

N° d'ordre : 4472

THESE

Présentée à

L'UNIVERSITÉ BORDEAUX 1

ECOLE DOCTORALE DE SCIENCES PHYSIQUES ET DE L'INGENIEUR

Par **Kamal BARAKA**

POUR OBTENIR LE GRADE DE

DOCTEUR

SPÉCIALITÉ : ELECTRONIQUE

Technologie BAW-SMR : Synthèse des filtres pour une application spatiale et étude de l'accordabilité des filtres pour la téléphonie mobile avec la technologie CMOS 65nm

Soutenue le : 22 décembre 2011

Après avis de :

M. Bernard JARRY	Professeur	Université de Limoges	Rapporteur
Mr Christian PERSON	Professeur	Télécom Bretagne	Rapporteur

Devant la commission d'examen formée par :

M. Yann DEVAL	Professeur	IPB ENSEIRB-MATMECA	Président
M. Eric KERHERVE	Professeur	ENSEIRB, Bordeaux	Directeur de thèse
M. Jean-Marie PHAM	Maître de conférence	Université Bordeaux 1	Co-directeur de thèse
Mme. Lidwine RAYNAUD	Ingénieur	THALES ALENIA SPACE	Examineur
Mme. Cécile CAILLE	Ingénieur	THALES ALENIA SPACE	Membre invité

A ma famille

Remerciement

Ces travaux de recherche ayant été effectués au laboratoire IMS, sous la direction de Monsieur FOUILLAT Pascal. Je tiens donc tout d'abord à remercier Monsieur FOUILLAT Pascal pour m'avoir accepté au sein du laboratoire IMS.

Le sujet de ces travaux m'a été proposé par mon directeur de thèse, le professeur KERHERVE Eric, que je remercie sincèrement pour la confiance qu'il m'a fait en me faisant intégrer l'équipe CSH (Circuit et Système en Hyperfréquence) qu'il dirige. Je tiens à remercier le maître de conférence Pham Jean-Marie, co-directeur de ma thèse, pour son aide ainsi que pour son soutien tout au long de ces trois ans de travaux.

Je remercie énormément Monsieur Yann Deval pour m'avoir fait l'honneur d'être le président du jury de cette thèse. Je remercie également mes rapporteurs, les Professeurs Bernard Jarry et Christian Person pour l'attention portée à mon manuscrit et leurs remarques constructives. Je tiens à remercier Lidwine RAYNAUD et Cécile CAILLE d'avoir participé à ce jury.

Merci beaucoup à Monsieur Jean-Baptiste Davide et en son nom la société CEA-Leti et à Monsieur Didier Belot et en son nom la société STMicroelectronics.

Je tiens à remercier tous les membres de l'équipe Circuits et Systèmes Hyperfréquences pour leurs contributions professionnelles mais aussi humaines, les anciens comme les plus récents: Pierre Jarry, Laurent Courcelle, Nathalie Deltimple, Laurent Leyssenne, Yohann Luque, Nejdath Demirel, Sofiane Aloui, Bernardo Leite, Nicolas Delaunay, Adrien Tuffery, Sophie Dean.

Je remercie sincèrement tous les membres de l'équipe EC2 pour leur aide scientifique ainsi que leur sympathie. Je remercie aussi les ingénieurs et techniciens qui m'ont apporté un soutien sans faille, toujours avec gentillesse : Romaric Toupe, Olivier Mazouffre, Régis Devreese, Patrick Villesuzanne, Magali Dematos.

Merci à mes collègues et amis, Issam EL Moukhtari et Youssef Boutaib, pour leur soutien technique, mais aussi pour m'avoir supporté pendant ces trois ans de thèse. Leur soutien moral a été un moteur important pour surmonter les difficultés liées à la thèse.

Un grand merci à tous les gens avec qui j'ai passé du temps et avec qui j'ai bâti des moments inoubliables... Adil Yakhlef, Aziz Addardour, Mourad Yakhlef, Youssef Benomari, Luca Testa, Isabelle Bord, Cédric Majek, Sebastien Fregonese, Guillaume Blanchot, Cédric Ayela, Lucas De Peslaoan P.O, J.B Jullien et une grande pensée pour Marouane Bartaai Allah irahmou. Et à tout ceux que j'ai pu croiser de Khouribga a Bordeaux.

Je tourne maintenant mes remerciements vers mes proches...

Je tiens tout particulièrement à avoir une grande pensée pour quelqu'un qui aurait souhaité partager ces instants avec nous et qui me manque terriblement aujourd'hui, merci ma grande mère Hada Allah irahmek. Une grande pensée à mes grands père Allah irhamhoum. Enfin une grande pensée à ma grande mère Damia...

J'ai aussi une pensée à mes oncles, HajAbdallah, Moustafa, Mohamed, Moustafa, HajAhmed, à mes tantes, Fatna (Allah irahmek), Aicha, Saadia, Zohra et ma deuxième mère Khadija. Je remercie également tous mes cousins et mes cousines.

Bien sur un très grand merci, à ma grande sœur Mouna, ma petite sœur Badia, mon petit frère Docteur Nabil pour leur soutien et conseil. Une grande pensée à mes deux anges Rihame et Dina sans oublier mes deux frères Abdesalam et Lotfi.

Enfin je remercie mes parents... Mon père M'hamed et Ma mère Malika... les mots ne suffisent pas à suffisamment vous remercier. Vous avez été toujours là pour moi, vous avez toujours soufflé suffisamment fort pour me mettre le vent dans le dos et pour me rendre la vie facile. Je vous dois tout ce que j'ai pu accomplir et surtout ce que je suis devenu...Un grand Merci, Je vous aime plus que tout...

Table des matières

<i>Introduction générale</i>	3
<i>Chapitre 1 :</i>	3
<i>La technologie de filtrage BAW et ses domaines d'utilisation</i>	3
Introduction	5
I. Domaines d'utilisation de la technologie BAW	5
I. 1 Téléphonie mobile	5
I. 2 Domaine spatiale	10
I. 2. 1 Les types de satellites artificiels	11
I. 2. 2 L'architecture d'un satellite	15
II. Les technologies de filtrage radiofréquence miniaturisées	17
II. 1 Les filtres céramiques	17
II. 2 Les filtres à ondes acoustiques de surface (SAW)	20
II. 3 La technologie à ondes acoustiques de volume (BAW)	25
II. 3. 1 Résonateurs à ondes acoustiques de volume (BAW)	26
II. 3. 2 Modèle de Butterworth Van Dyke (BVD)	28
II. 3. 3 Résonateurs suspendu (FBAR)	29
II. 3. 4 Résonateurs montés sur substrat (SMR)	31
II. 3. 5 Couche d'ajustement en fréquence	32
II. 3. 6 Encapsulation de la technologie BAW	33
II. 4 Les filtres à ondes acoustiques de volume (BAW)	35
II. 4. 1 Filtre BAW en échelle (<i>Ladder</i>)	35
II. 4. 2 Filtre BAW en treillis (<i>Lattice</i>)	38
II. 4. 3 Filtre BAW en échelle-treillis (<i>Ladder-Lattice</i>)	40
II. 4. 4 Filtres CRF (<i>Coupled Resonator Filter</i>)	42
III. L'accordabilité de la technologie à ondes acoustiques de volume (BAW)	44
III. 1 Influence des éléments internes sur un résonateur BAW	44
III. 2 Influence des composants externes sur un résonateur BAW	47
III. 2. 1 Ajout d'une capacité en série	48
III. 2. 2 Ajout d'une capacité en parallèle	49
III. 2. 3 Ajout d'une inductance en série	50
III. 2. 4 Ajout d'une inductance en parallèle	51
III. 3 Les filtres BAW accordables	52

III. 3. 1	Inductance variable	53
III. 3. 2	Capacité négative	54
III. 3. 3	Utilisation des interrupteurs MEMS	55
III. 3. 3	Ajout des éléments passifs	56
IV.	Conclusion	59
	<i>Références chapitre I</i>	60
	<i>Chapitre II :</i>	63
	<i>Etude de faisabilité d'un filtre BAW-SMR pour application spatiale</i>	63
	Introduction	65
I.	Etat de l'art	65
I. 1	Application d'un filtre BAW pour une gamme de fréquence entre 6 GHz et 8 GHz. ...	65
I. 2	Filtre BAW-SMR à 7,45 GHz pour une application en Bande-C	68
I. 3	Filtre BAW-SMR pour une application spatiale	69
II.	Etude de faisabilité d'un filtre BAW-SMR	71
II. 1	Technologie d'étude utilisée	71
II. 2	Spécifications du filtre TAS	72
II. 3	Différentes topologies réalisées	74
II. 3. 1	Synthèse du filtre BAW en échelle (Ladder)	74
II. 3. 2	Synthèse du filtre BAW en treillis (<i>Lattice</i>)	77
II. 3. 3	Synthèse du filtre BAW en échelle-treillis (Ladder-Lattice)	80
II. 3. 4	Tableau de comparaison	81
III.	Etude de la température	82
III. 1	Simulation	82
III. 2	Mesures effectuées au sein du laboratoire IMS	84
IV.	Etude de la dispersion technologique	90
IV. 1	Etat de l'art	90
IV. 2	Modèle de Mason	92
II. 3. 4	Tableau de comparaison	97
IV.	Conclusion	98
	<i>Références chapitre II</i>	99
	<i>Chapitre III : Synthèse et réalisation des circuits de contrôle d'un filtre BAW</i>	101
	Introduction	103
I.	Filtres BAW-SMR	103

I. 1	Technologie de réalisation BAW-SMR	103
I. 2	Filtres de réception (2,11 – 2,17 GHz)	106
I.2. 1	Caractéristiques des résonateurs utilisés en réception	106
I.2. 2	Filtre BAW-SMR accordable « Réception »	106
I. 3	Filtres d'émission (1,92 – 1,98 GHz)	112
I.3. 1	Caractéristiques des résonateurs utilisés en émission	113
I.3. 2	Filtre BAW-SMR accordable « Emission »	113
II.	Circuits de contrôle réalisés	118
II. 1	Technologie d'étude utilisée	119
II. 2	Condensateurs contrôlés par des commutateurs analogiques	120
II. 3	Condensateurs contrôlés par un décodeur	125
III.	Résultats de simulation de l'assemblage des puces	128
III. 1	filtre BAW-Rx + condensateurs contrôlés par les commutateurs analogiques	128
III. 2	Filtre BAW-TX + condensateurs contrôlés par le décodeur	131
IV.	Résultats de mesure de l'assemblage des puces	132
IV. 1	Résultats de mesure du filtre BAW-Rx + condensateurs contrôlés par les commutateurs analogiques	133
IV. 2	Résultats de mesure filtre BAW-TX + condensateurs contrôlés par le décodeur	135
IV.	Conclusion	137
	<i>Références chapitre III</i>	138
	<i>Conclusion générale et perspectives</i>	139
	<i>Publications scientifiques</i>	145
	<i>Glossaire</i>	153

Introduction générale

Depuis une cinquantaine d'années, la communication filaire n'a guère changée. Il n'a fallu en revanche qu'une vingtaine d'années pour la communication sans fil, offerte par les satellites de télécommunication, pour connaître une progression technologique et économique fulgurante. L'émergence de nouvelles technologies a fait du téléphone mobile, autrefois réservé aux applications militaires, un produit de consommation grand public. Ces nouvelles technologies ont permis le développement rapide d'appareils plus fonctionnels, plus performants et plus compacts. Elles ont également ouvert la voie à une multiplication des standards et des modes.

Quel que soit le domaine d'application (téléphonie mobile ou spatiale), les problématiques accompagnant cette progression restent essentiellement les mêmes : la consommation, le faible coût, le faible encombrement et surtout l'intégration des différents blocs. Parmi les fonctions les plus concernées par ces contraintes, pour les téléphones mobiles ou pour les charges utiles des satellites de télécommunication, figurent la fonction « filtrage ».

L'évolution des cahiers des charges des applications radiofréquence (**RF**) (notamment celle des applications militaires et spatiales) a naturellement et progressivement conduit à une occupation toujours plus large du spectre RF. Les technologies de filtrage radiofréquence modernes, telles que les filtres à ondes acoustiques de surface (**SAW- Surface Acoustic Wave**), les filtres actifs et les filtres céramiques, se sont rapidement heurtées à des problèmes d'encombrement, de tenue en puissance, d'intégration et surtout de limitation en fréquence (2,5 GHz pour les SAW).

Pour faire face à cette problématique, il a fallu développer de nouvelles solutions technologiques capables de garder les avantages des solutions précédentes tout en surmontant leurs handicaps. Parmi les nouvelles solutions qui peuvent intéresser la téléphonie mobile et le domaine spatial, on trouve la technologie à onde acoustique de volume (**BAW- Bulk Acoustic Wave**). Cette technologie permet l'intégration des filtres BAW avec des modules RF dans une seule puce, grâce à sa compatibilité avec les circuits CMOS. Les filtres BAW réalisés montrent que cette technologie est capable d'offrir de multiples avantages, tels que la forte sélectivité (Q de l'ordre de 5000), la capacité à gérer des niveaux de puissance importants (jusqu'à 4 W) et des dimensions réduites.

Dans le cadre de cette réflexion avec cette technologie, ces travaux de thèse proposent deux solutions de filtrages. La première concerne une étude de faisabilité d'un filtre BAW à hautes fréquences pour une application spatiale. Les filtres BAW accordables en fréquence pour le standard W-CDMA font l'objet de la deuxième solution. Le réglage de ces filtres se fait grâce à des puces de contrôle réalisées en CMOS.

Ce manuscrit est constitué de trois chapitres.

Le **premier chapitre** expose l'évolution de la téléphonie mobile ainsi que ces besoins technologiques. On y fait une brève description sur le secteur spatial, en présentant les différents types de satellites ainsi que leurs architectures. Les différentes technologies de filtrages miniaturisées seront détaillées par la suite, en passant par les filtres céramiques et les filtres à onde acoustique de surface, les avantages ainsi que les inconvénients de chacune d'entre elles sont cités. La technologie BAW (Bulk Acoustic Wave) est expliquée, ainsi que ses points forts qui ont poussé à l'adopter pour répondre aux exigences de la téléphonie mobile et du secteur spatial. La dernière partie de ce chapitre présente les différentes méthodes et solutions pour accorder les filtres BAW.

