrique diminuent en augmentant la taille du résonateur. Ainsi, S_{21} devient plus grand à la fréquence d'anti-résonance. Les dispositifs de grandes dimensions ont

moins de pertes que les petits qui font apparaître des raies parasites dans leurs réponses. Les pertes d'insertion du filtre sont déterminées par le S_{11} de R_s à sa fréquence série et du S_{21} de R_p à sa fréquence parallèle. Notons enfin que ce filtre unipolaire peut être symétrisé pour en obtenir un équivalent différentiel.

I.6.b. Filtre en treillis

Le filtre en treillis est un filtre entrecroisé différentiel. De par sa structure, nous observons une condition de transmission directe quand les impédances des branches opposées sont égales mais déphasées de $\pi/2$, définissant ainsi la fréquence centrale du filtre.

Un facteur de qualité élevé et une bonne symétrie des impédances autour de la fréquence centrale du filtre permettent, par conséquent, d'optimiser la réponse fréquentielle du filtre. En alignant à nouveau $f_{p,s}$ à $f_{s,s}$ nous obtenons la réponse fréquentielle de la figure 2.13 [MAN96]. Le filtre en treillis est un filtre entièrement différentiel qui présente une forte atténuation hors-bande, infinie si les résonateurs présentent la même capacité C_0 (et sont donc correctement appareillés) et si les couplages substrat sont nuls.

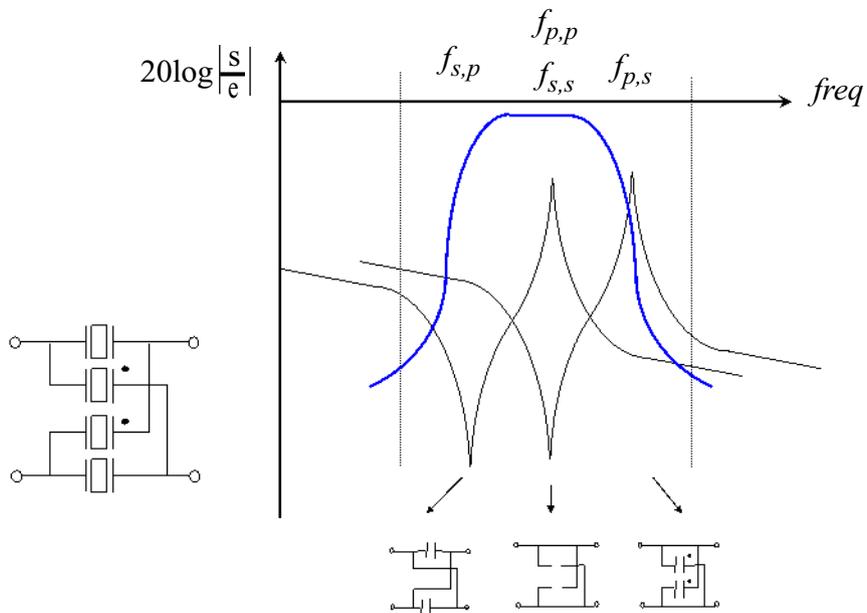


FIGURE 2.13. Réponse fréquentielle d'un filtre en treillis.

Dans les 2 types de filtres présentés précédemment, la bande passante est définie par le coefficient de couplage des résonateurs. Et, les fréquences caractéristiques des résonateurs BAW définissent grandement le gabarit du filtre. Ainsi, des erreurs de précision sur l'épaisseur de la couche piézoélectrique lors du procédé de fabrication des résonateurs BAW engendrent, donc, un décalage des fréquences centrales des filtres les utilisant. La nécessité d'implémenter un filtre accordable en fréquence et de lui adjoindre un circuit d'asservissement afin de réguler sa fréquence centrale apparaît donc. Compte tenu des dispersions des procédés de fabrication, nous devons accorder le filtre sur $\pm 1\%$ de sa fréquence centrale puisque les dispersions thermiques ne représentent qu'un décalage en fréquence de 42,8kHz par degré soit un décalage de 0,2% de la fréquence centrale dans le pire cas (125°C).

Pour pouvoir prétendre à l'accord d'un filtre en fréquence, il sera alors nécessaire de savoir contrôler les fréquences caractéristiques des résonateurs. Ce sera l'objet de la partie suivante.

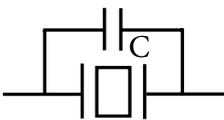
II. Accordabilité des résonateurs

II.1. Influence d'une capacité d'accord

Comme les fréquences de résonance et d'anti-résonance d'un résonateur sont telles que $\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_m C_m}}$ et $\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_m \frac{C_m C_o}{C_m + C_o}}}$, il est possible de contrôler ces 2 fréquences par

l'ajout d'une capacité en série ou en parallèle du résonateur en considération. En effet, une capacité en parallèle s'ajoute avec C_o tandis qu'une capacité série modifie la valeur de C_m . La capacité ajoutée fera varier virtuellement la capacité intrinsèque du résonateur que nous noterons C_{0eq} . Le tableau 4 expose l'impact d'une capacité mise en série ou en parallèle au résonateur.

Tableau 4 : Accordabilité d'un résonateur BAW obtenue par l'ajout d'une capacité.

		
f_s	f_s	$f_s' = f_s \sqrt{1 + \frac{C_m}{C + C_0}} > f_s$
f_p	$f_p' = f_s \sqrt{1 + \frac{C_m}{C + C_0}} < f_p$	f_p
C_{0eq}	$C_0 + C$	$\frac{C_0 C}{C_0 + C} \rightarrow C \text{ si } C \ll C_0$ $\rightarrow C_0 \text{ si } C \gg C_0$

Une capacité en série permet donc d'augmenter la fréquence de résonance série du résonateur dans la limite théorique de la fréquence parallèle du résonateur tandis que la fréquence d'anti-résonance reste constante. A l'inverse, une capacité en parallèle permet de diminuer la fréquence d'anti-résonance jusqu'à la limite théorique de la fréquence série du résonateur qui reste inchangée pour une variation de la valeur de la capacité C .

Par conséquent, une capacité en série ou en parallèle ne permet pas d'atteindre une grande échelle de variation sur chacune des fréquences de résonances. De telles structures d'accords diminuent, de plus, le coefficient de couplage régissant l'écart entre les fréquences de résonance et d'anti-résonance tandis que l'impédance caractéristique varie grandement en fonction de la valeur de la capacité C . Ainsi, l'usage d'un tel accord aboutirait, d'une part, à une diminution de la bande passante du filtre utilisant ce type de cellule de régulation et d'autre part, à une désadaptation systématique du filtre.

De manière générale, les composants ajoutés au résonateur entraînent une rotation de phase plus ou moins en avance. Ainsi un déphasage pur opposé à celui apporté par une capacité aurait l'effet inverse et en particulier l'effet d'augmenter le coefficient de couplage. Rappelons que ce dernier limite la bande passante des filtres utilisant des résonateurs BAW. Etudions alors l'association d'une inductance avec un résonateur BAW.

II.2. Influence d'une inductance d'accord

Contrairement à l'ajout d'une capacité à un résonateur BAW, une self créera des résonances supplémentaires.

Un résonateur en série à une inductance présente une fréquence d'anti-résonance égale à celle du résonateur et 2 fréquences de résonance telles que :

$$\omega_{s_{1,2}}^2 = \frac{\left(1 + \frac{1}{r}\right)}{2LC_0} + \frac{\omega_p^2}{2} \pm \sqrt{\frac{1}{4} \left[\left(1 + \frac{1}{r}\right) \frac{1}{2LC_0} - \omega_p^2 \right]^2 - \frac{4}{r} \left(1 + \frac{1}{r}\right) \frac{\omega_p^2}{LC_0}} \quad \text{eq. 2.14}$$

La fréquence de résonance peut alors se contrôler en fonction de la valeur de la self sur une large bande. Un résonateur en parallèle à une self présente, quant à lui, une résonance série et deux résonances d'anti-résonance telles que :

$$\omega_{p_{1,2}}^2 = \frac{\left(1 + \frac{1}{r}\right)}{2LC_0} + \frac{\omega_s^2}{2} \pm \sqrt{\left[\frac{1}{2LC_0} - \omega_s^2 \right]^2 + \frac{1}{r} \frac{\left(2 + \frac{1}{r}\right)}{4(LC_0)^2} + \frac{\omega_s^2}{2LC_0}} \quad \text{eq. 2.15}$$

Cette dernière cellule a, en outre, un comportement selfique en basses fréquences.

La figure 2.14 expose les impédances des 2 cellules précédentes.

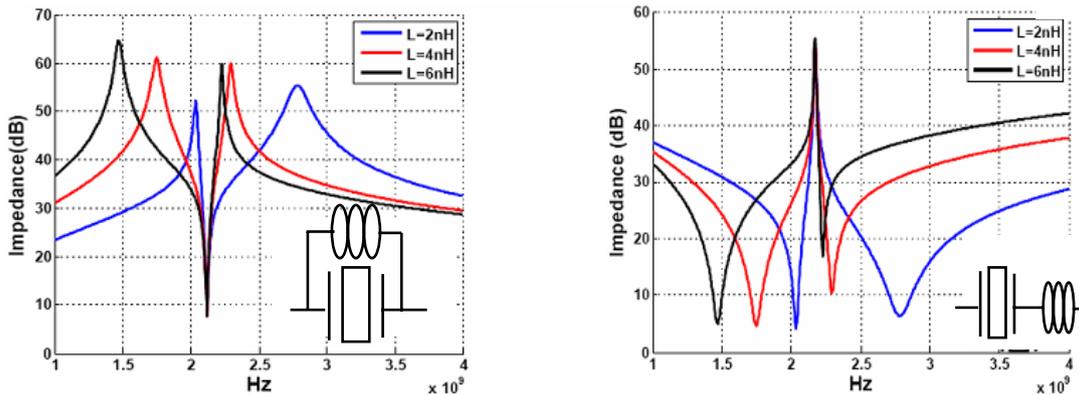


FIGURE 2.14. Impédance caractéristique de résonateur BAW accordé par une self.

Outre la création de nouvelles résonances, l'inductance permet d'augmenter artificiellement le couplage électromécanique des résonateurs mais ne permet que le contrôle de l'une des 2 résonances. Ainsi, il conviendrait d'utiliser une capacité complémentaire pour réguler la fréquence fixe.

II.3. Résonateur BAW accordable en fréquence

Le tableau suivant résume l'impact des différents éléments ajoutés en série ou en parallèle au résonateur.

Tableau 5 : Bilan des effets d'association d'un résonateur à un composant selfique ou capacitif.

	Capacité en série	Self L en parallèle	Capacité en parallèle	Self L en série
Impact sur la résonance série	fréquence de résonance $> f_s$ du résonateur et tend vers f_p pour de grandes valeurs de C	fixe et égale à f_s du résonateur	fréquence de résonance fixe et égale à f_s du résonateur	fréquence de résonance diminue quand L augmente
Impact sur la résonance parallèle	fixe et égale à f_p du résonateur	fréquence parallèle augmente quand L diminue	fréquence parallèle $< f_p$ du résonateur et tend vers f_s du résonateur pour de grandes valeurs de C	fixe
Autres impacts	C_{oeq} compris entre C et C_o	création d'une fréquence d'anti-résonance supplémentaire inférieure à f_s du résonateur	C_{oeq} augmente	création d'une fréquence d'anti-résonance supplémentaire inférieure à f_p du résonateur

Afin de rendre le contrôle des 2 fréquences caractéristiques d'un résonateur possible, nous allons associer au résonateur une inductance en parallèle et une capacité en série. Si la valeur de l'inductance est contrôlable, nous obtenons une grande plage de variation de la fréquence d'anti-résonance tandis qu'une capacité variable permet de contrôler, dans sa limite de sa plage de variation, la fréquence de résonance jusqu'à en théorie la nouvelle fréquence parallèle. La figure 2.15 présente la cellule ainsi obtenue et son impédance pour une valeur de L fixée.

Il est à noter que l'ajout d'une capacité en série au résonateur mise en parallèle à une inductance crée une fréquence de résonance supplémentaire. Il restera à déterminer l'impact des résonances et anti-résonances supplémentaires sur la réponse fréquentielle d'un filtre. Ces résonances seront qualifiées de parasites puisqu'elles peuvent potentiellement perturber la réponse fréquentielle hors de la bande d'intérêt.

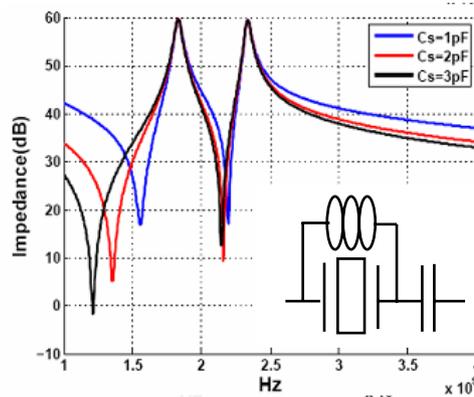


FIGURE 2.15. Impédance d'un résonateur BAW accordé par une self et une capacité.

Ainsi, les cellules mises en évidence nous permettent de contrôler les 2 fréquences caractéristiques du résonateur BAW avec une grande plage de variation au prix de nouvelles fréquence de résonance. L'implémentation d'une capacité négative qui apporterait le même déphasage qu'une inductance, permettrait de résoudre cet inconvénient et de régler convenablement les fréquences caractéristiques d'un résonateur BAW. La figure suivante résume les différentes cellules d'accord en fréquence [B2864729, B0607346] permettant de régler les résonateurs BAW avec ou sans ajout de résonances parasites.



FIGURE 2.16. Cellule d'accord en fréquence permettant de régler les fréquences série et parallèle d'un résonateur.

III. Conclusion

Deux cellules d'accord ont donc été proposées. Selon l'application ciblée et le filtre utilisée, nous emploierons une cellule plutôt qu'une autre. Le caractère de variabilité des valeurs des différents composants à utiliser sera plus ou moins crucial selon la structure du filtre dont le choix sera discuté dans la partie suivante. Un seul des composants pourra être, en effet, pris variable. En outre, l'accordabilité du filtre sera fonction de l'échelle de variation des composants d'accord dont la réalisation physique sera présenté dans le chapitre 3.

IV. Références

- [AIG03] R. Aigner, "High performance RF-Filters suitable for above IC integration Film Bulk Acoustic Resonator (FBAR) on Silicon", IEEE Custom Integrated Circuits Conference, 2003.
- [B2864729] J-F Carpentier, C. Tilhac, D. Belot, "Résonateur aoustique intégrable, et procédé d'intégration d'un tel résonateur", n° 2864729, Institut National de la Propriété Industrielle, 1^{er} Juillet 2004.
- [B0607346] C. Tilhac, S. Razafimandimby, A. Cathelin, "Inductor-less Tunable BAW Resonant Structure", n° 0607346, Institut National de la Propriété Industrielle, 1^{er} Juillet 2005.
- [CHE06] Q. Chen, Q.-M. Wang, "Characterization of Mechanical and Piezoelectric Properties of the AlN Thin Film in a Composite Resonator structure", International Frequency Control Symposium and Exposition, June 2006.
- [KIM02] K.W. Kim, J.G. Yook, M.G. Gu, W.Y. Song, Y.J. Yoon anh H.P. Park, "*TFBAR Filters for 2GHz Wireless Applications*", IEEE MTT-S Digest, 2002.
- [KIM99] S.-H. KIM, J.-S. LEE, H.-C. CHOI AND Y.-H. LEE, "The Fabrication of Thin-Film Bulk Acoustic Wave Resonators Employing a ZnO/Si Composite Diaphragm Structure Using Porous Silicon Layer Etching", IEEE Electron device Letters, pp. 113-115, 1999.
- [LAK01] K.M. Iakin, "*Thin Film Resonators and High Frequency Filters*", TFR Technologies, 2001
- [LAM04] C. Lambert, "Technology Overview and Aspects", 2nd International Symposium on Acoustic Wave Devices for Future Mobile Communication System, 2004.
- [LOE03] H. P. LOEBL, M. KLEE, C. METZMACHER, W. BRAND, R. MILSON AND P. LOK, "Piezoelectric thin AlN film for bulk acoustic wave (BAW) resonators", Materials Chemistry and Physics, vol. 79, pp. 143-146, 2003
- [MAN95] L. Mang, E. Hickemell, R. Pennell, T. Hickernell, "Thin-Film Resonator Ladder Filter", IEEE MTT-S International, pp. 887-890, May 1995.
- [MAN96] L. Mang, F. Hickernell, R. Pennell, T. Hickernell, "*ZnO thin film Resonator Lattice Filters*", Government Systems and Technology Group, Motorola, IEEE, International Frequency Control Symposium, 1996.
- [MAR05] E. Tournier, S. Gribaldo, O. Llopis, "Report on noise characterization for Monolithic Above IC Resonator Technology for Integrated Novel Architectures in mobile and wireless communication (MARTINA)", European project IST-2001-37362, June 2005.

- [PAN05]** W. Pang, H. Yu, H. Zhang, E. Sok Kim, “Temperature-Compensated Film Bulk Acoustic Resonator Above 2GHz”, IEEE Electron Device Letters, vol. 26, no. 6, June 2005.
- [SU00]** Q.X. Su, P.B Kirby, E. Komuro and R.W. Whatmore, “Edge Supported ZnO Thin Film Bulk Acoustic Wave Resonators and Filter design”, IEEE/EIA International Frequency Control Symposium and Exhibition, 2000.
- [VAL90]** G. Vale, J. Rosenbaum, S. Krishnaswamy, R. Moore, “FBAR Filters At GHz Frequencies”, 44th Annual Symposium on Frequency Control, 1990.
- [VIG91]** John R. Vig and Thrygve R. Meeker, “The aging of bulk acoustic wave resonators, filters and oscillators”, proceedings of the 45th annual symposium on frequency control, p77-101, 1991
- [YOK04]** T. Yokohama, T. Nishihara, S. Taniguchi, M. Iwaki, Y. Satoh, M. Ueda, T. Miyashita, “New electrode material for low loss and high Q FBAR filters”, IEEE Ultrasonics Symposium, pp. 429-432, vol. 1, Aug. 2004.
- [ZVE67]** A. I. Zverev, “Handbook of Filter Synthesis”,Wiley, 1967.

Chapitre 3. Conception d'un filtre BAW accordable en fréquence

Comme souligné dans le chapitre 1, de nombreuses chaînes de réception utilisent des filtres de type SAW (Surface Acoustic Wave) pour satisfaire les spécifications drastiques des standards mobiles. Cependant, dans le souci moderne d'intégration de fonctions et de miniaturisation des puces, les résonateurs BAW (Bulk Acoustic Wave) dont les fréquences caractéristiques peuvent varier de 0,5GHz à 10GHz selon l'épaisseur des couches du matériau utilisé, pourraient lever les verrous technologiques des filtres SAW. Néanmoins, les erreurs de précision sur l'épaisseur de la couche piézoélectrique lors du procédé de fabrication des résonateurs BAW engendrent, comme vu dans le chapitre précédent, un décalage des fréquences centrales du filtre les employant.

L'objectif du présent chapitre est de proposer une architecture de filtres capables de corriger les effets de décalage en fréquences. Ce chapitre exposera l'implémentation physique du filtre accordable en fréquence. Nous nous attacherons à bien comprendre le mode de fonctionnement du type de filtre choisi en ce but afin de sélectionner la cellule adéquate d'accord en fréquence parmi celles présentées dans le chapitre 2. Après l'exposition de quelques optimisations, nous discuterons des différents résultats de mesure relatifs à ce travail.

I. Choix du filtre

Le chapitre 1 a mis en évidence 2 topologies de filtres qui présentent des réponses différentes. Le gabarit du filtre qu'on se propose de réaliser (cf. chapitre 1), doit présenter une atténuation hors bande de -32dB. Le filtre en échelle nécessite de par sa structure de cascader un grand nombre de cellules élémentaires pour atteindre ce niveau d'atténuation. En effet, si nous considérons qu'un étage fournit 6dB d'atténuation, il sera alors nécessaire d'en utiliser 6 et donc d'employer 12 résonateurs BAW. Même s'il est moins sélectif que son homologue en échelle, un filtre en treillis présente théoriquement une atténuation infinie. Son caractère différentiel le rend,

de plus, intéressant (cf. fig. 3.1) car il permet effectivement de réduire les non-linéarités d'ordre paire.

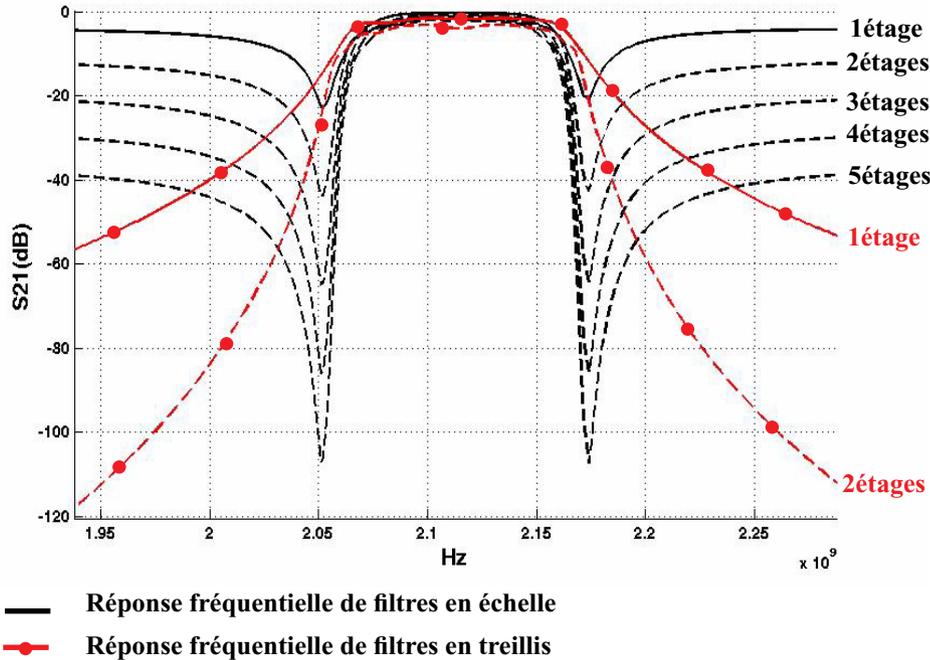


FIGURE 3.1. Réponse fréquentielle de filtres en treillis et en échelle.

Pour toutes ces raisons, le filtre en treillis sera donc préféré au filtre en échelle. Attachons nous à comprendre précisément son mode de fonctionnement. Nous appellerons dans le reste du manuscrit branche série, la branche du résonateur série notée R_s et respectivement la branche parallèle celle occupée par R_p .

II. Fonctionnement d'un filtre en treillis

En prenant, pour notations, celles de la figure 3.2, nous obtenons, pour le quadripôle filtre en treillis Q, la matrice S suivante :

$$S_Q = \frac{1}{(Z_{R_s} + R_0) \times (Z_{R_p} + R_0)} \times \begin{bmatrix} Z_{R_s} \times Z_{R_p} - R_0^2 & R_0 \times (Z_{R_s} - Z_{R_p}) \\ R_0 \times (Z_{R_s} - Z_{R_p}) & Z_{R_s} \times Z_{R_p} - R_0^2 \end{bmatrix} \quad \text{eq. 3.1}$$

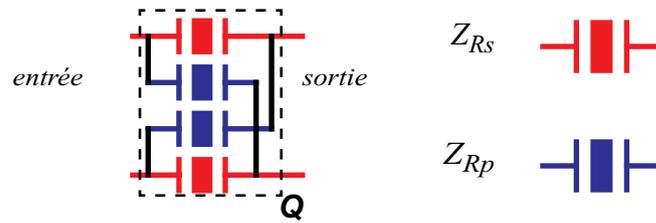


FIGURE 3.2. Structure d'un filtre en treillis.

Les résonateurs des branches séries et parallèles sont généralement dimensionnés de tel sorte à aligner la fréquence d'anti-résonance du résonateur parallèle à la fréquence de résonance série du résonateur série comme l'indique la figure 3.3 qui illustre par ailleurs les bandes de fréquences dans lesquelles les résonateurs sont en phase ou en opposition de phase.

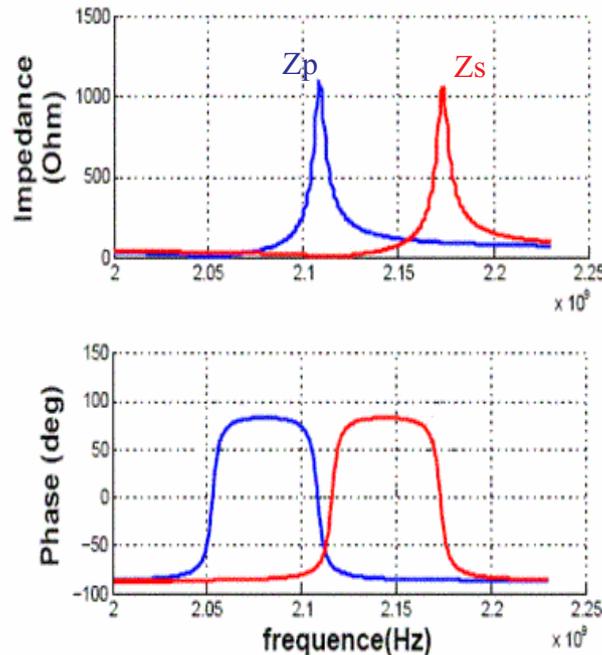


FIGURE 3.3. Mode d'utilisation des résonateurs séries et parallèles des résonateurs BAW.

Ainsi, pour établir le fonctionnement d'un filtre en treillis, il convient de distinguer deux cas :

- cas 1 lorsque les impédances des résonateurs séries et parallèles sont en phase.
- cas 2 lorsque les impédances des résonateurs séries et parallèles sont en opposition de phase.

En considérant $Z_{R_s}(\omega) = \frac{1}{jC_o\omega} \frac{1 + \frac{j\omega}{Q_{si}\omega_{si}} - \left(\frac{\omega}{\omega_{si}}\right)^2}{1 + \frac{j\omega}{Q_{pi}\omega_{pi}} - \left(\frac{\omega}{\omega_{pi}}\right)^2}$, nous avons

$$Z_{R_i}(\omega) \approx |Z_{R_i}| e^{j\pm\frac{\pi}{2}} \text{ si } Q_{si} \text{ et } Q_{pi} \text{ sont très grands.}$$

Nous noterons, par ailleurs, α le rapport $\frac{Z_{R_s}}{Z_{R_p}}$.

Dans le cas 1, la réponse fréquentielle du filtre est donnée par :

$$S_{Q21} = \frac{\pm jR_0 \times (|Z_{R_s}| - |Z_{R_p}|)}{(\pm j|Z_{R_s}| + R_0) \times (\pm j|Z_{R_p}| + R_0)} \quad \text{eq. 3.2}$$

si $\alpha \rightarrow 1$ i.e. $|Z_{R_s}| \approx |Z_{R_p}|$, nous avons $S_{Q21} \rightarrow 0$.

si $\alpha \rightarrow 0$ i.e. $|Z_{R_s}| \ll |Z_{R_p}|$ et si $|Z_{R_s}| \ll R_0$, nous avons $S_{Q21} \rightarrow \frac{\mp j|Z_{R_p}|}{\pm j|Z_{R_p}| + R_0}$.

Nous nous retrouvons dans le cas $\alpha \gg 1$ à f_{sp} où nous avons alors

$$S_{Q21} \rightarrow \frac{\pm jZ_{R_s}}{\pm j|Z_{R_s}| + R_0} \text{ et à } f_{ps} \text{ où nous avons } S_{Q21} \rightarrow -\frac{R_0}{\pm j|Z_{R_s}| + R_0}.$$

Dans le cas 2, la réponse fréquentielle du filtre est donnée par :

$$S_{Q21} = \frac{\pm jR_0 \times (|Z_{R_s}| + |Z_{R_p}|)}{(\pm j|Z_{R_s}| + R_0) \times (\mp j|Z_{R_p}| + R_0)} \quad \text{eq. 3.3}$$

si $\alpha \rightarrow 1$ i.e. $|Z_{R_s}| \approx |Z_{R_p}|$, nous avons $S_{Q21} \rightarrow \frac{\pm 2jR_0|Z_{R_s}|}{R_0^2 + Z_{R_s}^2}$.

si $\alpha \rightarrow 0$ i.e. $|Z_{R_s}| \ll |Z_{R_p}|$ et si $|Z_{R_s}| \ll R_0$, nous avons $S_{Q21} \rightarrow \frac{\pm jZ_{R_p}}{\pm jZ_{R_p} + R_0}$.

Nous nous retrouvons dans le cas $\alpha \gg 1$ à f_{sp} où nous avons $S_{Q21} \rightarrow \frac{\pm j|Z_{Rs}|}{\pm j|Z_{Rs}| + R_0}$ et à f_{ps} où nous avons $S_{Q21} \rightarrow \frac{R_0}{\pm(j|Z_{Rs}| + R_0)}$.

Le tableau 1 résume les modes de fonctionnement d'un filtre en treillis.

Tableau 1 : Modes de fonctionnement d'un filtre en treillis.

Impédances des branches séries et parallèles	En phase	En opposition de phase
si $ Z_{Rs} \approx Z_{Rp} $	$S_{Q21} \rightarrow 0$	$S_{Q21} \rightarrow \frac{\pm 2jR_0 Z_{Rs} }{R_0^2 + Z_{Rs}^2}$
si $ Z_{Rs} \ll Z_{Rp} $ et $ Z_{Rs} \ll R_0$	$S_{Q21} \rightarrow \frac{\mp j Z_{Rp} }{\pm j Z_{Rp} + R_0}$	$S_{Q21} \rightarrow \frac{\pm jZ_{Rp}}{\pm jZ_{Rp} + R_0}$

Par conséquent, une transmission optimale est obtenue lorsque :

- $Z_{Rs} \gg Z_{Rp}$ ou $Z_{Rp} \gg Z_{Rs}$ quelque soit le déphasage, condition notée C_1 .
- $|Z_{Rs}| \approx |Z_{Rp}|$ et $\angle Z_{Rs} - \angle Z_{Rp} = \pi$, condition notée C_2 .

C_1 explique bien le fait que classiquement, nous alignons la résonance série du résonateur série à l'anti-résonance du résonateur parallèle.

En ce qui concerne C_2 , nous obtenons en notant $|Z_{Rs}| = kR_0$:

$$|S_{Q21}|_{max} = \frac{2k}{1+k^2} \quad \text{eq. 3.4}$$

La figure 3.4 expose les pertes d'insertions introduites selon le rapport entre Z_{Rs} et R_0 .

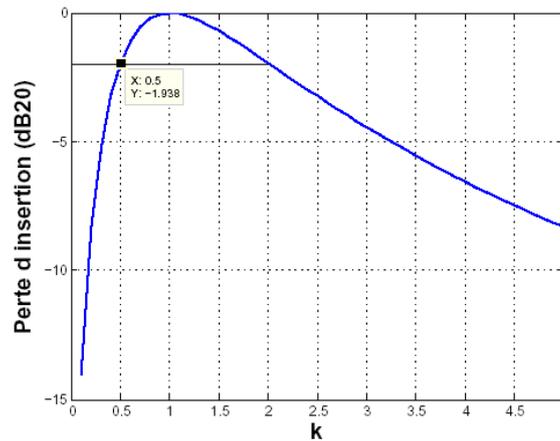
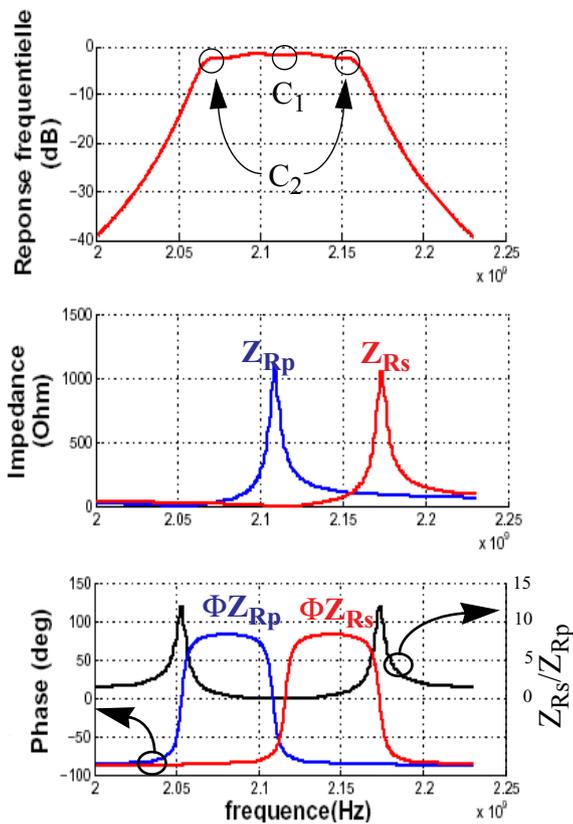


FIGURE 3.4. Pertes d'insertion en fonction du rapport des modules de Z_{Rs} et R_0 .

Des pertes d'insertion de -1,9dB sont atteintes lorsque $Z_{Rs}=Z_{Rp}=25\Omega$ et des pertes d'insertion de 0dB si $|Z_{Rs}|=|Z_{Rp}|=50\Omega$.

La figure 3.5 illustre le fonctionnement d'un filtre en treillis en considérant les notations introduites précédemment.



Paramètres de simulation :

Résonateur série

$C_0=1,5\text{pF}$

$Q=800$

$k_t^2=6,5\%$

$f_s=2,1158\text{GHz}$

Résonateur parallèle

$C_0=1,5\text{pF}$

$Q=800$

$k_t^2=6,5\%$

$f_s=2,0523\text{GHz}$

FIGURE 3.5. Fonctionnement d'un filtre en treillis.

En outre, tout déphasage imparfait entre Z_{Rs} et Z_{Rp} ajoute des pertes d'insertion supplémentaires. En effet, en considérant la condition C_2 telle que :

$$Z_{Rs} = jZ \quad \text{eq. 3.5}$$

$$\text{et } Z_{Rp} = -jZe^{-j\Delta\phi} \text{ où } \Delta\phi > 0 \quad \text{eq. 3.6}$$

le module de la réponse fréquentielle du filtre s'exprime comme :

$$|S_{Q21}|^2 = \frac{2R_0^2 Z^2}{R_0^2 + Z^2} \frac{1 - \cos\Delta\phi}{R_0^2 + Z^2 + 2R_0 Z \sin\Delta\phi} \quad \text{eq. 3.7}$$

Ainsi, un fort facteur de qualité est nécessaire sur chacune des résonances afin de réduire un déphasage non parfait. Cependant, notons qu'en remplissant la condition C_2 , il n'est fondamentalement pas nécessaire d'avoir une fréquence d'anti-résonance. Deux impédances présentant une résonance décalée l'une par rapport à l'autre au sein d'un filtre en treillis peuvent être exploitées comme l'illustre la figure suivante [RAZ06_1].

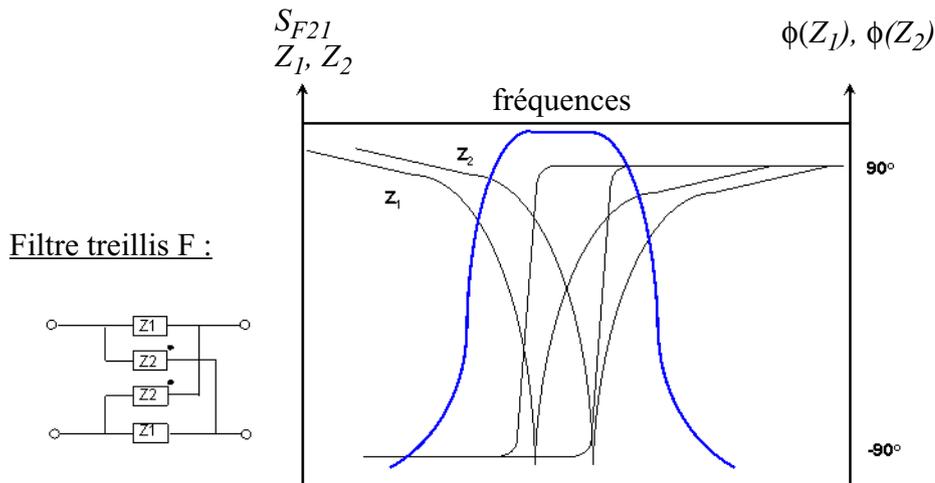


FIGURE 3.6. Filtre en treillis exploitant des impédances à une seule résonance.

Selon l'équation , si nous appelons Z_i le niveau d'impédance auquel les modules de Z_1 et Z_2 s'intersectent, il conviendra de dimensionner les circuits résonants de tel sorte à placer Z_i à R_0 en ce qui concerne nos filtres BAW en treillis. Le niveau requis d'impédance global des branches séries et parallèles peut s'obtenir en jouant sur la valeur de la capacité C_0 . La figure 3.7 illustre l'impact du niveau de Z_i en fonction de C_0 .

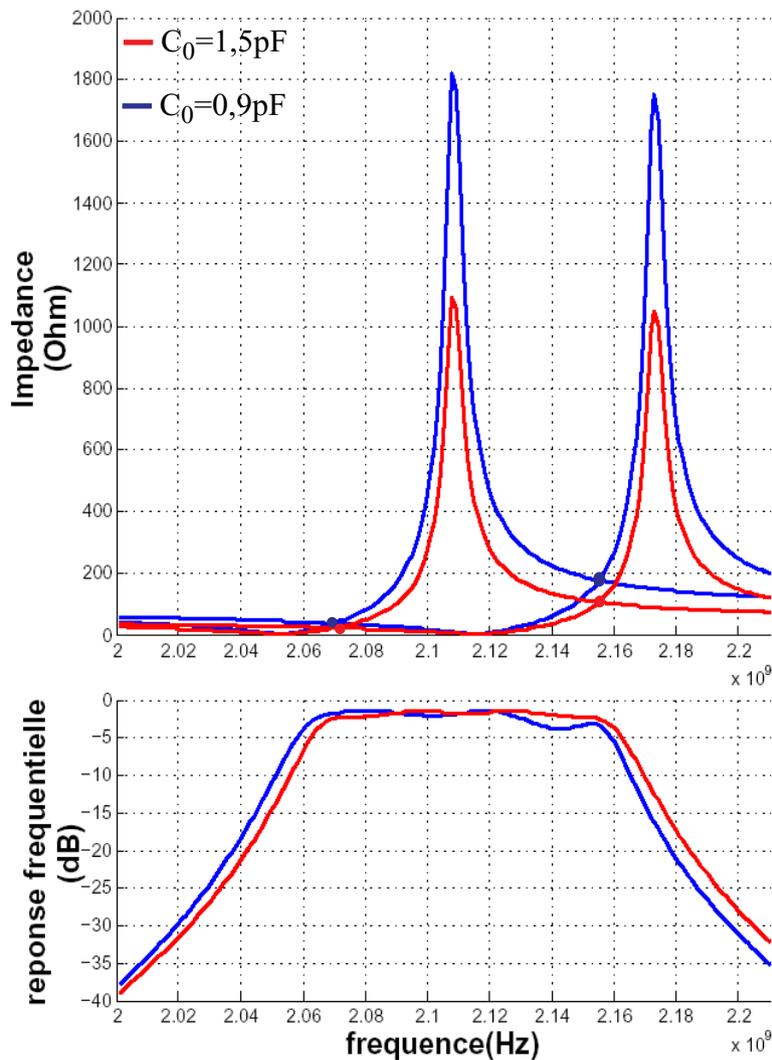


FIGURE 3.7. Impact du niveau de Z_i sur la réponse fréquentielle du filtre.

Ainsi, la réponse fréquentielle est optimisée en fréquence basse de la bande passante du fait de l'augmentation de Z_i mais dégradée en fréquence haute de la bande passante par l'éloignement de Z_i vis-à-vis de la valeur Z_0 (50Ω en l'occurrence).

En conclusion, une condition de transmission optimale du filtre est obtenue lorsque les impédances des résonateurs séries et parallèles sont égales mais en opposition de phase tout comme un rapport d'impédances élevé ou très faible et ce indépendamment de la phase. Par conséquent, les fréquences d'anti-résonance n'apparaissent pas forcément utiles. Dans un filtre de

topologie treillis, il semble donc envisageable d'exploiter uniquement l'une des résonances des résonateurs. De plus, comme vu précédemment, afin de minimiser les pertes d'insertion, il convient d'obtenir une impédance d'égalité des branches séries et parallèles proche de 50Ω pour des filtres 50Ω . Ainsi, nous nous concentrerons sur les cellules d'accord qui nous permettent d'accorder la fréquence de résonance série des résonateurs.

La suite du manuscrit s'attachera à définir le choix de la cellule d'accord en fréquence qui permettra finalement de rendre un filtre en treillis accordable en fréquence.

III. Choix de la cellule d'accord en fréquence pour un filtre en treillis

Afin d'accorder un filtre lattice, nous remplacerons tous les résonateurs de ce dernier par l'une des cellules de régulation. De manière générale, la réponse fréquentielle d'un filtre BAW utilisant ces cellules présentera des pertes d'insertion accentuées par les éléments résistifs des différents composants ajoutés pour l'accord des résonateurs.

Conformément au chapitre 2, en vue d'accorder la fréquence de résonance, nous exploiterons une capacité variable en série avec le résonateur. En outre, afin d'augmenter la plage d'accord du filtre ainsi que sa bande passante, il convient d'augmenter artificiellement le coefficient de couplage du résonateur i.e. sa fréquence d'anti-résonance par l'ajout en parallèle d'une capacité négative ou d'une inductance. Nous allons, par conséquent, réaliser l'une des cellules de la figure 3.8.

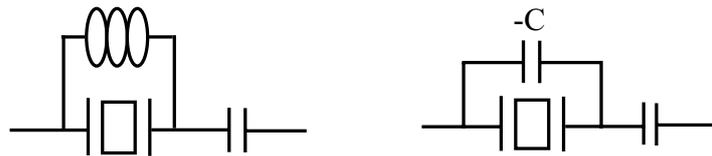


FIGURE 3.8. Cellules d'accord en fréquence à mettre en oeuvre.

Par un choix judicieux des valeurs de l'inductance ou de la capacité négative utilisée, il est possible de compenser l'effet de la capacité C_0 des résonateurs qui définit la fréquence d'anti-résonance. Les fréquences d'anti-résonance ne seront donc pas accordables et les éléments parallèles ajoutés au résonateur seront, de ce fait, pris fixes.

D'autre part, une capacité négative permet de générer directement un décalage de la fréquence d'anti-résonance et d'augmenter le coefficient de couplage du résonateur tout en conservant intégralement son comportement. Idéalement, si nous prenons une capacité négative de valeur C_0 , le résonateur BAW sera équivalent à son réseau $\{L_m, C_m\}$.

En ce qui concerne l'utilisation d'une inductance parallèle, en vue d'éliminer l'anti-résonance, il convient d'ajouter une inductance L qui résonnera avec C_0 à ω_p telle que :

eq. 3.8

Nous considérons des résonateurs de surface identique mais d'impédance décalée en fréquence par l'usage classique d'une couche de charge pour les résonateurs parallèles. Pour un résonateur série présentant une capacité intrinsèque de 1,5pF, une fréquence de résonance de 2,1158GHz et un coefficient de couplage de 6,5%, une inductance de 3,8nH est nécessaire tandis qu'un résonateur parallèle de fréquence de résonance de 2,0523GHz nécessitera une inductance de 3,5nH. En fait, elle n'annule pas réellement l'anti-résonance mais à proximité de f_s et sur une large bande, le résonateur BAW peut être assimilé à la branche série du modèle MBVD tandis que l'anti-résonance est repoussée à des fréquences supérieures.

Par ailleurs, des résonances parasites apparaissent à des fréquences inférieures comme démontré dans le chapitre 2. Ainsi, au sein d'un filtre en treillis, nous utiliserons des résonateurs séries et parallèles qui seront, chacun, associés à une inductance en parallèle et à une capacité variable. La figure 3.9 expose les impédances de chacune des branches en considérant des selfs parfaites et une capacité série de 2pF identique pour chacun des résonateurs.

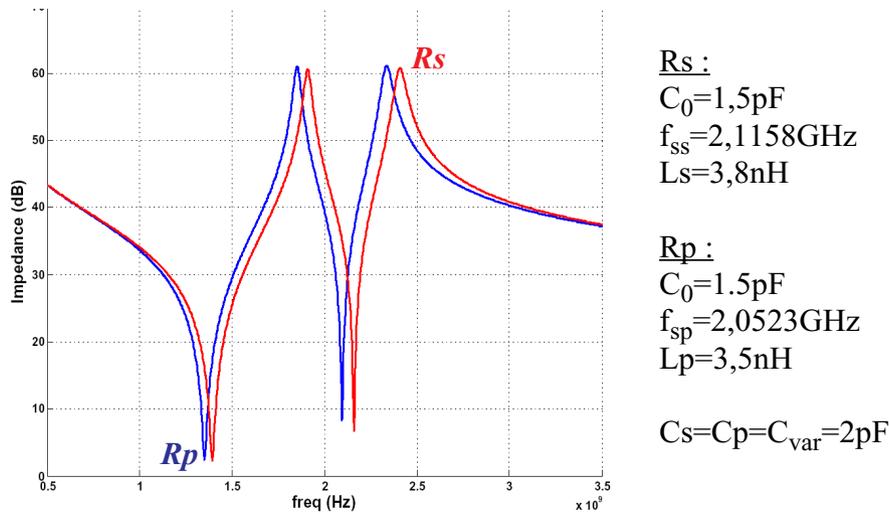


FIGURE 3.9. Impédance des cellules d'accord en fréquence respectives aux résonateurs séries et parallèles.

Les fréquences séries basses fréquences notées f_{sbf} (résonance parasite) interviennent respectivement pour les résonateurs séries (f_{sbfs}) et parallèles (f_{sbfp}) à :

$$f_{sbfs} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{L_s(C_0 + C_{var})}} \quad \text{et} \quad f_{sbfp} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{L_p(C_0 + C_{var})}} \quad \text{eq. 3.9}$$

Selon l'équation et la condition C_2 qui est satisfaite, les niveaux d'impédance auxquels s'interceptent les anti-résonances, n'apporteront aucune remontée significative dans la réponse fréquentielle tandis que la résonance parasite pourra dans certains cas être critique. Ainsi il convient de placer f_{sbfs} à f_{sbfp} de façon à se prémunir d'un filtrage passe-bande parasite à basses fréquences. Nous prendrons, par conséquent, des valeurs identiques pour les selfs des cellules d'accord ainsi que pour les capacités séries des résonateurs séries et parallèles. De ce fait, une seule grandeur de commande sera nécessaire et ce pour un décalage des impédances des cellules d'accord d'un même ordre de grandeur. Ceci met, néanmoins, en évidence que tout désappariement entre les selfs, les capacités variables ou encore les superficies des résonateurs engendrera des remontées potentielles dans la fonction de filtrage.

La figure 3.10 illustre le mode de fonctionnement du filtre synthétisé en remplaçant simplement les résonateurs par leurs cellules de régulation respectives.

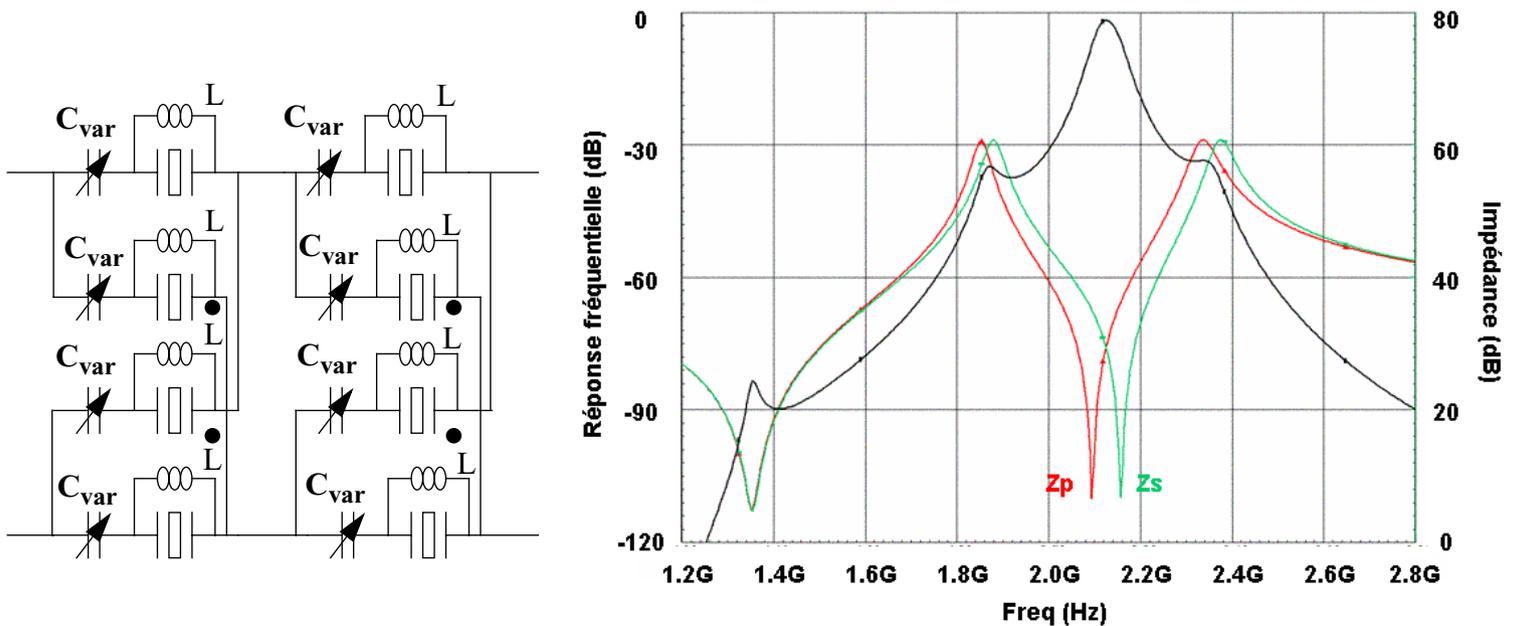


FIGURE 3.10. Fonctionnement d'un filtre en treillis double section.

Lorsque les impédances de chaque branche opposées en phase s'égalisent, nous obtenons bien une transmission optimale du filtre. La bande passante sera augmentée en jouant sur le rapport d'impédances entre Z_{Rs} et Z_{Rp} et ce par l'ajout de capacités inter-étages. Nous aborderons ce point dans la section V.

Afin de satisfaire le gabarit du filtre WCDMA post-LNA présenté dans le chapitre 1, il sera nécessaire d'utiliser 2 étages de filtre en treillis soit 8 résonateurs. Par ailleurs, la capacité intrinsèque des résonateurs déterminera l'impédance caractéristique du filtre. Ainsi, une capacité C_0 de 1,5pF aux premiers abords sera nécessaire pour adapter notre filtre à une charge de 50Ω à sa fréquence centrale de 2,14GHz. En outre, les facteurs de qualité d'un résonateur BAW étant compris entre 600 et 1000, il sera nécessaire de mettre en parallèle à ce dernier des composants qui ne dégradent pas ses performances. Des simulations démontrent qu'un facteur de qualité supérieur à 80 est requis pour les composants mis en parallèle aux résonateurs afin de ne pas augmenter les pertes d'insertion du filtre. La première solution utilisera des inductances d'environ 4nH tandis que la deuxième solution mettra en oeuvre une capacité négative de -1,5pF. De plus,

les capacités variables devront présenter un facteur de qualité supérieur à 50. Une variation de 3pF autour de 2,5pF permettrait une variation de $\pm 1\%$ des fréquences caractéristiques des résonateurs.

Avant d'implémenter la cellule de régulation, définissons au préalable les spécifications du filtre et notamment les dynamiques des signaux d'entrée. Tout d'abord, dans la chaîne de réception WCDMA en considération, les niveaux des signaux à l'entrée du LNA sont :

- bloqueur à 1920MHz (le Tx WCDMA) : -21dBm
- bloqueur à 2045MHz : -46dBm
- signal minimum utile à 2140MHz (sensibilité en bande): -110dBm.

Avec un LNA présentant un gain maximal de 17dB dans la bande et en prenant 15dB d'atténuation pour les bloqueurs, on obtient (sur 50 Ω) :

- bloqueur à 1920MHz (le Tx) : -21dBm + 15dB = -6dBm = 158,5mV_p
- bloqueur à 2045MHz : -45dBm + 15dB = -31dBm = 8,9mV_p
- signal utile à 2140MHz : -110dBm + 17dB = -93dBm = 7 μ V_p

Nous devons, par conséquent, assurer une dynamique de signal supérieur à 130mV_{pdiff}. Notons que le bruit équivalent ramené à l'entrée, du filtre, dans une bande de 200MHz autour de 2,14GHz, doit être inférieur à 350pV/ \sqrt{Hz} .

Les différentes spécifications présentées ci-dessus ont été établies sans avoir considéré les différents éléments parasites et notamment capacitifs des composants nous permettant l'accord des résonateurs. La partie suivante abordera la réalisation physique de l'élément mis en parallèle au résonateur.

IV. Réalisation de la cellule d'accord en fréquence

IV.1. Conception de l'élément mis en parallèle au résonateur

L'étude suivante s'inscrit dans un compromis entre compacité et consommation. En effet, les inductances spirales n'offrent qu'un facteur de qualité de l'ordre de 17 à 2GHz en BiCMOS7RF pour un diamètre de 450 μ m sur un substrat d'une résistivité de 15 Ω /cm. La nécessité d'associer à chacun des résonateurs une inductance augmente, de ce fait,

considérablement la taille du filtre. Etudions alors la conception d'une self active puis d'une capacité négative dont l'encombrement spatial est négligeable face à la taille d'un résonateur. La consommation en courant sera donc un critère de choix de la réalisation physique de la cellule d'accord.

A titre de rappel, que l'élément parallèle soit inductif ou capacitif, il doit présenter un facteur de qualité de 80. De plus, comme souligné précédemment, les résonances parasites liées aux selfs n'ont aucun impact.

IV.1.a. Réalisation d'une inductance active

Une self active de type gm-C nous permettrait d'atteindre un facteur de qualité élevé pour un encombrement beaucoup moindre mais au détriment d'un bruit fort important. Analysons alors la consommation d'un tel dispositif qui sera le critère majeure de faisabilité.

Une inductance active est simulée par un gyrateur (cf. fig. 3.11) [SED78]. Le courant généré par la première transconductance est proportionnel au signal d'entrée. Il sera intégré à travers la capacité C qui définira la tension commandant la deuxième transconductance dont le courant permettra de simuler un comportement selfique. Nous obtenons en effet :

$$\frac{V_e}{i_e} = j \frac{C}{g_{m1}g_{m2}} \omega \quad \text{eq. 3.10}$$

Pour des raisons de simplifications, prenons les 2 transconductances égales. Ces dernières comportent en fait des imperfections. Leur conductance de sortie engendre notamment un gain fini en basses fréquences. Le comportement d'intégrateur essentiel à la simulation d'une inductance n'est effectif qu'à partir de la fréquence $\frac{1}{2\pi} \frac{g_o}{C}$ en considérant que les capacités d'entrée et de sortie des transconductances sont intégrées dans la capacité d'intégration du gyrateur. Par ailleurs, la fréquence de gain unité f_u est définie par $\frac{1}{2\pi} \frac{g_m}{C}$ (cf. fig. 3.11).

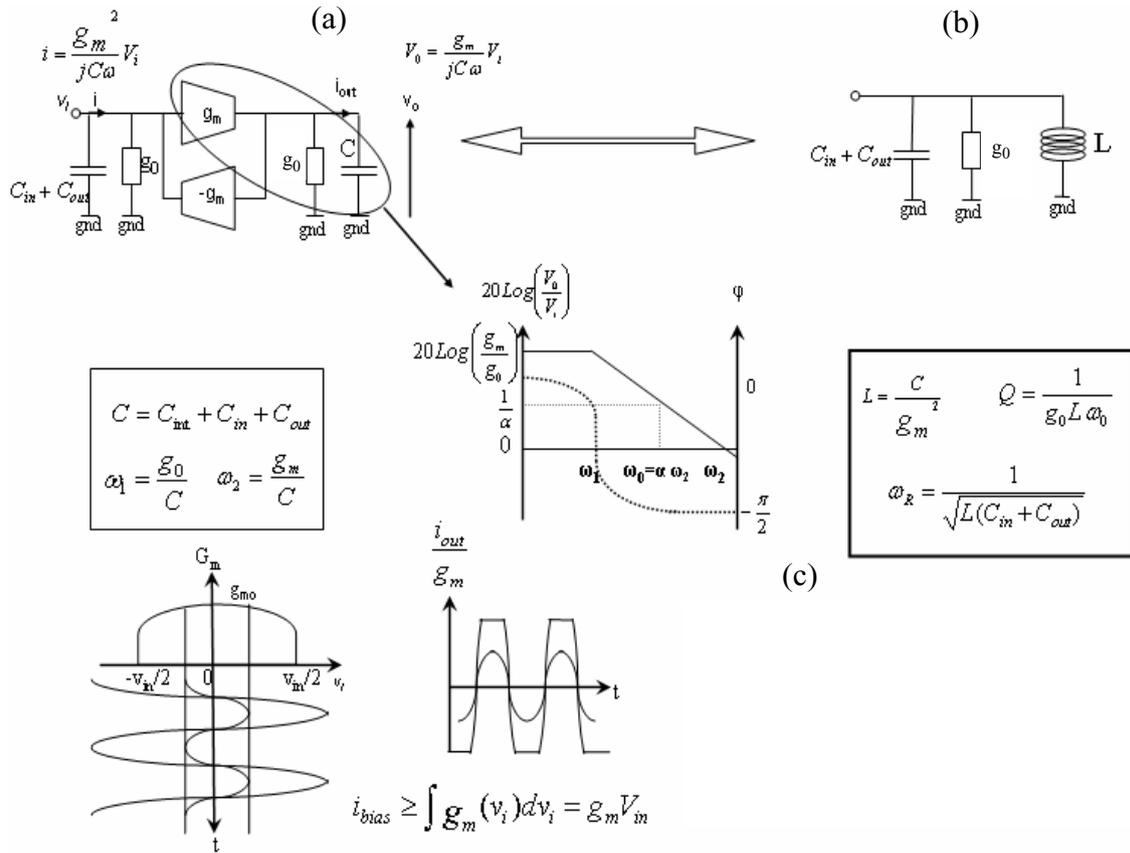


FIGURE 3.11. Self active : (a) Principe, (b) Schéma équivalent et (c) Contraintes imposées par un tel dispositif.

Idéalement, la dynamique d'entrée V_e d'une transconductance est définie par le courant de consommation telle que $V_e = \frac{I_{bias}}{g_m}$. Si l'on travaille à la moitié de la fréquence de gain unité, l'intégrateur présente, alors, un gain de 2. Ainsi, la deuxième transconductance devra tolérer à son entrée une dynamique 2 fois plus grande que son homologue et ce pour une valeur de transconductance deux fois plus petite. Par contre, si l'on travaille au double de la fréquence de gain unité, l'intégrateur présente, alors, un gain de $\frac{1}{2}$. Ainsi, la deuxième transconductance pourra tolérer à son entrée une dynamique 2 fois plus petite que son homologue et ce pour une valeur de

transconductance deux fois plus grande. Le tableau 2 résume les différentes considérations pour la

conception d'une self active en prenant α le rapport $\frac{f_0}{f_u}$.

Tableau 2 : Compromis linéarité/facteur de qualité/consommation.

α	Linéarité requise de la 1 ^{ière} transconductance	g_m	C_{int}	Gain de l'intégrateur @ ω_0 / Linéarité requise pour la 2 ^{ème} transconductance	I_{tot_min}	Q @ ω_0	ω_r
$\frac{1}{2}$	V_e	$\frac{1}{2L\omega_0}$	4C	$2V_e$	$\frac{3V_e}{2L\omega_0}$	$\frac{1}{4L\omega_0g_0}$	augmente car g_m diminue (transistors plus petits)
1	V_e	$\frac{1}{L\omega_0}$	C	V_e	$\frac{2V_e}{L\omega_0}$	$\frac{1}{L\omega_0g_0}$	$\frac{1}{\sqrt{L(C_{in} + C_{out})}}$
2	V_e	$\frac{2}{L\omega_0}$	$\frac{C}{4}$	$\frac{V_e}{2}$	$\frac{3V_e}{L\omega_0}$	$\frac{4}{L\omega_0g_0}$	diminue car g_m augmente

De manière générale, nous avons:

$$I_{totmin} = \frac{\alpha}{L\omega_0} V_e + \frac{\alpha}{L\omega_0} \frac{V_e}{\alpha} = \frac{\alpha + 1}{L\omega_0} V_e \quad \text{eq. 3.11}$$

Par conséquent, un travail à une fréquence inférieure à la fréquence de gain unité permet de diminuer globalement la consommation. Si cette dernière est n fois plus petite que f_u , les transconductances seront n fois plus petites, la capacité d'intégration sera n^2 fois plus grande tandis que la deuxième transconductance devra être n fois plus linéaire que la première. Même si nous réduisons considérablement la valeur des transconductance, pour des compromis de dynamique d'entrée, de facteur de qualité, de surface et de fréquence de résonance, il est optimal de travailler autour de la fréquence de gain unité. Ainsi, pour une inductance connectée à la masse de 4nH, 2 transconductance de 18,6mS seront dimensionnées à 2,14GHz pour une capacité d'intégration de 1,4pF. Une linéarité de 150mV sera alors atteinte pour une consommation de 5,6mA.

Dans le but de rendre un filtre BAW accordable en fréquence, il sera nécessaire d'utiliser 8 transconductances, une pour chaque résonateur ce qui implique une consommation excessive. Cette solution ne peut donc pas être retenue.

IV.1.b. Réalisation d'une capacité négative

Une alternative à l'inductance active peut être la capacité négative. Cette dernière ne peut pas se concevoir à l'aide de gyrateur dans la mesure où la transconductance de retour devra être positive ce qui créera une instabilité. L'inverseur d'impédance présenté à la figure 3.12a permet de simuler une capacité négative. Il se rapproche en fait d'une structure d'oscillateur à relaxation (cf. fil. 3.12b) dont l'usage de transistors bipolaires nous permet d'optimiser la consommation et l'inversion d'impédance.

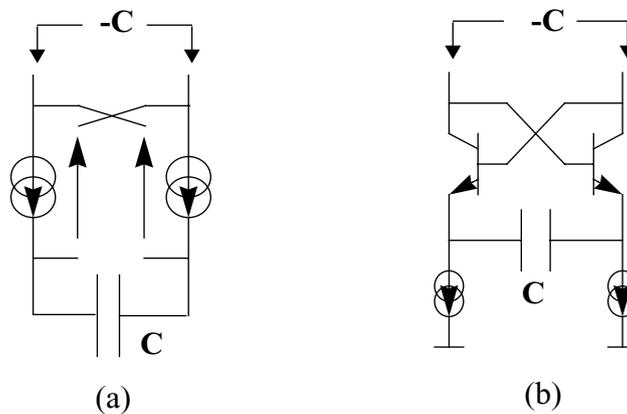


FIGURE 3.12. Capacité négative : (a) impédance inversée et (b) structure d'un oscillateur à relaxation.

L'impédance simplifiée vue aux collecteurs des transistors est en effet équivalente en petit signal à une capacité négative mise en série à une résistance négative dont l'expression est la suivante :

$$Z = \frac{v}{i} = -\frac{2}{jC\omega} - \frac{2}{g_m} \quad \text{eq. 3.12}$$

La figure suivante expose l'impédance simulée par le circuit de la figure 3.12b.

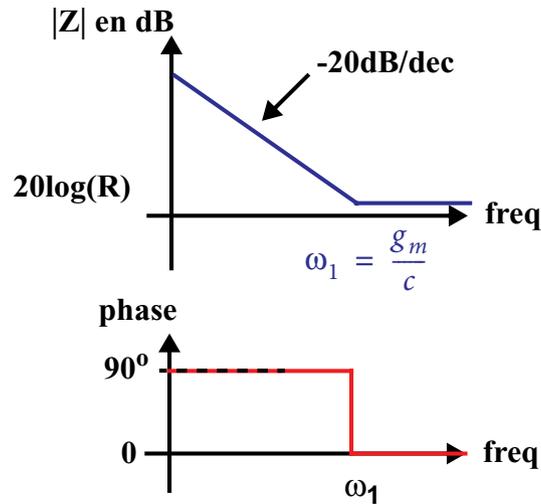


FIGURE 3.13. Impédance simulée par l'inverseur d'impédance.

Nous obtenons une capacité négative pour des pulsations inférieures à ω_1 . Ainsi, il sera nécessaire de consommer grandement pour simuler une capacité négative. Une résistance parallèle à C permet d'augmenter la linéarité de la capacité négative tout en se prémunissant d'oscillation. Notons, par ailleurs, que l'ajout d'un transistor bipolaire monté en diode (cf. fig. 3.14) permet de générer une résonance et de créer une capacité négative à une consommation moindre mais restant excessive (6mA pour une capacité de -1pF) [B0607343].

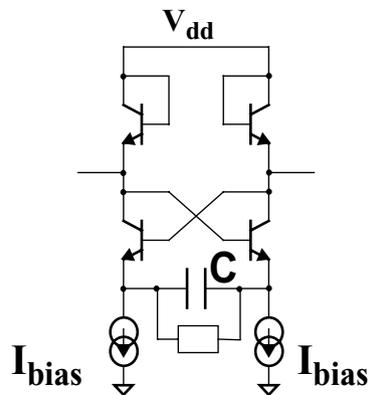


FIGURE 3.14. Capacité négative haute fréquence.

En conclusion, les circuits actifs permettant de simuler self ou capacité négative ont une consommation assez importante du fait du travail en haute fréquence, de la dynamique d'entrée nécessaire ou encore de la valeur même des composants désirés. Ainsi, la partie suivante

fera l'objet de l'étude d'une solution alternative avec la conception d'une inductance spirale compensée en pertes ce qui nous permettra de répondre aux différents compromis.

IV.1.c. Inductance compensée en pertes

Différentes techniques associant des circuits actifs à une inductance afin d'augmenter son coefficient de qualité, ont été proposées dans la littérature. Par exemple, une méthode de mutuelles inductances a été mise en oeuvre afin de réinjecter un courant opposé palliant les pertes résistives [GEO03]. Dans notre cas, pour limiter la taille du circuit, il sera plus judicieux d'allouer directement à une self un circuit simulant une résistance négative [DUL03]. Sa valeur absolue doit rester inférieure aux pertes effectives de l'inductance afin de se prémunir de toutes oscillations potentielles. En effet, dans le cas de la figure 3.8a, la self est en parallèle au résonateur. Ainsi, il convient de ne pas simuler une résistance négative compensant les pertes totales du système résonateur et self en parallèle à ses fréquences caractéristiques. Pour calculer la résistance négative nécessaire à l'obtention d'un facteur de qualité de 80 tout en se prémunissant d'oscillation, ramenons les pertes séries de l'inductance (R_s) en résistance de perte parallèle à la self (R_p) comme l'expose la figure 3.15.



FIGURE 3.15. Equivalence entre 2 modèles d'inductance.

En notant Q_0 le facteur de qualité de l'inductance de valeur L_s à la pulsation ω_0 nous avons équivalence entre ces 2 réseaux dans une bande étroite autour de ω_0 si :

$$L_p = \left(1 + \frac{1}{Q_0^2}\right)L_s \quad \text{eq. 3.13}$$

$$\text{et } R_p = (1 + Q_0^2)R_s \quad \text{eq. 3.14}$$

L'équation 3.14 permet de déterminer la valeur de la résistance négative R_{neg} à implémenter pour compenser les pertes. Ainsi, on obtiendra une augmentation du facteur de qualité sur une étroite bande de fréquences. L'inductance présentera alors le facteur de qualité Q' tel que :

$$Q' = \frac{R}{R_{neg} - R_p} Q_0 \quad \text{eq. 3.15}$$

Dans un premier temps, assurons nous de ne pas entrer dans un cas d'instabilité. En effet, comme souligné précédemment, la valeur de la résistance négative nécessaire à l'obtention du facteur de qualité exigée autour de la fréquence centrale du filtre peut être suffisamment grande pour entretenir des oscillations potentielles aux autres fréquences caractéristiques de la cellule d'accord. Les dispersions des procédés de fabrication des dispositifs micro-électroniques pouvant engendrer un dépassement de la valeur de la résistance négative sont également à prendre en compte.

Rappelons, alors, le critère de Barkhausen. Ce dernier permet de définir des conditions d'oscillation d'un système en partant à la définition d'un système stable. Et, considérons le système S de la figure 3.16. Tout système est stable si sa fonction de transfert présente des racines dont la partie réelle est négative et il y a oscillation si le signal V_s existe quelque soit le signal d'entrée et en particulier quand V_0 est nul.

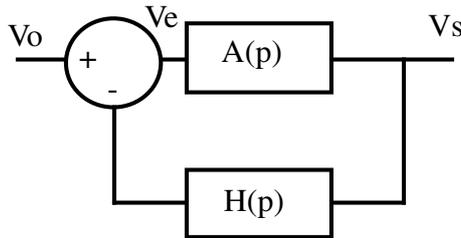


FIGURE 3.16. Critère de Barkhausen.

Le critère de Barkhausen permet d'étudier l'instabilité d'un circuit. Le système S en boucle fermée répond à la fonction de transfert suivante :

$$\frac{V_s}{V_0} = \frac{A(p)}{1 + H(p)A(p)} \quad \text{eq. 3.16}$$

Si nous appliquons la définition de l'instabilité précédente, il est instable si :

$$1 + H(p)A(p) = 0 \quad \text{eq. 3.17}$$

L'équation 3.17 permet de déterminer deux conditions nécessaires et suffisantes pour qu'un système soit instable. Elles sont définies en boucle ouverte et s'expriment telles que :

$$|H(p)A(p)| \geq 1 \quad \text{eq. 3.18}$$

$$\phi(H(p)A(p)) = 0 \quad \text{eq. 3.19}$$

Ces conditions sont équivalentes à :

$$\text{Im}(H(p)A(p)) = 0 \quad \text{eq. 3.20}$$

$$\text{Re}(H(p)A(p)) \geq 1 \quad \text{eq. 3.21}$$

L'équation donne la ou les fréquences d'oscillation potentielles f_{osc} et effectives si la condition établie par l'équation est réalisée aux fréquences en considération. Le système en boucle fermée sera, en effet, entretenu et entrera en oscillation à la fréquence f_{osc} nécessitant le moins d'énergie. Dans notre cas, le système H composé de la self en parallèle au résonateur BAW présente plusieurs résonances auxquelles les pertes globales ne doivent pas être compensées par la résistance négative. Cette dernière sera constituée par le rebouclage d'une transconductance négative sur elle-même. Par ailleurs, pour notre analyse, considérons un résonateur sans perte, du fait qu'il présente un fort facteur de qualité. Etudions H en boucle ouverte telle que l'illustre la figure 3.17.

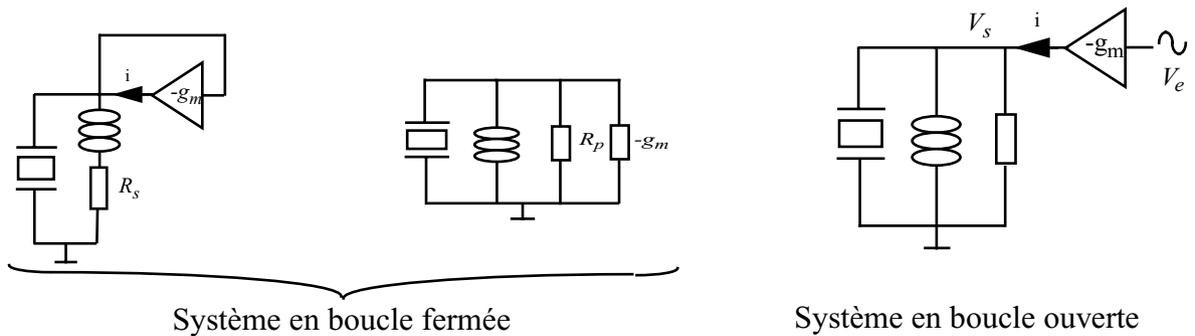


FIGURE 3.17. Étude de la stabilité de la cellule résonateur BAW en parallèle à une self.

Le système en boucle ouverte H_{BO} répond à la fonction de transfert suivante :

$$H_{BO} = \frac{V_s}{V_e} = -g_m Z \quad \text{eq. 3.22}$$

où Z est l'impédance du système H . Ainsi, la partie réelle de H_{BO} doit rester inférieure à 1 aux fréquences pour lesquelles la partie imaginaire de H_{BO} s'annule.

Nous exploiterons une inductance différentielle dont le modèle électrique équivalent en double π est exposée à la figure 3.18a. Pour synthétiser la résistance négative, nous emploierons une double paire entrecroisée NMOS/PMOS polarisée par une source de courant de pied (cf. fig. 3.18b) [RAZ05].

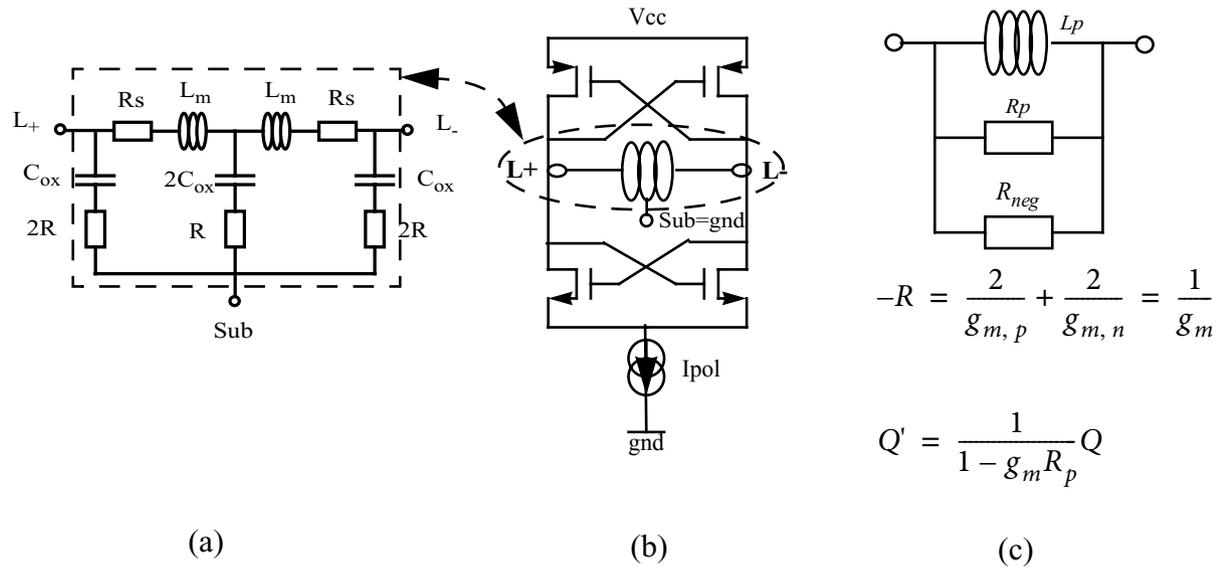


FIGURE 3.18. (a) Modèle de la self différentielle. (b) Structure de self compensée en pertes et (c) sema équivalent.

La paire PMOS fixe le mode commun et permet de diminuer la consommation en fournissant une partie de la résistance négative. R_{neg} s'exprime alors :

$$-R_{neg} = \frac{2}{g_{m,p}} + \frac{2}{g_{m,n}} \quad \text{eq. 3.23}$$

Au premier ordre, en considérant un dimensionnement des paires PMOS/NMOS tel que $g_{m,n}$ est égal à $g_{m,p}$ avec $g_{m,n} = \sqrt{2\mu C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right) I_{pol}}$ et que le facteur de qualité nominal d'une inductance de 4nH est 17 (soit un R_p de 914 Ω) à 2,14GHz, nous obtenons des selfs compensées en pertes présentant un facteur de qualité de 80 pour le dimensionnement exposé dans la figure 3.19a et ce pour une consommation de 350 μ A, soit 15 fois moins qu'une inductance active équivalente. Notons qu'une variation du courant de polarisation I_{pol} nous permet également la régulation du facteur de qualité de la self (cf. fig. 3.19b).

En outre, les simulations en boucle ouverte ont permis de vérifier qu'aucune condition d'oscillation n'existe pour les différentes fréquences caractéristiques du système H et ce dans les pires cas.

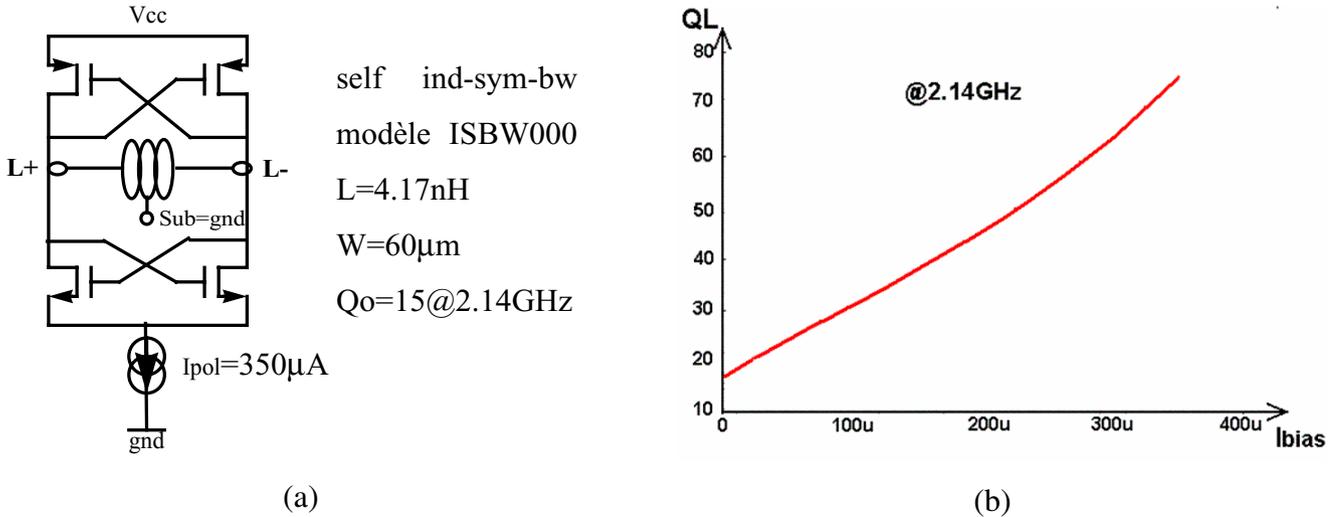


FIGURE 3.19. (a) Circuit de compensation (Q-Enhancement). (b) Simulation du facteur de qualité de la self compensée en pertes.

En conclusion, une self compensée en pertes a, certes, le désavantage d'un assez important encombrement mais pour une consommation moindre, nous permet d'obtenir des selfs linéaires à fort facteur de qualité. Nous nous intéresserons dorénavant à la réalisation de la capacité variable.

IV.2. Réalisation du bloc capacité variable

Afin de bénéficier d'une grande plage de variation des fréquences caractéristiques des résonateurs, il convient d'avoir une grande plage de contrôle de la valeur de la capacité. Un facteur de qualité élevé serait également apprécié pour ne pas insérer des pertes supplémentaires au sein du filtre. Des matrices de capacités commutées (commande numérique) ou encore des capacités variables en tension (commande analogique) exploitant les capacités de jonction de transistors figurent parmi les dispositifs permettant d'accomplir cette fonction. Pour la démonstration de notre filtre accordable, nous nous limiterons, cependant, à l'utilisation d'une capacité variable en tension.

Le bloc varactor utilisé sera composé de deux capacités de liaison de 25pF et d'un varactor NMOS (cf. fig. 3.20a) polarisé par la tension V_b et dont la capacité variera en fonction de V_{ctrl} par l'intermédiaire de 2 résistances de découplage de grandes valeurs. Ces résistances créent avec la capacité de liaison une constante de temps qui se répercutera sur l'établissement de la tension de commande effectivement vue par le varactor en réponse à la consigne v_c . Une résistance de 5k Ω permet de répondre au compromis rapidité/isolation RF. Les figures 3.20b et 3.20c exposent la variation de la valeur de la capacité ainsi obtenue et le facteur de qualité en fonction de V_b .

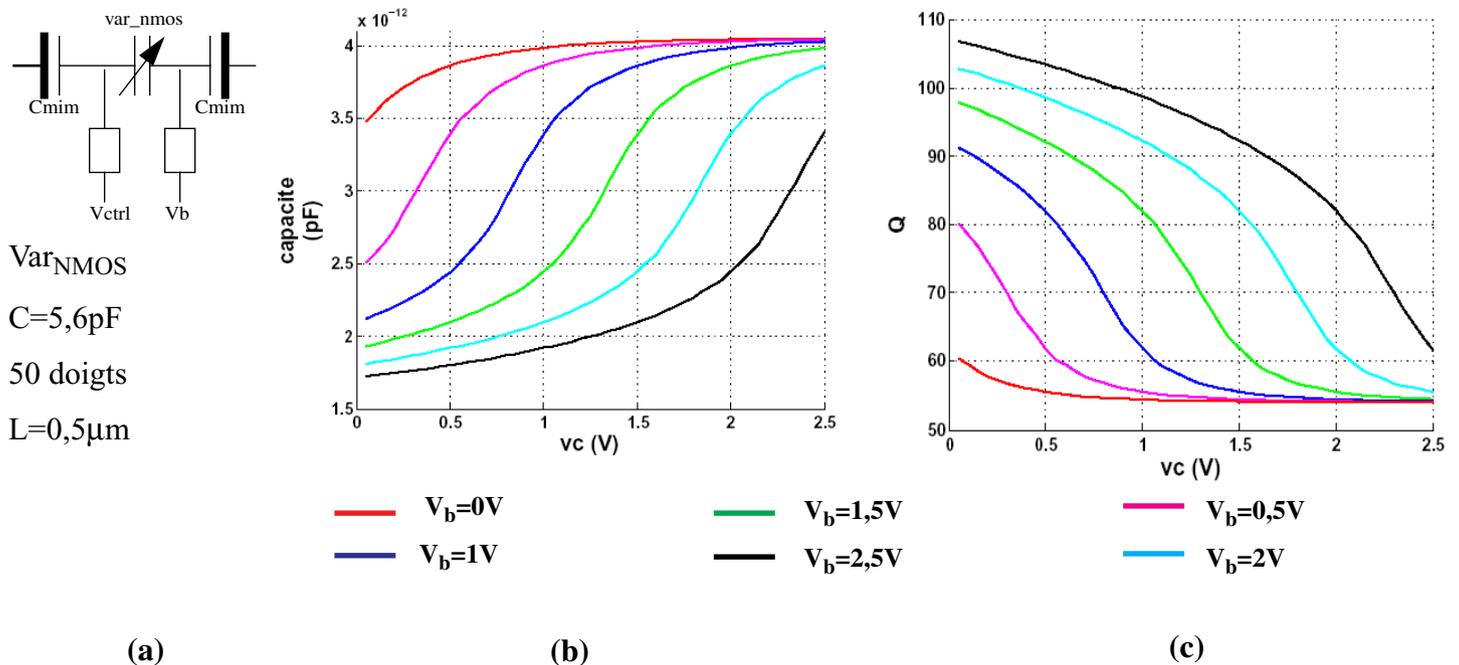


FIGURE 3.20. (a) Bloc varactor utilisé. Variation de la capacité (b) et du facteur de qualité (c) en fonction de la tension de contrôle v_c et de la tension de polarisation V_b .

Une polarisation du varactor à 1,5V permet d'obtenir une plage de variation de capacité comprise entre 1,6pF et 4pF avec un facteur de qualité variant de 54 à 108. La partie suivante traitera de la réalisation finale de la cellule d'accord en fréquence.

IV.3. Réalisation finale de la cellule d'accord en fréquence

Pour des raisons de consommation et de facteur de qualité, la cellule d'accord en fréquence exploite une inductance compensée en perte et un bloc varactor. La résistance négative associée à la self présente, en outre, une régulation de mode commun. Cette dernière permettra de polariser le bloc varactor et donc de s'affranchir de l'une des capacités de liaison. La plage de variation de la capacité en sera légèrement améliorée. Un mode commun de 1,5V est ainsi obtenu pour la taille des transistors exposée dans le tableau suivant et ce pour un courant de polarisation de 350 μ A.

Tableau 3 : Dimensions des transistors de la résistance négative.

$(W/L)_{\text{NMOS}}$	3,8/0,3 ($\mu\text{m}/\mu\text{m}$)
$(W/L)_{\text{PMOS}}$	10/0,3 ($\mu\text{m}/\mu\text{m}$)

Ainsi, le résonateur accordable sera réalisé comme présenté à la figure 3.21a. Son impédance caractéristique dans la bande de fréquence autour de 2GHz est exposée à la figure 3.21b.