Le **deuxième chapitre** commence par une présentation des différentes applications des filtres BAW en hautes fréquences. Dans le but de répondre à un cahier de charges pour une application spatiale, trois filtres en différentes topologies (échelle, treillis et échelle-treillis) ont été proposés par le laboratoire IMS. Une étude spécifique de la température ainsi qu'une étude de la dispersion technologique ont fait l'objet du dernier paragraphe de ce chapitre.

Le **troisième chapitre** a pour but la réalisation des filtres BAW accordables en fréquence en technologie BAW-SMR, ainsi que la réalisation des puces de contrôle de ces filtres en technologies CMOS 65nm. Tout d'abord un aperçu de la technologie BAW-SMR du CEA-Leti est présenté. Ensuite les différentes simulations et mesures sont montrées. Une brève présentation de la technologie CMOS 65nm de STMicroelectronics est incluse dans ce chapitre. Par la suite, les différents circuits de contrôle sont détaillés. Les caractéristiques de l'ensemble (filtre BAW avec la puce CMOS), simulées et mesurées, sont comparées.

Enfin, nous concluons ce manuscrit par un résumé des différents travaux présentés dans le cadre de cette thèse, et en évoquant les perspectives de travaux futurs.

Chapitre I :

La technologie de filtrage BAW et ses domaines d'utilisation

Résumé : l'évolution de la téléphonie mobile ainsi que l'évolution du secteur spatial seront présentées en première partie de ce chapitre. Les différentes technologies de filtrage RF seront décrites. Le détail de la technologie BAW ainsi que son accordabilité en fréquence seront abordés.

Introduction

La téléphonie mobile a connu une progression fulgurante au cours des vingt dernières années, du point de vue technologique aussi bien qu'économique. Cette évolution a permis d'avoir des appareils multi-bandes, multistandards, ce qui a rendu les cahiers des charges des applications radio fréquence très sévères. Les technologies disponibles pour les applications de filtrage se sont rapidement confrontées à des problèmes d'encombrement, de consommation et de montée en fréquence.

Dans une forte situation concurrentielle, les leaders du secteur spatial doivent répondre à des enjeux économiques et technologiques majeurs. En effet, il s'agit de sélectionner parmi des systèmes variés, aptes à remplir une même fonction, celui qui sera le mieux adapté techniquement et économiquement.

Ce chapitre débutera par une présentation de la téléphonie mobile et le secteur spatial. Les différentes technologies de filtrages miniaturisées seront détaillées par la suite, en précisant les avantages ainsi que les inconvénients de chacune d'entre elles. La technologie BAW (Bulk Acoustic Wave) est expliquée, ainsi que ses points forts qui ont poussé à l'adopter pour répondre aux exigences de la téléphonie mobile ainsi que du secteur spatial.

I. Domaines d'utilisation de la technologie BAW

I.1 Téléphonie mobile

Le **GSM** (Global System for Mobile Communications) a connu un succès incontestable qui, en moins de 15 ans, a fait du téléphone mobile un outil de communication indispensable. D'après l'association mondiale des équipementiers mobiles (**GSA**), le nombre d'abonnés est passé de 500 millions en 2001 à plus de 4,4 milliards à ce jour, soit un rythme de croissance de plus d'un million de nouveaux abonnés par jour^[R.1.1].

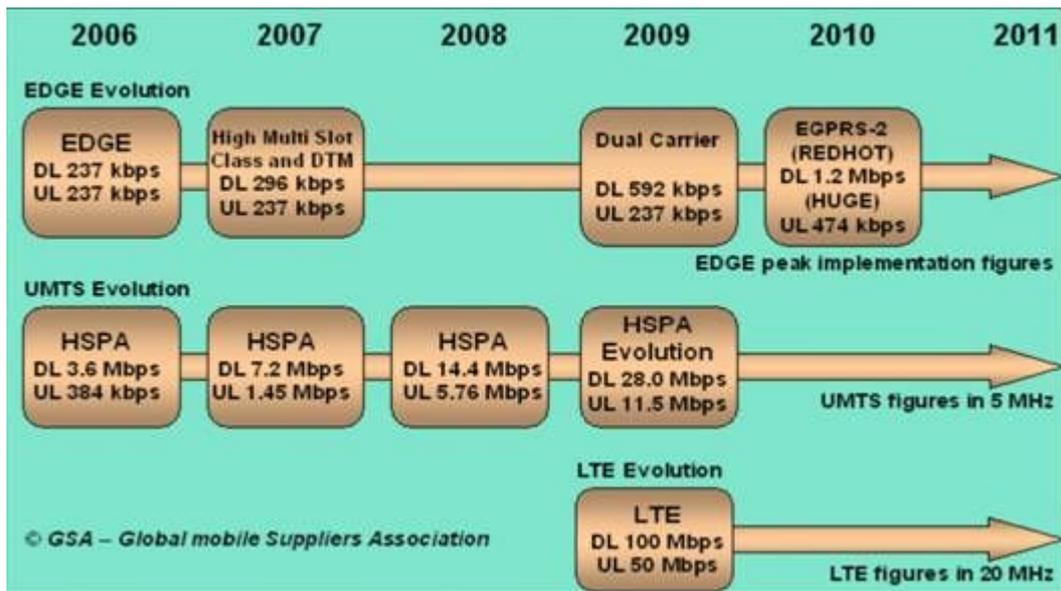


Figure. I-1 : Evolution du débit DownLink (DL) et UpLink (UL) pour les différentes générations du mobile ^[R.I.2]

En quelques années, les réseaux mobiles ont énormément progressé, avec l'introduction notamment des technologies dites de troisième génération (**3G**), qui offrent à l'utilisateur des services non seulement de communication vocale, mais aussi de transferts de données (Internet mobile et **GPS**).

Appuyés par les différents opérateurs qui ont investi des millions, voire des milliards d'euros ou de dollars pour mettre à jour leurs réseaux, les services multimédia mobiles connaissent un succès croissant, rendant obsolètes les réseaux **3G** ou **3G+** actuels, limités en termes de débits « *Figure. I-1* » ^[R.I.2].

Cette croissance de la téléphonie mobile depuis les années 90, est le fruit de technologies dont le développement s'étale sur plus d'un siècle. Les événements les plus marquants de l'histoire de la téléphonie mobile sont illustrés par la *Figure. I-2*.

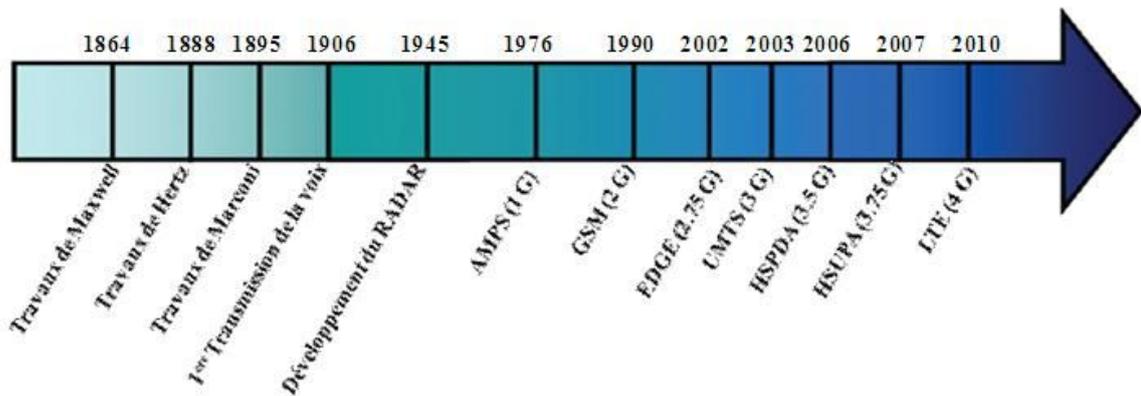


Figure. I-2 : Evènements historiques de la communication

Afin de ne pas alourdir ce manuscrit, seules les technologies à partir des années 80 seront exposées. Pour cela, les différents standards (**GSM**, **UMTS** et **LTE**) seront décrits par la suite.

GSM, le standard de la deuxième génération ^[R.I.3]

La première génération de téléphones mobiles a été évoluée au début des années 90. Le Groupe Spécial Mobile (**GSM**) a établi en 1982 une norme pour les téléphones mobiles. Certains choix technologiques ont été imposés en 1987, comme le chiffrement des informations ou encore l'utilisation de plusieurs canaux radios. Le premier appel expérimental sur la norme **GSM** (alors devenu Global System for Mobile Communications) sera effectué en 1991. Pendant cette période, les spécifications techniques imposent une bande de fréquences à 900 MHz (GSM900), qui pourra être doublée à 1800 MHz (DCS1800). Ces bandes sont toujours utilisées pour les communications téléphoniques en Europe, tandis que les Etats-Unis et le Canada utilisent des bandes à 850 MHz et 1900MHz. Le faible débit de ce standard offre seulement une émission-réception vocale, ou des services simples comme les SMS et MMS. Pour garder son poids dans le marché de la communication, la norme **GSM** a été dotée de nouvelles fonctionnalités comme le **HSCSD** (High Speed Circuit Switched Data), **GPRS** (General Packet Radio Service) et **EDGE** (Enhanced Data Rates for GSM Evolution).

UMTS, le standard de troisième génération ^[R.I.4]

A l'automne 2004, la téléphonie mobile de troisième génération fait son apparition en France. Ce n'est pas une révolution de la même ampleur que la 2G, mais elle a extrêmement

fait évoluer les usages : accès haut débit à l'internet sans fil, visiophonie, messages vidéos et la réception de la télévision sur le téléphone.

La principale norme 3G utilisée en Europe s'appelle **UMTS** (Universal Mobile Telecommunications System). Cette norme établit un véritable saut technologique. Elle exploite le nouveau protocole de communication **W-CDMA** (Wideband Code Division Multiple Access) ainsi que de nouvelles bandes de fréquences situées entre 1900 et 2200 MHz. A la différence du **GSM** qui fait passer les données par une cellule (antenne) divisée en canaux de fréquences différentes, elles-mêmes réparties selon des créneaux de temps, le **W-CDMA** permet d'envoyer simultanément toutes les données, par paquets et dans le désordre (sur n'importe quelle fréquence), reste au téléphone à réceptionner les paquets de données et à les rassembler « *Figure. I-3* ^[R.I.2] ».

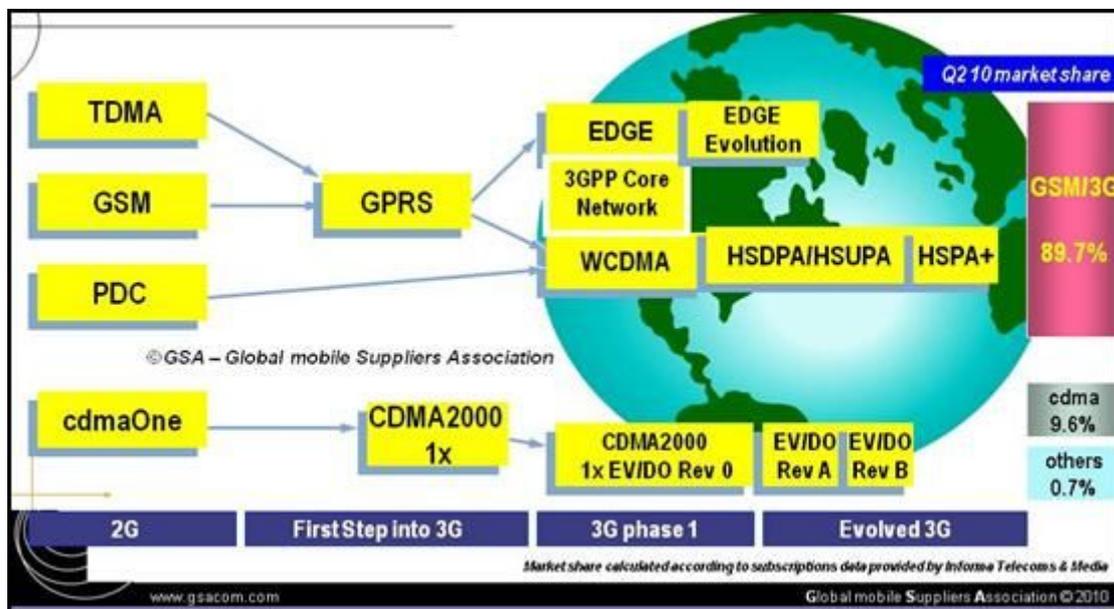


Figure. I-3 : Evolution de la téléphonie mobile de la 2G vers la 3G

Cette technologie permet de faire transiter davantage de données simultanément et offre un débit bien supérieur à ceux permis par les **GSM** et **GPRS**. En théorie, il peut atteindre 2 Mbit/s à partir d'un lieu fixe et 384 kbps (kilobits par seconde) en mouvement. Bien qu'on soit encore loin de la promesse initiale, le maximum en Europe a été fixé à 384 kbps: soit de 64 à 128 kbps en émission et de 128 à 384 kbps en réception, même en mouvement (train, voiture). Ce "haut débit" mobile n'est pas si éloigné des vitesses de transmission proposées dans le cadre des premières offres d'accès à l'internet par l'**ADSL** ou le câble.

LTE, le standard de quatrième génération

Le marché mobile évolue en gardant toujours le même objectif d'offrir des services Internet mobile plus performants avec des débits plus importants. Le LTE (Long Term Evolution) ou Super 3G est l'évolution la plus récente parmi les normes de téléphonie mobile GSM/UMTS. Le LTE est compatible avec les différentes versions de la 3G (**TD-SCDMA**, **W-CDMA/HSPA**, et **CDMA2000**), ce qui le rend moins coûteux à mettre en œuvre par rapport au WiMAX. Cette technologie offre les options de duplexage en fréquence (**FDD**, Frequency Division Duplex) ou dans le temps (TDD, Time Division Duplex), et des facilités empruntées à la future 4G.

Le LTE met en œuvre la technologie EPC (Evolved Packet Core) et assure une latence réduite des signaux transmis. Les débits par cellule en OFDMA devraient être proches de 100 ou 160 Mbit/s (50 Mbit/s sur 20 MHz en voie montante en SC-FDMA et 100 Mbit/s en voie descendante en OFDMA), soit quatre fois plus importants qu'en HSPA. Les étapes ultérieures de développement devraient conduire au « LTE-Advanced » et à l'« IMT-Advanced » vers 2012^[R.1.5].