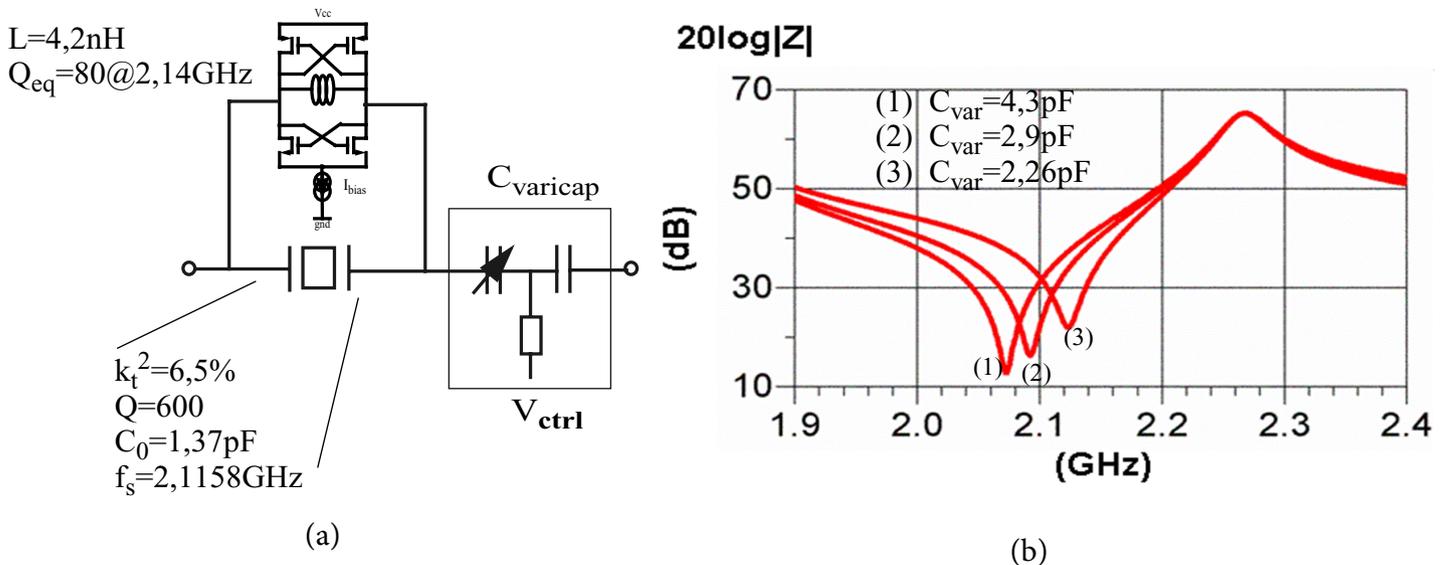


FIGURE 3.21. (a) Cellule de régulation et (b) son impédance caractéristique.

Ayant abordé l'accord des fréquences caractéristiques des résonateurs BAW dans le cadre des filtres en treillis, la partie suivante présentera la topologie finale du filtre et différentes optimisations.

V. Dimensionnement du filtre et optimisations

Une méthode de synthèse de filtre nous a permis d'affiner la conception du filtre [TIL05]. Elle met en place, à partir d'un filtre de type Chebyshev unipolaire, une architecture utilisant des circuits résonants de type LC et des inverseurs d'impédances ou d'admittances selon le gabarit désiré. Des conversions successives des circuits résonants en modèle de résonateurs BAW puis une conversion en mode différentiel permet d'aboutir au filtre de la figure 3.22. Il permet de corriger toutes dispersions de $\pm 1\%$ sur l'épaisseur de la couche d'AIN pour une gamme de variation de varactors comprise entre 2 et 4pF. Il est à noter qu'avec cette nouvelle configuration de filtre, l'égalité des impédances des branches séries et parallèles définissent la fréquence basse de la bande passante du filtre tandis que des capacités que nous qualifierons d'inter-étages apparaissent et déterminent le reste de la réponse du filtre en imposant les niveaux d'impédances adéquats.

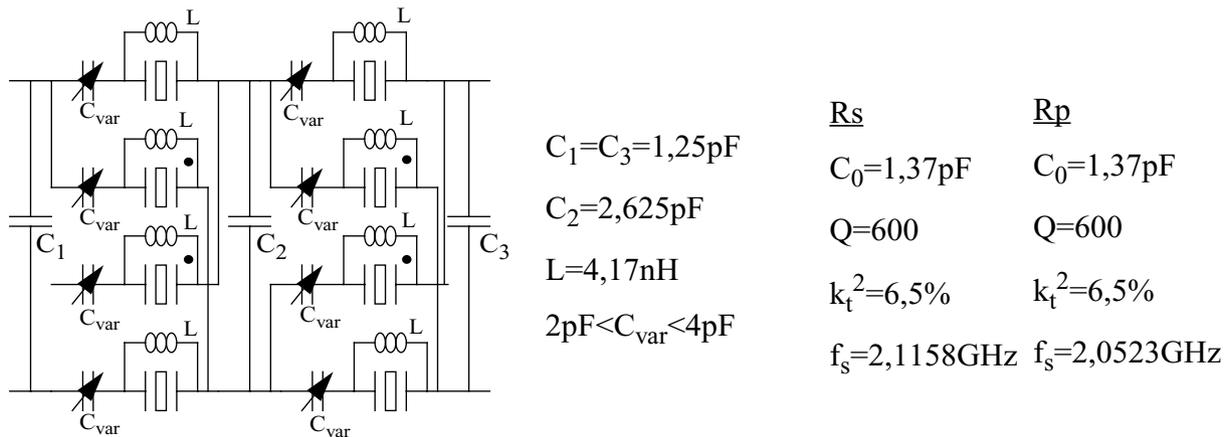


FIGURE 3.22. Filtre synthétisé pour la chaîne de réception WCDMA.

Compte tenu des imperfections des différents composants et de l'ajout de capacités inter-étages, il existe un placement optimal des éléments d'accord en fréquence au sein du filtre ce qui sera présenté dans la partie suivante.

V.1. Optimisations

La figure 3.23 expose les différentes réponses fréquentielles pour des placements différents des cellules. En positionnant le bloc varactor après le résonateur en parallèle à l'inductance, nous obtenons une meilleure distribution des capacités parasites ce qui permet de diminuer l'ondulation en bande. Nous avons, en fait, un diviseur capacitif avec la capacité parasite de l'inductance spirale (350fF) dans le cas où le varactor est placé avant le résonateur en parallèle à sa self.

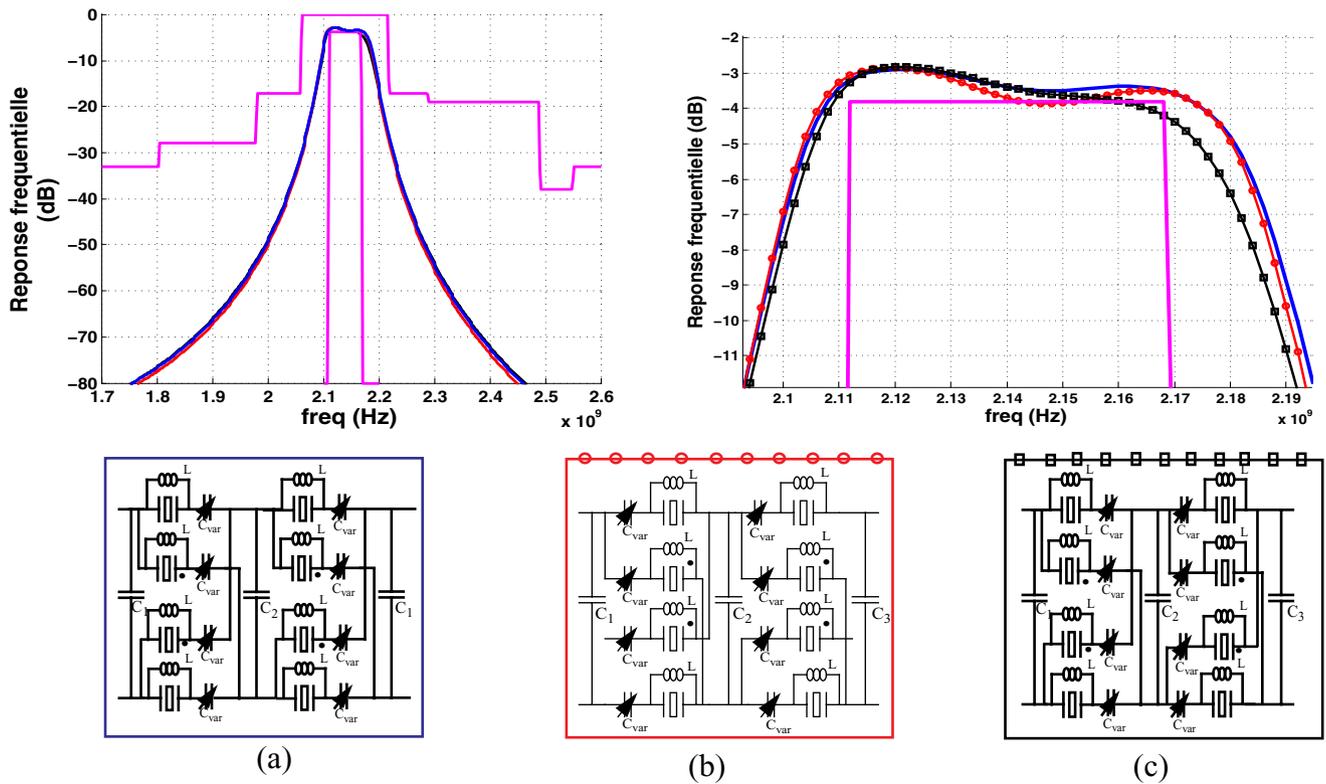
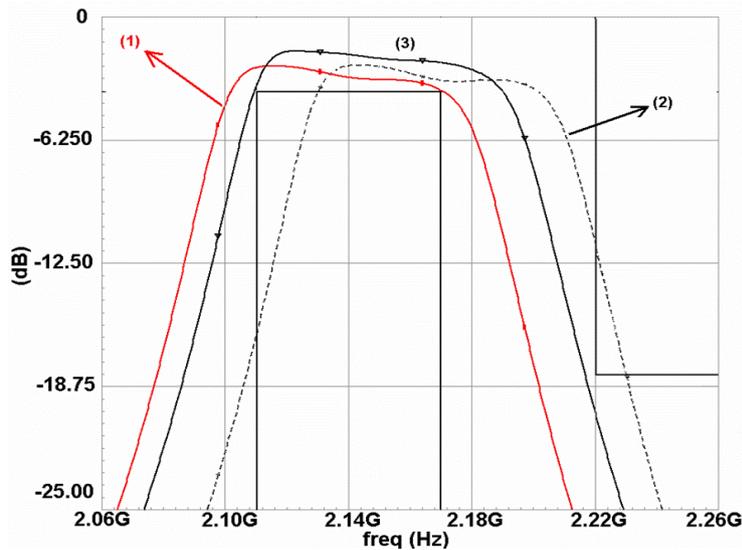


FIGURE 3.23. Impact du positionnement des cellules au sein du filtre.

Nous allons, par conséquent, réaliser la cellule d'accord présentant une self en parallèle, le tout en série au bloc varactor (cf. fig. 3.23a). La figure 3.24 expose les réponses fréquentielles du filtre accordable en fréquence avant et après correction d'un décalage en fréquence des résonateurs. L'erreur maximale sur l'épaisseur de la couche piézoélectrique qui peut être corrigée, a finalement été réduite à 1,4% du fait des éléments parasites (cf. fig. 3.24).



(1) Réponse du filtre à valeur de composants nominale.

(2) Réponse du filtre présentant un écart de 1,4% sur l'épaisseur de la couche piézoélectrique.

(3) Réponse du filtre après correction de l'écart de 1,4% sur l'épaisseur de la couche piézoélectrique via V_{ctrl} .

FIGURE 3.24. Réponse du filtre accordable en fréquence.

Pour des tensions de contrôle différentes, les réponses présentent plus ou moins de pertes d'insertion. Ceci est directement liée à la valeur correspondante de la capacité. En effet, plus elle est faible, plus elle introduit, en série, une impédance plus élevée, atténuant, ainsi, légèrement la transmission optimale du signal. D'autre part, le filtre présente une bande passante de 100MHz ce qui le rend moins sensible aux dispersions thermiques. Il est, de plus, moins sensible aux variations des fréquences caractéristiques des résonateurs. Une erreur de 1,4% sur l'épaisseur des couches piézoélectriques n'engendre plus, en effet, un décalage de 1,4% de la fréquence centrale du filtre mais de 0,6%.

Finalement, l'étude du fonctionnement du filtre en treillis a mis en évidence le problème d'un désappariement entre les branches séries et parallèles qui fera l'objet du chapitre suivant.

V.2. Impact des désappariements

V.2.a. Désappariements des selfs

Des erreurs d'appariement importantes sur les inductances peuvent décaler la résonance parasite d'une branche par rapport à une autre et créer une condition de transmission à

des fréquences plus basses. La figure 3.25 montre les simulations d'un filtre avec deux valeurs différentes de self d'une branche série à une branche parallèle. Nous avons gardé la self des résonateurs séries à leur valeur nominale et avons fait varier uniquement la self des résonateurs parallèles.

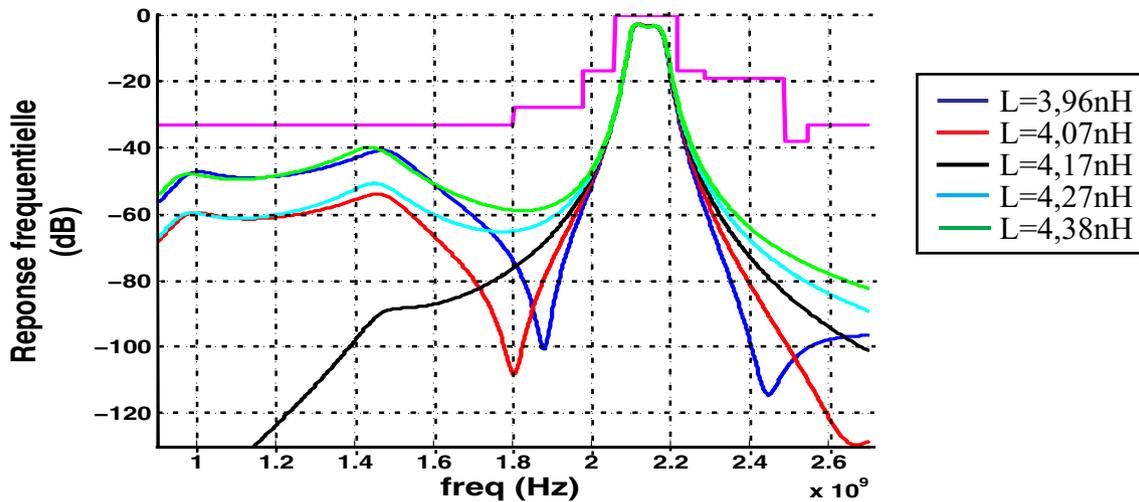


FIGURE 3.25. Effet d'un désappariement sur les selfs.

Des désappariements entre les branches séries et parallèles créent des remontées hors de la bande passante. Une précision de 4% sur la valeur des inductances est donc requise ce qui est facilement obtenue en BiCMOS7RF. Des désappariements entre les selfs d'une branche série à une autre branche série (réciproquement parallèle) seront à l'origine de même type de réponse qu'à la figure 3.25 : diminution de l'atténuation hors-bande et création de fréquences d'atténuation infinie.

Etudions, dorénavant, l'impact de désappariement entre résonateurs.

V.2.b. Désappariement des résonateurs

Au même titre que les inductances, un désappariement des résonateurs va également dégrader les performances fréquentielles du filtre. Pour simplifier l'étude, nous considérerons juste un désappariement entre les résonateurs séries et parallèles en terme de fréquences de

résonance, de coefficient de couplage et de capacité intrinsèque. La figure 3.26 expose les réponses fréquentielles de filtres présentant des dispersions au niveau résonateur. Rappelons que des prévisions technologiques ciblent $\pm 1\%$ d'homogénéité de dépôt de la couche d'AlN sur une plaque de 200mm. Ainsi, une variation de la capacité intrinsèque pire cas de $\pm 1\%$ sera observée d'un résonateur à l'autre.

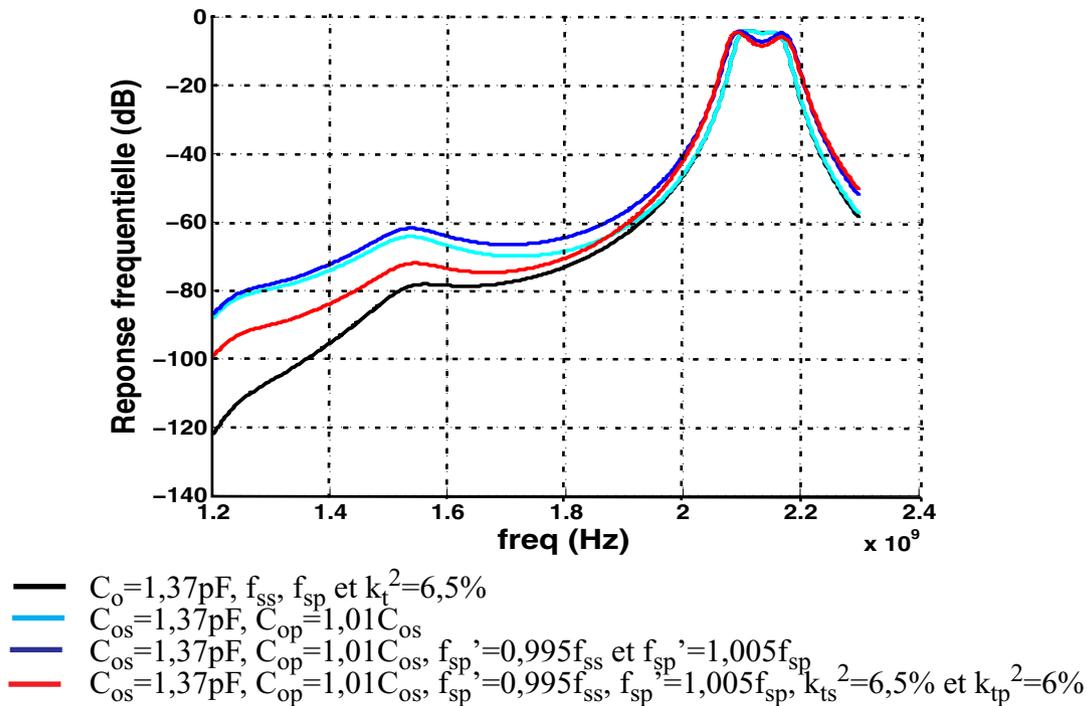


FIGURE 3.26. Impact de désappariement entre les résonateurs séries et parallèles.

Une capacité intrinsèque C_0 différente d'une branche à une autre engendre donc une diminution de l'atténuation. D'autre part, une fréquence de résonance du résonateur parallèle plus basse que désirée, associée à une fréquence de résonance du résonateur série plus haute entraînent un élargissement de la bande passante du filtre s'accompagnant d'une augmentation de l'ondulation.

Par ailleurs, d'autres simulations axées sur les facteurs de qualité des résonateurs ont permis d'établir qu'un facteur de qualité plus bas pour le résonateur parallèle affaisse la réponse en fréquences basses de la bande passante et inversement, un facteur de qualité plus bas pour le

résonateur série augmente les pertes d'insertion en fréquences hautes de la bande passante du filtre.

Au sein d'un même étage de filtre, un désappariement entre les résonateurs du même type (série ou parallèle) provoque, également, des diminutions de l'atténuation hors-bande et crée des fréquences d'atténuation infinie comme pour le désappariement des inductances d'une branche à une autre.

VI. Réalisation physique du filtre et performances mesurées

L'assemblage de ce filtre est un point clé de la démonstration. 2 puces ont donc été réalisées et assemblées par thermo-compression grâce à une technologie de type BUMP.

VI.1. Réalisation de la puce silicium

Du fait des nombreuses inductances intégrées à exploiter et de leur interaction possible, le placement de ces dernières a donné lieu à une étude d'effet mutuel. Les éléments constitutifs des cellules d'accord en fréquence ont, par la suite, été positionnés comme l'illustre le dessin de masques de la figure 3.27.

D'autre part, des plots BUMPS d'une ouverture $80\mu\text{m}$ assureront le contact avec la puce contenant les résonateurs SMR. Cette dernière sera reportée au dessus de la puce silicium ci-dessus. Enfin, la fonctionnalité de l'accord du filtre sera vérifiée par l'ajout d'un plot d'entrée pour la tension de contrôle du filtre.

La taille de la puce ainsi réalisée est directement liée au nombre d'inductances utilisées. Elle s'élève à $6,65\text{mm}^2$.

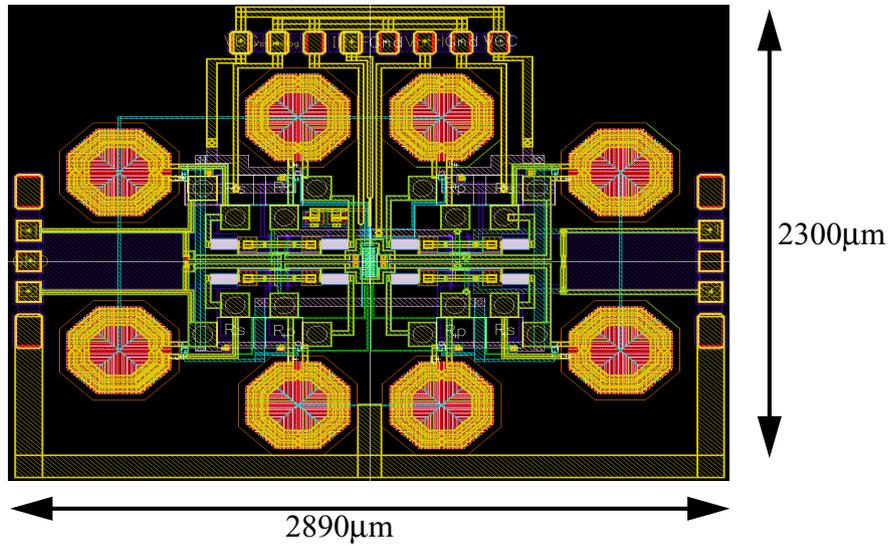


FIGURE 3.27. Dessin de masques du filtre accordable en fréquence (partie BiCMOS).

VI.2. Réalisation de la puce SMR

Le modèle de Mason permet d'établir l'épaisseur des différentes couches composant un résonateur BAW et la surface des électrodes nécessaire afin d'obtenir les résonateurs souhaités. La figure suivante expose l'empilement des résonateurs BAW exploités et le dessin des masques correspondant.

Résonateur série
 $f_s = 2.1159\text{GHz}$

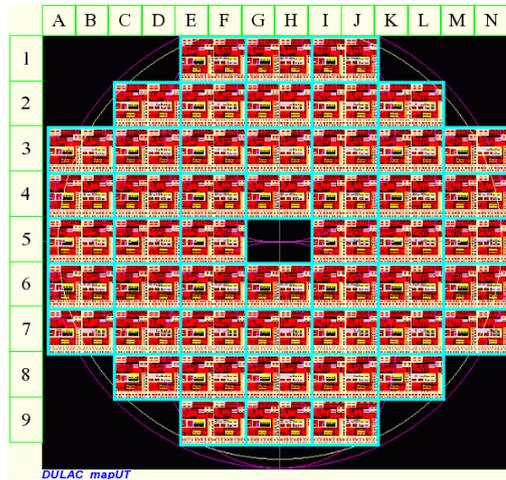


Résonateur parallèle
 $f_s = 2.0528\text{GHz}$



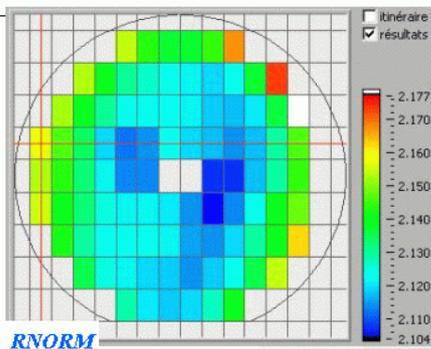
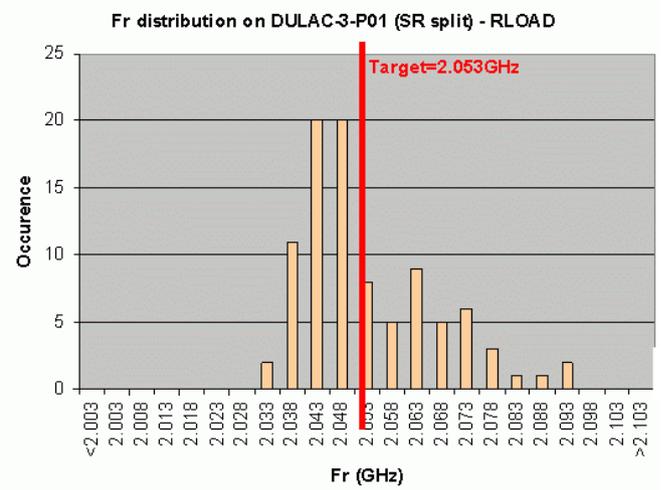
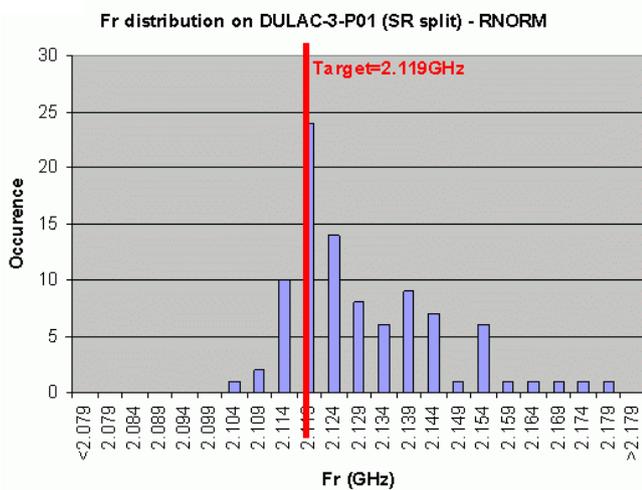
FIGURE 3.28. Empilement et dessin de masque des SMR exploités.

La distribution des fréquences de résonance mesurées sur les différents résonateurs dessinés est présentée à la figure 3.29 selon leur emplacement sur la plaque 200mm obtenue.



Résonateurs séries

Résonateurs parallèles



P01 Fr mapping

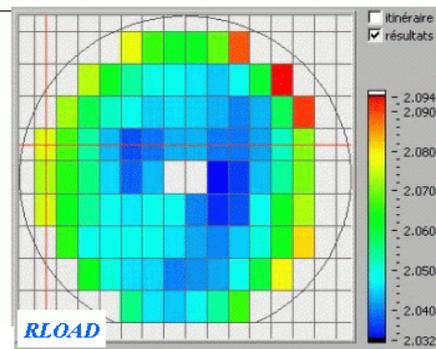


FIGURE 3.29. Cartographie des dispersions fréquentielles liées aux procédés de fabrication de la puce SMR.

La cartographie des résonateurs a été obtenue par l'ajout de résonateurs annexes autour de chacune des puces SMR. Aussi d'autres mesures sur ces derniers ont été effectuées. Elles permettent d'estimer les caractéristiques des résonateurs effectivement obtenus comparativement aux résonateurs désirés (cf. tableau 4).

Tableau 4 : Caractéristiques des résonateurs mesurés vis-à-vis des résonateurs désirés.

SMR	C_o (pF)	Impédance (Ω) @ 2,14GHz	Fréquence de résonance de R_p (GHz)	Fréquence de résonance de R_s (GHz)	$Q_{\text{intrinsèque}}$	k_t^2
valeurs théoriques	1,37	54	2,0528	2,1158	600	6,5
valeurs mesurées	1,77	42	2,050	2,124	300	6,5

Les résonateurs séries sont ainsi légèrement décalés vers des fréquences plus hautes à l'inverse des résonateurs parallèles. Les facteurs de qualités ont, quant à eux, été dégradés et ce pour un coefficient électromécanique bien dimensionné.

VI.3. Assemblage : découpe et bumping

Les manipulations de puces en vue de report sont délicates. Les équipements actuels permettent d'assembler des puces de taille peu inférieure à $1 \times 1 \text{ mm}^2$. La société Gamberini S.A. a effectué l'assemblage après avoir découpé les puces à reporter. L'AlN étant un matériau dur, pouvait faire craindre des soucis d'assemblage mais leur découpe a été assurée par une pointe classique en diamant (cf. annexe B). Finalement, la structure assemblée est illustrée par la microphotographie de la figure 3.30.

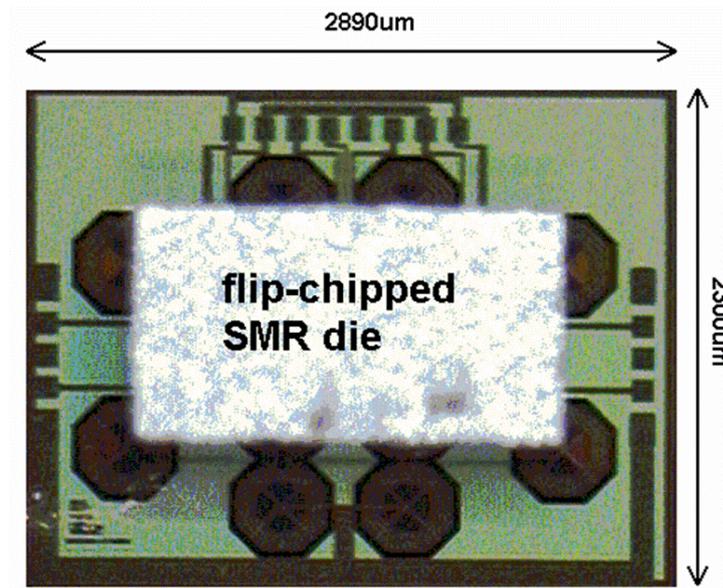


FIGURE 3.30. Micro-photographie du filtre BAW accordable assemblé.

VI.4. Mesure et performances

La différence des paramètres entre les résonateurs mesurés et ceux initialement prévus va engendrer des problèmes d'adaptation avec notamment l'usage d'équipements de mesure 50Ω . Afin d'exploiter les mesures et de pallier les problèmes d'adaptation, nous prendrons en compte le gain maximum disponible (MAG en anglais pour Maximum Available Gain). La figure 3.31 présente une comparaison entre les mesures et les retro-simulations obtenues en remplaçant les paramètres des résonateurs initiaux par ceux finalement mesurés [RAZ06_2].

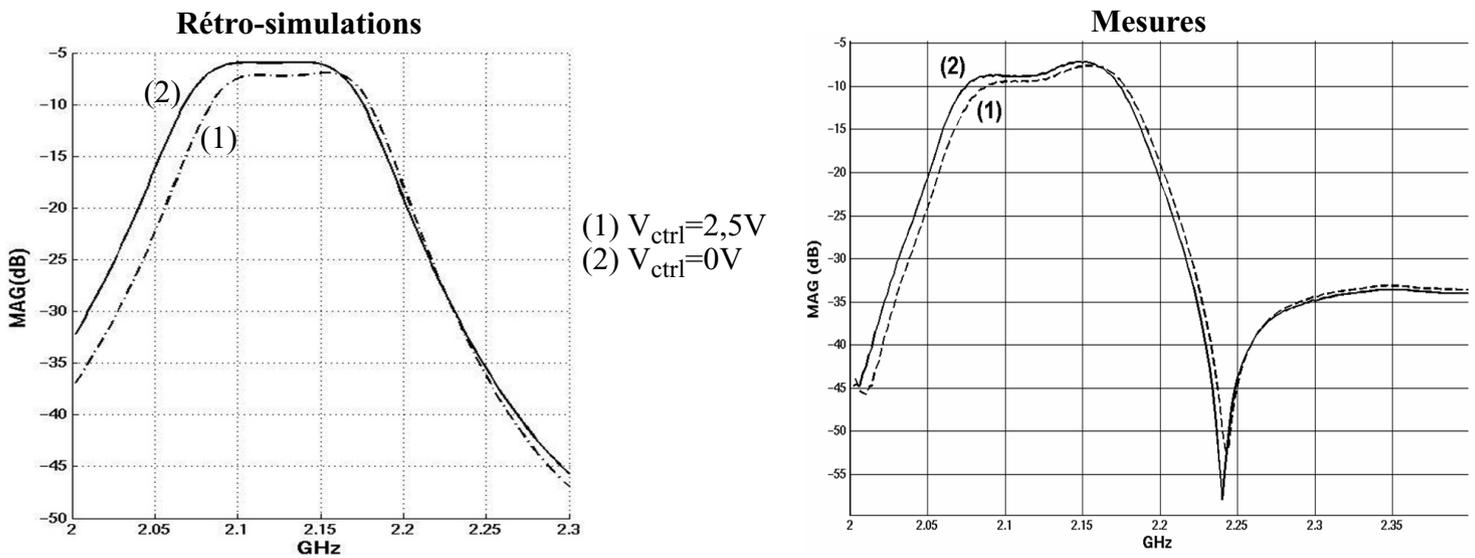


FIGURE 3.31. Résultats de mesures et de rétro-simulations.

La fonctionnalité de l'accordabilité a, par conséquent, été démontrée comme le montrent les courbes obtenues pour 2 niveaux de tension de contrôle différents. Pour une puissance consommée de 7mW, le filtre permet, notamment, l'accord de 0,3% de la fréquence centrale du filtre. Remarquons qu'à la tension de contrôle de 2,5V, le filtre est centrée à 2,14GHz. Il présente, de plus, une bande passante de 100MHz conformément aux simulations et une atténuation hors-bande de 32dB.

En outre, des mesures d'IIP3 ont été effectuées avec 2 tons à 2,14GHz et 2,16GHz pour mesurer les performances d'intermodulation d'ordre 3 en bande. Le filtre apparaît très linéaire avec un IIP3 de 35dBm soit 24dBm si l'on prend en compte la baisse du niveau de puissance des signaux d'entrée liée aux pertes d'insertion. Le tableau 5 résume les performances du filtre mesuré vis-à-vis des différents résultats de simulations.

Tableau 5 : Performances des filtres mesurés et rétro-simulés.

	Pertes d'insertion (dB)	Ondulation (dB)	Excès de bruit (dB)	IIP3 en bande (dB _m)	Accordabilité de la fréquence centrale	Consommation	Surface (mm ²)
Simulations	-6/-7	0,3/0,5	0,1	16	0,3% (0,6% d'erreur sur la couche piézoélectrique)	2,8mAx2,5V	6,65
Mesures	-8/-9	1,6/1,75	0,2	24			

Notons que l'extinction des circuits de compensation des inductances accroît les pertes d'insertion de 1dB ce qui permet de valider ces derniers. Nous pouvons, par ailleurs, expliquer les pertes d'insertion supplémentaires par :

- des facteurs de qualité de résonateurs plus faibles qu'escomptés.
- des couplages capacitifs liés au report de la puce SMR au dessus de la puce silicium par un léger recouvrement de cette dernière.
- la longueur des interconnexions (layout) qui ont d'ailleurs réduit l'accordabilité.

De plus, les réponses fréquentielles des filtres mesurés permettent de conclure à :

- un écart fréquentiel trop important entre les résonateurs séries et les résonateurs parallèles comme le traduit l'ondulation obtenue en mesure.
- un facteur de qualité du résonateur parallèle à sa fréquence de résonance plus faible que celui des résonateurs séries, lié à l'ajout de la couche de charge pour le décalage en fréquence.
- un désappariement entre les branches séries et parallèles du fait de la présence de fréquences d'atténuation infinies de part et d'autre de la bande passante du filtre.

En conclusion, malgré des pertes d'insertion importantes, le filtre est fonctionnel et montre des performances en linéarité très satisfaisantes. Une relativement bonne concordance simulation/mesure a été obtenue et des optimisations notamment en layout pourront améliorer considérablement les performances du filtre en terme de pertes d'insertion et d'accordabilité [RAZ06_2].

VI.5. Optimisations et perspectives

VI.5.a. Optimisations

Dans un premier temps, il convient de réduire la longueur des interconnexions afin d'améliorer l'accordabilité du filtre. Un second filtre à un unique étage en treillis a été envoyé en fabrication (cf. fig. 3.32a). La plage de correction a été augmentée jusqu'à 10,4MHz soit 0,5% de la fréquence centrale du filtre. De ce fait, l'ondulation a été optimisée et diminuée également par

l'emploi de résonateurs de fréquences de résonance moins éloignées comme l'illustre la figure 3.32b. L'appariement des branches séries et parallèles hors bande a, bien, été obtenu comme en témoignent les niveaux d'atténuation hors-bande (cf. fig. 3.32c).

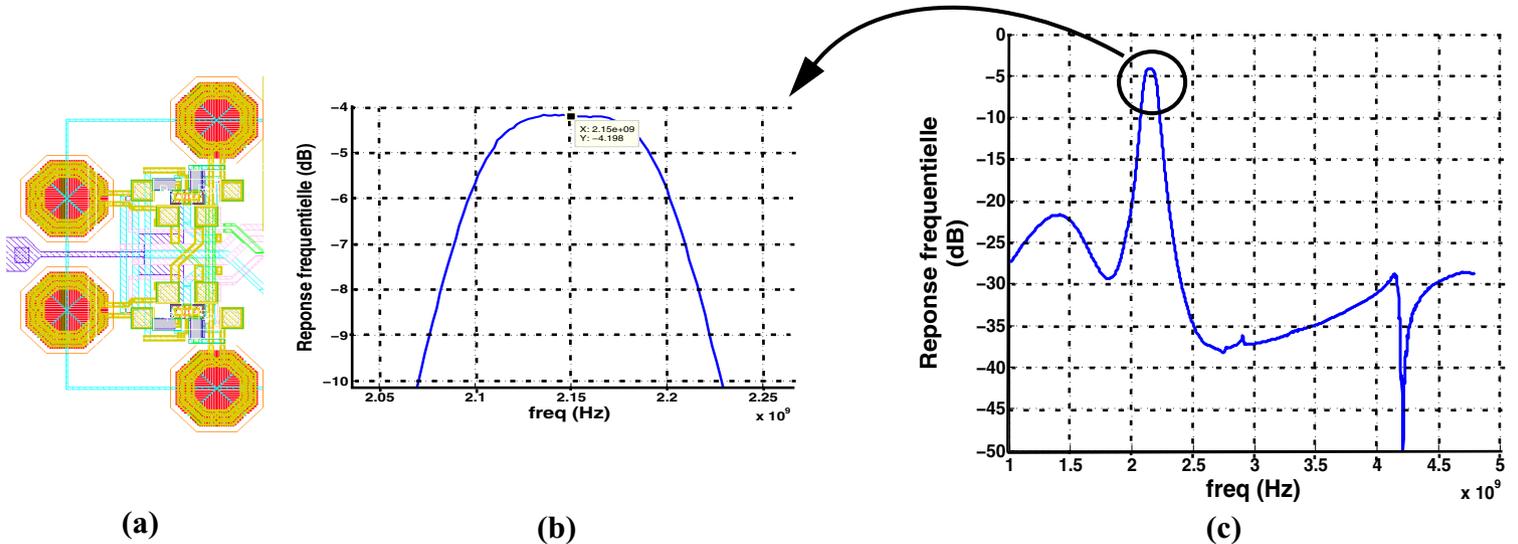


FIGURE 3.32. Mesure de la réponse fréquentielle d'une section de filtre en treillis optimisée. (a) Lay out de la section en treillis réalisée. (b) Réponse en bande passante. (c) Réponse en bande coupée.

Cependant, le filtre reste encombrant spatialement ce qui est exclusivement lié au nombre d'inductances à utiliser. L'usage de capacités négatives ou de selfs actifs aurait permis de remédier à ce problème au détriment d'une consommation plus grande, de non-linéarités et de bruit accrus. Il convient, donc, de réduire le nombre de selfs à utiliser. [TIL05] Le théorème de conversion de réseaux illustré à la figure 3.33, nous permet d'atteindre cet objectif. En effet, les éléments séries ou parallèles identiques peuvent être, de manière équivalente, placés à l'extérieur des branches séries (cf. fig. 3.33a) et parallèles du filtre en treillis (cf. fig. 3.33b).

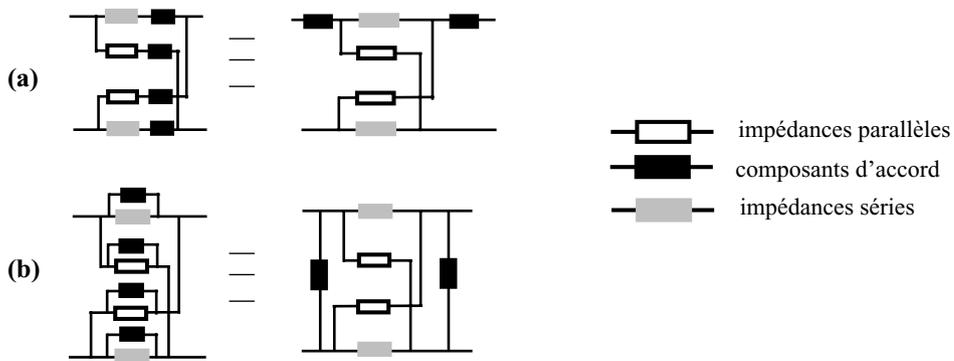


FIGURE 3.33. Théorème de conversion de réseaux pour des composants d'accord en série (a) et en parallèle (b).

Une application directe de ces derniers théorèmes mène au filtre de la figure 3.34a. Ce dernier fait apparaître des dissymétries qu'il convient d'éliminer afin de dimensionner un filtre complètement différentiel. En ce sens, le bloc varactor a été dupliqué sur les branches séries opposées. Nous obtenons un filtre présentant un nombre d'inductances divisé par 2. Deux étages de filtres en treillis avec uniquement des résonateurs BAW sont, alors, accordés de manière externe par un réseau de varactors dans le chemin direct et de selfs connectées en différentiel tel que le montre le schéma de la figure 3.34b.

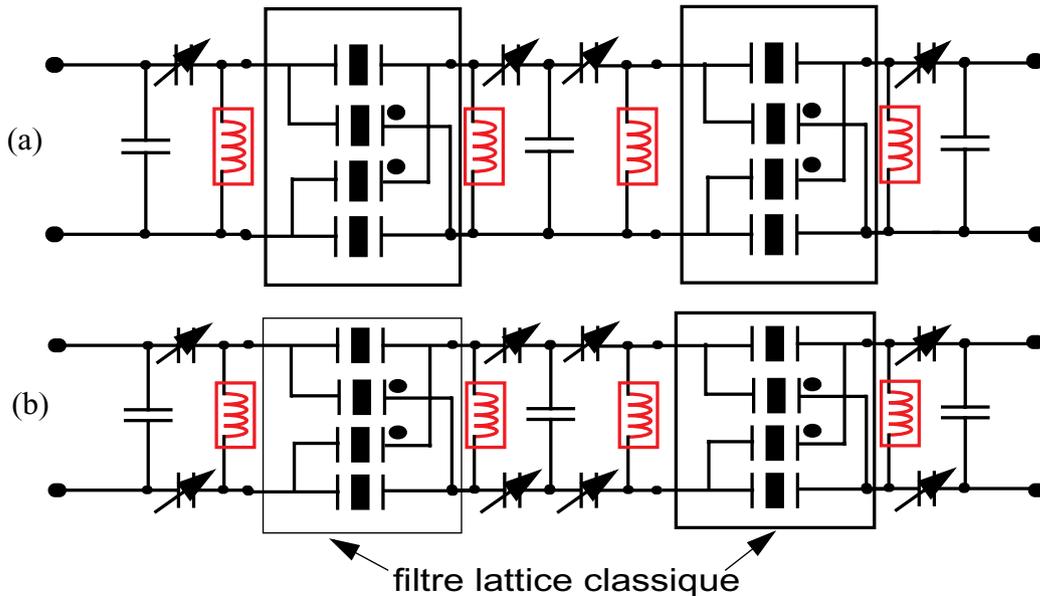


FIGURE 3.34. (a) Filtre optimisé par application direct des théorèmes de conversion de réseaux. (b) Filtre optimisé purement différentiel.

VI.5.b. Perspective : augmentation de la plage d'accord

La plage de variation d'accord en fréquence du filtre est liée à la plage de variation du varactor. Ainsi, des matrices de capacités commutées nous permettraient d'augmenter cette dernière.

Une matrice de capacités commutées est généralement réalisée par des transistors MOS que nous venons éteindre ou allumer en fonction de la tension de grille (cf. fig. 3.35a). Les résistances de canal-drain source doivent être suffisamment faible pour optimiser le facteur de qualité de la capacité alors connectée au reste de la matrice. Ainsi, nous privilégions des transistors présentant des longueurs de canal relativement courts.

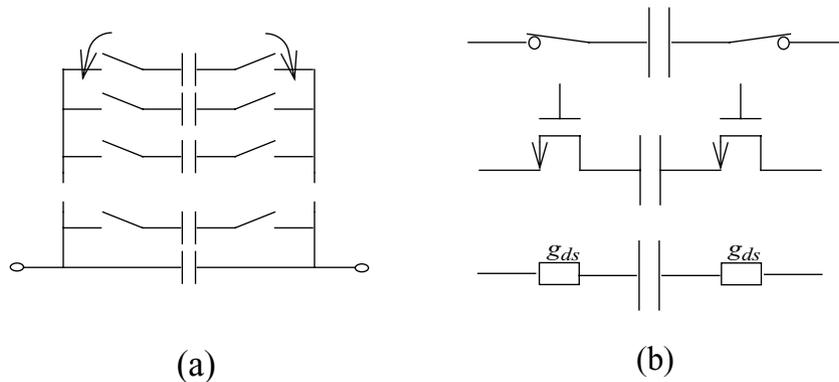


FIGURE 3.35. (a) Matrice de capacités commutées. (b) Circuit équivalent d'une capacité connectée.

En terme de perte résistive, nous considérons le transistor en régime linéaire du fait que la tension drain source doit rester faible. Ainsi, nous obtenons une capacité de valeur C sur une bande de fréquence de coupure définie par :

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{2R_{ds}C} \quad \text{eq. 3.24}$$

$$\text{avec } R_{ds} = \frac{1}{\mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{gs} - V_{th})} \quad \text{eq. 3.25}$$

Un interrupteur aura, de ce fait, un grand W et un L minimal dans une certaine limite de capacités parasites des transistors/interrupteurs ajoutées. La structure de la figure 3.36 permet d'optimiser le facteur de qualité par l'utilisation d'un seul transistor en tant qu'interrupteur.

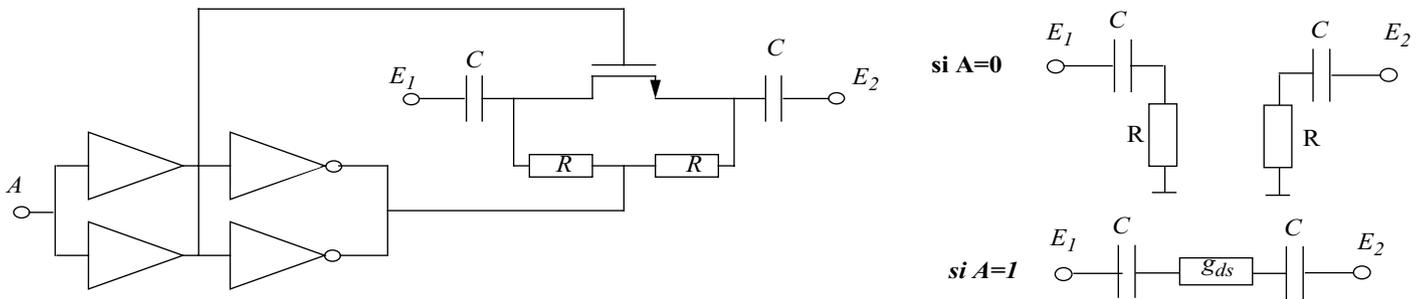


FIGURE 3.36. Structure de la capacité commutable.

Compte tenu de l'équation 3.25, le facteur de qualité de cette capacité commutée s'exprime alors comme :

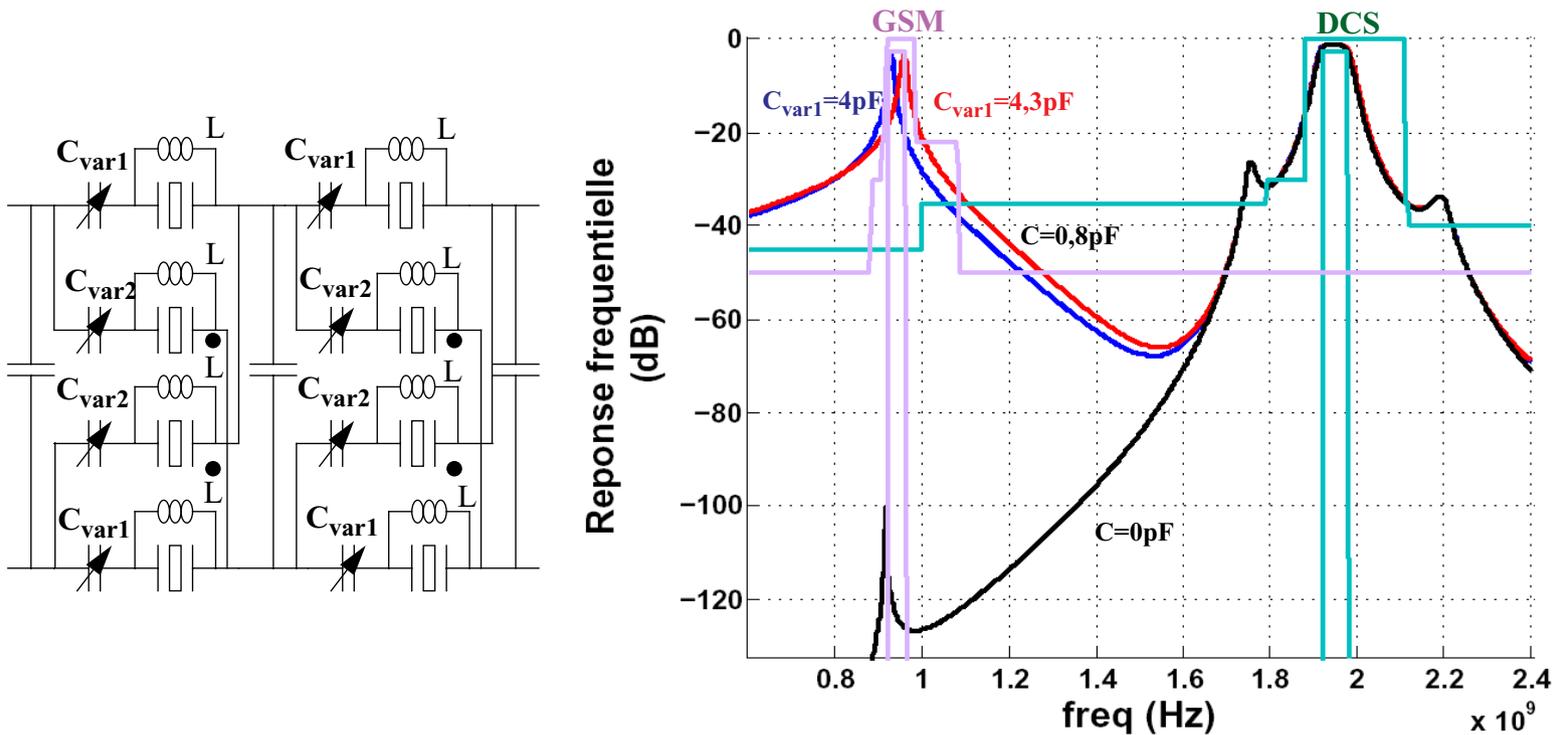
$$Q = \frac{2\mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{gs} - V_{th})}{C\omega} \quad \text{eq. 3.26}$$

Les facteurs de qualité atteignables sont de l'ordre de 50-60. L'utilisation d'un varactor permet d'optimiser ce critère au détriment de la plage de valeurs de capacités atteignables mais pour un encombrement spatial moindre.

VI.5.c. Perspective : filtrage bi-bande

D'autre part, nous avons vu précédemment que le choix d'inductances et de varactors identiques nous permettent d'éviter une condition de transmission optimale à basses fréquences. Les résonances parasites pourraient, en fait, être exploitées pour filtrer toute ou partie d'une deuxième bande de fréquences si le facteur de qualité des résonances le permette [B0606919]. En vue de satisfaire la condition C_2 , nous ferons alors varier les capacités des branches séries parallèles indépendamment pour décaler les résonances parasites (basses fréquences). En considérant C_{var1} , la capacité de la branche série et C_{var2} , celle de la branche parallèle telles que $C_{var1} = C_{var2} - C$, nous obtenons alternativement une fonction de filtrage haute fréquence ou une

fonction de filtrage hautes fréquences associée à un filtrage plus basses fréquences lorsque C est non nul. La figure 3.37 montre un exemple de réalisation pour des applications de filtrage d'un canal GSM et de toute la bande DCS. Les éléments ajoutés pour l'accord en fréquence sont dans la simulation considérés comme parfaits.



Paramètres de simulation :

$$C_{var1} = C_{var2} - C$$

$$L = 5,85 \text{ nH}$$

Résonateur série

$$C_0 = 1,089 \text{ pF}$$

$$Q = 600$$

$$k_t^2 = 6,5\%$$

$$f_s = 1,97 \text{ GHz}$$

Résonateur parallèle

$$C_0 = 1,089 \text{ pF}$$

$$Q = 600$$

$$k_t^2 = 6,5\%$$

$$f_s = 1,899 \text{ GHz}$$

FIGURE 3.37. Réponse fréquentielle du filtre accordable en fréquence avec une commande identique ou différente d'une branche série à une branche parallèle.

Ainsi, il est possible de filtrer un canal d'une bande à des fréquences plus basses (GSM en l'occurrence) ou un groupe de canaux d'un deuxième standard. L'inconvénient majeur sera néanmoins la conservation de la fonction de filtrage hautes fréquences. Cette dernière restera, quelques soient les conditions, accordable en fréquence. Notons que ce filtrage bi-bande nécessitera l'usage de composants à fort facteur de qualité large bande.

VII. Conclusion

Les différents travaux exposés dans ce chapitre démontrent la faisabilité d'intégrer un filtre accordable en fréquence palliant l'ensemble des dispersions de fabrication et déviations thermiques. Ces résultats ont été obtenus par l'usage de selfs spirales dont le facteur de qualité a été augmenté par une résistance négative active ce qui ne nous a pas permis d'optimiser l'encombrement spatial. Les contraintes spatiales induites pour se prémunir des effets de mutuelles ont, d'ailleurs, contribué à augmenter la longueur des lignes d'interconnection et donc à augmenter les pertes d'insertion ce qui a pour effet direct de diminuer l'accordabilité du filtre. Les spécifications pour le standard WCDMA n'ont pas été atteintes pour les filtres réalisés physiquement en partie à cause de problèmes liés aux procédés de fabrication des résonateurs BAW mais des optimisations restent, cependant, envisageables. L'emploi notamment de capacités négatives hautement linéaires permettrait de remplir les spécifications exigées au détriment de la contrainte de bruit et de la consommation mais pour une taille optimale de filtre. Puisque l'accordabilité d'un filtre BAW en configuration treillis a été démontrée, attachons nous dans le chapitre suivant à réaliser la circuiterie d'accord de ce dernier.

VIII. Références

- [AND00] P. Andreani and S. Mattisson, "On the Use of MOS Varactors in RF VCO's", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 35, no. 6, June 2000.
- [B0606919] S. Razafimandimby, A. Cathelin, A. Kaiser, "The multiple-Band RF BAW Filter", INPI, FR filing no. 0606919, Jul. 2006.
- [B0607343] S. Razafimandimby, C. Tilhac, A. Cathelin, "A 2GHz BiCMOS Integrated Negative Capacitance", INPI, FR filing no. 0607343, Aug. 2006.
- [DUL03] F. Dulger, E. Sanchez-Sinencio, J. Silva-Martinez, "A 1.3-V 5-mW Fully Integrated Tunable Bandpass Filter at 2.1GHz in 0.35- μ m CMOS", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 38, no. 6, June 2003.
- [GEO03] B. Georgescu, H. Pekau, J. Haslett, J. McRoy, "Tunable Coupled Inductor Q-Enhancement for Parallel Resonant LC tanks", IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 50, no. 10, pp 705-713, Oct2003.
- [KIN87] R. G. Kinsman, "Crystal Filters-Design, Manufacture and Application", A Wiley Interscience Publication, p52-56, April 1987.
- [RAZ05] S. Razafimandimby, C. Tilhac, A. Cathelin, A. Kaiser, D. Belot, "Nouvelle configuration de filtre RF accordable en fréquence utilisant des résonateurs BAW pour une chaîne de réception homodyne WCDMA", TAISA, Oct. 2005.
- [RAZ06_1] S. Razafimandimby, C. Tilhac, A. Cathelin, A. Kaiser, D. Belot, "A Novel Architecture of Tunable Bandpass BAW-Filter for a WCDMA Transceiver", Springer Science, Analog Integrated Circuits and Signal Processing Journal, pp. 237-247, Sept 2006.
- [RAZ06_2] S. Razafimandimby, C. Tilhac, A. Cathelin, A. Kaiser, D. Belot, "An Electronically Tunable Bandpass BAW-Filter for a Zero-IF WCDMA Receiver", in proc. ESSCIRC, Sept. 2006.
- [SED78] A.S. Sedra and P.O. Bracket, "Filter theory and Design:Active and Passive", Oregon:Matrix Publishers INC, pp. 663-703, 1978.
- [TIL05] C. Tilhac, S. Razafimandimby, A. Cathelin, S. Bila, V. Madrangeas, D. Belot, "A Bandpass BAW Filter With Reduced Sensitivity To Process Variations", International Analog VLSI Workshop IEEJ, 2005.

Chapitre 4. Circuiterie d'asservissement

En vue d'accorder le filtre en fréquence, nous devons implémenter un circuit d'asservissement. La norme WCDMA qui est notre domaine d'application, ne nous permet pas de calibrer notre filtre ponctuellement en coupant le chemin d'accès signal pour le dériver sur une circuiterie de test. Notons que les dispersions thermiques auront majoritairement un impact pendant la phase communication. Ainsi, une implémentation d'un asservissement en temps continu semble plus judicieuse. Toutefois, il paraît possible de corriger au démarrage les dispersions dues aux procédés de fabrication et de corriger ponctuellement les dispersions thermiques si nécessaire.

Des mesures effectuées sur les résonateurs BAW ont permis de déterminer les dérives thermiques en fréquence. Ainsi, la fréquence de résonance et celle d'anti-résonance présentent des disparités. Une dispersion thermique de 17ppm/°C a pu être mesurée sur l'anti-résonance contre 20ppm/°C sur la résonance. Notre configuration de filtre n'exploite concrètement que la fréquence de résonance des résonateurs. Nous devons donc compenser un décalage en fréquence de 42,8kHz par degré soit 0,2% (4MHz) de la fréquence centrale à 125°C dans le pire cas ce qui pourrait être insignifiant sur la réponse fréquentielle du filtre compte tenu de la large bande passante du filtre. De plus, la cellule de régulation contient d'autres éléments passifs dont la dépendance thermique est, également, à prendre en compte.

I. Etat de l'art

Les précisions atteintes lors des procédés de fabrication ne nous permettent pas toujours d'atteindre parfaitement les performances escomptées pour une fonction électronique. D'autre part, les matériaux utilisées souffrent, pour la plupart, de dispersions thermiques du fait d'un comportement complètement dépendant des températures ambiantes. Le vieillissement des composants est, enfin, à prendre en compte en vue de dimensionner un circuit robuste. Certaines applications exigent, dans certains cas, l'utilisation d'un circuit d'asservissement pour réguler ses

différentes performances clés en fonction de la température, des variations technologiques, de vieillissement et d'autres perturbations extérieures.

Comme nous avons pu le voir dans le premier chapitre, les fonctions de filtrage restent essentielles pour la bonne réception de données. Aussi, convient-il de garantir, simultanément ou pas, la bande passante, le facteur de qualité, la fréquence centrale ou encore un certain niveau de pertes d'insertion. Tout ceci nécessite de concevoir un filtre dont les performances sont contrôlables et variables à une plus ou moins grande échelle définie entièrement par les dispersions potentielles à corriger.

Nous pouvons regrouper ces techniques en deux grandes familles que représentent les systèmes d'accord direct et les systèmes d'accord indirect. Un accord sera considéré comme direct s'il repose sur le signal effectivement issu de la sortie du filtre tandis qu'un accord indirect se base sur l'accord d'une cellule isolée identique à tout ou partie élémentaire du filtre ou représentative des déviations que peut subir le filtre en vue de fournir au filtre global un signal de commande.

I.1. Accord direct

Un accord sera qualifié de direct lorsqu'en réponse à un signal test, le propre signal de sortie du filtre à réguler est utilisé comme variable d'état du système d'asservissement du filtre. Ainsi, selon ce signal test, il faut définir des critères de détection d'erreur et une loi de commande pour corriger les éventuels décalages (cf. fig. 4.1). Un test d'amplitude avec une sinusoïde pure a pu être employé pour réguler la fréquence centrale d'un filtre [KOZ95]. La connaissance de la réponse théorique est nécessaire pour la comparaison. Ces techniques impliquent, toutefois, des algorithmes parfois complexes et potentiellement mal adaptés aux préoccupations faible consommation. Le filtre n'est, de plus, pas régulé en temps continu et nécessite des switches pour son usage fonctionnel. Les modes de duplexage temporel des standards cellulaires ne permettent, d'ailleurs, pas de libérer tout ou partie de la chaîne d'émission/réception durant les phases de communication. Une telle forme de calibration devient donc par construction impossible à concevoir pour un certain nombre de ces normes.

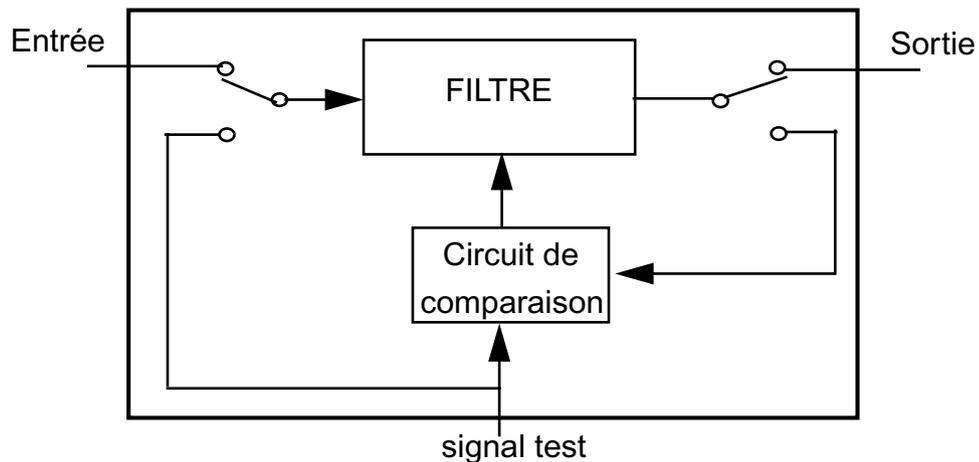


FIGURE 4.1. Principe d'un accord direct.

I.2. Accord indirect

Rappelons qu'un accord indirect repose sur une référence extérieure pour asservir un filtre en fonction d'un bloc représentatif de son caractère dispersif. Ce bloc sera inséré dans une boucle de régulation dont la consigne est toujours liée à une forme de constante de temps : signal d'horloge de fréquence fixe et précise (cf. fig. 4.2). Un appariement entre la brique constitutive du filtre au sein de la boucle et ces mêmes éléments au sein du filtre est primordial. Il s'agit de la technique d'asservissement *maître/esclave* [TSI94].

Un filtre passe-bas g_m -C dont la fréquence est contrôlée par la valeur de la transconductance, a pu être asservi par l'intermédiaire d'une boucle à verrouillage de phase (PLL en anglais pour Phase Locked Loop) dont le VCO a été implémenté par une self active avec des transconductances et capacités unitaires identiques à celles employées au sein du filtre [CHA07]. Ainsi, une fois verrouillée, le VCO oscille à la fréquence de référence à un rapport de division près selon la tension de contrôle générée par le comparateur de phase/fréquence. Cette tension de contrôle est réinjectée sur la commande du filtre dont la fréquence peut être régulée en fonction par exemple du rang de division. Le même principe peut être réitéré dans d'autres systèmes bouclés, comme les boucles à verrouillage de fréquence ou d'amplitude. Ces techniques permettent, à un degré de complexité moindre, d'asservir de manière continue, automatique et précise un filtre fonctionnel à tout moment.

Sans contraintes de taille de puce, un filtre maître peut être, directement, dupliqué dans une boucle de test générant une ou plusieurs grandeurs de commande réinjectées par la suite sur le filtre esclave.

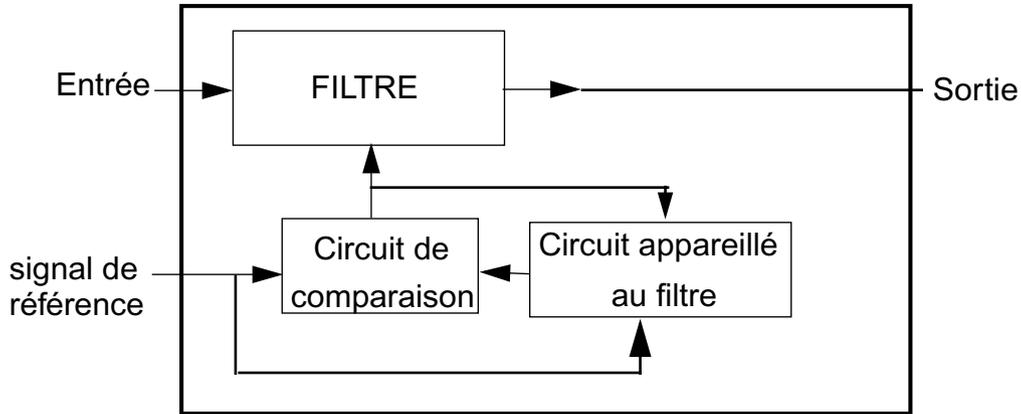


FIGURE 4.2. Principe d'un accord indirect.

II. Etude de faisabilité du circuit d'asservissement

Avant de concevoir le circuit d'asservissement, il convient d'établir la stratégie d'accord i.e. le critère de décision et le type d'accord.

II.1. Stratégie d'accord

Les 2 types d'accord sont envisageables dans la mesure où un filtre présentant une bande passante de 100MHz reste relativement insensible aux déviations thermiques. Les imprécisions liées aux procédés de fabrication peuvent être corrigées à l'allumage du circuit dans lequel est inséré le filtre.

Dans le cadre de la technique maître-esclave, un bloc maître reçoit les consignes et le bloc esclave poursuit les mouvements de son maître. Ce dernier bloc doit être appareillé au filtre afin de pouvoir corriger au sein d'une boucle fermée toutes les dispersions (i.e. dispersions de procédé de fabrication, déviations thermiques ou autres perturbations environnantes). Les éléments parasites ajoutés par la circuiterie électronique dans lequel est placée la brique maître ou

encore une différence d'impédance vue par cette dernière par rapport à la cellule esclave génèrent des divergences dans la loi de commande ce qui peut avoir des conséquences désastreuses sur la régulation du filtre. Il faut ainsi que la cellule maître soit représentative des différents comportements du filtre dans tous ses modes de fonctionnement. Elle doit être un modèle identitaire du bloc esclave placé idéalement dans le même environnement ce qui est la difficulté majeure. Plusieurs stratégies d'accord en fréquence sont, par conséquent, envisageables et à établir à partir des connaissances théoriques acquises sur le filtre. Le choix des cellules maître et esclave en découlera. D'ores et déjà, il n'est pas concevable de dupliquer le filtre en tant que maître pour son asservissement compte tenu de sa taille. Ainsi, il est possible d'accorder le filtre en fonction d'une fréquence de référence selon :

- la fréquence centrale du filtre définie pour un filtre passe-bande lorsque la phase de la réponse fréquentielle du filtre est nulle, modulo 2π et ce dans un cadre d'accord direct,
- la fréquence de résonance de l'un des résonateurs accordables en fréquences,
- la fréquence inférieure de la bande passante du filtre en déterminant la fréquence à laquelle les impédances série et parallèle sont égales et de phases opposées.

Le tableau 1 résume les différentes stratégies d'accord du filtre et les cellules maitres alors nécessaires.

Tableau 1 : Stratégies de régulation du filtre.

Moyens	type d'accord	cellule maître
détecter la phase du filtre	direct	on utilise le filtre directement
détecter la fréquence de résonance de l'un des résonateurs accordables en fréquence	indirect	le résonateur en question
détecter une différence de niveaux d'impédances	indirect	les 2 cellules série et parallèle

Etudions dorénavant les différentes solutions de régulation du filtre.

II.2. Accord direct

Un accord direct peut satisfaire nos contraintes de filtre par l'usage de switches orientant le filtre vers la circuiterie d'accord et après correction vers le chemin fonctionnel de sa chaîne de réception. La phase du filtre pourrait donc servir de critère d'accord pour sa correction.

En effet, tout filtre parfait de type passe-bande a un déphasage nul à sa fréquence centrale telle que l'illustre la figure 4.3.

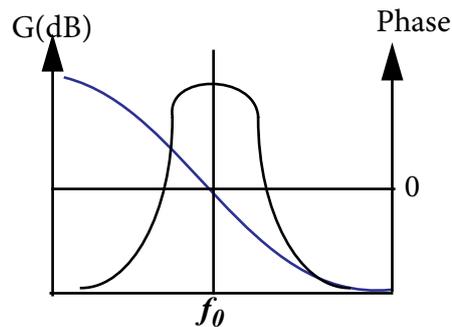


FIGURE 4.3. Réponse fréquentielle et phase d'un filtre du second ordre parfait.

Ainsi, une boucle verrouillée en phase nous permet de réguler la fréquence centrale du filtre sans problème d'appariement puisqu'opérant directement sur le filtre (cf. fig. 4.4).

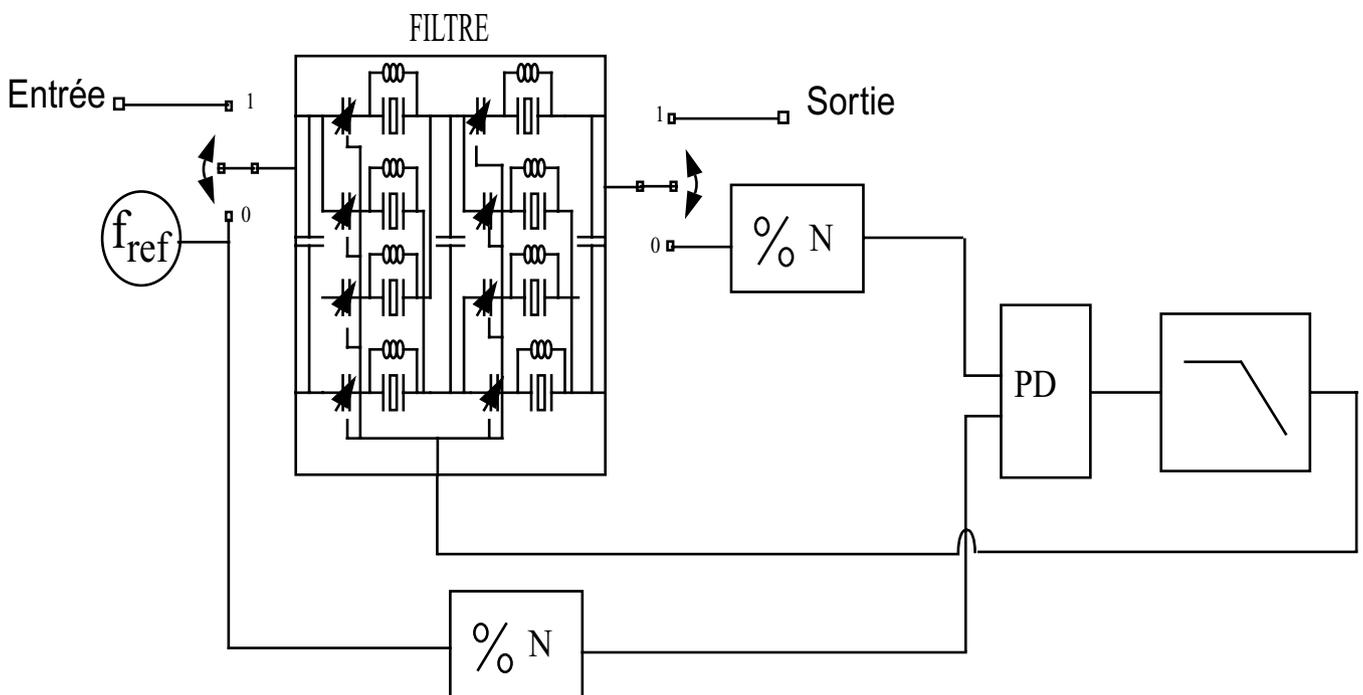


FIGURE 4.4. Configuration d'asservissement par comparaison de phase.

Un signal de référence à la fréquence centrale du filtre nous permet de détecter l'erreur relative entre la fréquence centrale ciblée et la fréquence centrale effective du filtre. La phase du signal de sortie du filtre sera comparée à la phase du signal de test par un détecteur de phase. La comparaison de phase se fera après division en vue de diminuer les contraintes de

dimensionnement de circuits en hautes fréquences. Il est en effet plus simple de comparer des signaux basses fréquences en phase pour des considérations de bruit et de temps de montée des fronts. Cependant, le grand pas de division nécessaire diminue la sensibilité de l'accord et donc la précision de détection d'un déphasage. L'usage d'un comparateur analogique de type multiplieur nous permet de s'affranchir de ces diviseurs qui sont de plus gourmand en consommation. Quelque soit le comparateur, son signal de sortie sera moyenné par un filtre passe-bas et nous fournira une tension de commande directement appliquée au bloc capacité variable. La boucle fermée avant démarrage agira de manière à réduire le déphasage et donc à accorder le filtre à la fréquence de référence.

Néanmoins, toute erreur de décalage sur la phase au niveau du comparateur quasiment systématique engendre une erreur sur la tension de contrôle du filtre. Les éléments de perte du filtre sont, de plus, à l'origine d'une phase non nulle à sa fréquence centrale. Compte tenu des pertes d'insertion mesurées sur nos filtres, il n'est pas possible de détecter précisément la fréquence centrale du filtre. D'autre part, toute harmonique de distorsions dans le signal de référence provoquera également une erreur sur la fréquence à commander en venant interférer avec la comparaison de phase [KRU88].

Envisageons, par conséquent, une solution d'accord indirect. Dans la section suivante, nous étudierons, alors, les asservissements classiques de type maître/esclave.

II.3. Accord indirect

Parmi les accords indirects, nous pouvons mettre en place une stratégie de régulation par comparaison de la fréquence de résonance ou bien par comparaison des niveaux d'impédances des résonateurs séries et parallèles. Dans un premier temps, attachons nous à l'étude de faisabilité de la solution utilisant un VCO appareillé au filtre et inséré dans une PLL en vue de réguler la fréquence de résonance de l'un des résonateurs.

II.3.a. Accord indirect par comparaison de la fréquence de résonance

L'écart constant entre la fréquence de résonance du résonateur série et celle du résonateur parallèle étant naturellement établi par construction du filtre, le contrôle de l'une permet de réguler la fréquence centrale du filtre.

Dans une configuration de PLL i.e. avec un VCO appareillé au filtre, la haute précision exigée précédemment sur le comparateur de phase n'est plus nécessaire. Le principe de cette technique est de commander un bloc représentatif du filtre que l'on intègre dans la boucle fermée de la PLL. Ainsi, le VCO de la PLL contiendra l'un des résonateurs d'accord en fréquence tandis que la tension de commande sera appliquée sur son homologue esclave et donc sur la commande du filtre. Le système maître doit être représentatif du système esclave.

La fréquence de résonance dite parasite (celle à plus basses fréquences) pourrait être l'un de ces modèles. Elle dépend effectivement de la capacité intrinsèque du résonateur qui est fonction en particulier de l'épaisseur de la couche piézoélectrique du résonateur.

$$\omega_{parasite} = \frac{1}{\sqrt{L(C_0 + Ct)}} \quad \text{eq. 4.1}$$

$$\text{avec } C_0 = \frac{\epsilon S}{d}$$

où ϵ désigne la permittivité du matériau piézoélectrique ; S , la surface des électrodes et d , l'épaisseur du matériau piézoélectrique déposé.

Ainsi, toutes dispersions liées aux procédés technologiques du résonateur se répercutera sur la fréquence de résonance dite parasite. Le travail à plus basses fréquences permettrait, en outre, une consommation moindre que de travailler directement à la fréquence de résonance utile. Cette résonance est intéressante dans la mesure où elle est bien plus sensible à une variation de la capacité C_0 ce qui nous permet d'atteindre de meilleurs niveaux de précision. Cependant, ce modèle de représentation manque de précision puisque toutes les autres couches non piézoélectrique d'un résonateur BAW contribuent, certes à des proportions moindres mais de manière non négligeable, à la définition de ses fréquences caractéristiques. La capacité C_0 ne prenant pas en compte ce phénomène ne permet, ainsi, pas d'atteindre un bon niveau d'appariement avec la cellule esclave. Par conséquent, l'accord en fréquence ne peut s'effectuer que sur la fréquence de résonance f_s utile de l'un des résonateurs.

La figure 4.5 illustre une configuration de solution à implémenter. Un oscillateur de type PIERCE permet de verrouiller la fréquence d'oscillation sur la fréquence de résonance série du résonateur en le plaçant notamment dans le chemin de rétroaction.

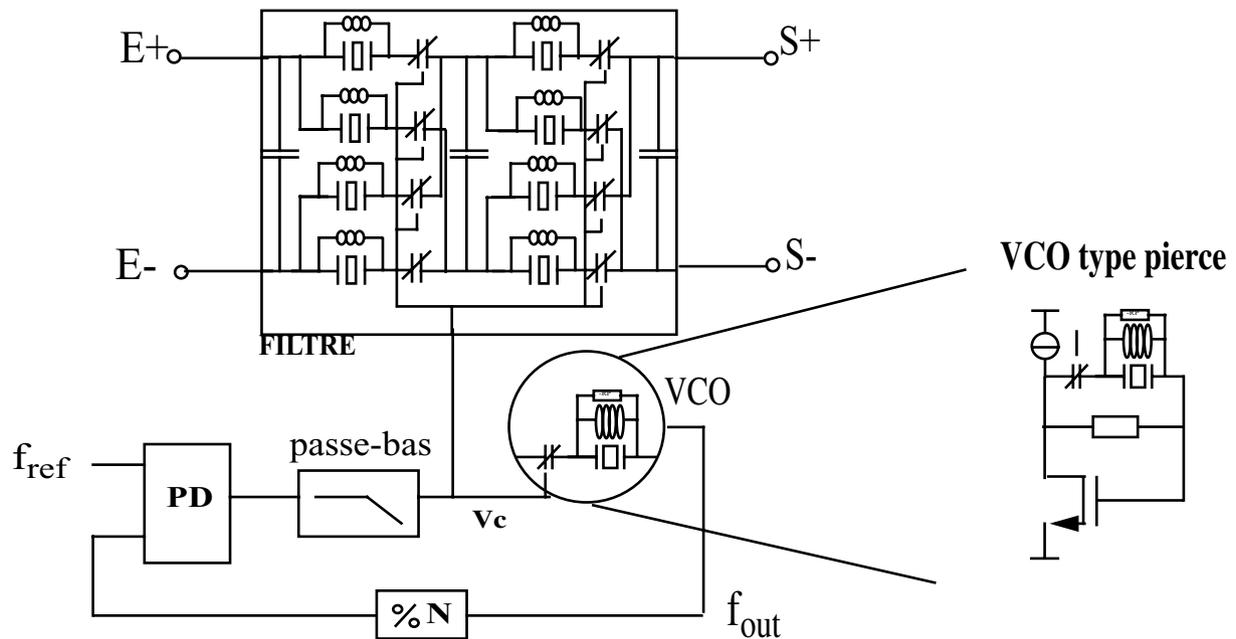


FIGURE 4.5. Circuit d'asservissement maître-esclave avec structure VCO appareillé aux éléments du filtre en tant que maître.

Par ailleurs, en vue d'un meilleur appariement, il est, également, important de limiter l'amplitude du signal de notre oscillateur afin de placer chacun des éléments de notre cellule de régulation dans le même mode de fonctionnement que dans le filtre. Dans le cas échéant, les résistances négatives associées à leur inductance par exemple, pourraient être dans un régime moins linéaire que dans le filtre, générant alors des harmoniques supplémentaires qui peuvent perturber la PLL.

En outre, afin d'osciller à f_s , la cellule de régulation a été directement introduite dans le chemin de rétroaction de l'oscillateur. Or, la cellule comporte une deuxième résonance à laquelle moins d'énergie est nécessaire pour entretenir l'oscillation. Ainsi, naturellement, le VCO oscillera à la fréquence parasite (cf. fig. 4.6a). En vue d'osciller à la bonne fréquence, il sera nécessaire d'annuler la condition d'oscillation à cette fréquence par l'ajout d'un réseau passif venant contrer la résonance série parasite (cf. fig. 4.6b). Ainsi, en associant en série un résonateur parallèle LC résonnant à la fréquence parasite, seul le signal à la deuxième fréquence de résonance est favorisé, amplifié et entretenu. Cependant, ce réseau contribue à désappareiller la

cellule d'accord du filtre (partie esclave) et générera une erreur systématique et rédhitoire pour notre asservissement.

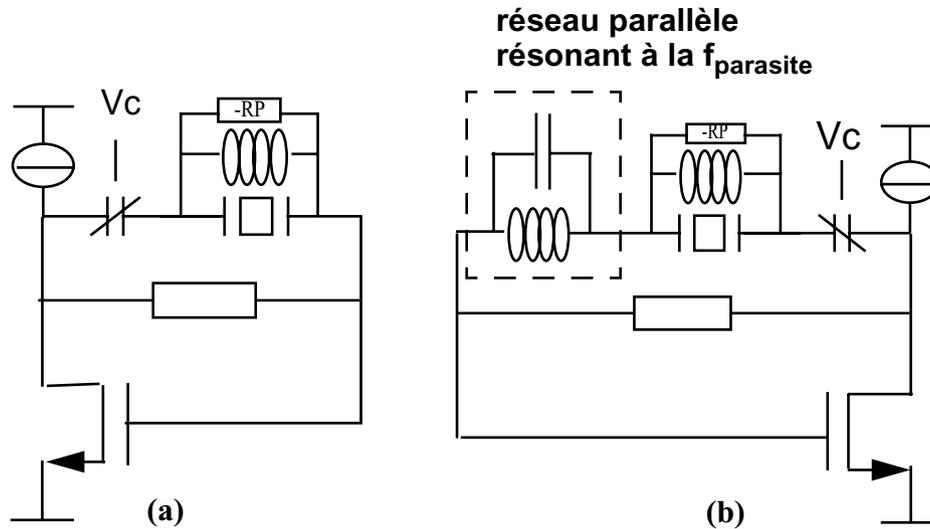


FIGURE 4.6. Oscillateur de type pierce verrouillé sur (a) la fréquence de résonance parasite ou sur (b) la fréquence de résonance utile du filtre.

Enfin, le gain nécessaire à l'oscillation à 2GHz d'une cellule présentant un facteur de qualité réduit implique l'usage de transistors de grande taille. Leurs capacités parasites viennent également charger la cellule d'accord et augmentent le décalage de la fréquence de sortie du VCO vis-à-vis de la fréquence de résonance de la cellule de régulation.

Ainsi, il n'est pas concevable de réaliser la correction par comparaison de la fréquence. Il reste, alors, à étudier la solution dont le critère de régulation est l'égalité des niveaux d'impédances des résonateurs séries et parallèles.