Depuis une vingtaine d'années, les évolutions techniques ont fait du téléphone portable un produit indispensable de la vie quotidienne. Comme vu précédemment, les mobiles actuels et ceux du futur devraient être multi-bandes et multistandards tout en gardant l'intégration d'un grand nombre de fonctionnalités supplémentaires telles que des applications multimédia (MMS vidéo, visiophonie, TV numérique...), des applications liées à la connectivité (Bluetooth, Wifi, WiMax...) ainsi que des applications de localisation comme le GPS.

L'enjeu pour le marché d'aujourd'hui est donc de trouver une technologie capable de répondre au cahier des charges suivant : faible coût, grande autonomie et bien sûr une très faible surface. Ainsi, les différentes technologies, telles que la technologie à ondes acoustiques de volume BAW (Bulk Acoustic Wave), évoluent au même rythme que la téléphonie mobile, afin de répondre aux exigences des fonctions de filtrage. Cette technologie ainsi que la fonction de filtrage seront exposées dans la suite du manuscrit.

Utilité des filtres RF dans les chaînes Radio

Les filtres sont les éléments les plus critiques parmi ceux d'une chaîne d'émission-réception en termes de coût et de dimensions. Ils sont présents dans les différentes parties de la chaîne radio fréquence **Fig. I-4**.

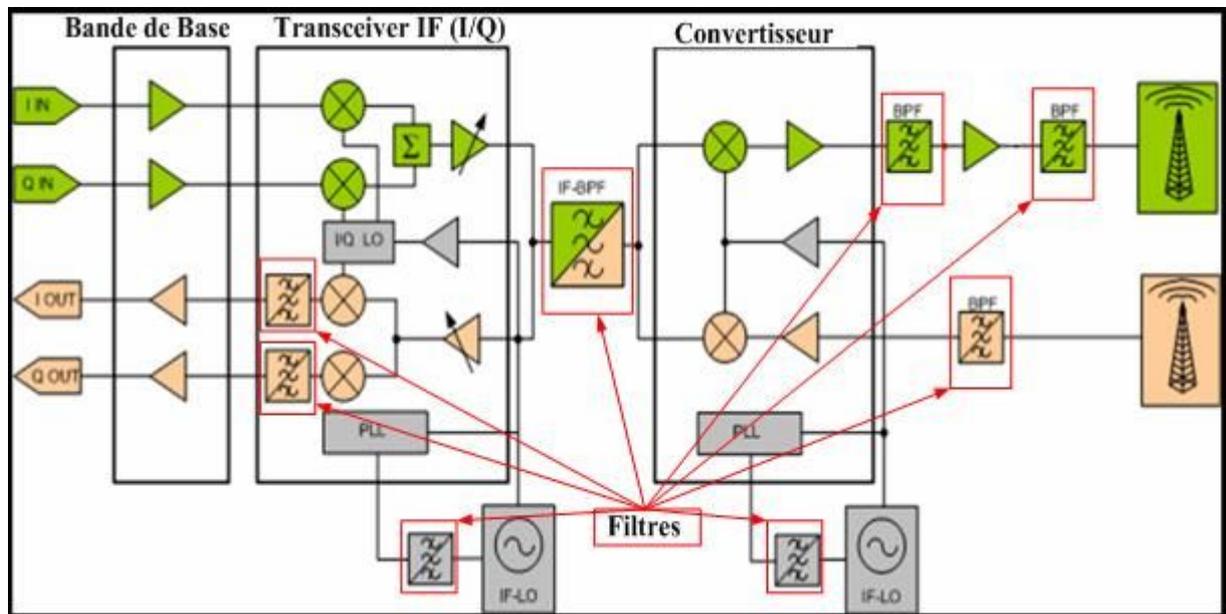


Fig. I-4 : Schéma simplifié d'une émetteur-récepteur radiofréquence

Pour éliminer le bruit hors bande et les signaux de blocage, des filtres RF sont positionnés juste après l'antenne et l'amplificateur faible bruit (LNA). Ils ont aussi le rôle de supprimer la fréquence image dans les récepteurs ainsi que de limiter la largeur de bande du signal transmis. En ce qui concerne les émetteurs, les filtres RF sont placés entre la sortie de l'amplificateur de puissance (PA) et l'antenne, pour d'une part, minimiser la puissance émise hors bande dans le cas d'un PA non-linéaire, d'autre part, pour rejeter les signaux parasites générés par l'oscillateur local (OL). On peut trouver dans chaîne RF, des filtres passe-bande utilisant un duplexage du type FDD (Frequency Division Duplex) ^[R.I.6].

I. 2 Domaine spatial

Le premier satellite artificiel Spoutnik 1 a été placé sur orbite de par l'Union Soviétique le 4 octobre 1957 « **Figure. I-5** » Il s'agissait d'une sphère d'aluminium de 58 cm de diamètre et 83,6 kg de masse. Il tournait autour de la terre en environ 96 minutes. Ce premier satellite artificiel avait des objectifs scientifiques, politiques et aussi militaires. La liaison avec le satellite s'effectuait grâce à son fameux « **bip-bip** ».



Figure. I-5 : Satellite artificiel Spoutnik 1^[R.I.7]

I. 2. 1 Les types de satellites artificiels

Parmi les différents critères utilisés pour classer les satellites artificiels, on peut citer la mission, le type d'orbite, le coût, ainsi que la taille du satellite. En se basant sur ces critères, différents types de satellites ont vu le jour pour répondre à des objectifs multiples. Ces types sont présentés suivant leur domaine d'utilisation.

Satellites de navigation

Les satellites de navigation ont apporté une aide conséquente aux compagnies de transport, plus particulièrement de transport aérien et de transport fluvial. Ce type de satellite a été marqué par trois systèmes connus dans le monde entier : le **GPS** (Global Positioning System) américain, le **Glonass** russe et le **Galileo** européen^[R.I.8] « *Figure. I-6* ».

Le **GPS** est un système de géolocalisation par satellite. Un réseau d'une vingtaine de satellites actuellement en fonctionnement est mis à disposition des civils. Ce réseau a été développé par l'armée américaine avec une précision qui peut atteindre 5 mètres. Le **GPS** s'utilise en association avec une carte pour se repérer et se positionner.



Figure. I-6 : Satellite GALILEO

Le **Glonass** est un système de positionnement par satellite actuellement utilisé par la Russie. Il a vu le jour durant la guerre froide, courant octobre 1982, lorsque ses premiers satellites ont été placés en orbite. Cause d'une série d'échecs qui frappe les lanceurs russes, ce système compte actuellement entre 7 et 10 satellites en état de fonctionnement alors que la constellation initiale prévue était de 24 satellites. Un dernier lancement d'un Soyouz-2 est prévu le 22 septembre 2011 par la Russie. Cependant, la mise en place annoncée et planifiée de **Galileo** risque de provoquer l'abandon progressif de **Glonass** à l'horizon 2010-2015.

Galileo est un système européen de navigation par satellite, lancée par l'Union européenne et l'Agence spatiale européenne (ESA). Ce système mondial assurera une complémentarité au système actuel **GPS**. Il repose sur une constellation de trente satellites et des stations terrestres permettant de fournir des informations concernant leur positionnement à des usagers de nombreux secteurs. Grâce à **Galileo**, l'Europe possédera son propre système mondial de navigation par satellite et fournira des services de localisation précis, sécurisés et certifiés à l'échelle du globe. Il sera placé sous le contrôle d'autorités civiles. Les applications visées par Galileo sont multiples : transport (circulation routière, ferroviaire, aérienne et

maritime), énergie, agriculture et pêche, recherche et sauvetage, gestion de crise, gestion environnementale, loisirs, économie, etc.

Galileo offrira une précision de localisation en temps réel de l'ordre du mètre, ce qu'aucun autre système public n'autorise. Il informera les utilisateurs en quelques secondes de toute défaillance de l'un des satellites. L'Agence spatiale européenne et la Commission européenne ont annoncé que le lancement des deux premiers satellites du système **Galileo** aura lieu le 20 octobre 2011.

Satellites d'observation de la Terre

Les satellites d'observation sont l'un des composants majeurs de la technologie spatiale. En effet, ils correspondent à un besoin très important pour beaucoup d'activités humaines : avoir une vision globale de la Terre. Avant l'ère spatiale, l'homme n'avait en effet jamais pu embrasser l'ensemble d'un hémisphère d'un seul coup d'œil. Pour cette raison, des satellites spatiaux ont été mis en orbite pour avoir une vision de notre planète comme jamais nous ne l'avions vue auparavant. Depuis leurs apparitions, ils sont devenus indispensables aux scientifiques, aux industriels ainsi qu'aux militaires.

Satellites de télécommunication

La croissance de la téléphonie mobile évoquée dans le premier chapitre, a provoqué l'apparition de GPS et de toutes sortes de médias (radio, télévision, Internet) ainsi que le développement des communications sur des distances de plus en plus importantes. Pour suivre ce développement, le domaine spatial a créé des satellites de télécommunication.

Le premier satellite de télécommunication, Echo 1 « **Figure. I-7** », a été lancé et placé en orbite basse par les États-Unis en 1960. Il a été conçu pour fonctionner en mode passif. Grâce à une surface métallisée, ce satellite se contentait de réfléchir les signaux émis par les stations terrestres dans toutes les directions. Ces signaux pouvaient donc être reçus par le monde entier. Seuls ceux qui avaient des équipements adaptés pouvaient avoir une bonne recevabilité.



Figure. I-7 : Echo 1 à Weeksville, aux États-Unis^[R.I.9]

Par la suite, le domaine spatial évoluera vers des satellites qui fonctionnent en mode actif, équipés de leur propre équipement d'émission et de réception. Le premier d'entre eux, TELSTAR 1, fut lancé par les américains en 1962. Il avait une forme de coquille à 72 facettes de 88 cm de diamètre et pesait 77 kg. TELSTAR 1 fonctionna parfaitement jusqu'en novembre 1962.

En avril 1965, Early Bird (INTELSAT 1) est devenu le premier satellite de télécommunication commercial. Il a été créé dans le but de fournir des services de télécommunication internationale. Grâce à ce satellite, la première transmission d'images télévisées entre la France (Pleumeur-Bodou dans les Côtes d'Armor) et les États-Unis (Andover dans le Maine, Nord-est) a été réalisée.

Depuis, les télécommunications par satellites participent au développement des réseaux de télécommunication. Leurs domaines d'utilisation deviennent très vastes et visent différents services :

- ✚ Le service de communication avec les mobiles MSS (Mobile Satellite Service) pour les avions, les bateaux, les véhicules.
- ✚ La radiodiffusion directe par satellite BSS (Broadcast Service Satellite).

- ✚ La transmission de données à haut débit (Internet, applications multimédia, télémédecine...).
- ✚ Les télécommunications militaires.

En juillet 2011, Thales Alenia Space, le leader européen des systèmes satellitaires remporte un contrat avec le fabricant de satellites russe ISS «Rechetnev» pour fournir la charge utile du satellite de télécommunication KazSat3. Ce satellite sera basé sur une plateforme Express 1000 fournie par ISS «Rechetnev» et sera intégré et testé dans les installations d'ISS à Zheleznogorsk, en Russie ^[R.I.10].

I. 2. 2 L'architecture d'un satellite

Tout satellite doit remplir des fonctions spécifiques dans un environnement spatial. Son architecture résulte des objectifs définis par la mission et des contraintes particulières à son évolution dans l'Espace. Chaque satellite est constitué de deux éléments : une **charge utile**, constituée par les instruments liés aux objectifs de la mission et une **plateforme** de services comportant tout ce qui est nécessaire pour assurer le bon fonctionnement des instruments pendant la durée de vie prévue pour le satellite.

La « **Figure. I-8** » ^[R.I.11] présente un exemple de la 3^{ème} génération des satellites Spot (Système probatoire d'observation de la Terre) SPOT 5. Elle résume les principaux éléments d'architecture du satellite.

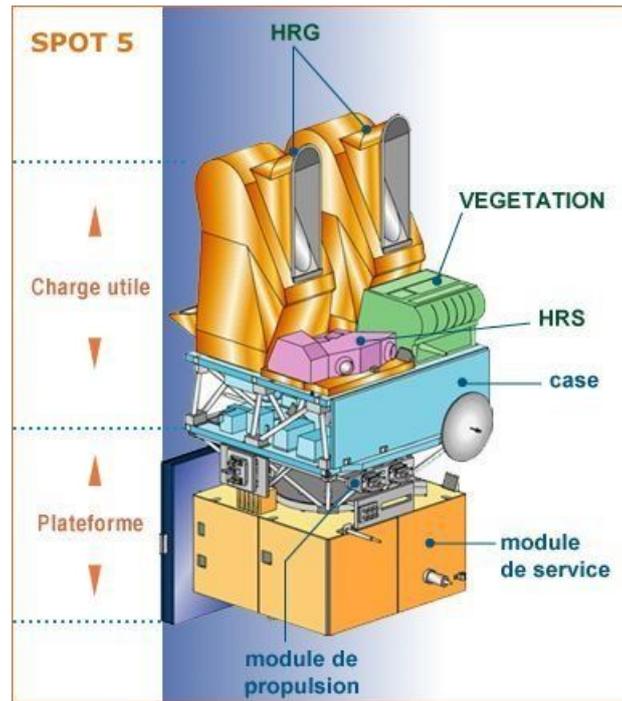


Figure. I-8 : Architecture du satellite SPOT 5

La **plateforme** assure des fonctions sans rapport direct avec la mission première du satellite mais lui permet de vivre dans l'espace sans intervention extérieure. Elle comporte deux modules : un module de service et un module de propulsion. Ces deux modules regroupent tout ce qui est nécessaire à l'autonomie énergétique du satellite, à sa bonne orientation dans l'Espace, aux corrections éventuelles de trajectoire, et à sa communication avec les stations au sol.

La **charge utile** comprend d'un côté les instruments spécifiques et d'un autre côté une suite à équipements qui contient les enregistrements de données et l'informatique de bord. Elle permet au satellite de remplir la mission pour laquelle il a été conçu. En fonction du contenu de cette charge utile, on peut rencontrer deux types de satellites : les satellites transparents et les satellites régénératifs.

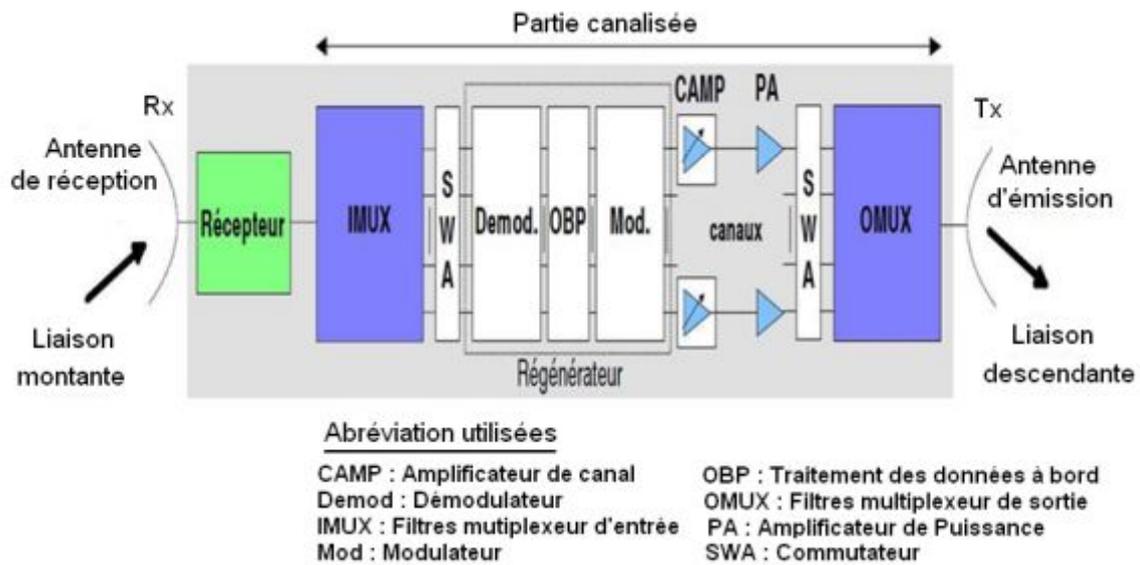


Figure. I-9 : Synoptique d'une charge utile de satellite de télécommunications.

La « **Figure. I-9** » présente un synoptique d'une charge utile d'un satellite de télécommunication. Elle montre aussi les différents éléments composant cette charge utile tels que, l'antenne de réception et d'émission, le récepteur et le filtre qui joue un rôle très important pour un bon fonctionnement de cette charge utile. La suite du manuscrit se focalisera sur l'étude de faisabilité d'un filtre BAW pour une application spatiale autour d'une fréquence de 7 GHz.

II. Les technologies de filtrage radiofréquence miniaturisées

II.1 Les filtres céramiques

L'application des filtres diélectriques dans la téléphonie mobile a connu un succès remarquable à la fin des années 60. Cette réussite a été rendue possible grâce à la grande évolution des technologies de matériaux céramiques à haute permittivité électrique. Les caractéristiques des matériaux céramiques les plus utilisés lors de la conception et la réalisation de ces filtres sont résumées dans le **Tableau I-1**.

Tableau I-1: Caractéristiques des matériaux céramiques ^[R.I.12]

Matériau Céramique	ϵ_r	Q*f	TCF [ppm/°C]
$MgTiO_3-CaTiO_3$	21	55.000	-10 à +10
$Ba(Sn,Mg,Ta)O_3$	25	200.00	-5 à +5
$Ba(Zn,Ta)O_3$	30	168.000	-5 à +5
$Ba_2Ti_9O_{20}$	40	32.000	-2 à +10
$BaO-PbO-Nd_2O_3-TiO_2$	90	5.000	-10 à +10

- ϵ_r : Permittivité diélectrique relative.
Q*f : Produit du facteur de qualité du matériau et la fréquence d'intérêt.
TCF : Variation de fréquence de résonance par rapport à la température (variation dimensionnelle et variation du coefficient de permittivité incluses).

Les faibles pertes diélectriques et la grande stabilité en température des matériaux céramiques ont permis de réaliser des résonateurs céramiques avec un coefficient de qualité élevé et une taille réduite. Ceci a donné naissance à des filtres céramiques plus sélectifs avec des pertes d'insertion réduites et surtout avec un encombrement réduit par rapport aux filtres à cavités ou aux filtres à lignes microstrip classiques.

Le résonateur céramique est un mécanisme qui utilise la résonance mécanique des matériaux piézoélectriques. Quand un champ électrique est appliqué, tous les matériaux subissent un faible changement dimensionnel et, quand les faces du résonateur sont soumises à un effort mécanique, une différence de potentiel se développe à travers les faces opposées de ce dernier ^[R.I.13].

La **Figure. I-10** illustre le circuit électrique d'un résonateur céramique ainsi que sa caractéristique d'impédance. Les deux fréquences de résonance (f_r) et d'antirésonance (f_a) sont déterminées respectivement par les équations (E.1) et (E.2).

$$f_r = \frac{1}{2\pi f \sqrt{L_1 C_1}} \quad (E.1)$$

$$f_a = \frac{1}{2\pi f} \sqrt{1 + \frac{C_1}{C_0}} \quad (E.2)$$

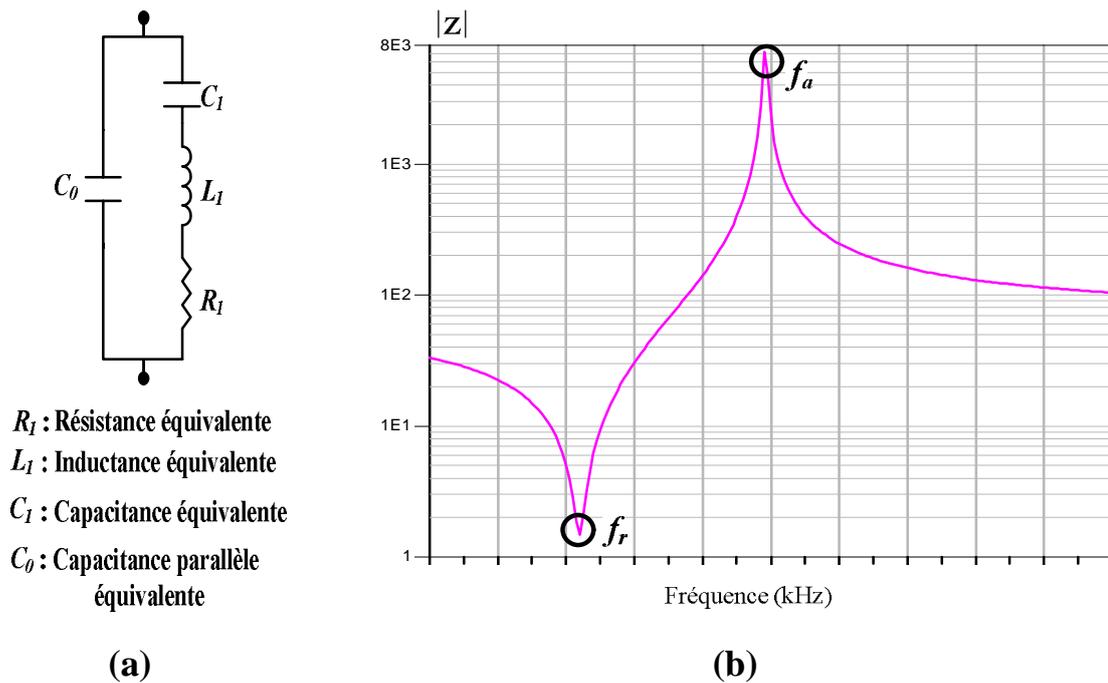


Figure. I-10 : Circuit électrique et caractéristique d'impédance d'un résonateur céramique.

L'usage de matériaux céramiques offre une tenue en puissance très élevée, ce qui rend ces filtres céramiques particulièrement adaptés aux applications à forte puissance. Deux types de filtres céramiques ont pu être utilisés dans les communications mobiles, les filtres monoblocs et les filtres multicouches LTCC (Low-Temperature Cofired Ceramic). Les caractéristiques fondamentales de ces deux types de filtres sont présentées dans le tableau I-2.

Tableau I-2: Caractéristiques des matériaux céramiques

	Monobloc	Multicouches LTCC
Plage de fréquence de fonctionnement (GHz)	0,8 à 10	-0,8 à 10
Bande passante (x f_0)	< 20 %	10 – 40 %
Tenue en puissance	Excellente	Bonne
Pertes d'insertion	Moyenne	Moyenne
Stabilité en température	Bonne	Bonne
Encombrement	Important	Moyen

II. 2 Les filtres à ondes acoustiques de surface (SAW)

Malgré leurs performances, les filtres céramiques n'ont pas pu suivre les exigences des systèmes de communication mobile en termes de sélectivité et d'encombrement. Petits, fiables et robustes, les filtres à ondes acoustiques de surface SAW (Surface Acoustic Wave) prennent le relais et remplacent très rapidement les filtres céramiques. Au début des années 90, ils se sont imposés comme le dispositif incontournable des systèmes de communication sans fil, et plus particulièrement des équipements portables.

Le principe de fonctionnement des filtres à ondes acoustiques de volume réside dans la transformation des ondes électromagnétiques entrantes en ondes acoustiques grâce à leur passage par le transducteur. Ces ondes se propagent à une vitesse v très faible (par rapport à la vitesse de la lumière) en surface du milieu piézoélectrique d'une longueur l fixe constituant le filtre. La transformation inverse, ondes acoustiques vers ondes électromagnétiques, est aussi possible «*Figure. I-11* »^[R.I.14]. La propagation de ces ondes se réalise en surface du substrat suivant le mode de Rayleigh (mode de propagation d'une déformation dans un solide), avec une propagation égale au rapport de la longueur l sur la vitesse v (l/v).

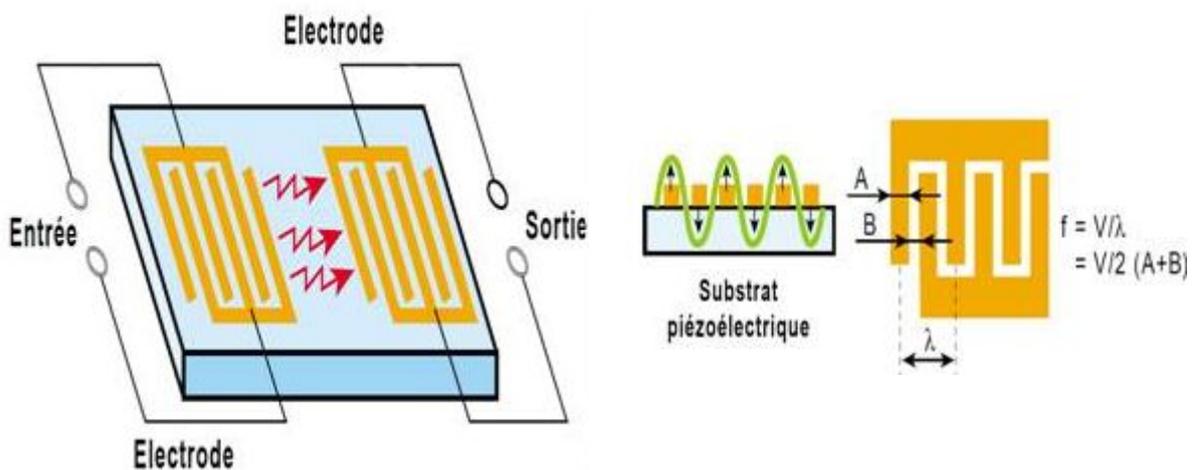


Figure. I-11 : Principe de fonctionnement du filtre à onde acoustique de surface (SAW).

Les deux électrodes métalliques, d'entrée et de sortie sont formées d'un peigne aux doigts entrelacés (interdigités). Les filtres à ondes acoustiques de surface répondent aux exigences des systèmes de la communication mobile. Ceci est valable sur une plage fréquentielle de 70 MHz à 2,5 GHz. En effet, au-dessus de 2,5 GHz, l'intervalle entre les

doigts des électrodes devient trop petit pour la photolithographie. De la même façon, en-dessous des 70 MHz, la longueur l de substrat est de plus en plus grande, et les filtres deviennent volumineux. Dans le but d'affaiblir, voire de supprimer, les ondes réfléchies parasites, un dispositif absorbant est positionné aux deux extrémités du substrat piézoélectrique. On retrouve la technologie SAW comme filtres RF (GSM, GPS, WLAN...) pour la gamme de fréquences entre 400 MHz et 2,5 GHz, ou des filtres de fréquence intermédiaire FI qui couvrent la plage de 70 MHz à 400 MHz^[R.I.15].

Les filtres SAW ont marqué l'histoire des communications sans fil, car ils étaient les plus utilisés grâce à leurs nombreux avantages tels que leur simplicité de fabrication et leur souplesse de conception. En effet, la réalisation d'un filtre SAW s'établit par le dépôt et la gravure d'une unique couche de métal sur un substrat piézoélectrique. D'autre part, grâce au procédé de photolithographie, la fréquence centrale des filtres réalisés ne nécessite peu, voire pas, d'opérations de réglage. Il est ainsi possible de modifier simplement la largeur de la bande passante, le niveau des pertes d'insertion, l'atténuation hors bande ou l'adaptation en impédance.

Selon les besoins du marché, la technologie SAW a proposé deux types d'architectures différentes.