II.3.b. Accord indirect par comparaison de niveaux d'impédances

Dans ce cas, comme expliqué dans le chapitre précédent, la régulation du filtre se fera sur la fréquence basse de la bande passante, $f_{\text{bp_inf}}$, en y coordonnant la fréquence répondant à la première condition de transmission optimale du signal (cf. chapitre 3). Par conséquent, le but ultime est d'accorder à 2,11GHz la fréquence à laquelle les impédances sont égales mais

déphasées. Le point essentiel est, par conséquent, de concevoir un circuit qui nous permette de comparer l'impédance des branches séries à l'impédance des branches parallèles et ce à la fréquence de consigne. Ainsi tant que Z_s est supérieure à Z_p , nous décalons les impédances en appliquant la tension de contrôle adéquate puis lorsque Z_s sera inférieure à Z_p , la fréquence à laquelle Z_s sera égale à Z_p , f_{int} , aura été détectée. Comme l'illustre la figure 4.7, si on se place dans le cas 1, la fréquence centrale f_o que nous ciblons n'est pas atteinte et la différence $\Delta_Z=(Z_s-Z_p)$ est positive. Le filtre nécessite d'être décalé vers de plus basses fréquences. On augmente alors la tension de contrôle du varactor jusqu'à se placer dans le cas 2 où la fréquence de consigne est supérieure à la fréquence f_{int} . Une fonction dichotomique permettra, de manière successive, d'affiner la grandeur de commande jusqu'à l'obtention de la valeur adéquate nous plaçant dans le cas 3. f_{int} sera ainsi à proximité de la fréquence de consigne (f_{BP_inf}) et le filtre aura été accordé en fréquence.

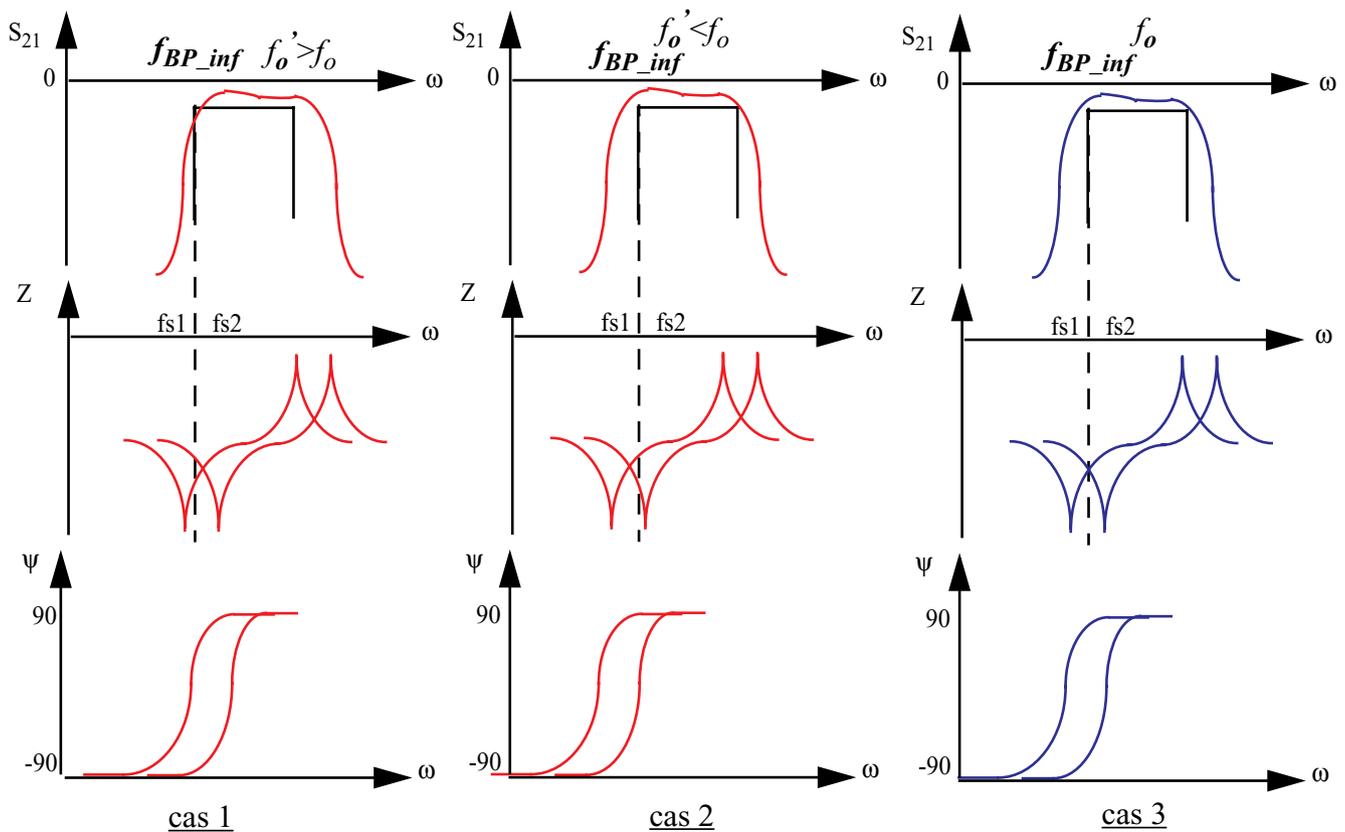


FIGURE 4.7. Fonctionnement du filtre caractéristique en amplitude de R_p et R_s en fonction de la tension d'accord.

La figure 4.8 expose la réponse simulée d'un filtre en fonction des impédances de ses branches série et parallèle. La fréquence à laquelle les impédances sont égales, sera accordée à la fréquence basse de la bande passante désirée soit 2,11GHz.

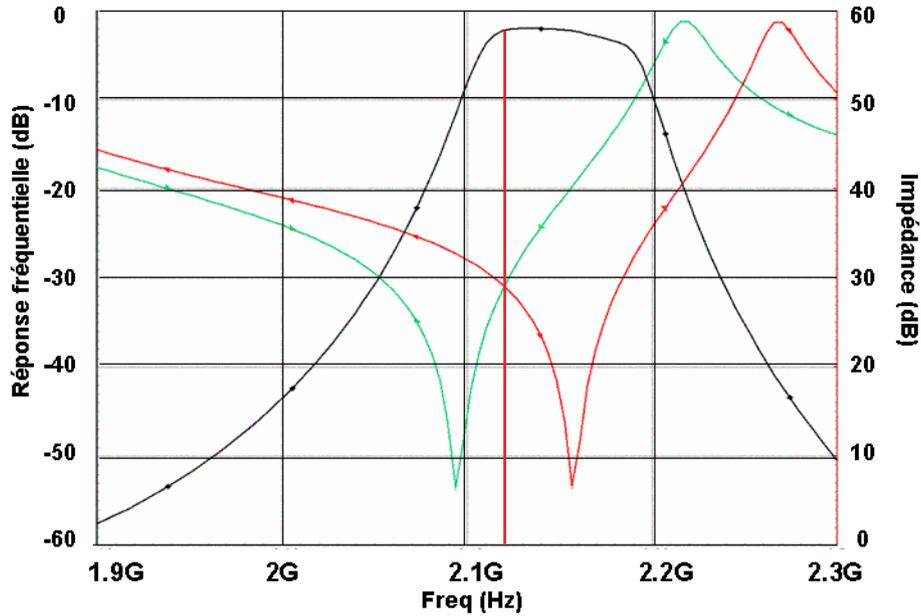


FIGURE 4.8. Simulation de la réponse du filtre lattice synthétisé en fonction de ses impédances série et parallèle.

Lors de la comparaison des impédances, il sera important de s'affranchir de la phase de ces dernières afin de ne pas commettre d'erreur supplémentaire. En effet, en considérant

$$Z_s(\omega) = z_s e^{j\phi_s} \quad \text{et} \quad Z_p(\omega) = z_p e^{j\phi_p} \quad \text{tels que} \quad \phi_s = \frac{\pi}{2} - \beta \quad \text{et} \quad \phi_p = -\frac{\pi}{2} + \alpha, \quad \alpha \text{ et } \beta$$

représentant les termes de pertes des résonateurs. A proximité de la fréquence de consigne pour laquelle $Z_s=Z_p$, si nous voulons comparer les impédances par soustraction, nous obtenons :

$$Z_s(\omega) - Z_p(\omega) = z_s \frac{\beta^2 - \alpha^2}{2} e^{j\frac{3\pi}{4}} \quad \text{eq. 4.2}$$

Ainsi, la différence est fonction des phases qui risquent de fausser l'accord du filtre en créant une erreur systématique fonction du facteur de qualité des résonances. La fonction nécessaire est la soustraction du module des impédances et non directement des impédances.

Aussi, une division permettrait-elle d'obtenir le résultat escompté. Cette dernière pourrait être obtenue par l'emploi d'un amplificateur opérationnel monté en inverseur comme le montre la figure 4.9.

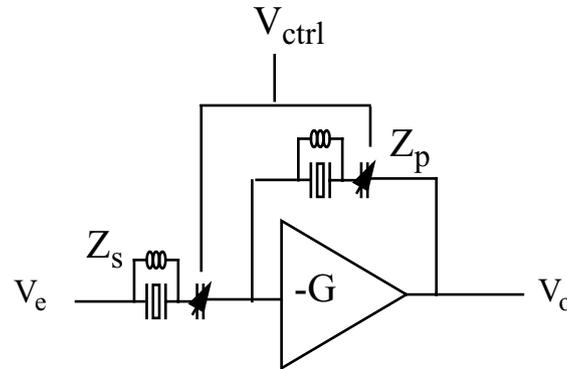


FIGURE 4.9. Comparaison par la fonction division d'impédances.

Il est toutefois, dans ce cas, primordial d'avoir un fort gain. En effet, nous obtenons :

$$\frac{v_o}{v_e} = -\frac{G}{1 + \frac{Z_s}{Z_p} + G \frac{Z_s}{Z_p}} \quad \text{eq. 4.3}$$

Avec G , gain de boucle ouverte, suffisamment grand, la fonction de transfert de ce bloc est fonction du rapport entre Z_s et Z_p . Un détecteur d'enveloppe nous permettra par la suite de recueillir l'information de comparaison entre ces 2 impédances et ce en s'affranchissant de leur phase. Notons que plus G est grand, plus l'accord en fréquence sera précis. Selon les simulations, un gain de 30dB engendre une erreur de détection de 1MHz sur la fréquence à laquelle $Z_s=Z_p$. Un tel amplificateur exigeant également de fortes contraintes de linéarité n'est néanmoins pas concevable à 2GHz.

La solution finalement retenue exploite deux blocs de gain respectivement proportionnels aux impédances des résonateurs séries et parallèles (cf. fig. 4.10) [RAZ06]. En appliquant à leur entrée un signal d'une certaine amplitude et de fréquence, la fréquence de consigne, nous obtenons, de part et d'autre, 2 signaux dont l'amplitude est proportionnelle à chacune de impédances séries (V_{ZRs}) et parallèles (V_{ZRp}). Des détecteurs d'enveloppe nous permettent, via un comparateur, de déterminer si la différence est positive ou négative. Le traitement de l'accord s'effectue à partir de ces blocs à des fréquences basses et ce de manière

numérique. Nous pouvons, alors, mettre en oeuvre une loi de commande numérique exploitant un registre successif d'approximation (SAR en anglais pour Successive Approximation Register) afin de réaliser une fonction dichotomique pour ajuster rapidement la valeur nécessaire à la régulation. Enfin, un convertisseur numérique/analogique (DAC) applique la tension adéquate de contrôle sur les varactors du filtre et des cellules maîtres.

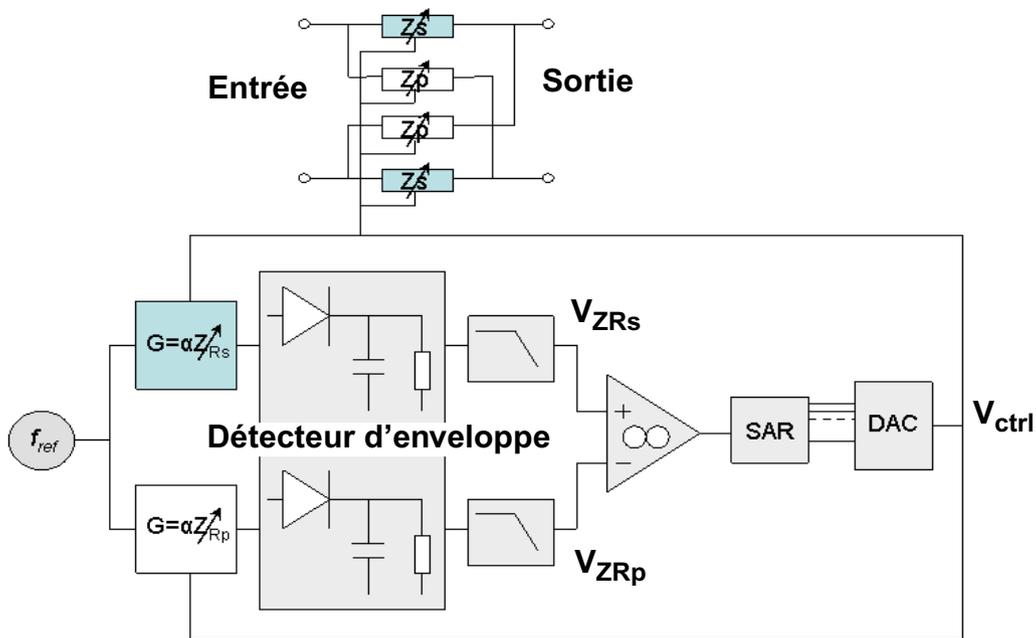


FIGURE 4.10. Schéma de principe du système d'asservissement.

Ce circuit présente l'avantage d'être facilement implémentable même pour des filtres à hautes fréquences puisque rapidement, la détection d'enveloppe permet un traitement de l'accord à des basses fréquences. Il a pour principe la détection de l'occurrence d'une égalité de 2 valeurs (i.e de manière qualitative et non quantitative). De plus, il peut être utilisé par tout type de filtre lattice et satisfait à des niveaux de précision reportés essentiellement sur les blocs de gain proportionnel aux impédances des branches séries et parallèles contrairement au premier asservissement étudié. Dans le cas de l'accord direct, le détecteur de phase était en effet critique tandis qu'un appariement est difficilement atteignable dans le cas de l'accord indirect opérant sur la fréquence de résonance de l'un des résonateurs. Intéressons nous alors à la réalisation physique du circuit d'asservissement proposé.

III. Réalisation du circuit d'accord indirect par comparaison des niveaux d'impédances

Un diviseur d'impédances nous permet simplement d'accomplir la fonction du bloc dont le gain est proportionnel aux impédances séries et parallèles. Plaçons dans le chemin direct une résistance R tandis que les cellules d'accord série et parallèle seront reliées à la masse (cf. fig. 4.11). Ainsi, les gains respectifs s'expriment :

$$G_{s,p} = \frac{Z_{s,p}}{R + Z_{s,p}} \quad \text{eq. 4.4}$$

Selon les valeurs de R , nous nous affranchissons des erreurs de phase de Z_s et Z_p . Ainsi, le choix de la valeur de R impacte peu sur la précision de la fréquence à laquelle les impédances sont égales.

Cependant, une erreur d'appariement avec le filtre est commise en connectant les résonateurs à la masse car l'effet des capacités vues par le bloc varactor au sein du filtre est, alors, supprimé. Ces capacités permettent d'une part d'adapter les 2 étages du filtre entre eux et d'autre part de fixer la bande passante du filtre en repoussant la fréquence d'anti-résonance de la cellule à une certaine fréquence. Ainsi, à proximité des fréquences de résonances, le désappariement n'impactera que peu les fréquences de résonances et la fréquence à laquelle les niveaux d'impédance sont égaux. Une erreur de 1,7MHz affecte en fait la fréquence f_{int} .

Nous utiliserons une résistance de 50Ω pour le diviseur d'impédance afin de ne pas trop réduire l'amplitude du signal de sortie tout en s'assurant d'une bonne désensibilisation aux erreurs de déphasage. Ce dernier sera amplifié avant d'en détecter l'amplitude par un transistor en collecteur commun dont nous exploitons la diode de la jonction base-émetteur en tant que détecteur d'enveloppe. Cette dernière sera polarisée par une résistance d'émetteur de $15k\Omega$ tandis qu'une capacité de charge de $1pF$ permettra de suivre la pente des signaux proportionnels aux différents niveaux d'impédances. Ainsi, la constante de temps est 50 fois plus grande que la période du signal d'entrée (à 2,14GHz). La détection d'enveloppe répond à un compromis rapidité (i.e. suivi de la pente du signal haute fréquence) et constante de temps suffisamment faible pour une décharge lente de la capacité qui permet de conserver le niveau d'amplitude du signal à évaluer. Cependant, la précision de suivi d'enveloppe est peu importante si l'erreur commise sur

les 2 voies de détection est identique. Ceci est obtenu par un bon appariement des 2 voies chargées de collecter l'information "niveau d'amplitude du résonateur série" et "niveau d'amplitude du résonateur parallèle". Le signal de sortie des détecteurs d'enveloppe est, par ailleurs, filtré à 50MHz en vue d'atténuer de 30dB les résidus hautes fréquences des signaux dont l'amplitude est à détecter. Un filtrage totalement intégré de type RC est alors employé dans la mesure où les niveaux de précision sont peu importants. Le schéma électronique de cette première partie d'asservissement consommant au total 2,45mA est exposé à la figure 4.11.

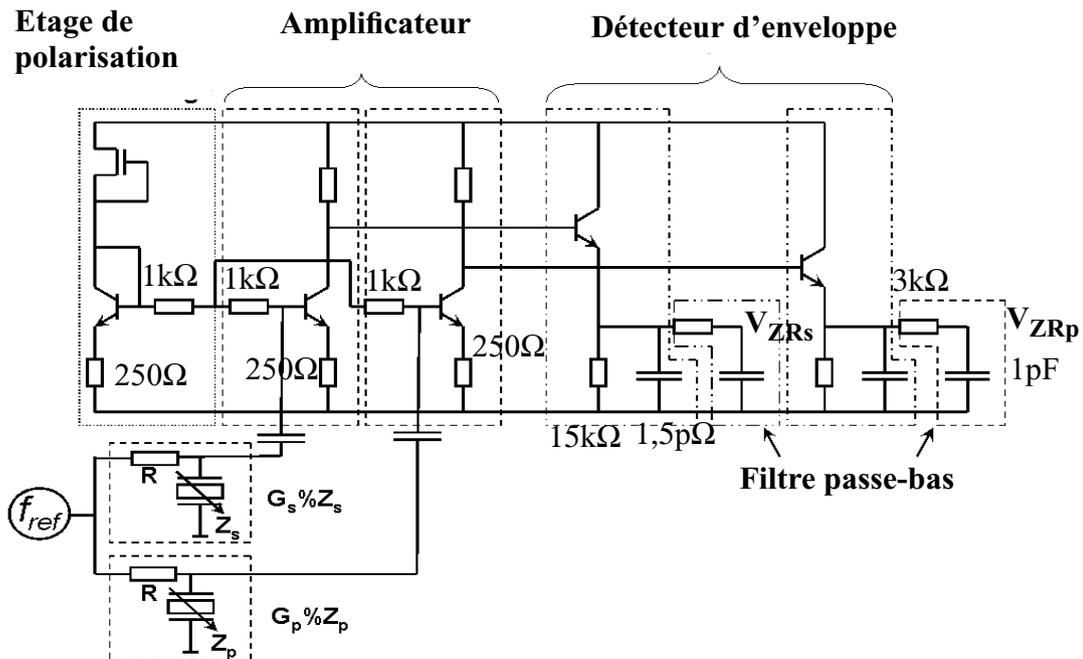


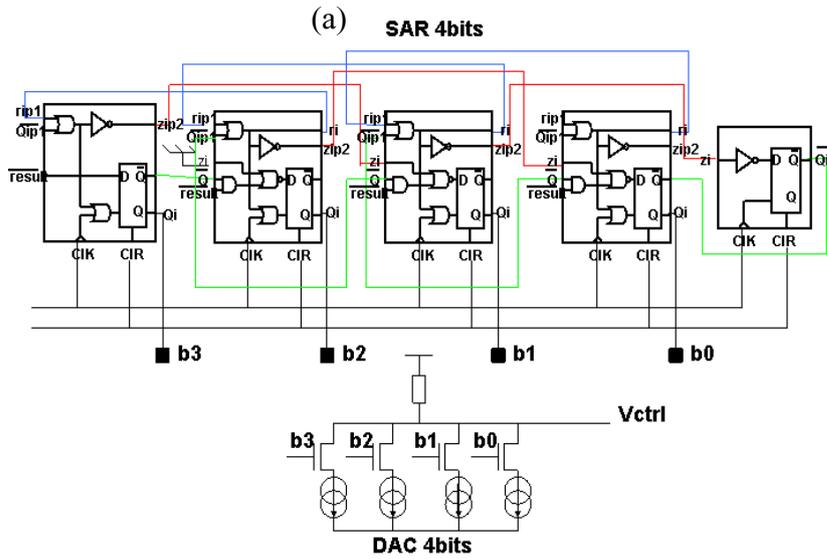
FIGURE 4.11. Circuit électronique de la première partie du système d'asservissement.

A partir du bloc de détection d'enveloppe, le traitement de l'accord se fait en basses fréquences. Un amplificateur opérationnel en transconductance (OTA en anglais pour Operational Transconductance Amplifier) consommant 220μA a été implémenté. Il permet de détecter un écart de ± 3 mV entre ces 2 signaux d'entrée. Il génère un bit de résultat égal à 1 si la différence des impédances séries et parallèles est positive et un 0 dans le cas contraire.

Le bit de résultat vient contrôler le SAR dont la fréquence d'horloge cadencera également l'accord et déterminera directement le temps d'établissement de l'accord en fréquence du filtre. Il exploite des bascules munies d'un bit pour relancer l'accord (bit nommé CLEAR) dont un registre à décalage permet de générer un mot binaire en fonction du bit résultat. Notons qu'il

commande un DAC dont la valeur analogique est directement injectée sur les impédances séries et parallèles des blocs maître et esclave. Par ailleurs, le mot binaire est initialisé avec le bit de poids fort (MSB en anglais pour Most Significant Bit) à 1 et le reste à 0 de telle sorte à commencer la comparaison avec une valeur de tension de contrôle du varactor au milieu de la dynamique. Ensuite, par exemple, lorsque le bit de résultat est 1, la différence est alors positive et les impédances des résonateurs séries et parallèles nécessitent d'être décalées vers des fréquences plus basses. Ainsi, tandis que le MSB est maintenu à 1, le bit suivant est mis à 1 et les autres restent nuls. La valeur de la tension de commande est alors encore augmentée. Au coup d'horloge suivant, le résultat de la comparaison engendre une remise à 0 de ce bit si le bit RESULT est nul tandis que le bit suivant est maintenu à 0 et dans le cas où RESULT est égal à 1, ce bit est conservé à 1 tandis que le bit suivant est alors mis à 1. Toutes les combinaisons du mot de commande du DAC sont ainsi rapidement testées de manière optimisée jusqu'à être affiné à la bonne valeur de tension de contrôle du filtre permettant l'accord à la fréquence basse de la bande passante du filtre à la fréquence de consigne. L'arrêt de l'accord se fait par conséquent quand tous les bits ont été essayés. Ainsi, a été réalisée une fonction dichotomique permettant de réduire le nombre d'itérations nécessaires pour accéder à la bonne valeur de tension de régulation. L'horloge devra être suffisamment lente pour l'établissement de la commande du bloc varactor dont la constante de temps est définie par sa résistance de découplage et sa capacité de liaison.

Un SAR et un DAC 4 bits ont été implémentés en vue de démontrer la fonctionnalité du système d'asservissement en question. Le DAC emploie 4 sources de courant identiques dont les courants contrôleront la tension de commande à travers une résistance et ce en fonction d'interrupteurs répondant au mot binaire généré par le SAR. La figure 4.12a montre les schémas des circuits dimensionnés tandis que la figure 4.12b illustre un exemple de séquence obtenue selon le bit RESULT.



(b)

$t_i = i * T_{\text{clock}}$	t_1	t_2	t_3	t_4
RESULT	1	1	0	0
b_3	1	1	1	1
b_2	0	1	0	0
b_1	0	0	1	0
b_0	0	0	0	1
$V_{\text{ctrl}} \text{ (V)}$	1,6	2,12	1,86	1,7V

$$D_i = \text{RESULT} \cdot \overline{Q_i} + z_i \text{ et } C_i = \text{CLOCK} + \overline{Q_{i+1}} + r_{i+1}$$

$$r_i = \overline{Q_{i+1}} + r_{i+1} \text{ et } z_{i+2} = r_i$$

FIGURE 4.12. (a) Circuits électriques du SAR et du DAC 4bits. (b) Exemple de séquence du SAR.

Le SAR ainsi implémenté fonctionne sur une large bande de fréquence d'horloge. Dans notre cas, il utilisera un signal d'horloge entre 1MHz et 4MHz. Cette fréquence est entièrement définie par la constante de temps d'établissement des varactors. La résistance de découplage de 3kΩ et la capacité de liaison de 25pF du varactor définissent, en effet, une constante de temps de 0,225μs (=3x25pFx3kΩ) pour atteindre une tension de commande stabilisée en réponse à la tension de commande.

Un exemple de simulation temporelle de la tension de contrôle du varactor à appliquer pour l'accord de la fréquence f_{BP_inf} d'un filtre présentant une fréquence centrale de 2,12GHz est donné à la figure 4.13. Ce filtre exploite des résonateurs séries de fréquence de résonance 2,069GHz et des résonateurs parallèles de fréquence de résonance 2,135GHz. Une tension de contrôle de 1,7V a été obtenue en réponse à une fréquence de consigne comprise entre 2,0776GHz et 2,079GHz. Par ailleurs, une erreur de 2,1MHz sur la fréquence de consigne a été commise.

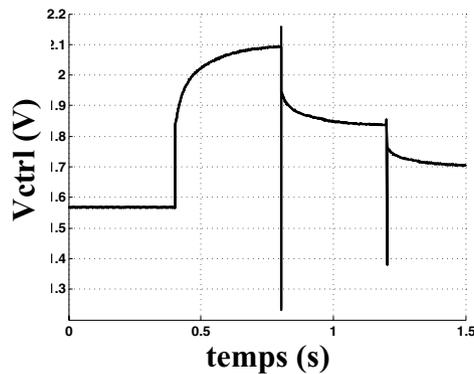


FIGURE 4.13. Résultat de simulation temporelle de la tension de contrôle du varactor appliquée pour l'accord d'un filtre présentant une fréquence centrale de 2,12GHz.

En vue de valider le fonctionnement de l'asservissement, le système complet maître/esclave a été implémenté sur un seul étage de filtre en treillis. De plus, pour des raisons de testabilité, l'oscillateur générant la fréquence de consigne n'a pas été réalisé tout comme la fréquence d'horloge (cf. fig. 4.14).

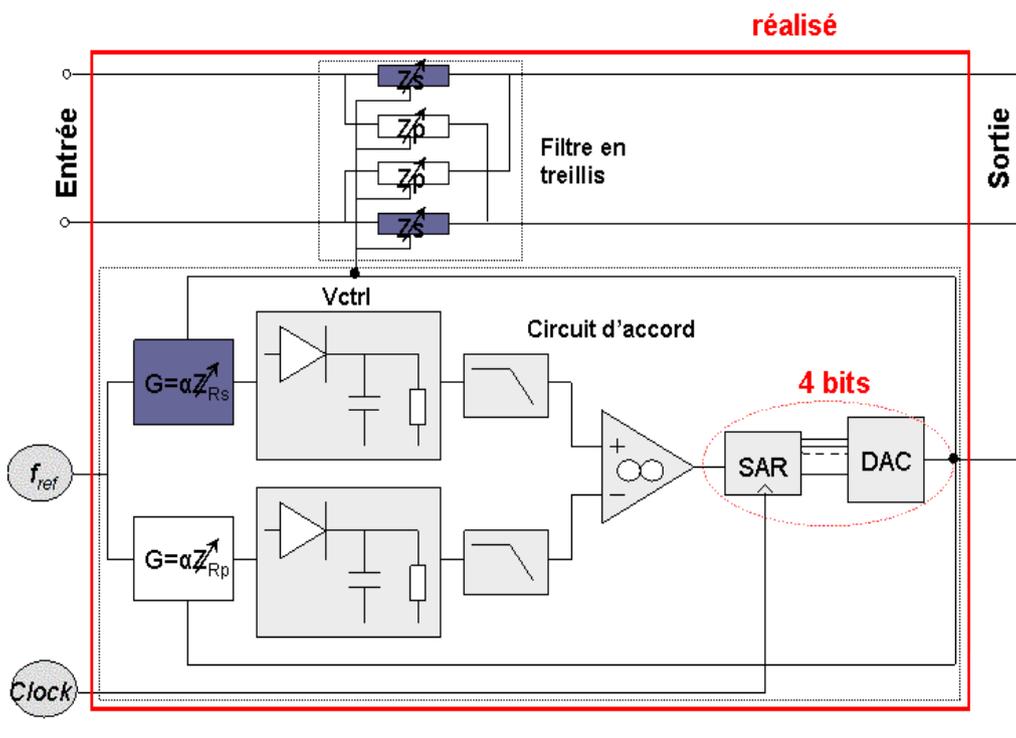


FIGURE 4.14. Synoptique de la réalisation physique du circuit d'asservissement.

Ainsi, une puce comportant 6 résonateurs a été reportée sur la puce silicium réalisée en BiCMOS7RF de STMicroelectronics, technologie $0,25\mu\text{m}$ sous $2,5\text{V}$ de tension d'alimentation. Le dessin des masques et une photographie de l'assemblage sont présentés à la figure 4.15. Le système complet atteint une superficie de $6,5\text{mm}^2$ tandis que la circuiterie d'accord en elle-même a une taille inférieure à $0,15\text{mm}^2$ [RAZ07].

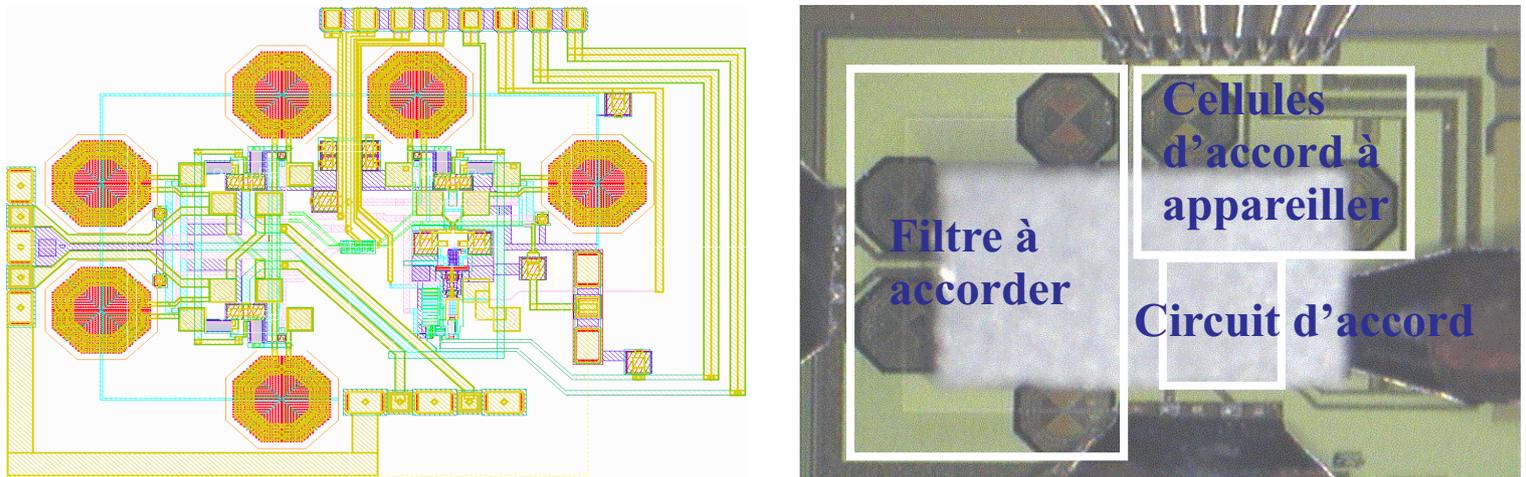


FIGURE 4.15. Dessin de masques et photographie de l'assemblage du circuit complet maître/esclave.

La partie suivante exposera les différents résultats de mesures obtenus.

IV. Performances mesurées du circuit d'asservissement

Les résultats de mesures sont exposés à la figure 4.16. Les puces SMR utilisées sont décalées en fréquence mais nous permettent, néanmoins, de tester l'accord sur l'ensemble de la plage de fréquences d'accord. Ainsi, par pas de 100kHz , la fréquence du signal de consigne d'amplitude 1V_{pp} a été balayée entre $2,070\text{GHz}$ et $2,090\text{GHz}$. Le filtre est en fait accordable sur $10,5\text{MHz}$. Deux fréquences d'horloge ont été testées à 1MHz et à 5MHz . Une erreur quasi systématique est commise par l'usage de la fréquence d'horloge la plus rapide du fait d'une décision prise avant d'avoir atteint un état stabilisé.

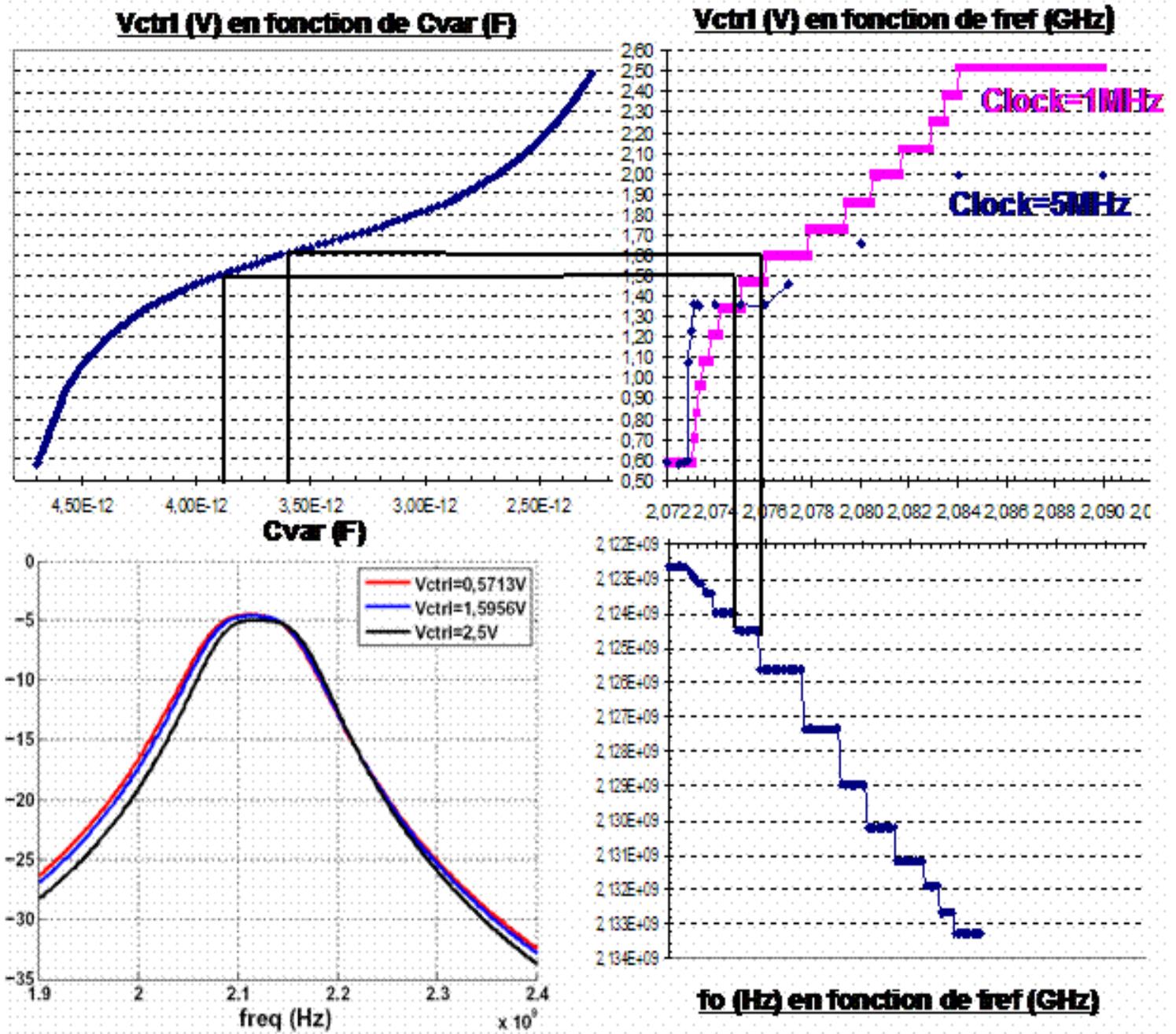


FIGURE 4.16. Résultat de mesures.

Le filtre mesuré présente une bande constante de 104MHz quelque soit la tension de contrôle appliquée et sa fréquence centrale est contrôlée sur un intervalle de fréquence de 10,5MHz. De plus, l'accord souffre d'une variation non linéaire du varactor vis-à-vis de sa tension de commande. Il est possible d'implémenter un pas non constant au sein du DAC par l'usage de

sources de courant différentes afin de pallier ce problème. Finalement, le circuit d'asservissement permet de contrôler ce filtre dont la fréquence centrale est 2,12GHz à la valeur moyenne de la tension du varactor avec une erreur de 3,6MHz soit moins de 0,2% d'erreur relative tandis que le pas d'accord est 100kHz. Notons que l'erreur est indépendante de la plage fréquentielle d'accord.

La figure 4.17 expose deux lois de commande obtenues sur 2 puces assemblées. Nous observons un décalage des courbes qui est à l'origine des imprécisions des procédés de fabrication des résonateurs BAW. Cependant, la fréquence à laquelle nous souhaitons accorder la fréquence basse du filtre se situe néanmoins dans la plage de commande du filtre. En effet, compte tenu de la bande passante du filtre, la fréquence de consigne ciblée est 2,08GHz. Il sera, ainsi, nécessaire d'appliquer une tension de 1,5V de contrôle pour le filtre 1 et 1,9V pour le filtre 2.

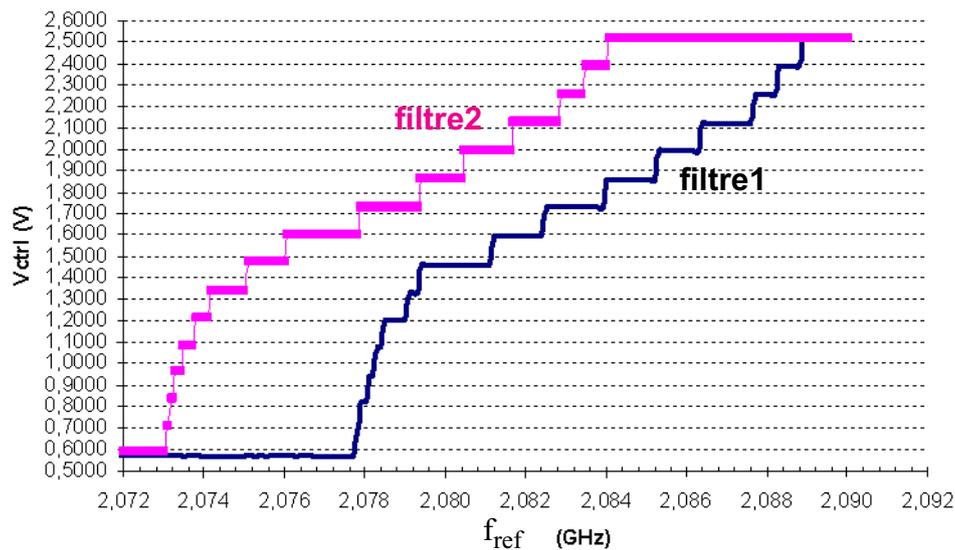


FIGURE 4.17. Mesures de la tension de contrôle en fonction de la fréquence de référence effectuées sur 2puces assemblées affectées par des imprécisions sur les procédés de fabrication des résonateurs BAW.

La figure 4.18 présente la capture faite sur l'écran d'un oscilloscope pour une fréquence d'horloge de 1MHz pour une réponse à une fréquence de consigne de 2,083V.

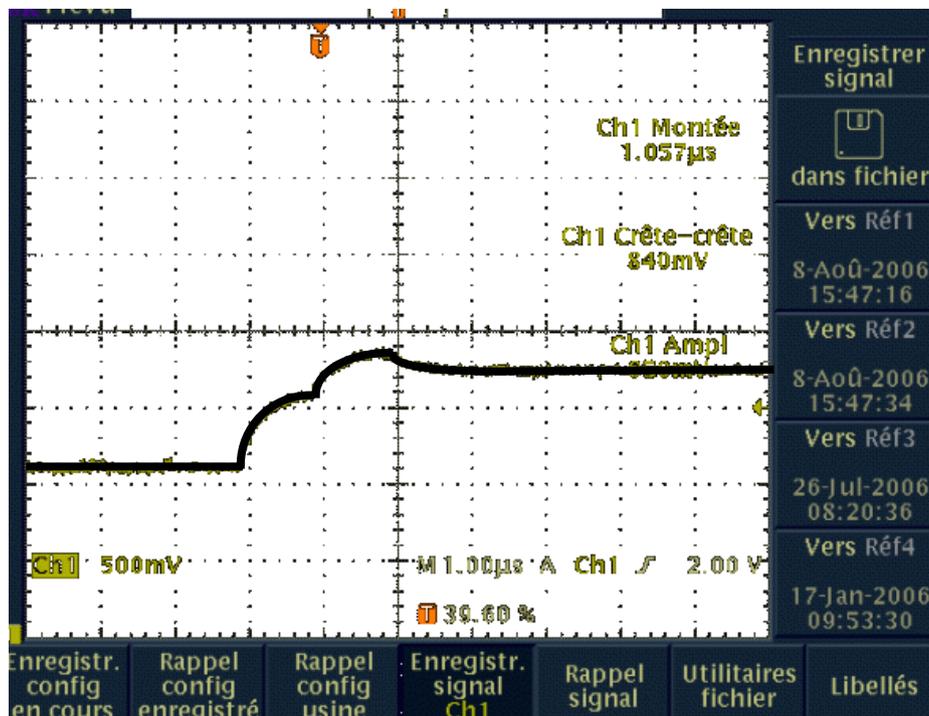


FIGURE 4.18. Capture d'écran d'un oscilloscope de la réponse temporelle de la tension de contrôle des varactors.

D'autre part, le temps d'établissement est indépendant de l'erreur entre la fréquence centrale ciblée et la fréquence centrale réelle du fait du mode de fonctionnement du SAR. La valeur mesurée est $4\mu\text{s}$ et est seulement fonction du nombre de bits du SAR/DAC et de la fréquence d'horloge utilisée. Finalement, le circuit d'asservissement consomme entre 2,54 et 4mA sous 2,5V de tension d'alimentation selon la tension de correction à appliquer au filtre. Si nous procédons à une correction ponctuelle des procédés de fabrication avant, par exemple, démarrage du circuit dans lequel est inséré le filtre à accorder, le circuit de régulation peut être éteint après le stockage du mot binaire correspondant à la tension de contrôle à appliquer. Ainsi, la consommation du circuit d'asservissement sera réduite uniquement à celle du DAC et du circuit de stockage du mot binaire. Au cours du fonctionnement du système utilisant un tel filtre, il sera possible de recalibrer l'accord par notamment le bit de relance (appelé précédemment bit CLEAR) du SAR en vue de pallier les phénomènes de vieillissement ou dispersions thermiques pouvant intervenir par la suite.

V. Conclusion et perspectives

Une technique maître-esclave qui permet de réguler de manière numérique un filtre BAW accordable en fréquence selon une seule fréquence d'horloge a été proposée. Le but de ce système est de corriger précisément les dispersions technologiques et/ou thermiques de tout filtre de type lattice. Plutôt que de se baser sur l'usage classique mais complexe d'une PLL, toute le principe d'accord repose sur une détection d'enveloppe. La faisabilité de ce concept a été démontrée par la co-intégration de 2 puces : une puce silicium en technologie BiCMOS 0,25 μ m sous 2,5V et une puce BAW de type SMR. Alors que dans notre cas, l'intervalle fréquentiel de contrôle est limité par l'échelle de variation du varactor, cette solution peut être mis en place pour des échelles de variation plus grandes avec par exemple l'usage de matrice de capacités commutables. La rapidité d'accord en fréquence en serait, en outre, accrue du fait de la commande numérique de la capacité variable et de l'élimination de la constante de temps du bloc varactor analogique. Notons que, cette solution peut satisfaire des problématiques de reconfigurabilité si le filtre le permet. Un brevet sur ce principe d'asservissement a, d'ailleurs, été déposé [B0706161].

VI. Références

- [B0706161]** S. Razafimandimby, A. Cathelin, A. Kaiser, "Circuit d'accord en fréquence pour filtre treillis", demande n° 0706161, Institut National de la Propriété Industrielle, 3 Septembre 2007.
- [CHA07]** D. Chamla, A. Kaiser, A. Cathelin, D. Belot, "A Switchable-Order Gm-C Baseband Filter with Wide Digital Tuning for Configurable Radio Receivers", in IEEE Journal of Solid-State of Circuits, vol. 42, no 7, pp1513-1521, July 2006.
- [KOZ95]** K.A. Kozma, D.A. Johns and A.S Sedra, "An Approach for Tuning High-Q Continuous-time Bandpass Filters", IEEE International Symposium on Circuits and Systems, vol.2, pp 1037-1040, May 1995.
- [KRU88]** F. Krummenacher, N. Joehl, "A 4MHz Continuous Time Filter With On-Chip Automatic Tuning", IEEE Journal of Solid-State of Circuits, vol. 23, no 3, pp750 - 758, June 1988.
- [LI00]** D. Li, Y. Tsvividis, "A Loss-Control feedback Loop for VCO indirect tuning of RF integrated Filters", IEEE transactions on circuits and systems, March 2000.
- [SCH89]** R. Schaumann, M. Ali Tan, "The problem of On-Chip Automatic Tuning in Continuous-Time Integrated Filters", ISCAS, 1989
- [TSI94]** Y. P. Tsvividis, "Integrated Continuous-Time Filter Design - An Overview", IEEE Journal of Solid-State of Circuits, vol. 29, no 3, pp166-176, March 1994.
- [RAZ06]** S. Razafimandimby, A. Cathelin, A. Kaiser, "Frequency Tuning Circuitry for Lattice Filter", Brevet 06-GR1-398, Nov. 2006.
- [RAZ07]** S. Razafimandimby, C. Tilhac, A. Cathelin, A. Kaiser, D. Belot, "Digital Tuning of an Analog Tunable Bandpass BAW-filter at GHz frequency", in proc. ESSCIRC, Sept. 2007.

Chapitre 5. Génération de fréquence de référence

I. Motivations

Actuellement, les chaînes de réception utilisent une ou plusieurs fréquences de référence générées par un quartz dont les caractéristiques technologiques doivent assurer une grande stabilité. Pour compenser les dispersions liées aux procédés de fabrication du quartz, les oscillateurs sont étalonnés avec une certaine précision en vue de caler la fréquence de référence à la fréquence du standard à adresser. En outre, ils ont, en général, une plage de réglage analogique ou numérique du glissement pour compenser les phénomènes de dérives liés au vieillissement, à la température ou autres perturbations. Classiquement, nous utilisons des modules d'oscillateurs à quartz contrôlés en tension et compensés en température (VC-TCXO). Cependant, une alternative à moindre coût consiste à utiliser simplement des VCXO ou des oscillateurs contrôlés numériquement (Digital CXO).

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons à la conception d'un oscillateur utilisant des résonateurs BAW pour générer une fréquence de référence. La réalisation physique emploiera, en outre, les résonateurs dimensionnés pour le filtre i.e. des résonateurs 50Ω . Certes, l'emploi de résonateurs directement dédiés à la synthèse de fréquence permettra d'améliorer les performances de l'oscillateur mais cette réalisation constituera, néanmoins, un bon indicateur pour évaluer la potentialité d'intégration d'un résonateur BAW en vue de générer une fréquence de référence en se concentrant notamment sur ses performances en bruit de phase, stabilité et consommation.

Les oscillateurs BAW conçus jusqu'alors concernent des résonateurs FBAR nécessitant de construire le corps de l'oscillateur autour du résonateur [AIS06] ou sur une autre puce connectée par bonding [OTI03] (cf. fig. 5.1).

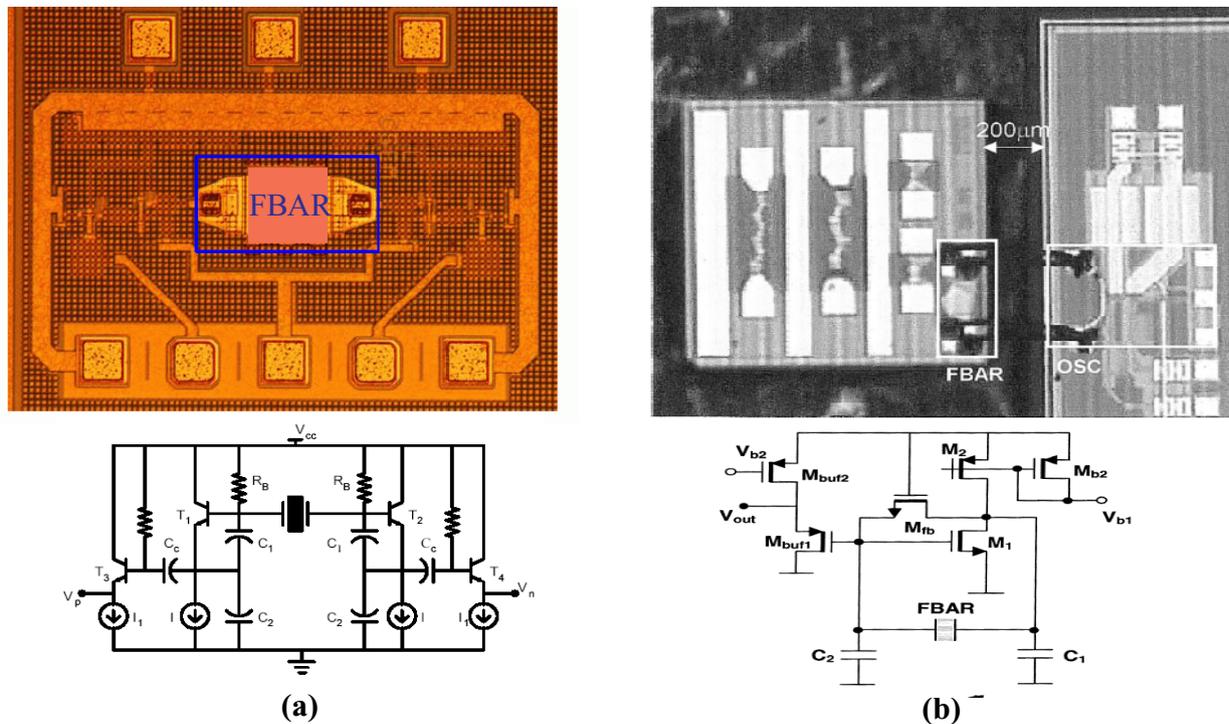


FIGURE 5.1. Oscillateurs BAW réalisés par (a) un procédé above-IC [AIS06] et par (b) connection filaire bonding [OTI03].

Alors qu'un oscillateur LC à l'état de l'art atteint un bruit de phase de -106dBc/Hz à 100kHz de sa porteuse mesurée à $1,9\text{GHz}$ pour une puissance dissipée de $18,2\text{mW}$, l'oscillateur BAW (FBAR) d'OTIS présente un bruit de phase de -120dBc/Hz à 100kHz de sa porteuse à $1,9\text{GHz}$ pour une puissance dissipée de $0,3\text{mW}$ et celui d'Aissi (FBAR également) observe un bruit de phase de -118dBc/Hz à 100kHz de sa porteuse i.e. $5,4\text{GHz}$ et ce pour une puissance dissipée de $4,6\text{mW}$.

Ces 2 réalisations démontrent donc bien l'intérêt d'utiliser des résonateurs BAW par l'obtention de performances s'inscrivant dans l'état de l'art en terme de bruit de phase notamment et ce pour des consommations très réduites. Cependant, elles n'ont pas été optimisées en terme de surface même si l'usage de procédé above-IC aurait pu permettre de placer le résonateur au dessous du corps de l'oscillateur. Ainsi, il nous a semblé pertinent de proposer un autre mode d'assemblage via des procédés BUMP afin d'en évaluer la faisabilité. Notons que nous avons employé des procédés industriels et que l'usage des bipolaires dans la technologie BiCMOS7RF permet une industrialisation rapide. Les procédés de billes thermocompressées plus courtes et

moins résistives que le bonding nous offrent, par conséquent, un avantage certain quant à l'optimisation de la surface silicium utilisée, quant à la valeur de l'inductance ramenée par la liaison filaire et quant à la consommation en ramenant moins de pertes supplémentaires. D'ailleurs, l'emploi d'or pour les billes de la partie bumping permet de réduire la résistivité de la connection. Néanmoins, la croissance d'un matériau sur un autre, peut être à l'origine d'une résistance d'accès à l'interface des 2 matériaux qu'il convient de prendre en compte. C'est dans ce cadre que nous allons étudier la réalisation d'un oscillateur BAW de structure simple. Pour bien comprendre le contexte dans lequel se positionne ce travail, un état de l'art présentera le phénomène de génération de bruit de phase au sein d'un oscillateur et les différentes sources de bruit. Nous aborderons, ensuite, les contraintes de bloc de génération de fréquence. Puis, après avoir exposé brièvement les différentes classes des oscillateurs de référence utilisant des quartz, l'oscillateur BAW réalisé et les résultats de mesures seront présentés. Enfin, nous conclurons par une discussion traitant des perspectives de ces travaux. Notons que de par l'étude de l'accordabilité des résonateurs BAW dans le chapitre 2, il sera envisageable de dimensionner des VCO mais ce ne sera pas l'objet de ce chapitre.

II. Caractéristiques des oscillateurs et des VCO

Nous pouvons distinguer plusieurs types d'oscillateurs :

- les oscillateurs à relaxation,
- les oscillateurs à structures bouclées,
- et les oscillateurs synchrones appelés aussi oscillateurs à injection de phase.

Le choix de l'architecture se fera en fonction du type d'application (fixe ou modulée), la fréquence naturelle, la forme du signal désiré (rectangulaire, triangulaire, sinusoïdale) ou encore la charge à laquelle sera connecté l'oscillateur. Dans ce chapitre, nous nous intéresserons uniquement aux oscillateurs à structures bouclées. Parmi ces derniers, les plus performants exploitent une inductance dont la résonance est définie par la capacité qui vient la charger.

Avant d'approfondir les différents blocs de génération de fréquence de référence, nous nous attacherons à définir le phénomène de bruit de phase. Puis, nous nous intéresserons aux caractéristiques des oscillateurs.

II.1. Fréquence de référence et bruit de phase

Un oscillateur fournit, idéalement, un signal s d'amplitude constante A , de fréquence f_o et de phase Φ_0 tel que :

$$s(t) = A_o \sin(\omega_o t + \Phi_o) \quad \text{eq.5 .1}$$

Cependant, leur imperfection engendre une variation temporelle de l'amplitude et de la phase telle que le signal s'exprime finalement :

$$s(t) = A(t) \sin(\omega_o t + \Phi(t)) \quad \text{eq.5 .2}$$

$$\text{où } A(t) = A_o + \Delta A(t) \text{ et } \Phi(t) = \Phi_o + \Delta \Phi(t)$$

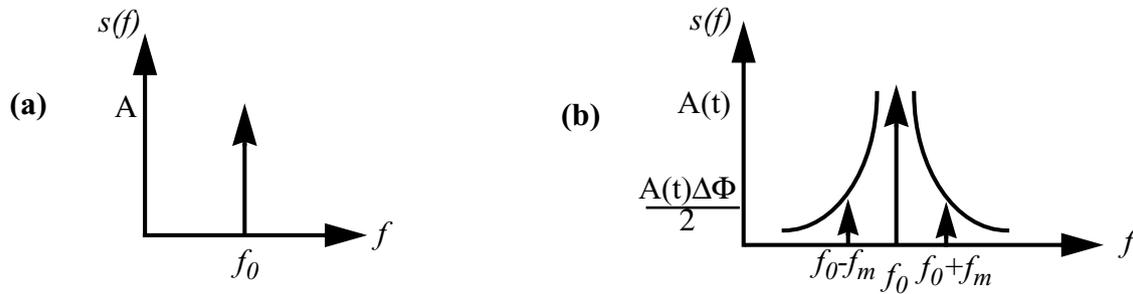
Si nous considérons de petites variations de phase, nous avons, alors :

$$s(t) = A(t) \sin(\omega_o t + \Phi_o) + A(t) \Delta \Phi(t) \sin(\omega_o t + \Phi_o) \quad \text{eq.5 .3}$$

Le terme $\Delta \Phi$ crée des lobes parasites autour de la fréquence d'oscillation. En effet, si nous prenons le cas particulier où $\Delta \Phi(t)$ est une sinusoïde de fréquence f_m et d'amplitude $\Delta \Phi_m$, nous avons :

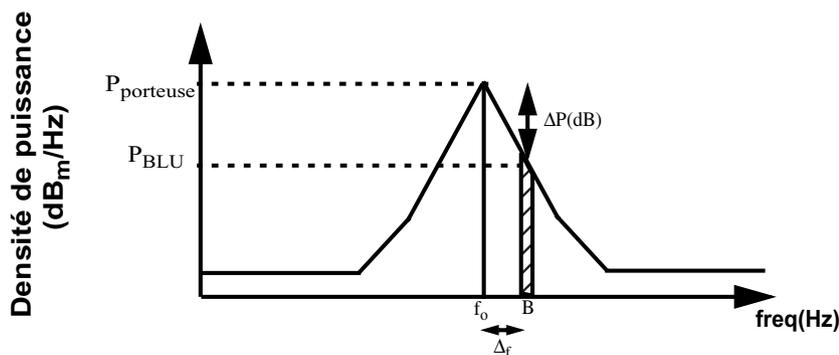
$$s(t) = A(t) \sin(\omega_o t + \Phi_o) \\ \dots + \frac{A(t) \Delta \Phi_m}{2} \sin((\omega_o - \omega_m)t + \Phi_o) - \frac{A(t) \Delta \Phi_m}{2} \sin((\omega_o + \omega_m)t + \Phi_o) \quad \text{eq.5 .4}$$

Dans le domaine fréquentiel, ceci se traduit par une imperfection du spectre du signal de sortie de l'oscillateur. Alors qu'idéalement, l'oscillateur devrait présenter une unique raie à son fondamental (cf. fig. 5.2a), deux raies parasites apparaissent de part et d'autre de celle-ci comme l'illustre la figure 5.2b. Le bruit de phase d'un oscillateur est, donc, dû à un comportement non linéaire qui engendre un phénomène de conversion du bruit basses fréquences autour de sa fréquence d'oscillation f_o .


FIGURE 5.2. Spectre d'un oscillateur (a) idéal et (b) réel.

Dans le domaine fréquentiel, le bruit de phase est souvent caractérisé par sa densité spectrale de bruit en bande latérale unique (BLU). Son unité est le décibel par rapport à la puissance de la porteuse par hertz et donc noté dB_c/Hz. Si nous considérons $P_{BLU}(f_0 + \Delta_f, 1\text{Hz})$, la puissance de bruit intégrée sur une bande de fréquence B (en Hz) à un offset de fréquence Δ_f de la porteuse f_0 et la puissance totale du signal $P_{porteuse}$, le bruit de phase est calculé comme suit :

$$L(\Delta_f) = 10 \text{Log} \left(\frac{P_{BLU}(f_0 + \Delta_f, 1\text{Hz})}{P_{porteuse}} \right) = \Delta P - 10 \log \left(\frac{B}{1\text{Hz}} \right) \quad \text{eq.5 .5}$$


FIGURE 5.3. Densité spectrale de bruit.

Les oscillateurs reçoivent, proche de la fréquence de l'oscillation, les bruits inhérents au réservoir d'énergie tandis que la circuiterie du cœur de l'oscillateur génère le bruit à des fréquences plus élevées. Tout dispositif électronique est, en fait, le siège de fluctuations dues à un déplacement aléatoire de charges électriques.

Les différents types de bruits pouvant affecter les dispositifs d'une technologie silicium que nous pouvons distinguer, sont le bruit thermique, le bruit de grenaille et le bruit en $1/f$. Ces différents bruits représentent globalement les différentes sources affectant un circuit.

II.2. Caractéristiques des oscillateurs et des VCO

Plusieurs critères permettent d'apprécier les performances d'un oscillateur.

Le terme anglais *drift* désigne la variation voulue ou non de la fréquence mesurée d'un oscillateur et ce sur un laps de temps. Un oscillateur devra être le moins sensible possible à des perturbations extérieures pour générer une fréquence fixe tandis qu'un VCO aura une sensibilité plus grande à l'un des éléments qui le composent pour permettre une large variation de la fréquence d'oscillation.

Le *pulling* (d'unité ppm/ Ω) permet d'évaluer une certaine immunité fréquentielle par rapport au variation de charge tandis que le *pushing* (d'unité ppm/V) traduit une immunité fréquentielle face à la variation de la tension d'alimentation.

De même, nous mesurerons la déviation de la fréquence d'oscillation en fonction de la température qui s'exprimera en ppm/ $^{\circ}\text{C}$. En fait, la fréquence d'oscillation dépendant de toute une circuiterie, toute variation de ses éléments fonction, également, de la température entraînera, un glissement de fréquence et une dérive d'amplitude.

Une dispersion sur la valeur de la fréquence d'oscillation peut s'expliquer aussi par des phénomènes de vieillissement qui affectent en particulier les résonateurs piézoélectriques. Les facteurs qui contribuent à une dégradation graduelle du résonateur, ont déjà été abordés dans le chapitre 2 et leur connaissance permet d'optimiser les performances de ce type d'oscillateurs. Nous mesurons cette dispersion en ppm/an.

En outre, la consommation d'un VCO représente une grande part de la consommation globale de la PLL. Il occupe, de plus, la majeure surface de silicium de la PLL. Ces 2 critères sont également à minimiser alors que la plage de réglage en fréquence mesurée en Hz/V devra couvrir l'ensemble de la bande de fréquences recouverte par les canaux du standard ou des standards

ciblés quelque soient les perturbations environnantes et les dispersions des procédés de fabrication. Une fréquence d'oscillation linéairement dépendante de sa grandeur de commande sera, d'autre part, appréciée.

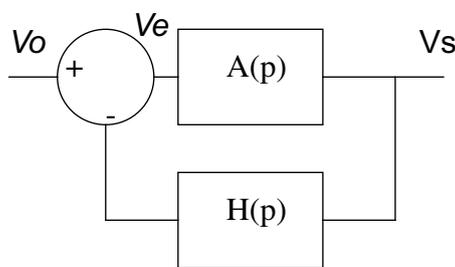
La prochaine partie abordera plus précisément la théorie des oscillateurs à structure bouclée avec notamment l'exemple d'un oscillateur LC afin de comprendre l'apport de résonateur à grand facteur de qualité comme les résonateurs BAW qui peuvent être assimilés à un réseau LC plus complexe.

II.3. Oscillateur à structure bouclée

Revenons au critère de Barkhausen qui a été exposé dans le chapitre 3. Il permet de définir les conditions d'instabilité d'un circuit et ce en boucle ouverte. Le système de la figure 5.4 est donc instable si :

$$H(p)A(p) \geq 1 \quad \text{eq.5.6}$$

$$\text{et } \Phi(H(p)A(p)) = 0 \quad \text{eq.5.7}$$



$$\frac{Vs}{Vo} = \frac{A(p)}{1 + H(p)A(p)}$$

$$1 + H(p)A(p) = 0$$

$$\Phi(H(p)A(p)) = 0 \quad \Rightarrow f_{osc}$$

$$H(p)A(p)|_{\omega = \omega_{osc}} \geq 1 \quad \Rightarrow \text{condition}$$

FIGURE 5.4. Critère de Barkhausen.

Le critère de Barkhausen ne permet pas de déterminer l'amplitude des oscillations. Il permet, en revanche, de définir les conditions et la fréquence d'oscillation. En effet, ce sont les non-linéarités de l'amplificateur qui limitent l'oscillation de l'amplitude du signal de sortie.

En ce qui concerne la stabilité d'un oscillateur à structures bouclées, nous pouvons déterminer la stabilité d'un oscillateur en étudiant la dérivée de la phase du réseau de réaction (i.e. le circuit résonant) de l'oscillateur en fonction de la fréquence et en l'évaluant à la fréquence d'oscillation. Un oscillateur stable est, en effet, un oscillateur qui présentera une fréquence d'oscillation très peu fluctuante en fonction de sa phase. Et, selon le critère de Barkhausen, un

léger changement de phase induit un changement de la fréquence d'oscillation. C'est pourquoi nous considérerons la pente de la phase du réseau de réaction. Pour une variation de phase d , plus cette dernière est élevée, moins l'oscillateur sera déviée de sa fréquence naturelle d'oscillation comme l'indique le schéma de la figure 5.5. L'oscillateur qui présente la caractéristique A sera donc plus stable que celui qui présente la caractéristique B .

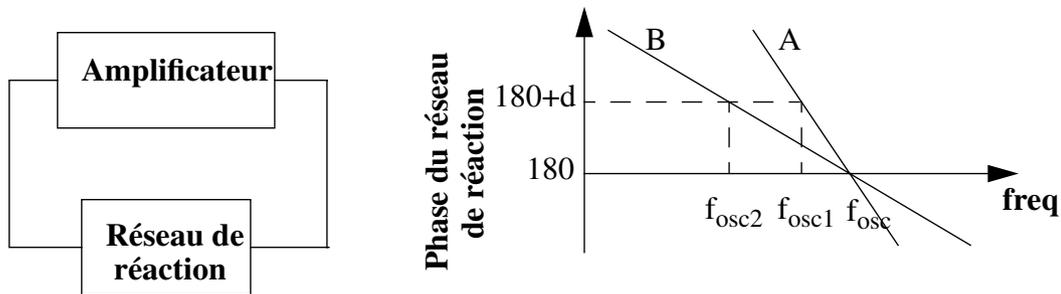


FIGURE 5.5. Stabilité d'un oscillateur.

Les oscillateurs de type LC i.e. à réservoir d'énergie sont très souvent exploités. Généralement, un circuit simulant une résistance négative permet, en fait, de réinjecter l'énergie dissipée à travers les pertes du réservoir (incomitant principalement à la self) et d'entretenir l'oscillation. Prenons l'exemple de l'oscillateur LC exposé à la figure 5.6a. R est la résistance de perte équivalente du réservoir d'énergie tandis que la paire entrecroisée NMOS permet de simuler

une résistance négative de valeur $-\frac{2}{g_m}$ avec $g_m = \sqrt{2I_{pol}\mu C_{ox}\frac{W}{L}}$ en mode saturé.

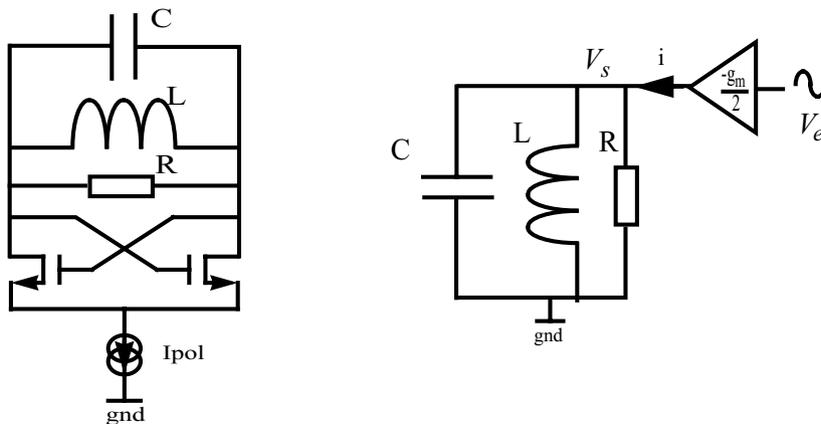


FIGURE 5.6. Exemple d'un oscillateur LC : (a) circuit et (b) schéma équivalent en boucle ouverte.

Après étude du système en boucle ouverte, l'oscillation sera entretenue à la pulsation $\omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ si la valeur de la transconductance est maintenue au minimum à $\frac{2}{R}$. Pratiquement, pour pallier les dispersions (thermiques ou autres) sur les dispositifs, nous prenons une valeur 2 à 3 fois plus grande.

En ce qui concerne la stabilité de la boucle, nous obtenons :

$$\frac{\partial \Phi}{\partial \omega} = \frac{2Q}{\omega_{osc}} \left(1 - \frac{\Delta \omega}{\omega_{osc}} \right) \quad \text{eq.5 .8}$$

où Q désigne le facteur de qualité de la self (nous considérons que les pertes du réseau LC sont essentiellement attribuées à cette dernière). Ainsi, la stabilité d'un tel oscillateur est directement dépendant du facteur de qualité du réservoir d'énergie.

Pour compléter cette étude, déterminons le bruit de phase de cet oscillateur. Nous considérerons une source de bruit en courant. Cette dernière regroupe le bruit de la résistance de perte du réservoir d'énergie R et le bruit inhérent à la transconductance telle que :

$$S_{i,n}^2 = \frac{4kT}{R} \Delta f + 4kTF \frac{g_m}{2} \Delta f \quad \text{eq.5 .9}$$

où F désigne le facteur de bruit en excès.

Ainsi, en considérant $g_m = \frac{2}{R}$, la densité de bruit en tension de l'oscillateur s'exprime, à proximité de ω_{osc} comme suit :

$$S_{v,n}^2 = \left| \frac{V_s}{i_n} \right|^2 S_{i,n}^2 \approx \frac{kT}{(C\omega_{osc})^2} \left(\frac{\omega_{osc}}{\Delta \omega} \right)^2 \frac{1+F}{R} \Delta f \approx kT \frac{R}{Q^2} \left(\frac{\omega_{osc}}{\Delta \omega} \right)^2 (1+F) \Delta f \quad \text{eq.5 .10}$$

Nous obtenons, par conséquent, la formule de Leeson en exprimant le rapport de la densité spectrale de bruit par la puissance du fondamental :

$$L(\Delta \omega) = 10 \text{Log} \left(kT \frac{R}{Q^2} \left(\frac{\omega_{osc}}{\Delta \omega} \right)^2 (1+F) \frac{1}{V_{rms, \omega_{osc}}^2} \right) \quad \text{en dBc/Hz} \quad \text{eq.5 .11}$$

Dans la bande passante du résonateur définie par $\frac{f_0}{Q}$, le bruit fait l'objet d'une amplification associée à un déphasage réduit et il y a donc accumulation de la puissance de bruit proche de la porteuse selon une pente de -20dB par décade, f_0 étant la fréquence de la porteuse, Q le coefficient de qualité du résonateur. Plus proche de la porteuse, le bruit en $1/f$ des composants actifs entre en jeu et la pente passe alors à -30dB par décade (cf. fig. 5.7).

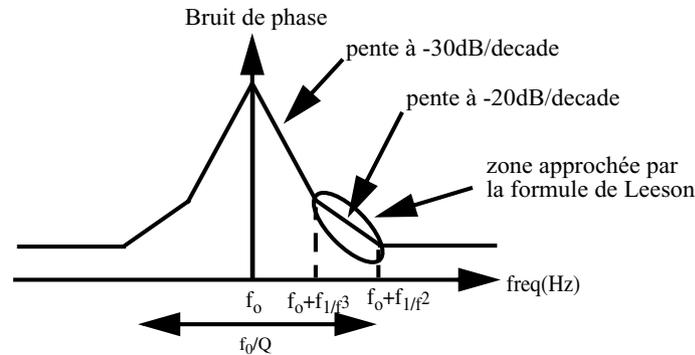


FIGURE 5.7. Type de bruit de phase pour un oscillateur à réservoir d'énergie.

En conclusion, ce type d'oscillateur offre de bonnes performances en bruit et en stabilité si le facteur de qualité du réservoir d'énergie est important. Un oscillateur à quartz ou tout autre réservoir d'énergie présentant un facteur de qualité plus grand est ainsi plus stable et moins bruyant qu'un oscillateur LC intégré. Notons que le dimensionnement d'un oscillateur à résonateur piézoélectrique se fera de manière similaire compte tenu du fait que nous pouvons les assimiler à des réseaux LC parallèle ou série. Il existe plusieurs types d'architectures d'oscillateurs à quartz. Ces derniers exigent, tous, les mêmes conditions : une phase nulle de la boucle ouverte de l'oscillateur et ce avec un gain de boucle ouverte supérieure à 1 pour agir comme une résistance négative supérieure ou égale à la résistance équivalente de perte du résonateur.

III. Les différents types d'oscillateurs piézoélectriques

Dans un premier temps, revenons aux différentes classes d'oscillateurs à quartz. Rappelons qu'un résonateur de type quartz présente les mêmes caractéristiques piézoélectriques qu'un BAW mais à de plus basses fréquences et ce avec un plus grand facteur de qualité.

III.1. Les différentes classes d'oscillateurs à quartz

[KIM02] Les oscillateurs à quartz sont principalement utilisés pour fournir une fréquence de référence fixe quelque soient les conditions environnantes comme la température, le vieillissement, la variation de la tension d'alimentation, etc. Une erreur finale sur la fréquence d'oscillation de moins de 0,1ppm doit être notamment atteinte. Dans un premier temps, lors de la phase de calibration pendant la production de pièces, une erreur statique est corrigée directement. Elle est, quasiment essentiellement, attribuée aux imprécisions commises sur la coupe des résonateurs piézoélectriques. Puis, pendant le fonctionnement de l'oscillateur, des déviations dynamiques sont régulées. Le plus difficile reste la correction de cette dernière qui évolue dans le temps du fait qu'elle est liée à la température mais aussi au vieillissement. Par exemple, le standard GSM comprend une boucle de contrôle de fréquence (AFC en anglais pour Automatic Frequency Control). Elle permet d'ajuster la fréquence du cristal pour se synchroniser avec la station de base qui transmet au mobile un paquet de données de contrôle de fréquence (FCB en anglais pour Frequency Control Burst) sur le canal de contrôle de fréquence (FCCH : Frequency Control Channel). A la réception du FCB, un contrôleur en bande de base calculera l'erreur de fréquence et un convertisseur numérique-analogique (Digital to Analog Converter) permettra de générer la bonne tension de commande pour recalibrer la fréquence générée par l'oscillateur à quartz.

De nombreux oscillateurs à quartz sont compensés en température comme les VC-TCXO, les DVC-TCXO (version numérique) ou encore les MCXO (utilisant un micro-contrôleur). La circuiterie autour du quartz a, en fait, un comportement en température inverse à ce dernier de façon à contrecarrer les déviations thermiques. Les VC-TCXO comprennent une circuiterie de compensation thermique qui est typiquement composée d'une boucle de contrôle

utilisant des thermistances (résistances avec certains TCF). Le réseau de thermistors polarise en fonction de la température ambiante un varactor qui vient accorder le quartz en fréquence pour maintenir une certaine fréquence d'oscillation. De plus, une boucle de contrôle automatique de fréquence permet de corriger les erreurs statiques de fréquence d'oscillation.

Les VC-TCXO tout comme les autres oscillateurs à quartz ont un rendement relativement faible ce qui se répercute sur leur prix dans la mesure où les tolérances sont très faibles. Le MCXO dispose d'un système encore plus performant que ses homologues par l'emploi notamment d'un micro-contrôleur. Alors qu'un oscillateur non contrôlé en température observe une déviation de température allant de ± 15 à ± 100 ppm sur une gamme de température allant de -40°C à 85°C , un MCXO permet d'obtenir une précision de l'ordre de $\pm 0,03$ ppm dans une gamme de température comprise entre -55°C et 85°C [VIG93] contre $\pm 0,2$ ppm entre -40°C et 85°C pour un DTCXO. Les spécifications attendues dépendent bien entendu du type d'application ciblée (militaire, civile, ...).

Plutôt que d'effectuer des corrections sur la fréquence d'oscillation en ajustant une capacité, l'OCXO (OvenCXO) qui est un oscillateur à quartz thermostaté, maintient, par le biais de capteur de température et d'un système de régulation thermique, une température constante dans son module.

Enfin, nous avons les VCXO analogiques ou numériques qui n'offrent pas directement de correction à une variation de température mais qui permettent d'accorder la fréquence de référence. Ils emploient tous deux, des capacités variables en série au quartz (varactor et/ou banc de capacités) pour compenser les déviations lors de la phase calibration qui permet de mémoriser la valeur de capacités alors nécessaire. Cette dernière est stockée par exemple dans la mémoire flash du module et réécrite à son allumage. En outre, l'usage de varactor n'est pas trivial dans la mesure où ces derniers sont également sensibles à la température. Nous lui préférons bien souvent une matrice fine de capacités continuellement contrôlée pour répondre rapidement à des variations de fréquences. Le DCXO a, de plus, une plage de variation de capacité grossière et très grande pour pouvoir satisfaire les différents types de quartz commercialisés.

Le choix d'intégration dépendra de la relation température/erreur de fréquence d'oscillation. Les oscillateurs à quartz les plus précis seront utilisés dans des systèmes de navigation. Peu à peu, pour des applications mobiles, le DCXO, favorisant la diminution des coûts d'une puce, a pris l'avantage sur les autres modules de fréquence de référence. Par exemple, une implémentation d'une chaîne de réception/émission EDGE exploitant un DCXO permet effectivement de réduire de 35% le nombre de composants et de 25% la taille du PCB comparativement à une même chaîne utilisant un VCXO nécessitant notamment des varactors de calibration.

Indépendamment du mode de compensation que l'on souhaite mettre en oeuvre, il existe plusieurs configurations d'oscillateurs à quartz que nous détaillons dans la section suivante.

III.2. Architectures d'oscillateurs à quartz

Présentons dorénavant les différentes structures d'oscillateur à quartz à un étage.

Les familles d'oscillateurs sont regroupées autour d'une configuration (cf. fig. 5.8) dont les distinctions dépendent essentiellement du choix du point de masse.

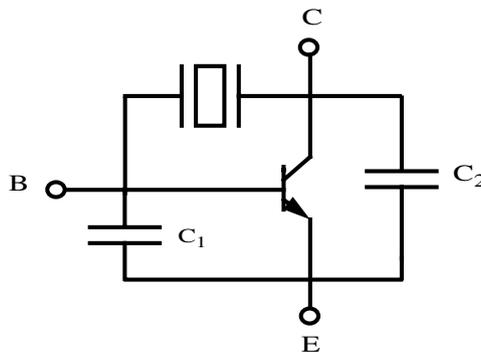


FIGURE 5.8. Structure basique des familles d'oscillateurs à quartz.

Un collecteur commun correspond à un oscillateur Colpitts, un émetteur commun à un oscillateur de type Pierce tandis qu'un oscillateur Clapp sera constitué d'une base commune.

Ce type d'oscillateur exploite le comportement inductif du résonateur. Nous l'assimilons donc à une inductance et sa résistance de perte en série. De l'équation 2.5, expression de l'impédance électrique équivalente d'un résonateur BAW, nous avons, en notant $Z = R_L + X_L$:

$$X_L = \frac{1}{jC_0 \omega} \frac{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_s}\right)^2\right] \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^2\right] - \frac{\omega^2}{Q_s Q_p \omega_p \omega_s}}{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^2\right]^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_p Q_p}\right)^2} \quad \text{eq.5 .12}$$

$$R_L = \frac{1}{C_0} \frac{\frac{1}{Q_s \omega_s} \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^2\right] - \frac{1}{Q_p \omega_p} \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_s}\right)^2\right]}{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^2\right]^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_p Q_p}\right)^2} \quad \text{eq.5 .13}$$

Le comportement inductif d'un résonateur se retrouve entre f_s et f_p , et garantit, donc, une fréquence d'oscillation contenue dans cet intervalle. Cette dernière est fixée par la partie amplificateur qui apporte le déphasage nécessaire pour satisfaire le critère de Barkhausen.

En fait, idéalement, un oscillateur Pierce oscillera à sa fréquence de résonance mais les imperfections de l'amplificateur forceront son fonctionnement à des fréquences légèrement supérieures. De ce fait, la capacité de charge constituée par C_1 et C_2 , viendra fixer la fréquence d'oscillation. Des capacités C_1 et C_2 élevées offriront une grande stabilité au détriment d'un gain plus faible ce qui pourra engendrer des problèmes de démarrage. Ainsi, l'oscillateur Pierce peut s'avérer sensible aux capacités parasites. L'oscillateur Colpitts, quant à lui, utilise généralement une boucle de rétroaction capacitive dont la combinaison série C_1 et C_2 viendra directement charger la partie inductive du résonateur. Enfin, l'oscillateur Clapp met en série au résonateur une capacité qui permet de rendre le circuit moins sensible aux capacités parasites et permet l'accord de la fréquence d'oscillation.

Dans le cadre de notre travail, nous avons réalisé un oscillateur Colpitts unipolaire dont le fonctionnement est détaillé dans la section suivante.

IV. Oscillateur Colpitts

IV.1. Fonctionnement global

Nous considérerons le circuit de la figure 5.9. Le réseau capacitif constitue une rétroaction positive tandis que le résistance R_e polarise le circuit en fonction de la tension de base du transistor bipolaire fixée par le diviseur résistif constitué de R_{b1} et R_{b2} .

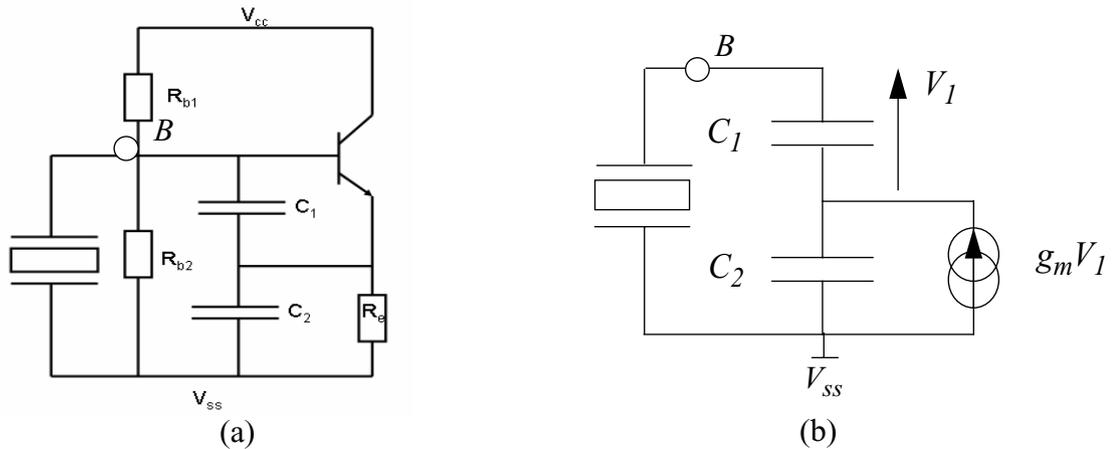


FIGURE 5.9. (a) Montage Colpitts et (b) son circuit équivalent en petit signal.

En vue de dimensionner le circuit, nous procéderons au calcul du circuit équivalent à la borne du résonateur. Le critère de Barkhausen pourrait être également appliqué en étudiant le circuit en boucle ouverte. Ceci doit se faire néanmoins à un noeud de hautes impédances ou alors à un noeud quelconque mais chargé par l'impédance normalement vue en boucle fermée.

Le montage en émetteur commun est équivalent à une résistance négative R_{neg} en série à une capacité dite de charge C_L telle que :

$$R_{neg} = -\frac{g_m}{C_1 C_2 \omega^2} \quad \text{eq.5 .14}$$

$$C_L = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad \text{eq.5 .15}$$

Ainsi, avec les notations introduites précédemment, nous obtenons le schéma équivalent suivant de l'oscillateur Colpitts entre les fréquences caractéristiques du résonateur en considérant le modèle MBVD du BAW (cf. fig. 5.10).

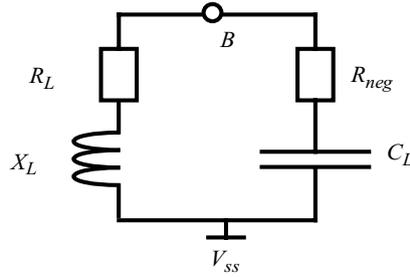


FIGURE 5.10. Schéma équivalent de l'oscillateur Colpitts à résonateur piézoélectrique.

Il y a oscillation lorsque la résistance négative est supérieure en valeur absolue à R_L et ceci à la fréquence d'oscillation f_{osc} qui est définie par :

$$|X_L| = \left| \frac{1}{jC_L \omega_{osc}} \right| \quad \text{eq.5 .16}$$

Nous obtenons alors :

$$f_{osc} = f_s \sqrt{1 + \frac{C_m}{C_0 + C_L}} \sim \left(1 + \frac{1}{2} \frac{C_m}{C_0 + C_L} \right) f_s \quad \text{eq.5 .17}$$

A f_{osc} , nous devons, par conséquent, compenser la résistance de perte R_{Lossc} dont l'expression littérale est la suivante :

$$R_{Lossc} = R_s + R_m \left(1 + \frac{C_0}{C_L} \right)^2 \quad \text{eq.5 .18}$$

La transconductance critique i.e. minimale est donnée par :

$$g_{mc} = R_{Lossc} \omega_{osc}^2 C_1 C_2 \quad \text{eq.5 .19}$$

Afin de réduire la consommation, il sera nécessaire d'avoir des résonateurs présentant une capacité intrinsèque faible ce qui sera obtenu en dimensionnant des résonateurs de petites tailles. Cependant, un trop faible facteur de forme fait apparaître des ondes transverses créant ainsi des résonances parasites et donc une baisse du facteur de qualité.