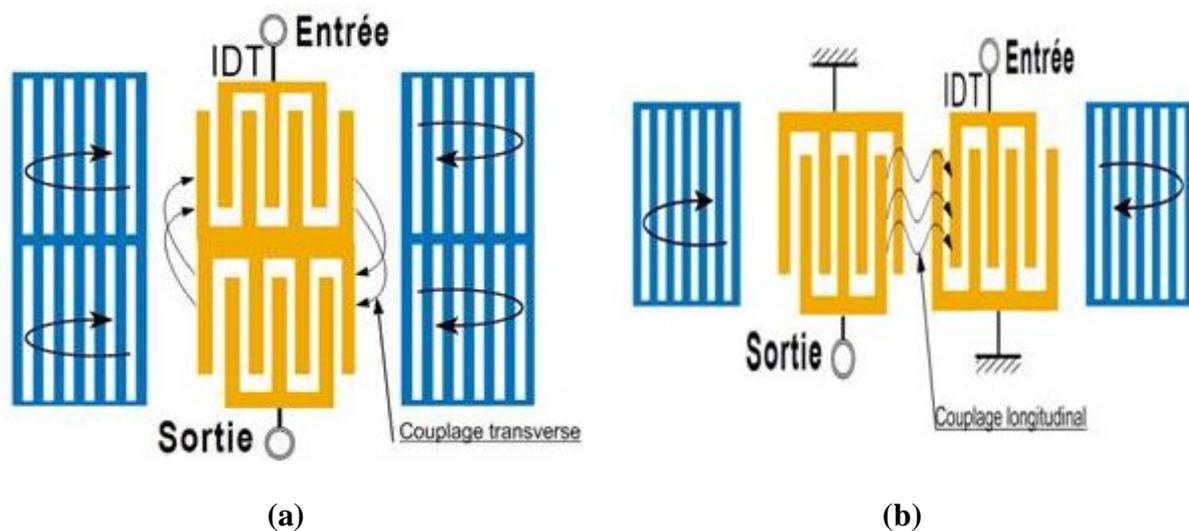


Figure. I-12 : Structure de base des filtres DMS. (a) Couplage transverse. (b) couplage longitudinal.

Les filtres double modes à ondes acoustiques de surface **DMS** (Dual Mode SAW filter) sont basés sur le couplage acoustique longitudinal «**Figure. I-12(a)**» ou transverse

«**Figure. I-12(b)**» entre les transducteurs d'entrée et de sortie. Ils sont connus par leurs résonances propres qui peuvent être divisées en deux catégories : les résonances d'ordre pair (symétrique) et d'ordre impair (asymétrique) ^[R.I.16]. Par ailleurs, ces filtres offrent une forte réjection hors bande et une importante sélectivité.

Les filtres SAW inter-digités IIDT (Interdigitated Interdigital Transducer) ^[R.I.17] «**Figure. I-13**», ont pour principal atout la possibilité de contrôler de façon indépendante les réponses en amplitude, en phase et en temps de groupe. Ils sont caractérisés par de faibles ondulations en amplitude, une large bande passante et une bonne atténuation hors bande ^[R.I.14].

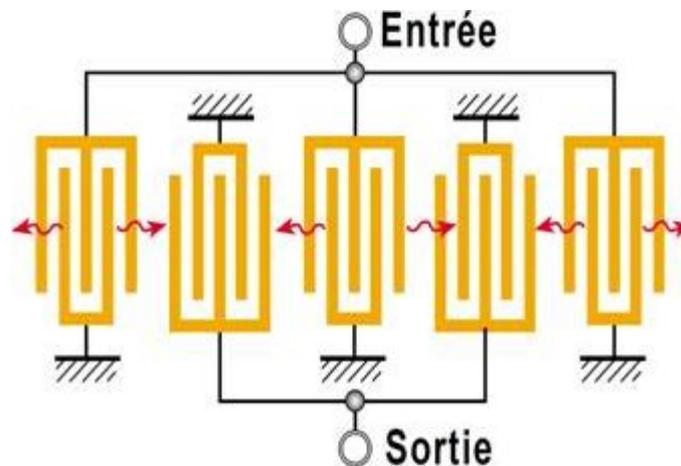


Figure. I-13 : Structure de base des filtres IIDT.

Comme toutes les autres technologies, les SAW rencontrent des difficultés pour suivre la montée en fréquence remarquable des standards, liée à la multiplication des standards et à la naissance de nouvelles normes très sélectives (duplexeurs PCS et WCDMA).

Parmi ces limitations, on trouve le **problème d'intégration** : la fabrication des mobiles multistandards du futur exige la miniaturisation des composants, dans le but d'intégrer le plus de fonctions possibles sur une même puce pour le traitement radiofréquence. Des solutions basées sur l'encapsulation sont proposées par la société Epcos. Celles-ci permettent de réduire l'encombrement des filtres. Ces solutions ont connu de grands progrès grâce à la technologie CSSP (Chip-Sized SAW Packaging) ^[R.I.18] «**Figure. I-14**».

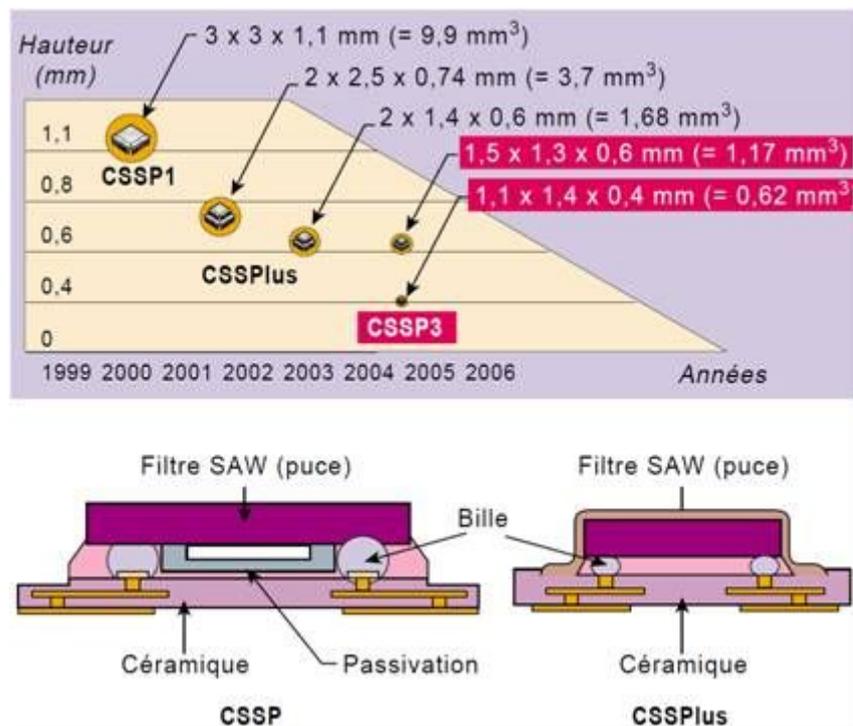


Figure. I-14 : Evolution de la technologie CSSP d'Epcos.

La dérive en température est un autre paramètre bloquant. Suivant les substrats et la coupe cristalline, la dérive en température des résonateurs et des filtres SAW varie de -38ppm.K^{-1} pour le LiTaO_3 jusqu'à -80ppm.K^{-1} pour le LiNbO_3 [R.I.19] (contre -20ppm.K^{-1} pour la technologie BAW). Bien que cette dérive ne soit pas un problème majeur pour répondre aux standards classiques (UMTS, WCDMA) dont la bande d'émission et de réception sont séparées de 130 MHz, elle apporte une difficulté pour le duplexeur du standard américain PCS dont l'espacement en fréquences séparant les deux bandes Tx et Rx n'est que de 20 MHz. Sa dérive est alors limitée à -25ppm.K^{-1} . Des solutions sont proposées par les leaders du domaine tels que : Tsutsumi et al. (Fujitsu) grâce au report de couche piézoélectrique en LiTaO_3 sur un substrat en saphir connu pour sa faible dérive en température [R.I.17]. Kodota et al. (Murata) par l'usage d'une couche de compensation en SiO_2 couplée à des électrodes fines en or et une orientation cristalline caractéristique du substrat LiTaO_3 [R.I.18-R.I.19].

La tenue en puissance est un autre problème majeur des filtres SAW. Etant donné l'espacement très faible entre les peignes interdigités (de l'ordre du nanomètre à 2 GHz), les filtres SAW subissent des phénomènes de claquage ou d'acousto-migration au niveau de la métallisation pendant leur usage dans la chaîne d'émission. Ce qui rend ces filtres très

sensibles aux forts niveaux de puissance. Plusieurs solutions ont été proposées, notamment celle de Nakagawara et al. Sur l'épitaxie d'aluminium (Al) afin de réduire les joints des grains où la migration des atomes est privilégiée [R.I.20]. Cette méthode a permis aux filtres SAW d'avoir une tenue en puissance de 0,8 W en moyenne pendant $3 \cdot 10^9$ heures soit un gain de 10^5 par rapport au cas non épitaxié.

On peut citer aussi un autre problème majeur rencontré par la technologie SAW : **l'usage en hautes fréquences**. Au-delà de 2,5 GHz, l'espacement entre les peignes interdigités arrive à des dimensions inférieures à $0,3 \mu\text{m}$, ce qui demande des procédés de photolithographie submicronique très coûteuses. D'autre part, ces dimensions très faibles augmentent les problèmes de courts-circuits et d'électro-migrations et entraînent par ailleurs la diminution du rendement du filtre. Une réalisation des filtres SAW a déjà eu lieu au-delà de 5 GHz «*Figure. I-15*», grâce à une technique plus avancée de lithographie utilisant la gravure par faisceau d'électrons (E-Beam [R.I.21]). Malgré la complexité de la réalisation, les performances obtenues par cette technique restent nettement inférieures à celles des filtres BAW réalisés pour la même fréquence.

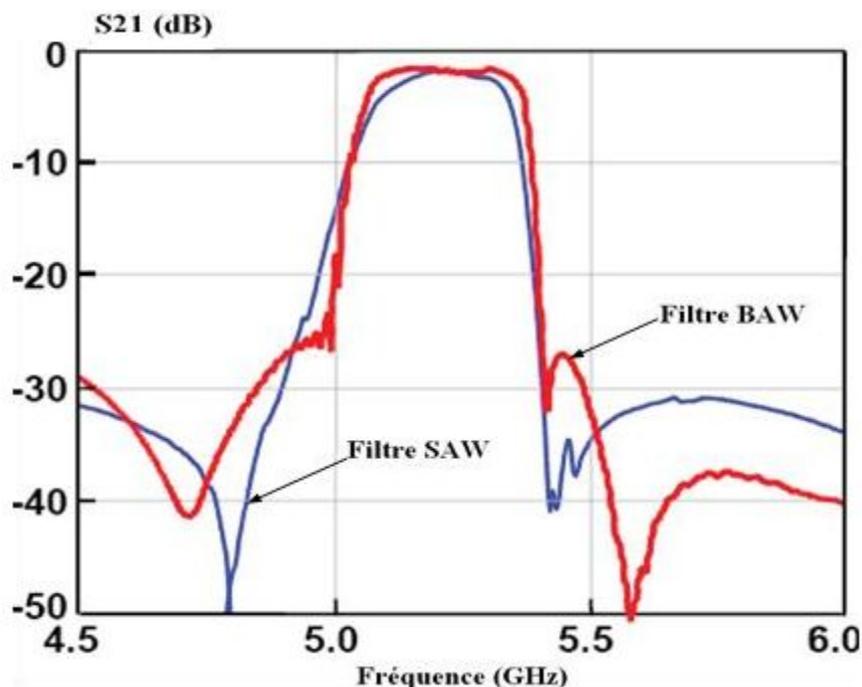


Figure. I-15 : Réponse fréquentielle d'un filtre SAW et d'un filtre BAW réalisés à 5 GHz.

Les limitations de la technologie SAW, ainsi que la montée en fréquence et la sévérité des standards ont poussé à augmenter la complexité de la fabrication de ces filtres, fiables et simples à l'origine, pour palier aux différents problèmes cités précédemment. C'est ainsi que la technologie BAW a vu le jour. Cette technologie qui couvre une plage de fréquence entre 2 GHz et 20 GHz, est capable de répondre aux besoins du futur pour différents domaines (Mobile, spatial). Une étude approfondie sera présentée dans la suite du manuscrit.

II. 3 La technologie à ondes acoustiques de volume (BAW)

L'âge d'or des filtres SAW prend fin lorsque tous les grands fabricants (EPCOS, FUJITSU, TRIQUINT) décident à partir de 2006 de passer à la phase de production des BAW, même s'ils gardent la production des SAW comme activité principale [R.I.22].

Jusqu'à 3 GHz, la technologie SAW peut répondre aux spécifications de filtrage, en particulier avec les TC SAW compensés en température «*Figure. I-16*». Pour des fréquences supérieures à 3GHz, seule la technologie BAW est en mesure de continuer à proposer des performances satisfaisantes.

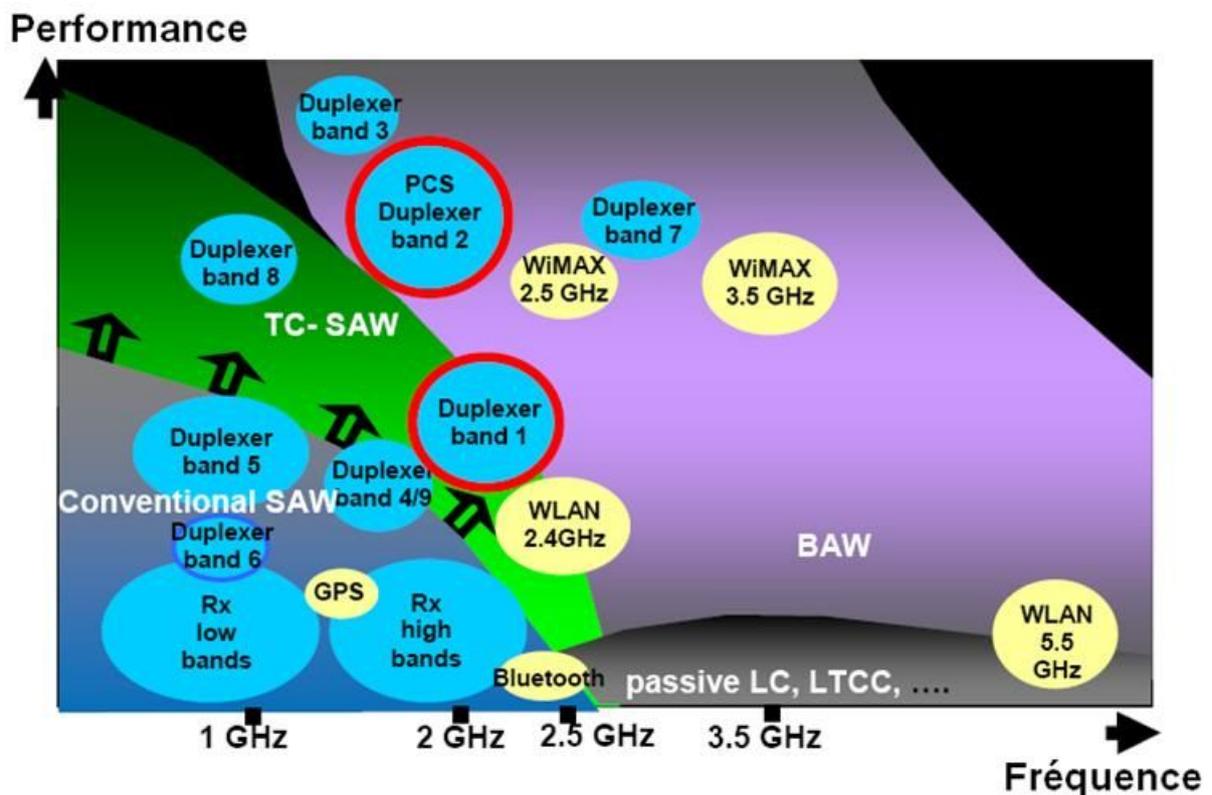


Figure. I-16 : Comparaison des performances des technologies SAW et BAW [R.I.23].