Pour se prémunir des dispersions, il est nécessaire de travailler à des valeurs 3 à 4 fois plus élevées que la transconductance critique ce qui va à l'encontre des conditions pour maintenir le transistor en mode linéaire. Ainsi, ce dernier fonctionne en classe C et tend donc vers un interrupteur. En considérant que le courant de polarisation est égal au courant moyen traversant le transistor, nous en déduisons l'amplitude du signal d'oscillation stabilisé V_m [HUA97] telle que :

$$V_m = \frac{2I_0}{g_{mc}} \quad \text{eq.5 .20}$$

Afin d'optimiser le rapport signal à bruit, il conviendra de maximiser V_m .

Après avoir dégagé le mode de fonctionnement de l'oscillateur Colpitts, venons-en à des considérations de stabilité.

IV.2. Déviation de fréquence et sensibilité

En règle général, un quartz est caractérisé par la variation de sa fréquence d'oscillation avec pour référence sa fréquence de résonance série en fonction de la capacité de charge que nous lui opposons. Nous pouvons en faire de même pour un résonateur BAW.

$$\frac{\Delta f}{f_s} = \frac{1}{2} \frac{C_m}{C_0 + C_L} = \frac{1}{2 \frac{C_0}{C_m} \left(1 + \frac{C_L}{C_0}\right)} \quad \text{eq.5 .21}$$

Ce critère permet d'évaluer son aptitude à faire varier la fréquence d'oscillation en fonction de sa capacité de charge. Le rapport $r = \frac{C_0}{C_m}$ permet d'optimiser ce facteur. Ainsi, pour un VCO, il sera préférable de minimiser r et donc d'avoir un coefficient de couplage k_t^2 le plus grand possible ce qui est également désiré dans le cadre de fonctions de filtrage utilisant des

résonateurs BAW. Par contre, dans le cadre d'une fréquence de référence, un kt^2 le plus petit possible sera préféré de façon à obtenir une fréquence d'oscillation la plus stable possible et invariante en fonction des variations thermiques ou procédés de fabrication de la capacité de charge.

Comme la fréquence d'oscillation dépend de la capacité de charge, en vue de la réguler, il convient d'étudier sa sensibilité vis-à-vis de C_L . La dérivée de la fréquence d'oscillation en fonction de la capacité de charge obtenue à partir de l'équation 5.17, nous permet, donc, de mieux définir ce critère. Nous obtenons :

$$S = \frac{\partial f_{osc}}{\partial C_L} = -f_s \frac{C_m}{2(C_0 + C_L)^2} \quad \text{eq.5.22}$$

S s'exprime en Hz/F.

Ainsi, dans l'objectif de dimensionner un oscillateur de référence, il serait plus concevable de jouer sur la valeur de la capacité C_0 dont la dépendance est au carré ce qui entre en contradiction avec une diminution de la consommation selon l'équation 5.18. En effet, augmenter C_0 contribue également à augmenter la résistance de perte à compenser à moins d'augmenter également C_L .

Etudions, dès à présent, le comportement en bruit d'un tel oscillateur.

IV.3. Comportement en bruit

Comme souligné dans le chapitre 2, les phénomènes de bruit au sein d'un résonateur BAW restent méconnus puisque dépendant de la géométrie de ces derniers. A ce jour, il n'existe pas de modèle en bruit et seule la résistance physique R_s du modèle MBVD sera prise en compte. Rappelons, cependant, que la source de bruit d'un oscillateur bien dimensionné provient du résonateur proche de la porteuse et provient du circuit de compensation des pertes à des fréquences plus éloignées de la fréquence fondamentale.

Des calculs en bruit de phase [HUA98] établis pour un oscillateur Colpitts utilisant un amplificateur à transistor MOS aboutissent à :

$$L(\Delta\omega) = 10 \text{Log} \left(\frac{kTR_{Losc}}{I_0^2 Q^2} C_L^2 \left(\frac{\omega_{osc}}{\Delta\omega} \right)^2 \left[\frac{2}{3} g_{mB} + \left(\frac{C_2}{C_1} \right) g_{mc} + \frac{2}{3} \alpha^2 g_{m0} \right] \right) \quad \text{eq.5 .23}$$

où α désigne le rapport cyclique de conduction du transistor et C_L la capacité de charge (C_1 en série de C_2).

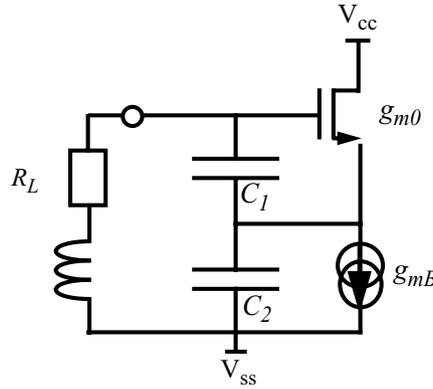


FIGURE 5.11. Schéma de l'oscillateur Colpitts étudié.

Ainsi, la capacité C_2 doit être plus petite que C_1 pour minimiser le bruit. Néanmoins, nous avons également selon le diviseur capacitif :

$$V_{gs} = \frac{C_2}{C_1} V_s \quad \text{eq.5 .24}$$

Ainsi, nous ne pouvons pas réduire C_2 autant que l'on souhaite afin de ne pas désaturer le transistor ce qui engendrerait une détérioration du bruit de phase. De plus, cela contribuerait à diminuer la capacité de charge, à augmenter la résistance à compenser selon l'équation 5 .18 et par conséquent la consommation.

En prenant en compte les différentes considérations mises en évidence précédemment, dimensionnons et optimisons l'oscillateur de notre étude.

IV.4. Choix de dimensionnement et optimisations

Nous utiliserons les mêmes résonateurs utilisés pour le filtre pour des raisons de simplicité. Ces derniers ne nous permettront pas d'optimiser réellement l'oscillateur mais nous permettront, néanmoins, d'avoir un premier aperçu des performances atteignables pour un oscillateur utilisant des résonateurs BAW. En effet, nous avons des degrés de liberté en moins sur les valeurs des capacités C_m et C_0 .

Le tableau 1 rappelle les caractéristiques des résonateurs mesurés selon le modèle MBVD et ce pour des valeurs différentes de facteur de qualité.

Tableau 1 : Valeurs des différents éléments du modèle MBVD des résonateurs dimensionnés.

	C_o (pF)	C_m (fF)	L_m (nH)	R_m (Ω)	R_o (Ω)	R_s (Ω)
Q=200	1,77	97,07	58,29	3,9	0,91	1
Q=325				2,4	0,91	1
Q=400				1,7	0,91	1

Afin de considérer toutes les pertes, il sera, également, nécessaire d'ajouter à la partie résistive du résonateur à compenser une résistance d'accès supplémentaire liée au mode d'assemblage. Comme il est difficile de déterminer précisément cette dernière et que les résonateurs présentent une dispersion absolue de 100 sur le facteur de qualité, nous préférons surconsommer en vue d'assurer la fonctionnalité.

Notons que depuis les procédés de fabrication STMicroelectronics/LETI des résonateurs BAW ont été nettement améliorés et ne présentent plus autant de dispersions. De plus, des facteurs de qualité de l'ordre de 1000 ont été dernièrement obtenus.

Précédemment, nous avons conclu qu'une capacité C_2 plus petite que C_1 était nécessaire alors que le rapport $\frac{C_2}{C_1}$ doit rester raisonnablement grand. Ce choix concerne la capacité de charge du résonateur dont va dépendre la consommation de l'oscillateur.

Si l'on considère les résonateurs BAW dimensionnés pour les filtres mais avec un facteur de qualité de 350, la figure 5.12a expose la déviation de fréquence définie par l'équation 5.21 tandis que la sensibilité d'un oscillateur Colpitts (cf. eq.) utilisant de tel résonateur est illustré à la figure 5.12b.

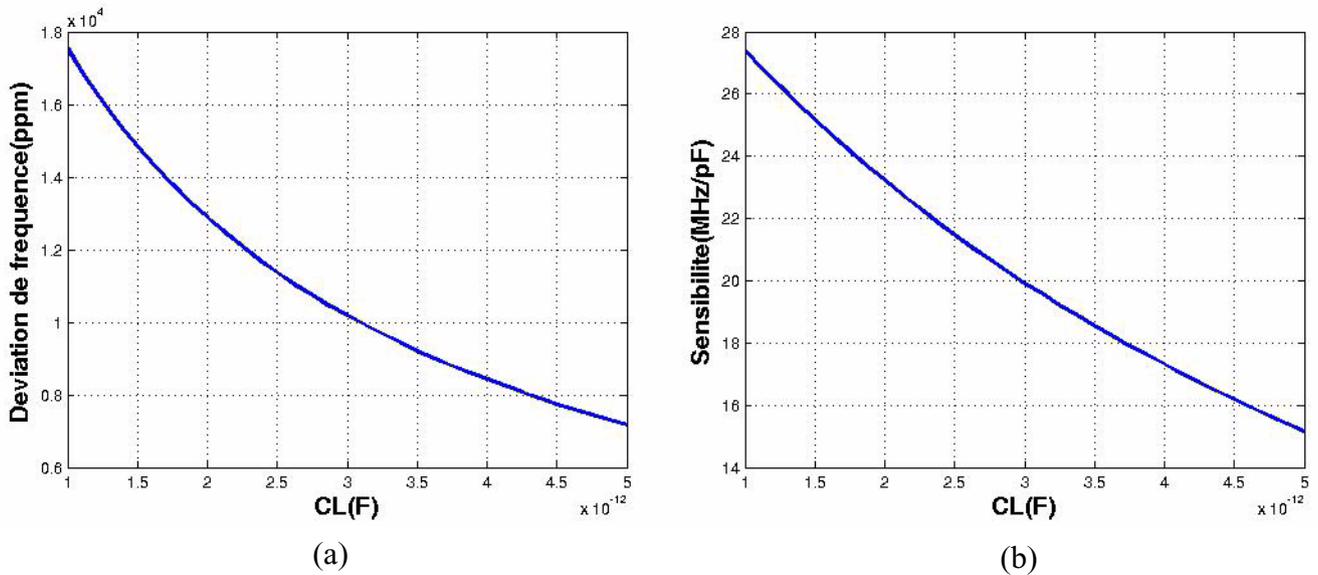


FIGURE 5.12. (a) Déviation de fréquence due résonateur et (b) sensibilité de l'oscillateur.

Le dimensionnement d'un oscillateur implique une relative insensibilité par rapport aux variations des procédés technologiques. Ainsi, un oscillateur robuste générant une fréquence fixe pourra être obtenu pour une grande valeur de capacité de charge. Cependant, plus C_L est grande, moins il est facile d'accorder la fréquence d'oscillation alors que les résonateurs BAW sont classiquement soumis à des dispersions.

Le choix de la fréquence d'oscillation qui est contenue dans la bande de fréquence f_s - f_p (cf. fig. 5.13a) et par conséquent, de la valeur de C_L devra, donc, faire l'objet d'une grande attention de par les dispersions technologiques possibles sur les résonateurs BAW. En effet, si un résonateur est décalé à plus hautes fréquences et que la fréquence d'oscillation ciblée est inférieure à f_s (cf. fig. 5.13b.), seul l'ajout d'une self en série au résonateur permettra d'osciller à la bonne fréquence. Elle permettrait de replacer ou d'élargir la zone inductive autour de la

fréquence d'oscillation. Mais, le faible facteur de qualité de cette dernière nécessitera d'augmenter la consommation et détériorera le bruit de phase de l'oscillateur. La figure 5.13c illustre le cas où la fréquence d'oscillation ciblée est supérieure à la fréquence d'anti-résonance. Seule une capacité en parallèle permettra d'éviter le cas c.

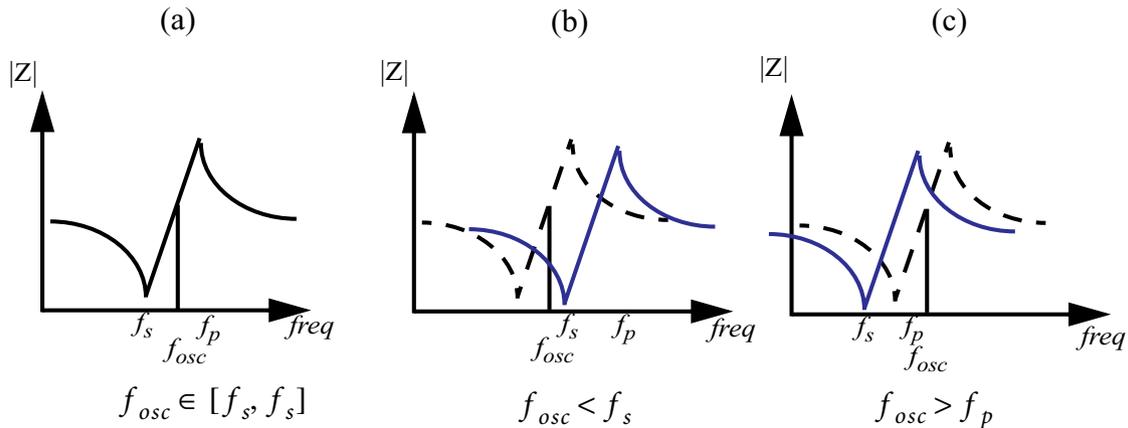


FIGURE 5.13. Fréquence d'oscillation en fonction des dispersions technologiques sur les résonateurs BAW.

Compte tenu des dispersions technologiques et thermiques maximales qui s'élèvent à environ ± 12000 ppm pour un résonateur BAW, il apparaît judicieux de placer la fréquence d'oscillation ciblée à une fréquence supérieure à $f_s + 12000$ ppm de la bande $f_s - f_p$ pour se prémunir des dispersions technologiques et obtenir un rendement optimal d'oscillateur opérationnel. De plus, comme la consommation est minimisée en diminuant C_L et qu'il sera nécessaire de savoir corriger 24MHz pour un oscillateur à 2GHz, une capacité de charge d'environ 1,7pF sera utilisée.

$$\text{Prenons } C_2 = aC_1 \text{ tel que } a < 1 \text{ et } C_L = \frac{a}{a+1} C.$$

En combinant les équations 5.18 et 5.19, nous obtenons les courbes de la figure 5.14 mettant en relation le rapport entre C_2 et C_1 et le courant critique I_c pour entretenir l'oscillation. Pour cela, nous avons considéré $g_m = 40I_c$ à une température ambiante de 27°C . Il faudra, par ailleurs, dimensionner l'oscillateur avec un courant de polarisation 3 à 4 fois plus grand que I_c .

pour un fonctionnement en pire cas (dans un intervalle de températures compris entre -27°C et 125°C).

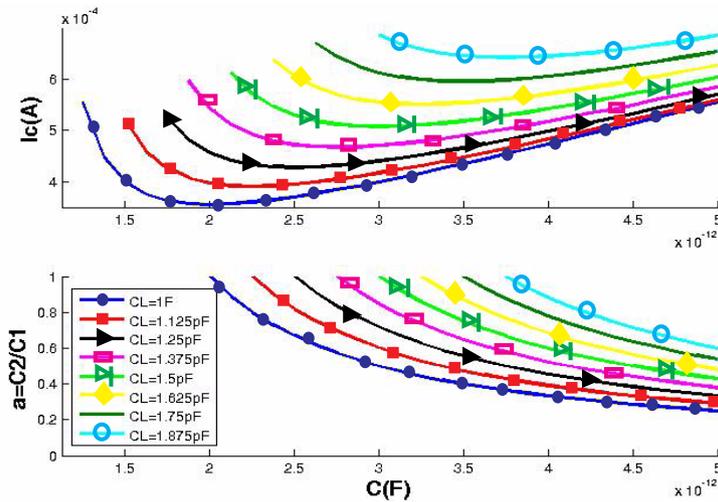


FIGURE 5.14. Courant critique de l'oscillateur Colpitts en fonction du rapport C_2/C_1 .

Ainsi, pour une capacité C_L d'environ 1,7pF, il sera nécessaire de prendre une capacité C_1 supérieure à 3,5pF dont le choix final sera déterminé par une optimisation du bruit de phase en simulation. Un rapport de 0,5 est, alors, requis ce qui mène à une capacité C_1 de 5pF et à une consommation de 2,6mA ($4 \times 0,65\text{mA}$) pour un fonctionnement jusqu'à 125°C dans des dispositifs lents. Cependant, ces derniers calculs ont été établis pour la résistance d'accès liée à l'assemblage nulle. En prenant en compte une potentielle résistance d'accès maximale de 2Ω , nous obtenons un oscillateur utilisant un résonateur BAW de facteur de qualité 250 consommant 3,8mA sous une alimentation de 2,5V. La figure 5.15 expose le schéma de l'oscillateur ainsi dimensionné. R_{b1} et

R_{b2} devront être prises élevées de manière à ne pas charger le résonateur dont le facteur de qualité chuterait.

Composant	Type	Valeur
R_{b1}	Rhipob	500Ω
R_{b2}	Rhipob	$2k\Omega$
R_e	Rhipob	333Ω
C_1	CMIM	$5pF$
Q_1 NPN	5 bases 2 collecteurs 4 émetteurs	$Le=10\mu m$ $We=1,6\mu m$

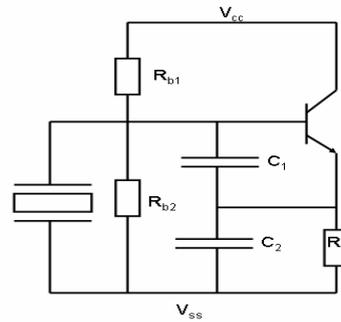


FIGURE 5.15. Schéma de l'oscillateur dimensionné et valeur des composants.

Pour les simulations en bruit de phase, nous n'avons considéré que le bruit de la résistance d'accès du résonateur BAW. En effet, même si R_m et R_0 permettent de simuler les facteurs de qualité des résonances, ces 2 résistances n'ont pas de réalité physique. Des phénomènes acoustiques peuvent en être à l'origine et peuvent être, également, la source d'un bruit supplémentaire que nous ne pouvons, cependant, pas prendre en compte car méconnu.

En vue de la mesure, un buffer 50Ω a été également dimensionné. La figure expose différents bruits de phase obtenus par simulation en fonction des facteurs de qualité des résonateurs BAW utilisés.

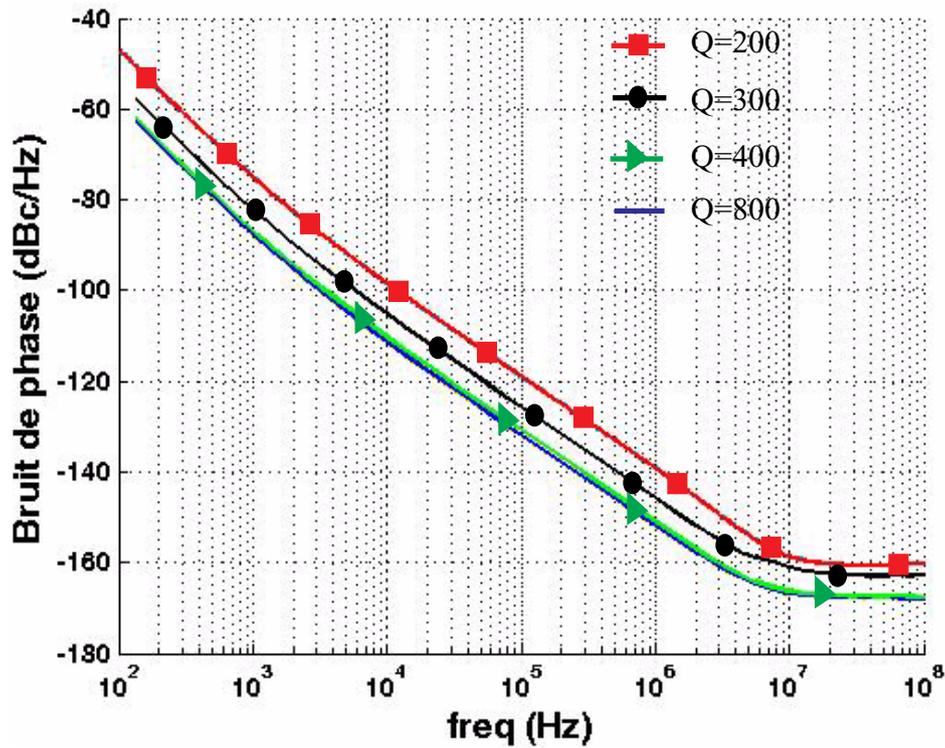


FIGURE 5.16. Simulation du bruit de phase pour différents facteurs de qualité du résonateur BAW.

Nous obtenons un bruit de phase de -125dBc/Hz à 100kHz de la porteuse pour un oscillateur à résonateur BAW présentant un facteur de qualité de 350. Le tableau 2 expose les différents contributeurs de bruit à plusieurs fréquences de sa porteuse.

Tableau 2 : Contributeurs de bruit à plusieurs fréquences de la porteuse.

Décalage en fréquence % à la porteuse	@300Hz			@1kHz			@10kHz		
Contributeur de bruit et contribution en%	buffer		62	buffer		49,13	Q12.Q1	rb	43,44
	R _{b1}	fn	23,83	R _{b1}	fn	20,78	Q12.Q1	ic	18,76
	R _e	fn	10,37	Q12.Q1	rb	12,04	buffer		16,51
	Q12.Q1	rb	3,95	R _e	fn	9,04	R _{b1}	fn/rn	7,5/3,41
	Q12.Q1	ic	1,71	Q12.Q1	ic	5,20	R _e	fn/rn	3,26/1,72
	R _{b2}	fn	0,57	R _{b1}	rn	0,95	Q12.Q1	re	1,28
							Q12.Q1	ib	1,01
							R _s	rn	0,96

Tableau 2 : Contributeurs de bruit à plusieurs fréquences de la porteuse.

Décalage en fréquence % à la porteuse	@100kHz			@1MHz			@20MHz		
Contributeur de bruit et contribution en%	Q12.Q1	rb	58,21	Q12.Q1	rb	58,50	buffer		54,55
	Q12.Q1	ic	25,14	Q12.Q1	ic	25,33	Q12.Q1	rb	20,13
	R _{b1}	rn	4,57	R _{b1}	rn	4,74	Q12.Q1	ic	7,86
	buffer	rn/fn	2,30/2,06	R _e	rn	2,54	R _{b1}	rn	6,88
	Q12.Q1	re	1,71	Q12.Q1	re	1,72	Q12.Q1	ib	2,47
	Q12.Q1	ib	1,35	Q12.Q1	ib	1,43	R _e	rn	1,38
	R _s	rn	1,29	R _s	rn	1,37	R _{b2}	rn	1,72
	R _{b1}	fn	1,01	buffer		1,61	Q12.Q1	re	0,59
	R _{b2}	rn	1,19	R _{b2}	rn	1,2			

Les mesures seront grandement polluées par le buffer mais nous permettront néanmoins de conclure sur les performances d'un oscillateur BAW près de la porteuse et du plancher de bruit.

La suite du manuscrit traitera de la réalisation physique de l'oscillateurs et des différentes mesures effectuées sur ce dernier.

IV.5. Réalisation et mesures

[RAZ07] Nous exploitons un résonateur BAW présentant un facteur de qualité de 400. Sa capacité C_0 est 1,77pF et son coefficient de couplage est de 6,5%. En outre, nous exploiterons l'un des résonateurs séries de la puce SMR réalisée pour le filtre. Les alimentations du buffer et du coeur même de l'oscillateur ont été séparées afin de les découpler au mieux. De plus, ces dernières seront découplées par des capacités en interne de 40pF pour le coeur de l'oscillateur et de 60pF en ce qui concerne le buffer. Lors de la mesure, une capacité de découplage de 100nF est ajoutée entre les 2 plots de l'alimentation de l'oscillateur. La figure 5.17 illustre le protocole de mesure de l'oscillateur Colpitts implémenté.

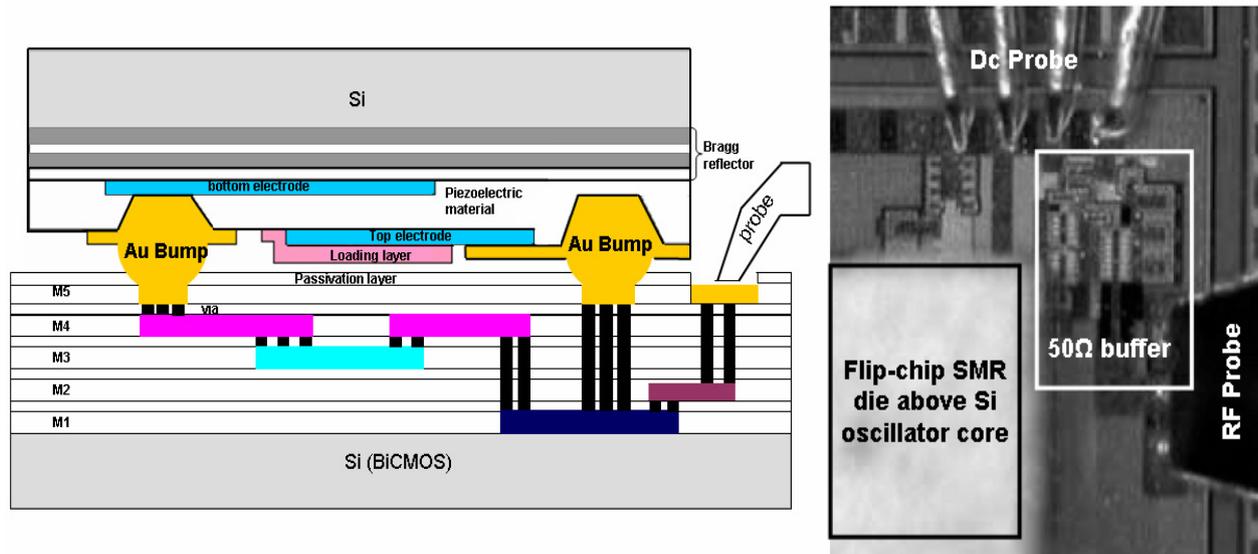


FIGURE 5.17. Micro-photographie des puces assemblées sous pointe.

Le corps silicium de l'oscillateur fait $170 \times 250 \mu\text{m}^2$ soit 0.043mm^2 ce qui le rend très compétitif avec notamment une taille 5 à 10 fois plus compacte que ses homologues utilisant une inductance [BAD05]. Il s'agit de la première implémentation d'oscillateur avec des résonateurs de type SMR reportés par des procédés de bumping.

Nous obtenons, en mesure, une fréquence d'oscillation de l'ordre de 2,145GHz pour une consommation de 4,8mA sous 2,5V. Notons que le pont de résistance utilisé pour polariser le transistor bipolaire consomme environ 1mA. D'autre part, un bruit de phase de -124dBc/Hz a été atteint à 100kHz de la porteuse tandis qu'un plancher de bruit de -160dBc/Hz a été obtenu à 4MHz de la porteuse. Il est à noter que ce dernier est essentiellement lié au buffer de sortie.

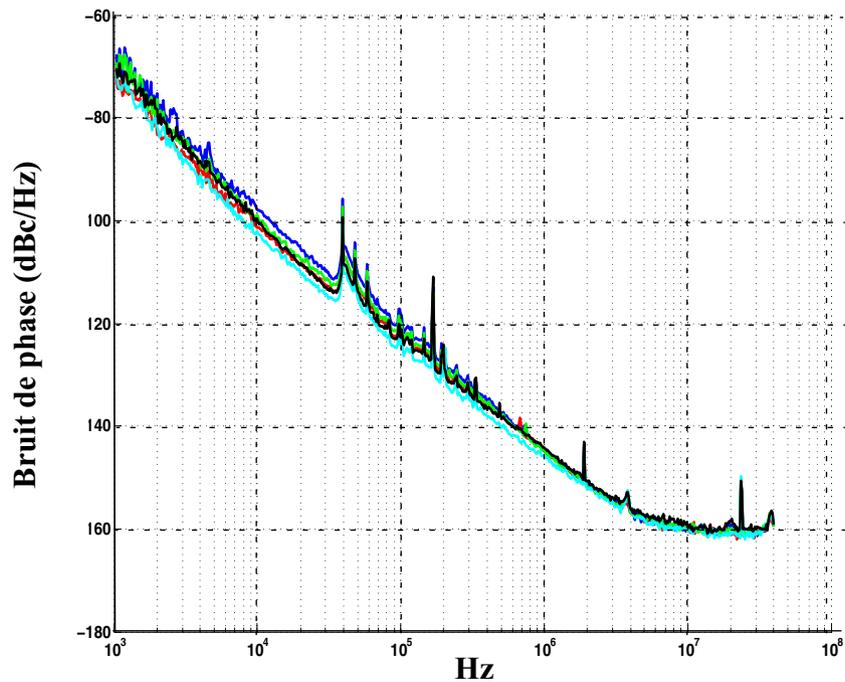


FIGURE 5.18. Bruit de phase pour différentes puces d'oscillateurs.

La figure 5.19 illustre les dispersions de la fréquence d'oscillation de chacun des oscillateurs autour de la fréquence d'oscillation moyenne des 5 échantillons ainsi que la variation du bruit de phase d'un échantillon à un autre pris à 100kHz de leur porteuse.

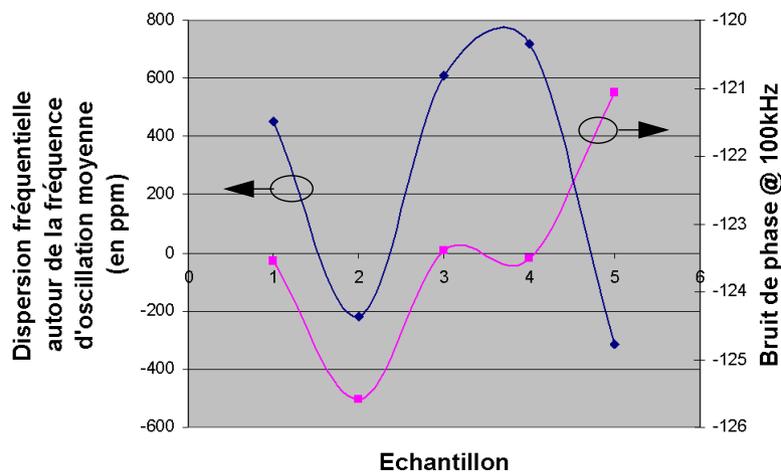


FIGURE 5.19. Fréquence d'oscillation et bruit de phase à 100kHz de la porteuse des échantillons mesurés.

La précision de la fréquence d'oscillation, qui dépend grandement de la fréquence de résonance du résonateur BAW utilisé, est inférieure à 550ppm soit 1,3MHz.

Sur le meilleur des oscillateurs qui exploiterait donc le résonateur BAW avec le meilleur facteur de qualité, une série de mesures a été effectuée. Tout d'abord, la figure 5.20 confronte les simulations après extraction parasite de la réalisation physique de l'oscillateur Colpitts aux mesures de ce circuit.

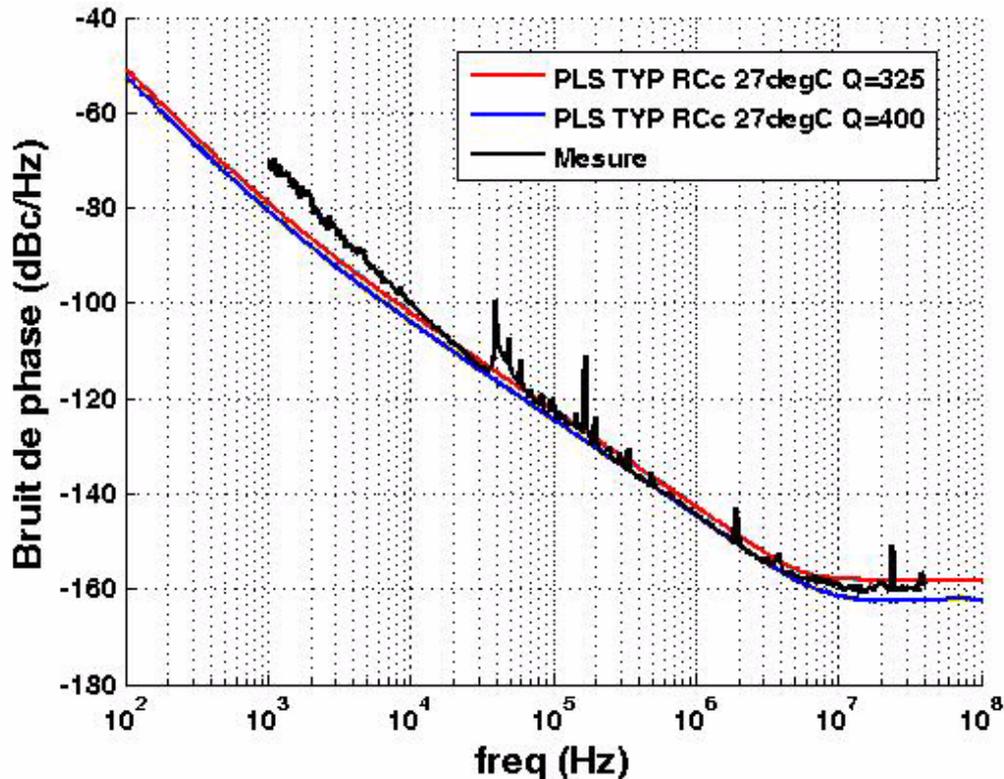


FIGURE 5.20. Performances en bruit de phase de l'oscillateur Colpitts.

Selon la fréquence de coin entre le plancher de bruit et le bruit de phase à pente de -20dB/décade qui est à environ 5,5MHz quelque soit l'échantillon, nous pouvons en déduire que le facteur de qualité des résonateurs utilisés est supérieur ou égal à 200.

Une divergence de résultat entre mesure et simulations à des fréquences proches de la porteuse est observée. La fréquence de coin entre les pentes à -20dB/décade et -30dB/décade intervient, effectivement, plus tard qu'en simulation. Cette zone correspond aux bruits en 1/f des dispositifs actifs dont le comportement est pourtant bien modélisé. La mesure de ce circuit qui

n'est pas introduit dans une boucle fermée de mesure, peut être plus ou moins perturbée et un bruit en $1/f$ semble être réinjecté à proximité de la porteuse ce qui peut être amplifié par un découplage insuffisant des alimentations. Cette divergence peut également s'expliquer par l'absence de la modélisation du bruit en $1/f$ des résonateurs BAW qui n'a donc pas été pris en compte en simulation mais cela reste moins probable.

D'autre part, afin d'apprécier les performances de l'oscillateur proposé, introduisons le facteur de mérite (F.O.M. pour Factor of Merit) utilisé classiquement pour un oscillateur. Il permet de relativiser le bruit de phase de l'oscillateur à un certain décalage de la fréquence d'oscillation f_m vis-à-vis de la puissance dissipée par l'oscillateur P_{dc} et de la fréquence d'oscillation f_{osc} . Nous avons en effet :

$$FOM = L(fm) - 20Log\left(\frac{f_{osc}}{f_m}\right) + 10Log\left(\frac{P_{dc}}{1mW}\right) \quad \text{eq.5 .25}$$

Les 5 échantillons ont un FOM variant entre -195,6dB et -199,8dB.

D'autre part, comme nous avons préféré surconsommer pour assurer la fonctionnalité de l'oscillateur, nous avons mesuré l'oscillateur en question en faisant varier la tension d'alimentation. L'oscillateur a, alors, un FOM variant entre -196,7dB et -199,8dB pour une puissance dissipée variant entre 6,8mW et 12mW comme l'indique le tableau 3. Ce dernier prend en compte le courant circulant à travers les résistances de polarisation de la base.

Tableau 3 : Variation de f_{osc} et du bruit de phase en fonction d'une variation de l'alimentation.

V_{cc} (V)	2	2,3	2,5	2,7
Courant consommé (mA)	3,4	4,2	4,8	5,4
Bruit de phase @ 100kHz (dBc/Hz)	-118,4	-122,8	-124	-124,3
Fréquence d'oscillation (GHz)	2,14942	2,149482	2,149484	2,149476
FOM (dB)	-196,7	-199,6	-199,85	-199,3

De même, nous avons étudié plus spécifiquement la variation de la fréquence d'oscillation en fonction de la tension d'alimentation sur 3 échantillons comme l'indique la figure 5.21.

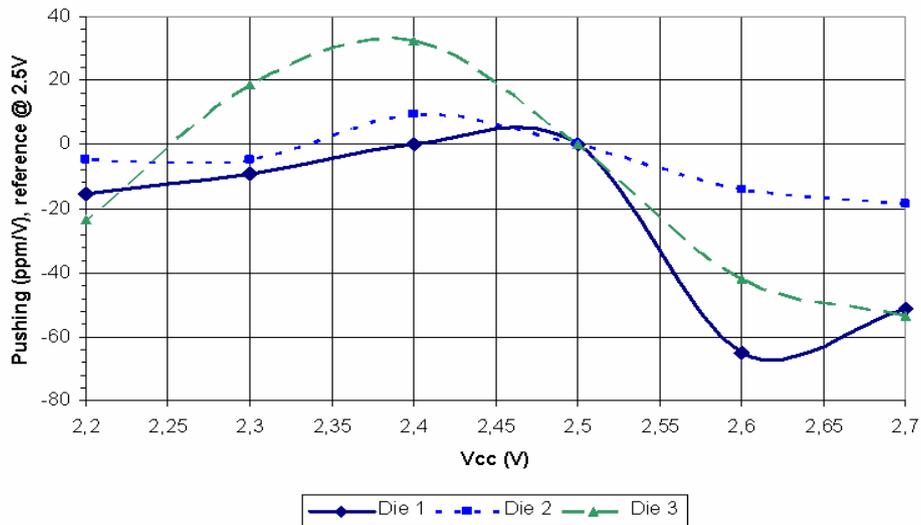


FIGURE 5.21. Variation de la fréquence d'oscillation en fonction de la tension d'alimentation.

Nous obtenons une excellente réjection d'alimentation avec un pushing inférieur à 65ppm/V.

Le tableau 4 résume les performances des circuits mesurés.

Tableau 4 : Résumé des performances de l'oscillateur.

Fréquence d'oscillation	2,145GHz
Précision de f_{osc} sur plusieurs échantillons	<550ppm
Bruit de phase @2kHz @100kHz @20MHz	-85dBc/Hz -124dBc/Hz -160dBc/Hz
Pushing	< 62ppm/V @2,145GHz
Puissance	12mW
Surface	0.043mm²

Le tableau 5 compare la performance du circuit par rapport à d'autres réalisations.

Tableau 5 : Comparaison des performances de ce travail à d'autres réalisations.

Référence	Technologie	Architecture	f_{osc} (GHz)	V_{cc} (V)	I_{cc} (mA)	bruit de phase (dBc/Hz)	f_m (kHz)	FOM (dB)	Taille (mm ²)
ce travail	BiCMOS 0,25 μ m	MEMS oscillator	2,145	2,5	4,8	-124	100	-199,8	0,043
[AIS06]	BiCMOS 0,35 μ m	MEMS oscillator	5,4	2,7	1,7	-117,7	100	-205,7	0,539
[OTI03]	CMOS 0,18 μ m	MEMS oscillator	1,9	1	0,3	-120	100	-210,8	0,514
[SCH03]	BiCMOS 0,6 μ m	MEMS VCO	1,215	3,3	3	-110,9	100	-182,6	n.a.
[LIN05]	CMOS 90 μ m	MEMS VCO	6,3	1,2	4,9	-118	1000	-195,1	0,4
[ROG01]	BiCMOS	LC VCO	1,9	3,3	5,5	-106	100	-179	0,77
[FON03]	CMOS SOI 0,13 μ m	LC VCO	4,4	1	2	-114,6	1000	-187,1	0,3
[BAD03]	BiCMOS 0,25 μ m	LC VCO	3,8	1,6	8	-118	400	-185,5	0,515
[TRO03]	CMOS 0,25 μ m	LC VCO	2,4	1	4,6	-136	3000	-187,4	0,874

Grâce aux procédés de *Bumping*, le circuit présente l'avantage de conserver toutes ses performances en bruit de phase pour une taille optimale. Notons qu'en remplaçant les résistances de polarisation par une polarisation de type source de courant, le FOM se positionne alors au même rang que celui d'Aissi [AIS06].

V. Conclusion et perspectives

Depuis ces dernières années, plusieurs méthodes de co-intégration de résonateurs BAW et de circuits intégrés ont été développées pour obtenir des oscillateurs et autres fonctions RF très performants dans une échelle de fréquence s'étendant de 2 à 15 GHz. Certains d'entre eux utilisent des procédés fabriqués indépendamment comme dans le cas de selfs à grand facteur de qualité ou de résonateurs FBAR qui peuvent alors être connectés au circuit actif par des techniques de bonding et ce dans un but d'intégration de systèmes sur puce (System on a Chip). L'inconvénient majeur de cette approche est le coût élevé de la technologie et la plus large surface consommée du fait que la partie à reporter sur le circuit intégré ne peut pas être directement assemblée au dessus du circuit. De plus, des contraintes de mise en boîtier peuvent également apparaître. L'oscillateur réalisé se positionne dans un cadre de système en boîtier (SiP : System in Package) aboutissant de ce fait à des circuits assemblés très compacts et d'excellentes performances.

Pour une taille de silicium de $170 \times 250 \mu\text{m}^2$ et un résonateur BAW de $120 \times 200 \mu\text{m}^2$ reporté directement au dessus du coeur de l'oscillateur, l'oscillateur permet de satisfaire les spécifications drastiques du GSM. Une bonne précision de fréquence d'oscillation a été obtenue pour un pushing inférieur à 65ppm/V. Les mesures démontrent une concordance satisfaisante avec les simulations malgré le manque d'un modèle de bruit pour le résonateur BAW. Ce premier circuit offre de nouvelles perspectives pour une intégration de type SiP en ajoutant cependant une matrice de capacités permettant la correction de la fréquence d'oscillation selon les perturbations extérieures et les dispersions des procédés de fabrication des résonateurs piézoélectriques. En effet, le choix de la capacité de charge permet de fixer la sensibilité de l'oscillateur et donc la potentialité de pouvoir corriger une plus ou moins grande erreur faite sur la fréquence de résonance des résonateurs dimensionnés. Des efforts considérables seront, néanmoins, à fournir sur le développement d'un BAW à TCF très faible et présentant le plus grand facteur de qualité qui permet de diminuer considérablement le bruit de phase et la consommation.