En effet, par sa structure, la technologie BAW n'est pas autant limitée en fréquence de fonctionnement que peut l'être le filtre SAW par la résolution lithographique. En effet, le dimensionnement du résonateur se joue en premier lieu sur l'épaisseur de la couche piézoélectrique. La tenue en puissance des résonateurs BAW est également meilleure que celle des SAW, car la puissance RF est répartie dans le volume de la couche piézoélectrique, qui présente une tenue remarquable en puissance. On voit immédiatement l'intérêt d'une telle technologie pour dépasser les limitations principales des dispositifs SAW et anticiper les besoins futurs des systèmes de radiocommunication. Les filtres BAW offrent de multiples avantages tels que la forte sélectivité (Q de l'ordre de 5000), la capacité à gérer des niveaux de puissance importants (jusqu'à 4 W) et des dimensions réduites.

II. 3. 1 Résonateurs à ondes acoustiques de volume (BAW)

Les résonateurs à ondes acoustiques de volume sont formés essentiellement d'une couche piézoélectrique prise en 'sandwich' entre deux électrodes «*Figure. I-17*». Quand un champ électrique est appliqué entre les électrodes, la structure du résonateur subit une déformation mécanique, qui se traduit par la génération d'une onde acoustique. Cette onde acoustique se propage dans l'épaisseur du résonateur parallèlement au champ électrique. Quand la longueur de propagation correspond approximativement à la demi-longueur d'onde acoustique, la résonance fondamentale s'établit.

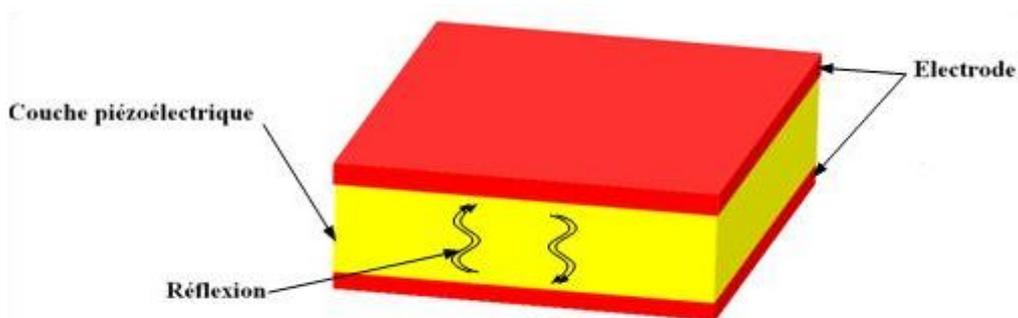


Figure. I-17 : Structure de base d'un résonateur BAW.

L'impédance des résonateurs BAW dépend de l'épaisseur des différentes couches qui constituent le résonateur. La réponse fréquentielle «*Figure. I-18*» montre que ce type de résonateur présente deux fréquences de résonances : la résonance série (résonance) quand l'impédance électrique tend vers zéro, et la résonance parallèle (antirésonance) quand l'impédance électrique tend vers l'infini.

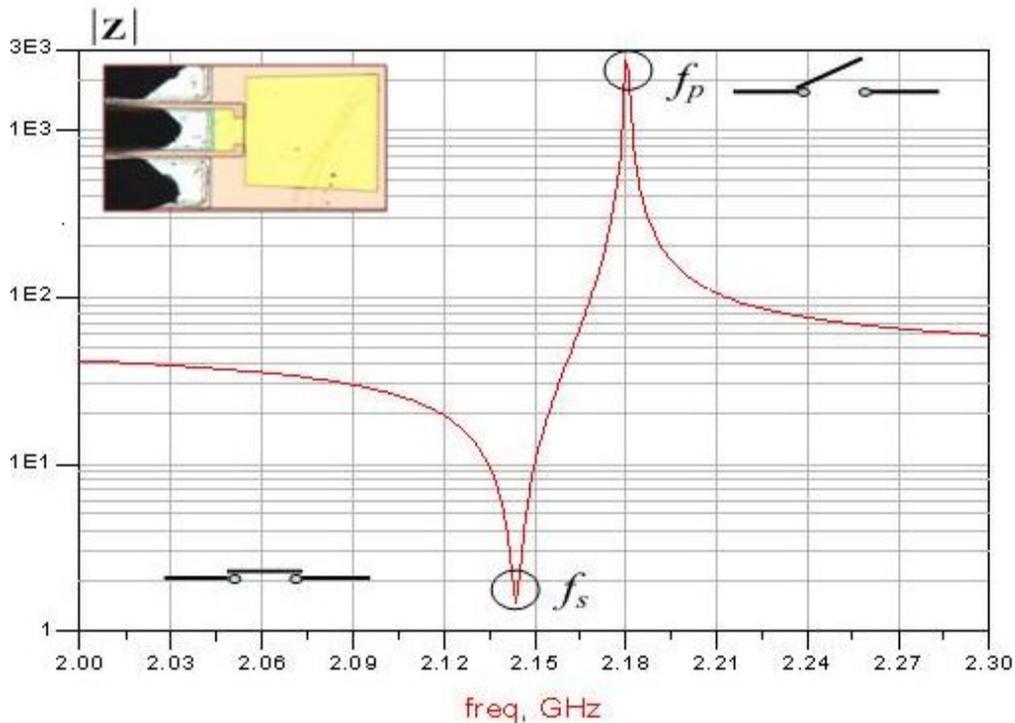


Figure. I-18 : Impédance d'un résonateur BAW.

Deux fréquences sont particulièrement importantes dans un résonateur piézoélectrique :

- **La fréquence de résonance f_s** pour laquelle l'impédance présentée par le résonateur est très faible. Dans le cas sans perte, le résonateur se comporte comme un interrupteur fermé et l'impédance est nulle.
- **La fréquence de résonance f_p** pour laquelle l'impédance présentée par le résonateur est très élevée, voire infinie dans le cas sans perte où le résonateur se comporte comme un interrupteur ouvert.

L'écart en fréquence entre ces deux types de résonance est dû au facteur de couplage électromécanique K_t^2 défini par l'équation (E.3). Pour toutes les autres fréquences, les résonateurs BAW présentent un comportement capacitif.

$$K_t^2 = \frac{f_p^2}{f_s^2} - 1 \quad (\text{E.3})$$

Où :

f_s : Fréquence de résonance

f_p : Fréquence d'antirésonance

En outre, le coefficient de qualité (Q) des résonateurs BAW est très important pour caractériser les pertes provenant du couplage du résonateur avec le substrat, ainsi que les pertes électriques et mécaniques de ce type de résonateur. Les coefficients de qualité aux fréquences de résonance (Q_s) et d'antirésonance (Q_a) sont donnés par les équations (E.4) et (E.5) respectivement ^[R.I.24].

$$Q_s = \left. \frac{f}{2} \frac{\partial \varphi_z}{\partial f} \right|_{f=f_s} \quad (\text{E.4})$$

$$Q_p = \left. \frac{f}{2} \frac{\partial \varphi_z}{\partial f} \right|_{f=f_a} \quad (\text{E.5})$$

Où :

φ_z Représente la phase de l'impédance du résonateur.

II. 3. 2 Modèle de Butterworth Van Dyke (BVD)

Le modèle BVD «*Figure. I-19(a)*» est un modèle électrique valable autour des fréquences de résonance et d'antirésonance. L_m et C_m représentent la partie acoustique du résonateur BAW et C_0 représente la partie électromagnétique ^[R.I.25]. Le modèle BVD modifié (MBVD) est un modèle plus complet qui tient compte des pertes mécaniques et électriques «*Figure. I-19(b)*».

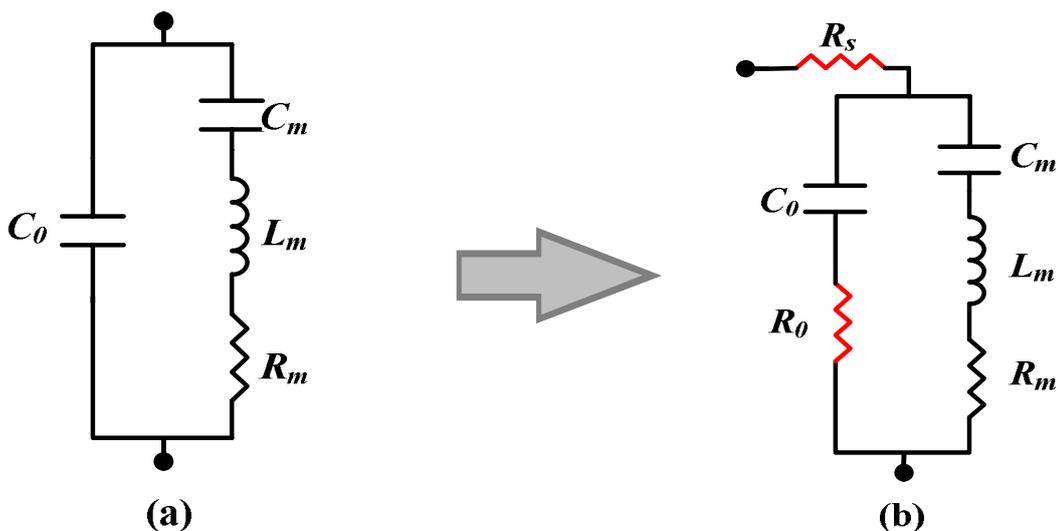


Figure. I-19 : Modèle électrique BVD(a) et MBVD(b) d'un résonateur BAW.

L'impédance électrique d'un résonateur BAW est donnée par l'équation (E.6).

$$Z_{BAW} = \frac{1}{j2\pi f C_0} \left(\frac{f^2 - f_s^2}{f^2 - f_p^2} \right) \quad (E.6)$$

R_0 : pertes diélectriques de la couche piézoélectrique,

R_m : pertes mécaniques de la couche piézoélectrique,

R_s : pertes électriques des électrodes.

Afin de minimiser les pertes, les coefficients de qualité et les facteurs de couplage électromécanique des résonateurs BAW doivent être élevés. De plus, les résonateurs BAW doivent être isolés de leur substrat. Ainsi, on peut distinguer deux types de résonateurs BAW : les résonateurs suspendus FBAR (*Film Bulk Acoustic Resonator*), et les résonateurs empilés SMR (*Solidely Mounted Resonator*).

II. 3. 3 Résonateurs suspendu (FBAR)

Grâce à leur simplicité de réalisation, les résonateurs BAW à couche mince ont été initialement basés sur des structures suspendues ^[R.I.26]. Ils peuvent être divisés en trois groupes : les résonateurs à membrane, les résonateurs sur cavité d'air et les résonateurs sur pont d'air (air bridge) «*Figure. I-20*».

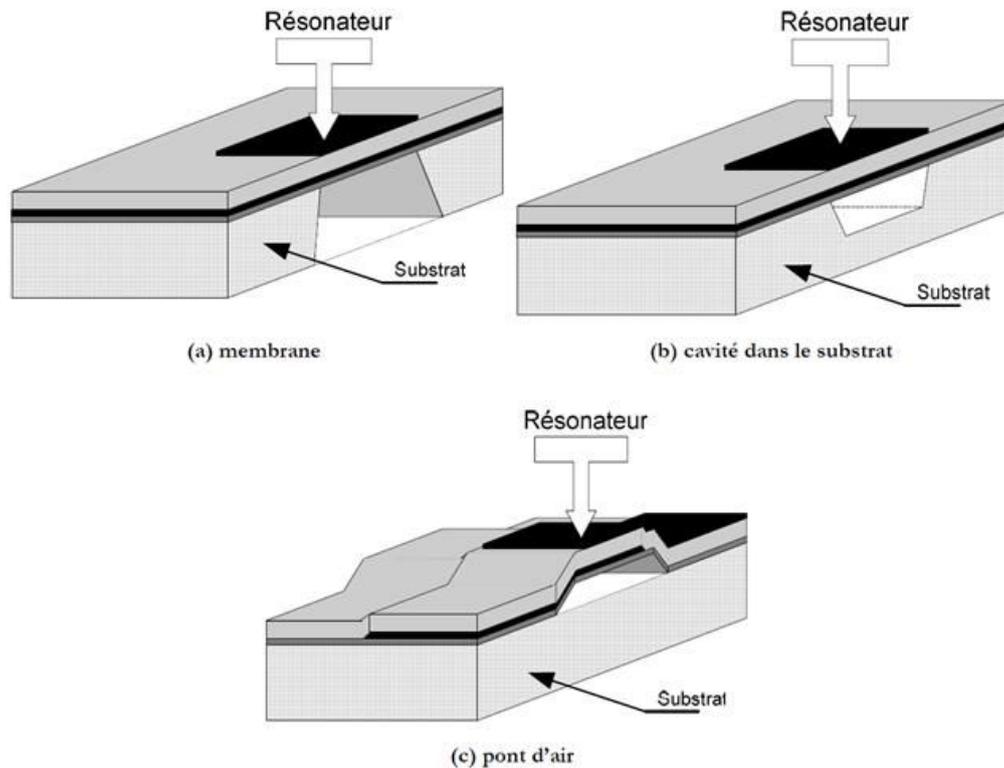


Figure. I-20 : Types de structures d'isolation des résonateurs BAW suspendus.

L'air présent au-dessous de la structure résonante de base (couche piézoélectrique et électrodes) possède une impédance acoustique très faible. Les ondes acoustiques sont alors réfléchies au niveau de leurs interfaces supérieure et inférieure et restent confinées entre les deux électrodes. Les résonateurs qui utilisent ce type de structure d'isolation sont connus sous le nom de FBAR.