Les résonateurs BAW pourraient donc offrir de nombreuses perspectives dans ce domaine. Leur facteur de qualité relativement grand permet, effectivement, d'envisager la

génération d'une fréquence de référence élevée à consommation réduite tandis que leur compatibilité avec les procédés de fabrication silicium permet de diminuer considérablement le nombre de composants externes (BOM) ainsi que la surface d'encombrement par le biais d'une co-intégration au dessus du circuit intégré. Des diviseurs pourraient être, alors, utilisés pour fournir un panel de fréquences de référence. Cependant, des circuits de compensation seront nécessaires pour corriger les dérives thermiques et technologiques. Le développement de la technologie BAW vers des dispositifs présentant un TCF nul serait bénéfique pour de telles applications. Un large accord en fréquence sera, de plus, un point fort pour éviter l'étalonnage industriel mis en oeuvre dans les oscillateurs à quartz. Nous pourrions, également, imaginer la conception d'une nouvelle génération de VCO verrouillé sur la fréquence d'anti-résonance d'un BAW associée à une capacité négative ou de VCO verrouillé sur la fréquence de résonance d'un BAW associé à une inductance parallèle et une capacité commutée en série.

En outre, il serait intéressant de procéder à des mesures de l'oscillateur en vieillissement et en température afin d'étudier complètement la potentialité de tels oscillateurs.

VI. Références

- [AIS06] M. Aissi et al., “A 5.4GHz 0.35 μ m BiCMOS FBAR Resonator Oscillator in Above-IC Technology”, ISSCC Dig. Tech Papers, pp. 316-317, Feb. 2006
- [FON01] N. H. W. Fong et al., “A 1V 3.8-5.7GHz Wide-Band VCO with Differentially tuned Accumulation MOS Varactors for Common-Mode Noise Rejection in SOI Technology”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 51, no. 8, pp. 1952-1958, Aug. 2003.
- [FRE78] M.E. Frerking et al., “Crystal Oscillator Design and Temperature Compensation”, Van Nostrand Reinhold Co., New York, 1978.
- [HUA97] Q. Huang et al., “Exact Calculation of Oscillation Amplitude and Predicting Power Consumption for CMOS Colpitts Oscillators”, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, June 9-12,1997.
- [HUA98] Q. Huang, “Circuits and Systems for Wireless Communications”, chap. 7, pp75-104, ed. Kluwer Academic Publishers, 1998.
- [KIM02] J. Kimmerly, “Turning to Digital Crystals in GSM Transceivers”, Silicon Laboratoires, 2002
- [LIN05] D. Linten et al., “Low-power Voltage-Controlled oscillators in 90-nm CMOS Using High Quality Thin Film Postprocessed Inductors”, IEEE Journal of Solid-States Circuits, vol. 40, no. 9, Sept. 2005
- [OTI03] B.P. Otis et al., “A 300- μ m 1.9GHz CMOS Oscillator Utilizing Micromachined Resonators”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 38, no. 7, July 2003.
- [RAZ07] S. Razafimandimby, “A 2GHz 0.25 μ m SiGe BiCMOS Oscillator with Flip-Chip Mounted BAW Resonator”, ISSCC Dig., vol. 50, pp. 580-581, Feb. 2007.
- [ROG01] J.W.M. Rogers et al., “A Completely Integrated 2GHz VCO with Post-processed Cu Inductors”, Proc. IEEE Custom integrated Circuits Conf., pp. 575-578, 2001.
- [TROE02] N. Troedsson and H. Sjöland, “High performance 1V 2.4GHz CMOS VCO, IEEE Asia Pacific Radio and Wireless Conference”, pp. 185-188, 2002
- [VAN03] K. Van Schuylenbergh et al., “Low-Noise Monolithic Oscillator with An Integrated Three-Dimensionnal Inductor”, IEEE Integrated Solid-State Conference Dig. Tech. Papers., pp. 392-501, Feb. 2003
- [VIG93] J.R. Vig, “Military Application of High Accuracy frequency Standards and Clock”, IEEE Trans. Ultrason. Ferroelec., freq. contr., vol. 40, no5, pp. 522-527, 1993.

Conclusion

Avec le développement croissant des technologies, l'avenir permet d'imaginer de nouveaux systèmes de communications radio-fréquence offrant notamment un accès rapide et nomade à tout type d'information. Pour des raisons de coût, de consommation et de volume, l'intégration de ces systèmes apparaît comme un sujet porteur pour l'industrie de la microélectronique. Le "*tout intégré*" également synonyme de miniaturisation, a suscité notre intérêt à travers ces travaux de thèse situés aux croisements de plusieurs technologies : BiCMOS 0,25 μ m de STMicroelectronics, BAW/SMR de STMicroelectronics/Leti et plot BUMP de STMicroelectronics/Gamberini.

Les résonateurs BAW pourraient, en effet, apporter des solutions pour :

- le filtrage à fort facteur de qualité et ce avec de faibles pertes d'insertion. Des filtres BAW permettent une forte réduction du nombre de composants externes et une réduction de la taille des chaînes d'émission/réception RF grâce à leur compatibilité avec les procédés silicium et ce dans un objectif de remplacer les filtres SAW. La technologie BAW peut être coûteuse par la nécessité de devoir rattraper les dispersions des procédés de fabrication par un principe industrielle d'abrasion des couches supérieures des résonateurs. Un autre enjeu réside, par conséquent, dans le fait d'augmenter le rendement des filtres en leur associant directement un circuit d'asservissement permettant de les accorder en fréquence dans le gabarit du standard ciblé.
- la synthèse de fréquences de référence à bruit de phase, consommation, encombrement spatial et prix compétitifs vis-à-vis des oscillateurs à quartz. La multiplication des standards a entraîné également la multiplication des types de quartz à utiliser dans le domaine de synthèse de fréquence de référence. Une synthèse d'une fréquence haute de référence pourrait permettre par différents pas de division d'adresser plusieurs standards.

Au terme de l'étude concernant l'accordabilité de tels résonateurs, deux cellules d'accord ont été proposées. Par souci de consommation, la solution retenue utilise une inductance en parallèle avec un résonateur BAW, le tout en série avec une capacité variable. L'inductance dont le facteur de qualité a été augmenté par la synthèse d'une résistance négative, a permis de

repousser la fréquence d'anti-résonance à des fréquences plus élevées en dehors de la bande de fréquence qui nous intéresse tandis que la capacité variable a été utilisée pour le contrôle de la fréquence de résonance du résonateur.

La conception du filtre a consisté à remplacer des résonateurs BAW par les résonateurs accordables en fréquence ainsi obtenus. En outre, l'ajout de capacités inter-étage a permis d'élargir la bande passante du filtre dont la fréquence basse de la bande passante est définie par la fréquence à laquelle les impédances des résonateurs des branches série et parallèle sont égaux en module mais opposées en phase. La réalisation de ce filtre obtenu par report de la puce SMR sur la puce silicium par l'intermédiaire de plots Bumps, a permis de démontrer la faisabilité d'intégrer un filtre accordable en fréquence palliant une partie des dispersions de fabrication et déviations thermiques et ce dans le cadre d'une chaîne de réception zéro-IF WCDMA. Notons, par ailleurs, que le filtre est contrôlé par une unique grandeur de commande (la tension de contrôle des capacités variables), simplifiant ainsi son asservissement. Le filtre n'a pas, totalement, atteint les spécifications exigées pour la norme WCDMA du fait de l'utilisation de composants présentant des pertes résistives non négligeables et du fait de l'obtention de résonateurs BAW dont les caractéristiques ont été décalées.

L'accord en fréquence de ce filtre s'effectue grâce à une boucle à verrouillage d'amplitude utilisant des détecteurs d'enveloppe. Ces derniers fournissent 2 signaux DC proportionnels au module des impédances dont la comparaison permet de délivrer la bonne tension de contrôle au filtre selon une loi de commande dichotomique définie par un SAR associé à un DAC. Selon une fréquence d'horloge, cette technique maître-esclave précise et rapide permet de réguler de manière numérique un filtre BAW accordable en fréquence mais aussi les dispersions technologiques et/ou thermiques de tout filtre de type treillis. Il permet également d'éviter l'emploi complexe d'une PLL. La faisabilité de ce concept a été finalement démontrée par la même co-intégration de 2 puces que le filtre mais sur un seul étage de filtre en treillis.

Par ailleurs, le filtre reste encombrant spatialement par l'usage d'inductances intégrées qui ont, d'ailleurs, contribué à augmenter la longueur des lignes d'interconnection et par conséquent les pertes d'insertion et la plage de variation en fréquence du filtre. La solution d'asservissement quant à elle demeure viable pour tout type de filtres en treillis. L'ensemble filtre/circuit de régulation pourra, par la suite, être amélioré notamment par l'utilisation d'une capacité négative qui pourrait offrir des solutions en terme de reconfigurabilité. Tout repose, cependant, sur

l'évolution de la topologie du filtre d'autant que le coefficient de qualité des résonateurs BAW ne cesse d'augmenter avec, à l'heure actuelle, un coefficient de l'ordre de 1000 à 2GHz. Ceci permettra donc d'améliorer les performances du filtre et facilitera l'accord en fréquence tout en offrant un potentiel de reconfigurabilité. L'emploi notamment de capacités négatives hautement linéaires permettrait de remplir parfaitement les spécifications exigées au détriment de la contrainte de bruit et de la consommation mais pour une taille de filtre minimale et une réponse fréquentielle de filtre d'atténuation hors-bande élevée. L'ajout de capacités négatives ne génère effectivement pas de fréquence de résonance parasite contrairement aux inductances. De plus, l'usage de capacités commutées permettrait d'étendre la plage de variation du filtre avec un contrôle optimal obtenu par notre circuit de régulation dont la vitesse sera considérablement augmentée par une commande entièrement numérique. D'autre part, toutes dispersions fréquentielles liées aux imprécisions des procédés technologiques seront corrigées permettant alors d'éviter l'abrasion coûteuse des couches des résonateurs.

Enfin, une étude de conception de blocs autonomes générant une fréquence de référence a été menée. Nous nous sommes proposés de réaliser une nouvelle démonstration d'oscillateur utilisant des résonateurs BAW. L'oscillateur étudié et réalisé présente de par son assemblage une grande compacité et de bonnes performances s'inscrivant dans l'état de l'art en terme de bruit de phase notamment et ce pour des consommations très réduites. D'ailleurs, l'emploi de plots bump présente des avantages certains quant à l'optimisation de la surface silicium utilisée, quant à la valeur de l'inductance ramenée par la liaison filaire et quant à la consommation en ramenant moins de pertes supplémentaires. En outre, la fréquence d'oscillation a été celle attendue en simulation validant d'une part la méthodologie de dimensionnement de tels circuits et d'autre part la pertinence de l'assemblage. Ce circuit offre de nouvelles perspectives pour une intégration de type SiP (System in Package). L'ajout cependant d'une matrice de capacités serait utile pour la correction de la fréquence d'oscillation selon les perturbations extérieures et les dispersions des procédés de fabrication des résonateurs piézoélectriques. Le choix de la capacité de charge permet de fixer la sensibilité de l'oscillateur et donc la potentialité de pouvoir corriger une plus ou moins grande erreur faite sur la fréquence de résonance des résonateurs dimensionnés. Des efforts considérables seront, néanmoins, à fournir sur le développement d'un BAW à TCF très faible et présentant le plus grand facteur de qualité possible

si un bruit de phase et une consommation plus faibles sont exigés. Des diviseurs pourraient être, alors, utilisés pour fournir un panel de fréquences de référence. D'autre part, un large accord en fréquence sera, de plus, un point fort pour éviter l'étalonnage industriel mis en oeuvre dans les oscillateurs à quartz. Nous pourrions, également, imaginer la conception d'une nouvelle génération de VCO verrouillé sur la fréquence d'anti-résonance d'un BAW associée à une capacité négative ou de VCO verrouillé sur la fréquence de résonance d'un BAW associée à une capacité négative parallèle et une capacité commutée en série.

Dans le cadre d'une telle co-intégration tant avec les filtres qu'avec les oscillateurs, de nouveaux boîtiers seront à développer pour ses nouvelles générations de circuits 3D et notamment pour favoriser l'évacuation de chaleur en vue d'éviter les échauffements et les déviations fréquentielles qui en découlent.

Annexe A : Modèle de Mason

Comme il a été souligné dans le chapitre 2, une couche mince est toujours solidaire d'un support sur lequel elle est construite. Le support influence très fortement les propriétés structurales de la couche qui y est déposée. De même, les couches empilées au dessus de la couche piézoélectrique décalent les fréquences caractéristiques du résonateur par un effet de masse.

Le modèle de Mason est une modélisation 1D qui prend en compte électriquement la charge mécanique des différentes couches composant le résonateur via des équations électromécaniques et acoustiques. Nous attribuons ainsi au film piézoélectrique, aux électrodes, aux matériaux constituant l'isolation acoustique et au substrat, un schéma électrique équivalent. Nous pouvons, alors, observer les résonances harmoniques hautes fréquences non modélisées par un modèle MBVD simple.

Distinguons alors le matériau piézoélectrique (AlN) et les autres couches non piézoélectriques (Mo, S_iO_2 , S_iN , W). Le matériau piézoélectrique, du fait de ses propriétés, convertit une énergie électrique en mécanique et vice et versa. Son bloc fonctionnel sera un bloc 3 ports liant les forces appliquées sur la lame piézoélectrique F_1 , F_2 qui correspondent à des tensions d'entrée/sortie v_1 , v_2 d'un circuit électrique tandis que la vitesse des particules correspond à un courant i (cf. fig. A.1 a).

Les matériaux non piézoélectriques seront modélisés par un bloc 2 ports liant uniquement les forces à des tensions puisqu'ils ne génèrent aucune onde acoustique (cf. fig. A.1b).

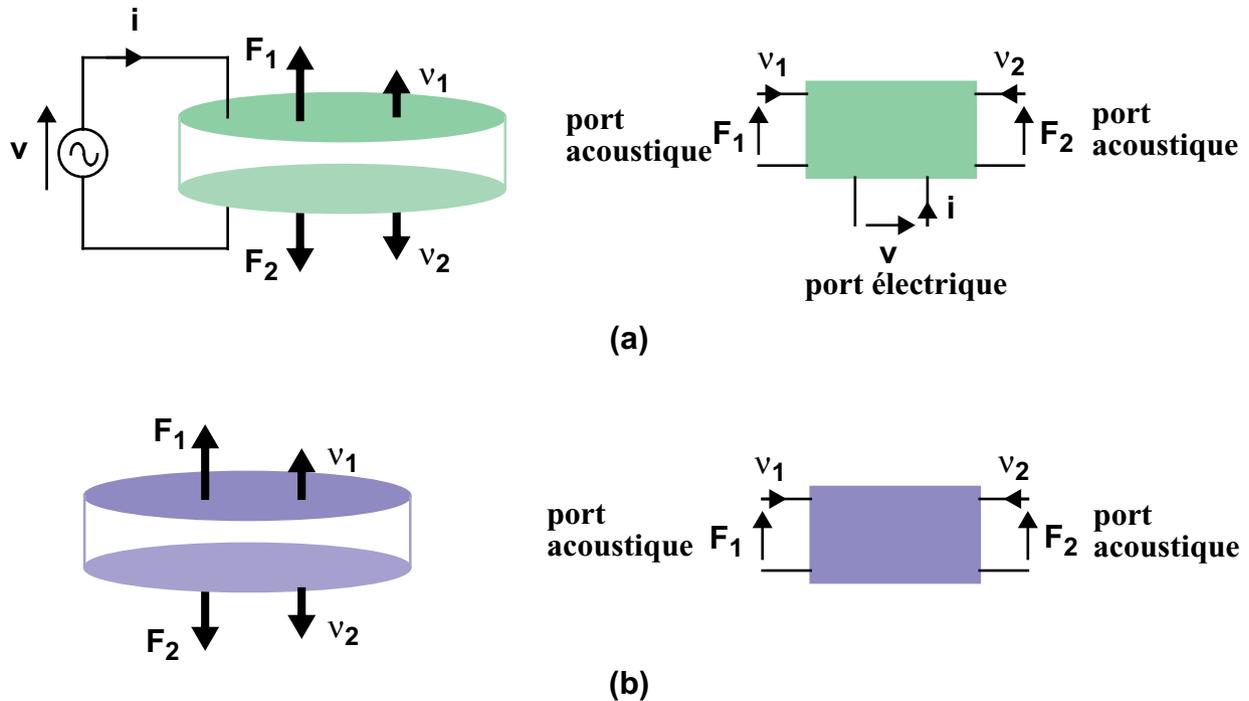


FIGURE A.1 Représentation des blocs fonctionnels : (a) d'un matériau piézoélectrique et (b) d'un matériau standard.

I. Modélisation de la couche piézoélectrique

Les matériaux piézoélectriques sont caractérisés par plusieurs coefficients :

- d_{ij} : coefficients de déformation [m/V] ou coefficients de sortie de charge [C/N].

Il désigne la déformation développée par unité d'intensité de champ électrique appliquée [V/m] ou de la densité de charge développée [C/m^2] pour une contrainte donnée [N/m^2].

- g_{ij} : coefficients de tension ou coefficients de sortie de champ [Vm/N]. Il s'agit du champ électrique à circuit ouvert développé [V/m] pour une contrainte mécanique appliquée [N/m^2] ou déformation développée [m/m] par une densité de charge appliquée [C/m^2].

- k_{ij} : coefficients de couplage sans dimension. Ils correspondent à des rapports énergétiques décrivant la conversion d'une énergie mécanique en une énergie électrique ou vice et versa. k_{22} est le rapport de l'énergie stockée (mécanique ou électrique) par l'énergie (mécanique ou électrique) appliquée.

Notons que des indices doubles, comme dans d_{ij} , sont utilisés pour décrire les relations entre les paramètres mécaniques et électriques. Le premier indice indique la direction du stimulus, le second la direction de la réaction du système. Ainsi, d_{33} permet de considérer un champ électrique parallèle à l'axe de polarisation (direction 3) et une déformation le long du même axe. d_{31} signifie que le champ électrique est dans la même direction que précédemment mais la déviation est le long de l'axe 1 (orthogonal à l'axe de polarisation).

Différentes constantes définissant les propriétés des différents matériaux utilisés au sein d'un résonateur BAW sont pris en compte comme :

- le module d'Young Y qui décrit les propriétés élastiques du matériau et caractérise une capacité de déformation.

- ϵ_r , le coefficient diélectrique relatif (permittivité),
- la vitesse acoustique
- la masse volumique

tandis que nous prenons en comptes les forces suivantes :

- S (Strain), la déformation,
- T (Stress), la contrainte,
- E , le champ électrique,
- D , le déplacement de charge.

S , T , E et D peuvent être utilisés pour décrire une condition aux limites électriques ou mécaniques.

Nous pouvons considérer 2 types de propagation d'onde définissant :

- les ondes longitudinales ou ondes de compression. Le déplacement des particules est parallèle au vecteur d'onde. Ceci représente le mode de fonctionnement le plus répandu.
- les ondes transverses ou ondes de cisaillement. Le déplacement des particules est alors perpendiculaire au vecteur d'onde.

Nous considérons, uniquement, une lame piézoélectrique très fine d'épaisseur l et de surface A avec des électrodes sur ses deux faces perpendiculairement à la direction z et une propagation d'une onde longitudinale. Nous supposons alors que le champ électrique dans les directions x et y est nul. Dans ce cas, les paramètres S , E , D , v , u et T ont seulement une composante, dans la direction z . Les équations couplant la mécanique et l'électrostatique s'écrivent dans le milieu piézoélectrique :

$$D_3 = e_{33}S_3 + \epsilon_{33}E_3 \quad \text{eq. A .1}$$

$$T_3 = c_{33}S_3 - e_{33}E_3 \quad \text{eq. A .2}$$

II. Matériau non piézoélectrique

Nous allons présenter ici le schéma équivalent d'une tranche de solide d'épaisseur d et d'impédance élastique $Z = \rho * v * A$.

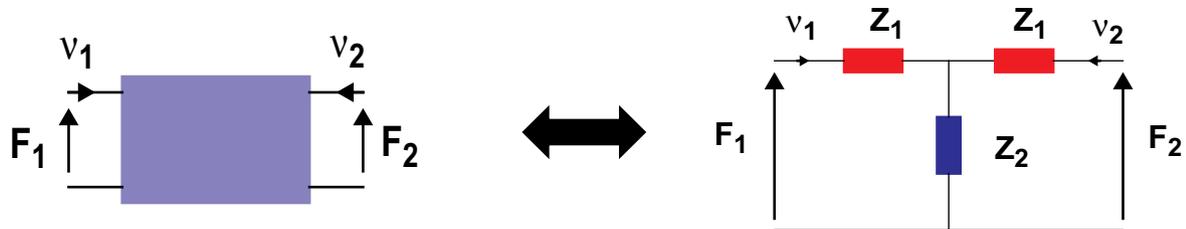


FIGURE A.2 Modélisation Mason d'un matériau non piézoélectrique.

$$Z1 = j \times Z \times \tan \frac{\Delta \times d}{2} \quad \text{eq. A .3}$$

$$Z2 = - \frac{j \times Z}{\sin(\Delta \times d)} \quad \text{eq. A .4}$$

$$\Delta = \left(1 - \frac{j \times \beta}{2 \times \pi} \right) \times \frac{\omega}{v} \quad \text{eq. A .5}$$

Nous considérons notre système comme unidimensionnel. Nous avons alors :

$$v = \sqrt{\frac{c_{33}}{\rho}} \quad \text{eq. A .6}$$

$$c_{33} = 2 \cdot \text{module d'Young} \cdot (1 - \text{coefficient de Poisson}) \quad \text{eq. A .7}$$

le module d'Young et le coefficient de Poisson étant des données matériau.

III. Matériau piézoélectrique

Nous considérons aussi une tranche de solide d'épaisseur d et d'impédance élastique

$$Z = \rho \cdot v^D \cdot A.$$

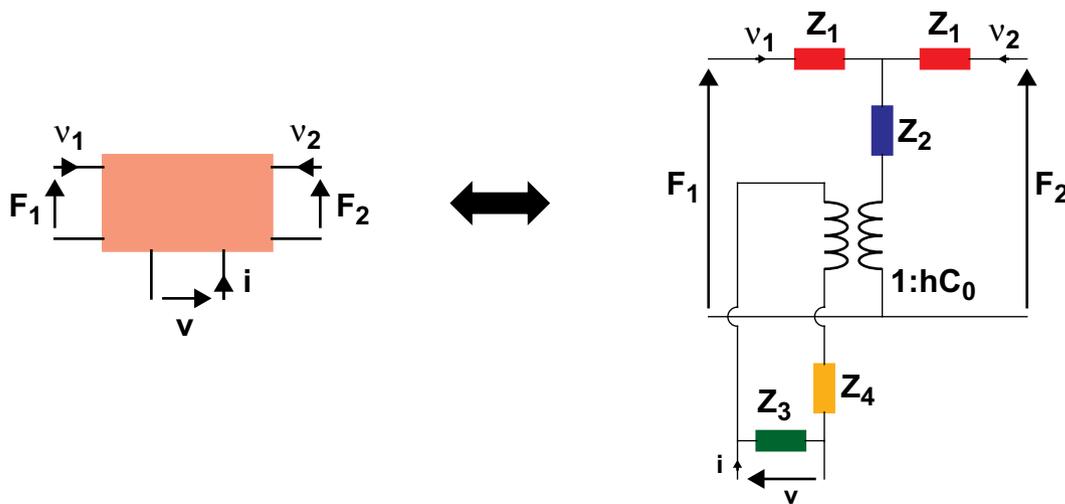


FIGURE A.3 Modélisation Mason d'un matériau piézoélectrique.

$$Z_3 = \frac{1}{j \times C_0 \times \omega} \quad \text{eq. A .8}$$

$$Z_4 = \frac{-1}{j \times C_0 \times \omega} \quad \text{eq. A .9}$$

si nous considérons notre système comme unidimensionnel, nous avons alors :

$$v^D = \sqrt{\frac{c_{33}^D}{\rho}} \quad \text{eq. A .10}$$

$$c_{33}^D = c_{33}^E \times (1 + kt^2) \quad \text{eq. A .11}$$

$$K^2 = \frac{e_{33}^2}{\epsilon_{33} \times c_{33}^E} \quad \text{eq. A .12}$$

$$kt^2 = \frac{K^2}{1 + K^2} \quad \text{eq. A .13}$$

Remarquons qu'en vue d'obtenir une puissance acoustique convenable, il faut travailler dans des conditions de résonance. En cette fin, il faut choisir la fréquence f_0 de la source d'excitation de telle sorte que l'épaisseur de la lame soit $d = (2 \times n + 1) \times \frac{\lambda}{2}$ ou encore

$$d = (2 \times n + 1) \times \frac{v^D}{2 \times f_0}.$$

Le fondamental $d = \frac{\lambda}{2}$ est le plus recherché car il correspond aux pertes les plus faibles dans le matériau piézoélectrique, puisque le parcours des ondes acoustiques y est le plus réduit.

IV. Modèle de Mason d'un SMR

Ainsi, le modèle de Mason du résonateur SMR de la figure A.4a consiste à connecter les sorties mécaniques entre elles et à utiliser les sorties électriques pour les simulations électriques comme l'indique la figure A.4b.

Résonateur série
 $f_s = 2.1159\text{GHz}$

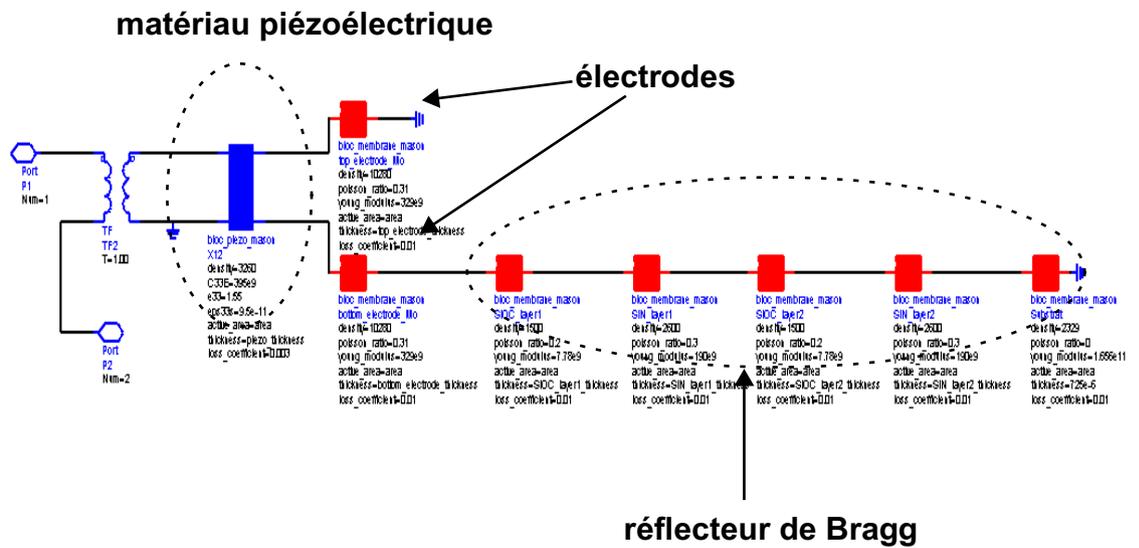


FIGURE A.4 Modèle de Mason d'un SMR

Ce modèle permet, donc, de dimensionner un résonateur BAW en appliquant les épaisseurs que l'on souhaite aux différentes couches constituantes de ce résonateur BAW. Toutefois un résultat précis nécessite la connaissance des constantes paramétriques de chacun des matériaux. Ces dernières peuvent fluctuer d'un matériau massif à ce même matériau déposé en couche mince.

Annexe B : Procédé de flip-chip

Nous avons réalisé 2 puces dont l'une sera reportée au dessus de l'autre par l'intermédiaire d'une technologie BUMP. Ceci exige, dans un premier temps, la découpe de la puce à reporter puis l'assemblage après croissance du plot BUMP.

I. La découpe

Tout d'abord, rappelons que les résonateurs BAW exploitent un empilement de différents matériaux présentant différentes duretés. Avant d'envisager la manipulation de puces, il a été nécessaire de définir des règles de découpe afin de se prémunir de toutes contraintes physiques pouvant affecter un résonateur. Des contraintes mécaniques s'appliquent, en effet, aux différentes couches et ce à proximité de la ligne de découpe. Elles peuvent détériorer le résonateur si des précautions ne sont pas prises. La ligne de découpe consiste en une ouverture dans la couche passivation (cf. fig. B.1).

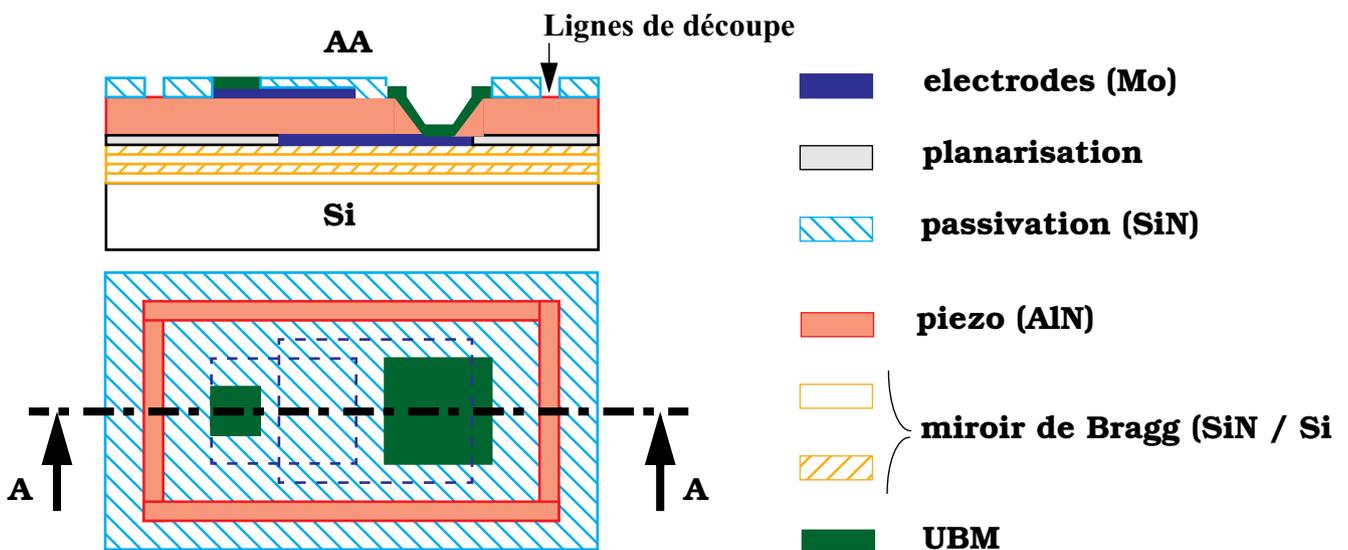
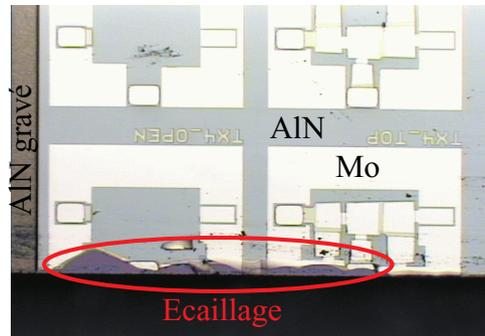


FIGURE B.1. Empilement du résonateur BAW (SMR)

Il va, ainsi, être nécessaire de découper dans le matériau piézoélectrique, les électrodes et les composants du miroir de Bragg. La photographie exposée à la figure B.2 montre une puce

clivée avec une pointe diamantée classique. La découpe a été effectuée à travers tout l'empilement du résonateur BAW et pas seulement dans le chemin de découpe. Nous pouvons observer un écaillage des différentes couches.



Puce clivée =>écaillage du Mo

FIGURE B.2. Photographie de découpes de résonateurs BAW (SMR).

Ainsi, un écaillage des électrodes (Mo) se présente uniquement lorsqu'elles ne sont pas recouvertes de la couche d'AlN. Aucun problème n'est à noter lorsque la scie passe à travers l'empilement du chemin de découpe alors qu'une délamination des couches aurait pu être crainte. L'AlN, plus dur que le Mo, pourrait le protéger lors de la découpe. Une distance minimum de $150\mu\text{m}$ entre le bord du résonateur et du chemin de découpe sera néanmoins fixée pour se prémunir des dégradations des résonateurs à découper.

Une première règle détermine la distance minimum entre le bord d'un résonateur et le centre du chemin de découpe dont la largeur est définie par une seconde règle. Par ailleurs, il est difficilement envisageable de manipuler des puces de taille très inférieure à 1mm^2 ce qui définit la taille minimale de la puce SMR à reporter.

II. Assemblage des puces BiCMOS et BAW

[MEI04]L'assemblage a été réalisé grâce à un procédé communément appelé "bumping" qui consiste à réaliser la connection entre deux puces grâce à des billes métalliques disposées entre elles. Cette opération s'effectue en deux étapes :

- croissance de la bille sur l'une des puce,
- contact avec la seconde puce par thermocompression.

La bille de contact peut être réalisée de deux façons :

- “stud bumping” pour lequel un fil de bonding est fondu, fil que l’on coupe lorsque la boule est suffisamment volumineuse (cf. fig. B.3a),
- “solder bumping” pour lequel on fait croître une bille (cf. fig. B.3b).

La technologie solder bump doit fournir une certaine capacité de compression pour faciliter l’assemblage et notamment le contact avec l’autre puce même si les 2 puces ne sont pas alignées. Cette capacité de compression doit être contrôlable et prédictible en vue de définir l’espace entre 2 plots bumps.

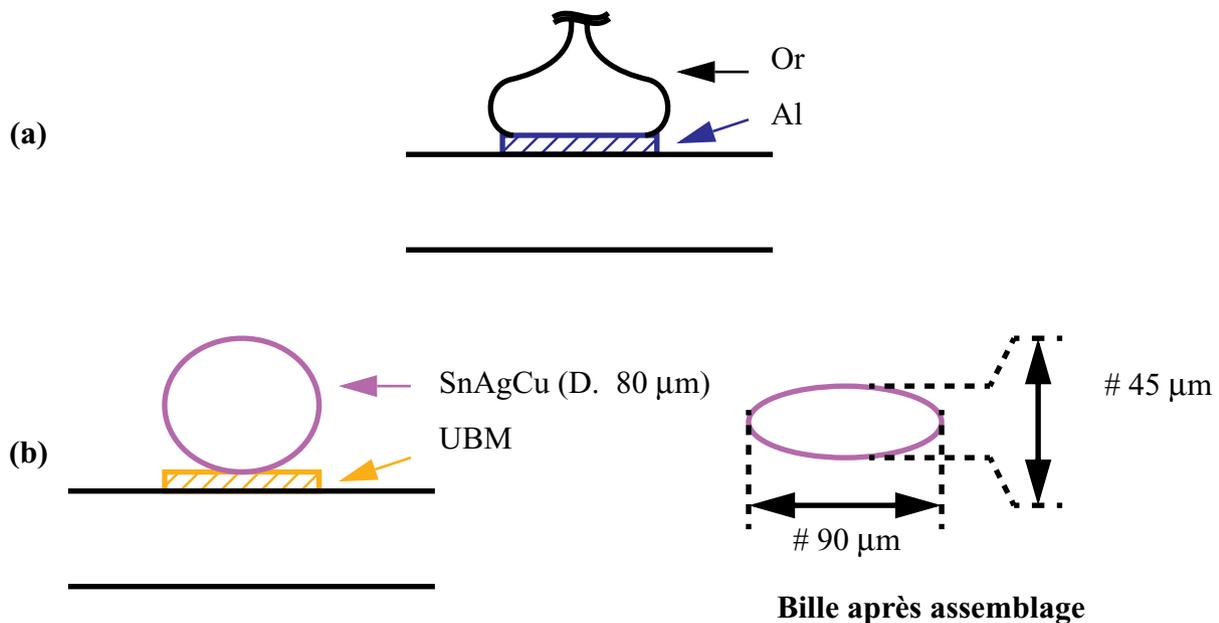


FIGURE B.3. Procédés d’assemblage de type “bumping”: (a) solder bumping et (b) stud bumping.

Nos montages ont été réalisés à l’aide de plots stud bump.

[PAT] La durée de vie de plot Bump est liée aux contraintes de fatigue qui peuvent affecter la bille. Elle est donc proportionnelle au carré de la hauteur de la bille après contact i.e. compressée et inversement proportionnelle au carré de la distance entre le point centre de la puce reportée et le centre de la bille, au coefficient d’expansion thermique et à la différence de température entre les 2 puces. Ainsi, un procédé Bump sera plus fiable avec des billes plus épaisses, des puces reportées plus petites, des échanges thermiques plus petites.

Afin d'augmenter les performances de l'assemblage, nous exploitons de l'UBM dont l'acronyme en anglais signifie «*Under Bump Metallization*». Ce dernier doit fournir :

- une bonne adhésion au dernier niveau de métal de la puce Si
- une protection du dernier niveau de métal de l'environnement extérieur
- une faible résistance entre le solder bump et le dernier niveau de métal
- une barrière de diffusion efficace.

III. Références

- [MEI04]** J. Meilhon, M. Skinner, B. Trimmer, G. Burgess, D. Berry, H. Balkan, S. Barrett, "Flip Chip Overview: Current Solutions and Future Trends", Semiconductor Equipment and Materials International, Munich, April 2004.
- [PAT]** D. S. Patterson, P. Elenius, J. A. Leal, "Wafer Bumping Technologies - A Comparative Analysis of Solder Deposition Processes and Assembly Considerations", Flip Chip Technologies, Phoenix.

Liste des publications scientifiques et brevets

Tableau 1: Listes des publications scientifiques.

Titres	Auteurs	Conférences
A Band pass BAW-Filter Architecture with Reduced Sensitivity to Process Variations	C. Tilhac, S. Razafimandimby, A. Cathelin, S. Bila, V. Madrangeas, D. Belot.	Analog VLSI Workshop IEEJ, Oct. 2005.
Nouvelle Configuration de Filtre RF Accordable en Fréquence Utilisant des Résonateurs BAW pour une Chaîne de Réception WCDMA	S. Razafimandimby, C; Tilhac, A. Kaiser, A. Cathelin, D. Belot.	IEEE France, TAISA, Oct. 2005.
An Electronically Tunable Bandpass BAW-Filter for a Zero-IF WCDMA Receiver	S. Razafimandimby, C. Tilhac, A. Cathelin, A. Kaiser, D. Belot.	proc. ESSCIRC, Sept. 2006.
A Novel Architecture of a Tunable Bandpass BAW-filter For a WCDMA Transceiver	S. Razafimandimby, C. Tilhac, A. Cathelin, A. Kaiser, D. Belot.	Springer Science, Analog Integrated Circuits and Signal Processing Journal, Sept. 2006.
A 2GHz 0.25 μ m SiGe BiCMOS Oscillator with Flip Chip Mounted BAW Resonator	S. Razafimandimby, A. Cathelin, J. Lajoinie, A. Kaiser, D. Belot.	proc. ISSCC, Feb. 2007.
Digital Tuning of an Analog Tunable Bandpass BAW-filter at GHz frequency	S. Razafimandimby, C. Tilhac, A. Cathelin, A. Kaiser, D. Belot.	proc. ESSCIRC, Sept. 2007.

Tableau 2: Listes des brevets déposés.

Référence	Status d'application	Brevets	Auteurs
FR2864727 US20050174198	FR granted, May 2007 US publication, Aug. 2005	Electronic Circuit Comprising a Resonator to be Integrated Into a Semiconductor Product	A. Cathelin, S. Razafimandimby, J.-F Carpentier, D. Belot.
FR2864728 US7187240	FR Publication, Jul. 2005 US granted, mar. 2007	Electronic Circuit Comprising and Adjustable Resonator	S. Razafimandimby, A. Cathelin, J.-F. Carpentier, D. Belot.
FR2864726 US7218181	FR Publication, Jul. 2005 US Publication, May 2007	Integrable Amplitude Locked Loop Including an Acoustic Resonator	S. Razafimandimby, A. Cathelin.
EPA07368009.2 US11829549	filing, Jul. 2007 filing, Jul. 2007	The multiple-Band RF BAW Filter	S. Razafimandimby, A. Cathelin, A. Kaiser.

Tableau 2: Listes des brevets déposés.

Référence	Status d'application	Brevets	Auteurs
FR0607343	FR filing, Aug. 2006. US filing, Aug. 2007. EPA filing, Sept. 2007.	A 2GHz BiCMOS Integrated Negative Capacitance	S. Razafimandimby, A. Cathelin, A. Kaiser.
FR0607346	FR filing, Aug. 2006. US filing, Aug. 2007	Inductor-less Tunable BAW Resonant Structure	C. Tilhac, S. Razafimandimby, A. Cathelin.
FR0706161	FR filing, Sept. 2007.	Circuit d'accord en fréquence pour filtre treillis	S. Razafimandimby, A. Cathelin, A. Kaiser.

Abstract

This work addresses the way of tuning BAW resonators for RF frequency filtering and reference frequency synthesis, aiming the co-integration with Silicon technology thanks to bumping process. The main goal is to compensate electronically the deviations of BAW resonator characteristic frequencies due to inaccurate fabrication process and its temperature sensitivity.

After introducing the zero-IF WCDMA chain defining the application field of this thesis, the chapter 2 exposes BAW technology and the BAW resonator's model in more details. Filter topologies and the means of making the characteristic frequencies of such a resonator tuneable are notably exhibited in this part. Then, the implementation of a tuneable RF BAW filter for a WCDMA post-LNA mask is discussed and the measurement results are commented. The next chapter deals with the way of tuning such filter automatically thanks to a master/slave technique in order to compensate all types of frequency deviations affecting BAW resonators. It allows us to reach a given central frequency fast and accurately. The proposed tuning circuitry is suitable for all lattice filters operating at gigahertz frequencies. Finally, the last chapter shows the physical implementation of a flip-chip mounted BAW oscillator compliant with GSM phase noise level and generating a 2GHz reference frequency with a low power consumption.