Les résonateurs suspendus sur une cavité d'air dans le substrat sont réalisés par micro usinage en volume du substrat afin de créer une cavité d'air en dessous du résonateur «Figure. I-20(a)». La cavité dans le substrat se fait à travers des vias d'ouverture dans la structure du résonateur.

Le deuxième type de résonateurs suspendus «Figure. I-20(b)» est celui des résonateurs à membrane. Ces résonateurs sont réalisés par micro usinage en volume de la face arrière du substrat permettant la mise à l'air libre de la membrane. Dans ce type de résonateur, la partie du substrat située directement en dessous de la surface active du résonateur est entièrement enlevée, ce qui rend l'intégration monolithique plus difficile.

Les résonateurs à pont d'air «Figure. I-20(c)» sont différents des deux précédents dans la mesure où ils sont fabriqués par micro usinage en surface afin d'isoler le résonateur du

substrat. Le pont d'air est réalisé grâce à une couche sacrificielle déposée sur le substrat en dessous de la surface active du résonateur BAW. Une fois le dépôt des différentes couches effectué, la couche sacrificielle est entièrement enlevée grâce à des vias, et laisse place à la cavité d'air.

II. 3. 4 Résonateurs montés sur substrat (SMR)

Ce type de résonateur utilise des couches réfléchives connues sous le nom de 'réflecteur de Bragg' pour isoler le résonateur BAW du substrat *«Figure. I-21»*.

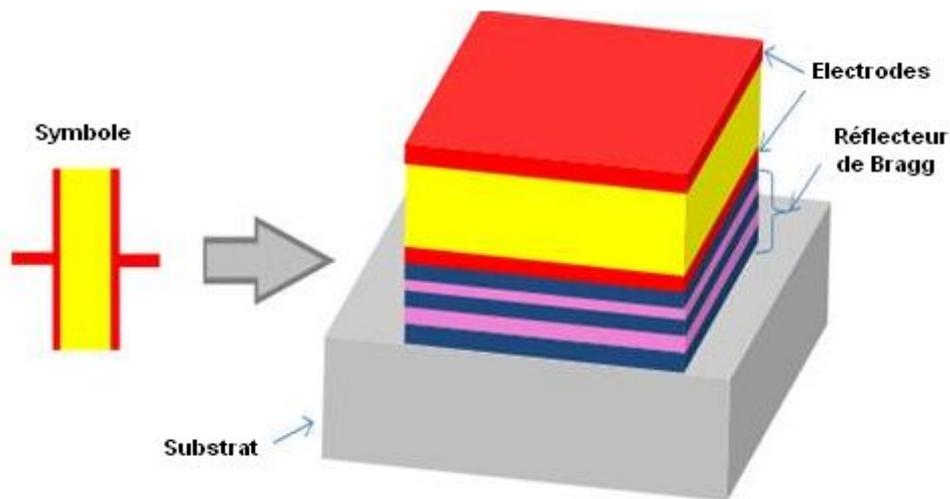


Figure. I-21 : Résonateur BAW-SMR monté sur un réflecteur de Bragg.

Le réflecteur de Bragg est constitué de plusieurs couches empilées, et joue le rôle d'un miroir acoustique. Ces couches sont formées alternativement de matériaux de haute et de faible impédance acoustique. Si le substrat a une haute impédance, alors la première couche doit avoir une faible impédance suivie d'une haute impédance et ainsi de suite. Quand les épaisseurs des couches du réflecteur correspondent à un quart d'onde acoustique, le réflecteur de Bragg présente une impédance acoustique très faible, et réfléchit les ondes acoustiques à l'intérieur du résonateur.

Grâce au réflecteur de Bragg, la structure SMR est plus rigide et robuste que celle du FBAR. Les résonances parasites (harmoniques supérieures) sont plus faibles dans un résonateur SMR que dans un résonateur FBAR. De plus, la structure SMR est plus adaptée que la structure FBAR pour les applications à forts niveaux de puissance, et la dissipation thermique se fait plus aisément à travers le réflecteur de Bragg. Tous ces avantages rendent la structure SMR plus adaptée à la production à grande échelle ^[R.I.27]. L'inconvénient de la

structure SMR est qu'elle nécessite un nombre plus élevé de couches nécessaires à la réalisation de l'isolation acoustique. Par conséquent, le procédé de fabrication est plus complexe.

II. 3. 5 Couche d'ajustement en fréquence

La majeure partie des techniques de dépôts dans les filières silicium présentent des uniformités en épaisseur pouvant aller de 5 à 10% à l'échelle d'un substrat. Le nombre de couches utilisées dans un résonateur BAW avoisine facilement la dizaine et le cumul de ces uniformités engendre donc une dérive fréquentielle excessive à l'échelle d'un substrat.

Afin de rattraper ces dispersions, la dernière couche du résonateur BAW est abrasée en utilisant un faisceau d'ions ^[R.1.28]. Sans ajouter de matériaux, le plus simple est l'utilisation de l'électrode supérieure pour ajuster la fréquence à l'échelle du substrat. Cependant, en contact avec l'air, un oxyde natif d'épaisseur difficilement prédictible peut croître sur cette électrode métallique, ce qui provoque une modification de la sensibilité de gravure du faisceau d'ions.

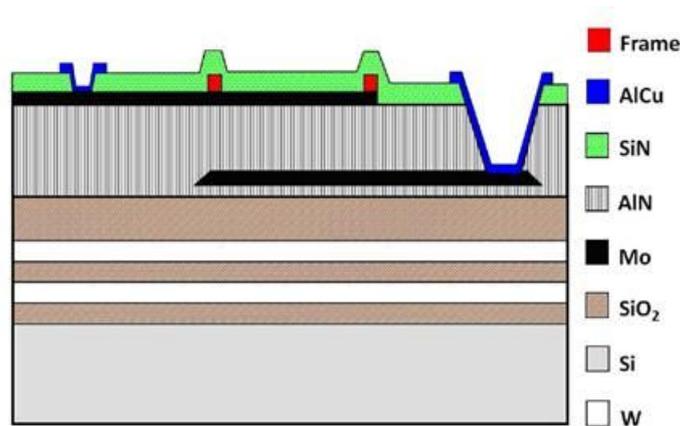


Figure. I-22 : Vue en coupe d'un résonateur BAW complet.

Par contre, l'utilisation d'un matériau diélectrique (SiO_2 ou SiN) assure en plus d'une excellente reproductibilité plaque à plaque, une sensibilité fréquentielle à la gravure faible du fait de leurs faibles densités. Sa capacité d'ajustement n'est pas la seule propriété souhaitée pour ce matériau. Il dépend fortement de la technique d'encapsulation utilisée. En effet, dans une filière silicium classique, il est usuel de protéger les composants fabriqués par un couple de matériaux, généralement du SiN déposé sur oxyde. L'herméticité, la protection chimique ou électronique sont autant d'atouts qu'offre ce couple de matériaux. Pour les transistors, l'oxyde protège de la diffusion des porteurs alors que le SiN assure le caractère hermétique et

la protection chimique (couche de passivation). Sachant que le packaging employé pour la technologie BAW (TFP : Thin Film Packaging) n'est pas hermétique et que la technologie BAW n'est pas sensible aux diffusions des porteurs, le matériau retenu comme seule couche de protection est le SiN ^[R.I.29].

La couche de SiN est déposée par PECVD à 400°C. Afin de pouvoir rattraper la dispersion en fréquence sur le substrat, l'épaisseur déposée est supérieure à l'épaisseur visée. Ensuite, dans les plots d'accès est déposé par PVD à 200°C un AlCu améliorant les contacts électriques. Une photolithographie définit la géométrie des contacts, terminant la réalisation du résonateur BAW dont une vue en coupe est présentée sur la «*Figure. I-22*».

II. 3. 6 Encapsulation de la technologie BAW

Lors de l'utilisation d'un ou plusieurs résonateurs BAW dans une application d'oscillateur ou de filtrage, aucune contamination de surface n'est envisageable, car elle modifierait les caractéristiques électriques (fréquence de résonance, dérive thermique...) du résonateur BAW.

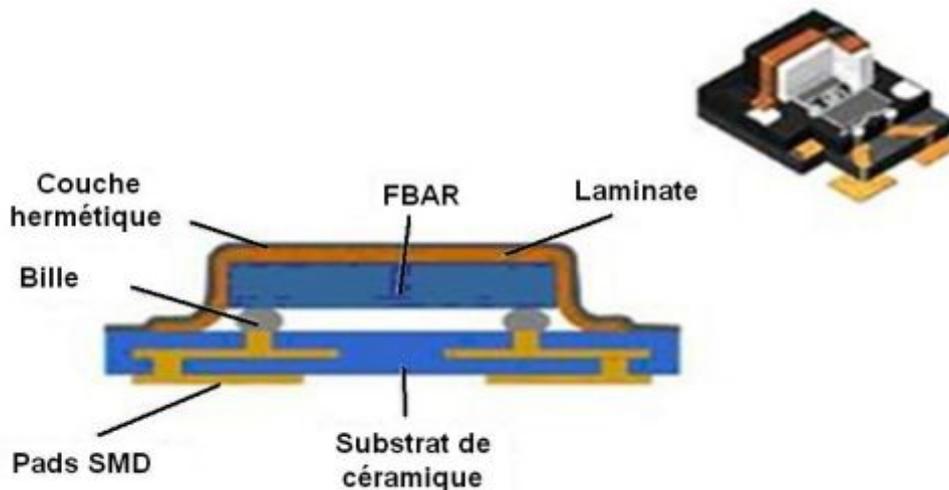


Figure. I-23 : Encapsulation individuelle CSSP de la technologie BAW.

Sachant que sur un même substrat, il est possible de fabriquer simultanément plusieurs milliers de résonateurs BAW, des méthodes d'encapsulations spécifiques ont été développées ces dernières années. Ainsi, on distingue deux types d'encapsulation : les encapsulations dites collectives ou individuelles.

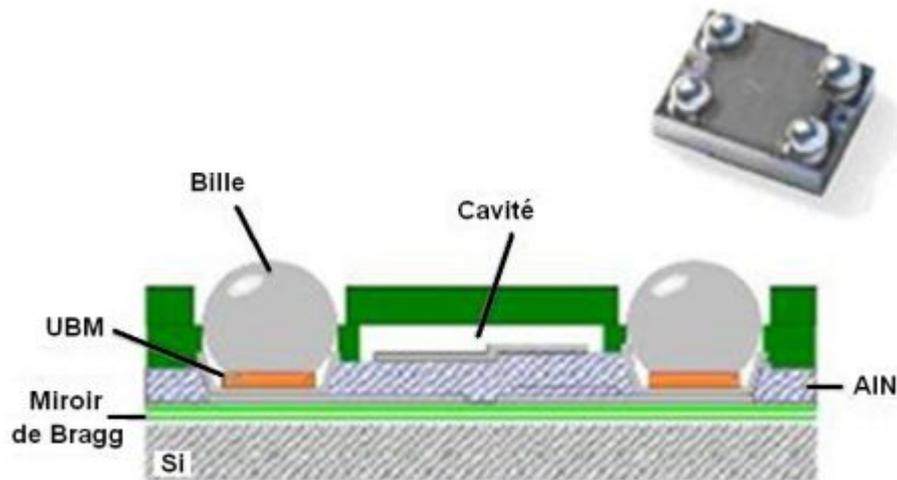


Figure. I-24 : Encapsulation collective WLP de la technologie BAW.

Une méthode individuelle d'encapsulation, appelée CSSP, pour Chip-Sized SAW Package (appliquée à la technologie BAW), est proposée par EPCOS «*Figure. I-23*»^[R.I.29]. Une méthode collective basée sur l'approche WLP (Wafer Level Packaging) couplée à l'approche Wafer-to-Wafer, est utilisée par NXP afin d'encapsuler simultanément tous les résonateurs BAW d'une même tranche de silicium «*Figure. I-24*». En effet, avec cette approche, des « murs » de SU8 sont définis puis par un report de substrat à substrat les microcavités sont formées.

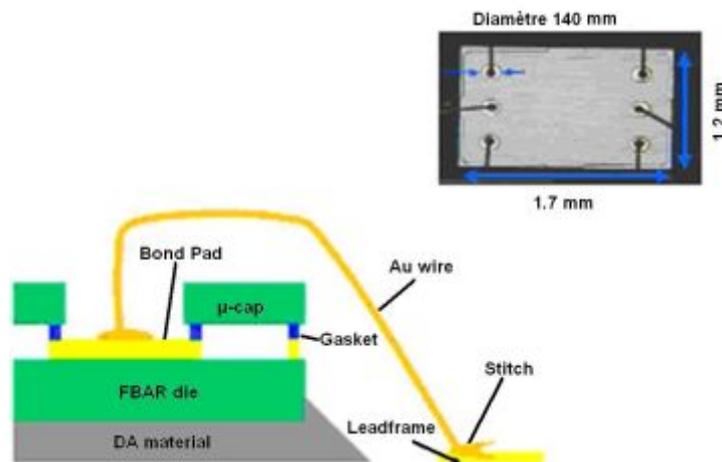


Figure. I-25 : Encapsulation par report de la technologie BAW.

Une autre solution, proposée par Agilent, consiste à fabriquer sur un substrat de silicium des microcavités, puis à réaliser l'encapsulation par report sur un autre substrat contenant des résonateurs FBAR «*Figure. I- 25*». La solution TFP (Thin Film Packaging) a été développée par le CEA-Leti à Grenoble et repose sur une encapsulation collective de type

film mince ^[R.1.29]. Cette solution consiste à réaliser avant la découpe des puces, une membrane en SiO₂/BCB au-dessus des résonateurs BAW «*Figure. I- 26*».

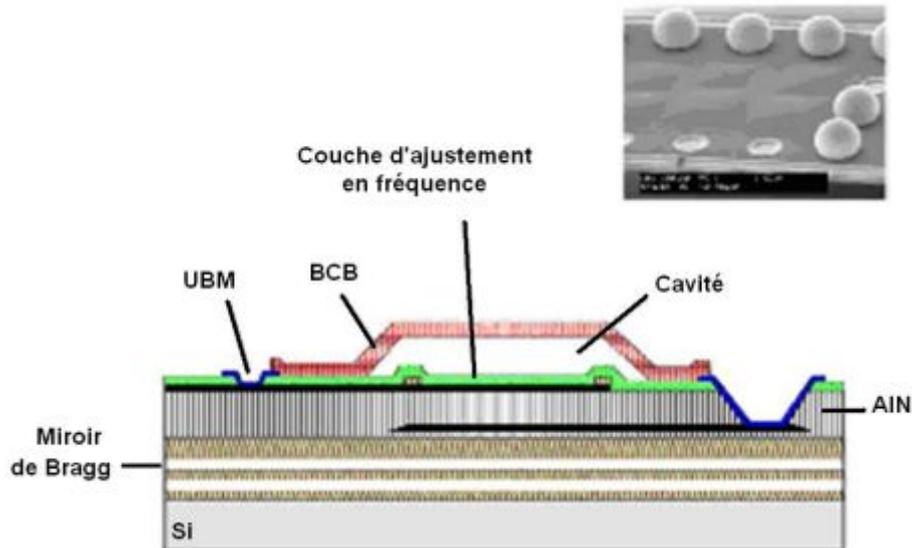


Figure. I- 26 : Encapsulation collective de type film mince de la technologie BAW.

II. 4 Les filtres à ondes acoustiques de volume (BAW)

Les filtres BAW se divisent en deux catégories : les filtres à résonateurs et les filtres empilés. Les filtres à résonateurs sont réalisés par couplage électrique entre résonateurs. Ce type de filtres se divisent en trois topologies : les filtres en échelle (ladder), les filtres en treillis (lattice), et les filtres en échelle - treillis (ladder - lattice). Les performances des filtres à résonateurs sont excellentes et leur technique de réalisation est relativement simple.

Les filtres empilés sont réalisés par couplage mécanique entre résonateurs. On présente dans ce rapport les filtres à couplage indirect (Coupled Resonator Filter - CRF). Les performances de ces filtres sont très intéressantes, d'autant qu'ils autorisent en plus la fonction de conversion de mode et de transformation d'impédance. Leur taille reste réduite, mais leur procédé de fabrication demeure bien plus complexe que les filtres à résonateurs.

II. 4. 1 Filtre BAW en échelle (*Ladder*)

Les filtres BAW en échelle sont obtenus par association en série et en parallèle des résonateurs BAW. Il existe deux configurations possibles pour réaliser un filtre en échelle BAW : la topologie en échelle-T et la topologie en échelle-II «*Figure. I-27*». La fréquence de résonance des résonateurs parallèles est inférieure à celle des résonateurs séries. Le décalage

en fréquence des deux fréquences du résonateur est obtenu grâce à une couche additionnelle (*couche de loading*) d'un matériau déposé (SiO_2) sur le résonateur.

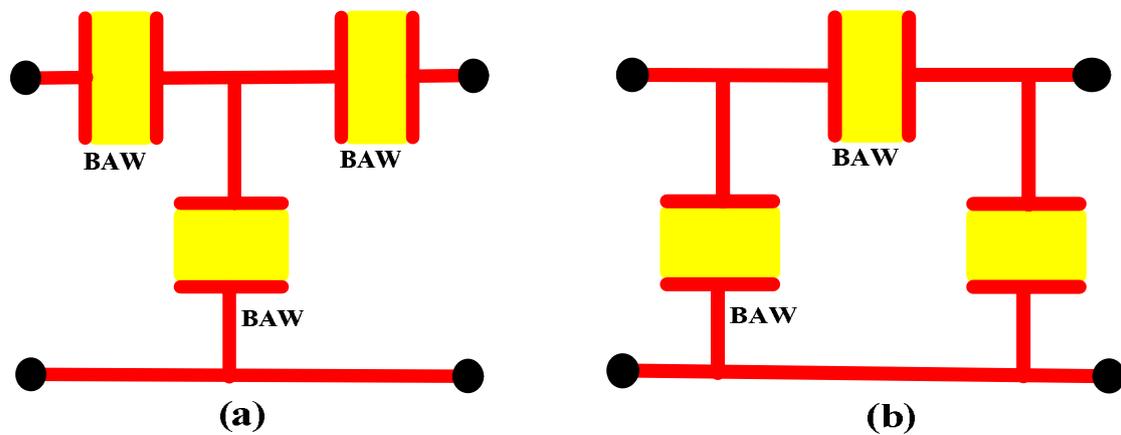


Figure. I-27 : Filtre BAW en topologie échelle (a) Topologie en échelle-T (b) Topologie π , échelle- II.

Chaque résonateur du réseau en échelle est capable de synthétiser un pôle et un zéro de transmission de la fonction de filtrage. Le principe de fonctionnement de la topologie en échelle est illustré par la «*Figure. I-28*». Cette topologie présente des zéros de transmission générés à la fréquence de résonance des résonateurs parallèles et à la fréquence d'antirésonance des résonateurs séries. Ces zéros de transmission déterminent la sélectivité des filtres BAW en échelle. Les résonateurs série et parallèle ne doivent pas présenter les mêmes fréquences de résonance et d'antirésonance.

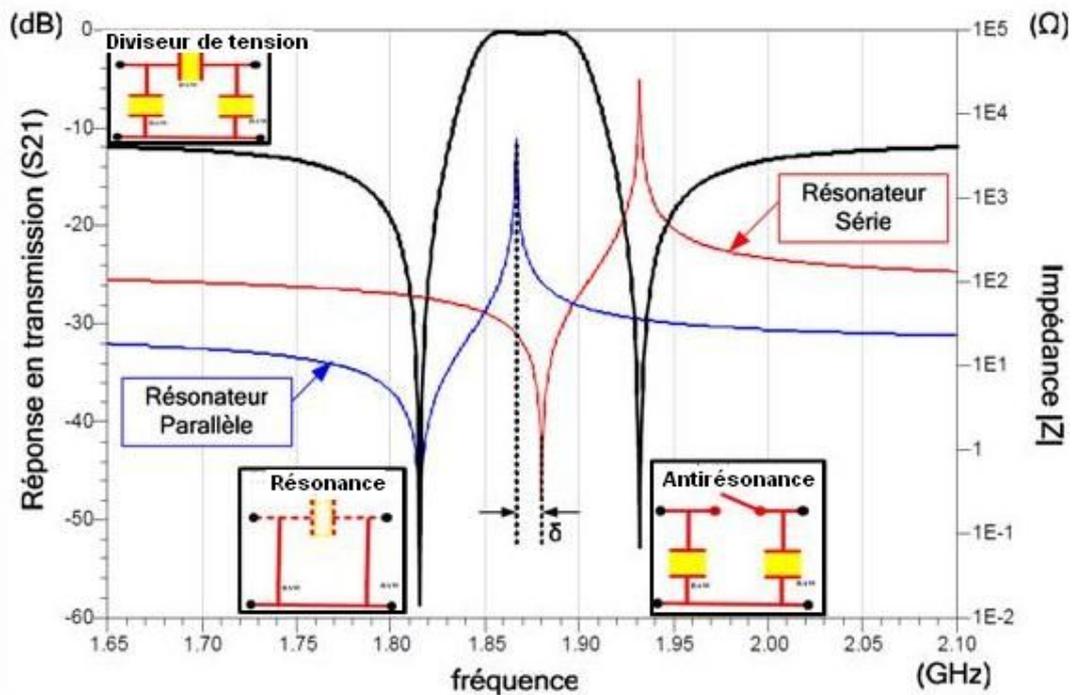


Figure. I-28 : Principe de fonctionnement du filtre BAW en échelle.

Les filtres BAW en échelle sont caractérisés par leur forte sélectivité et leur faible réjection hors bande. La réjection hors bande et la sélectivité sont déterminées par le nombre d'étages qui constituent le filtre en échelle. Ainsi, cette topologie est utilisée dans les applications qui nécessitent une sélectivité élevée, par exemple dans les duplexeurs où les bandes Rx et Tx sont proches.

La figure «*Figure. I-29(a)*» montre un duplexeur conçu pour le standard W-CDMA avec ses caractéristiques en transmission et en réflexion pour les voies de réception et d'émission ^[R.I.30]. Les pertes d'insertion du filtre d'émission (1,92 - 1,98 GHz) et du filtre de réception (2,11 - 2,17 GHz) sont respectivement 1,5 et 2,0 dB. L'isolation Tx - Rx est de 48 dB et l'isolation Rx - Tx est de 51 dB «*Figure. I-29(b)*».

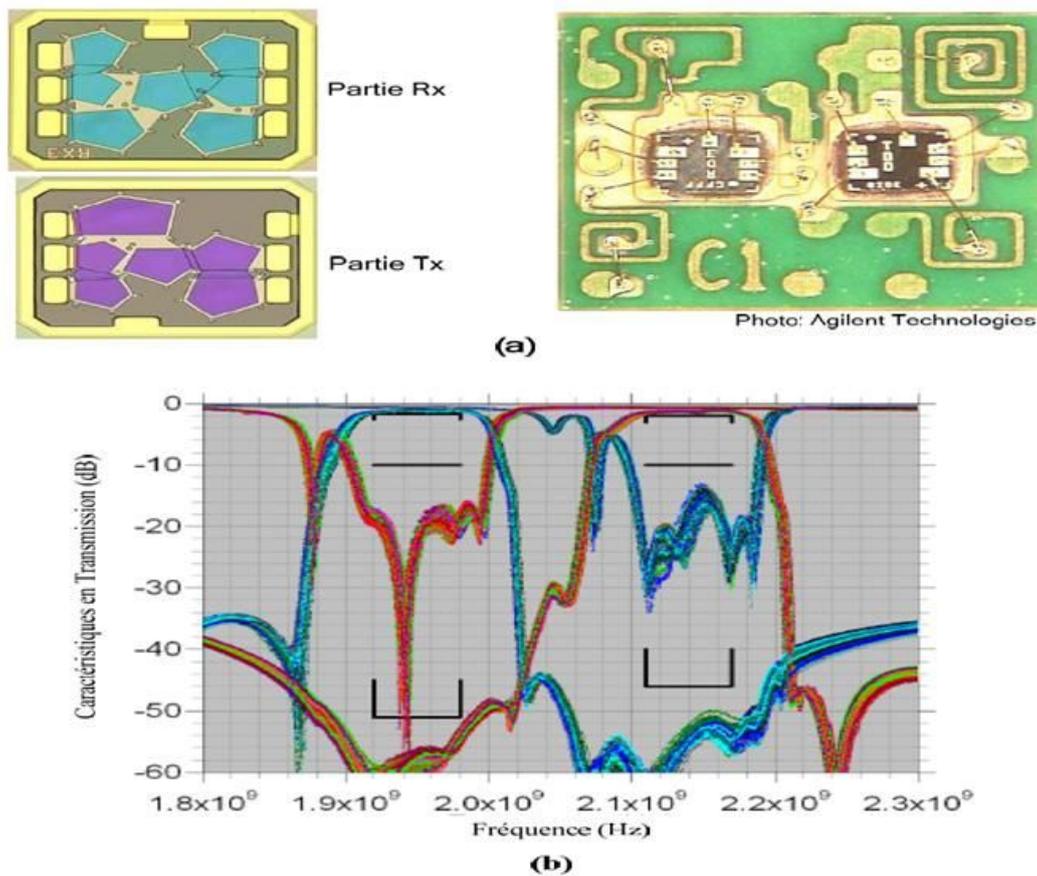


Figure. I-29 : *Filtre BAW en échelle utilisé pour un duplexeur W-CDMA (a) Microphotographie du filtre. (b) Réponse en transmission du filtre.*

II. 4. 2 Filtre BAW en treillis (*Lattice*)

Les filtres BAW en treillis sont obtenus par association croisée série - parallèle des résonateurs BAW «*Figure. I-30*». Les filtres en treillis sont différentiels, ce qui élimine les inconvénients des non-linéarités d'ordre pair. Dans les filtres BAW en treillis, chaque couple de résonateurs croisés génère un pôle et un zéro de transmission, tandis que dans les filtres BAW en échelle chaque résonateur est capable de générer un pôle et un zéro de transmission. Ainsi, pour une fonction du même ordre, le nombre de résonateurs nécessaires pour concevoir un filtre en treillis est le double de celui nécessaire pour obtenir un filtre en échelle. Comme les filtres en échelle, la fréquence de résonance des résonateurs parallèle est légèrement inférieure à celle des résonateurs série qui constituent le filtre en treillis.

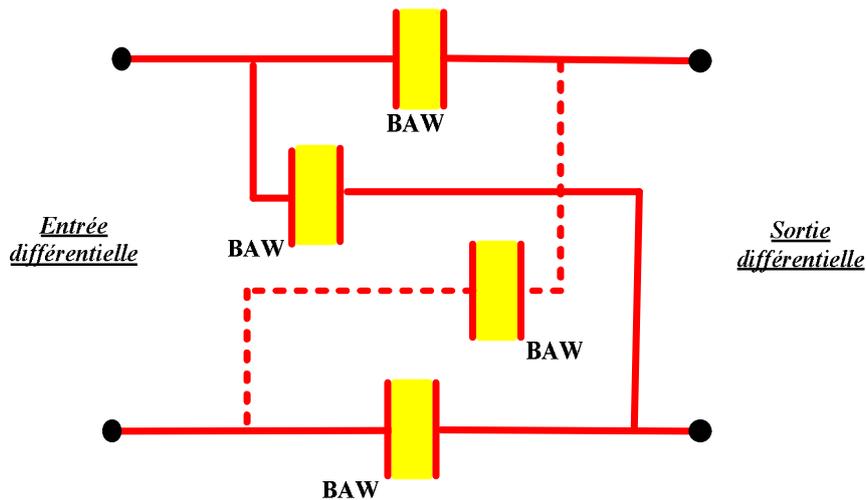


Figure. I-30 : Filtre BAW en topologie treillis.

Les zéros de transmission des filtres en treillis sont obtenus à partir du couplage entre les résonateurs séries et les résonateurs parallèles croisés. Ils sont influencés par les capacités C_0 des résonateurs séries (C_{0s}) et des résonateurs parallèles croisés (C_{0p}). Plus le rapport entre ces capacités est important, plus les zéros se rapprochent de la bande passante, et plus la sélectivité du filtre BAW en treillis s'améliore. La Figure «*Figure. I-31*» présente le principe de fonctionnement du filtre BAW en treillis.

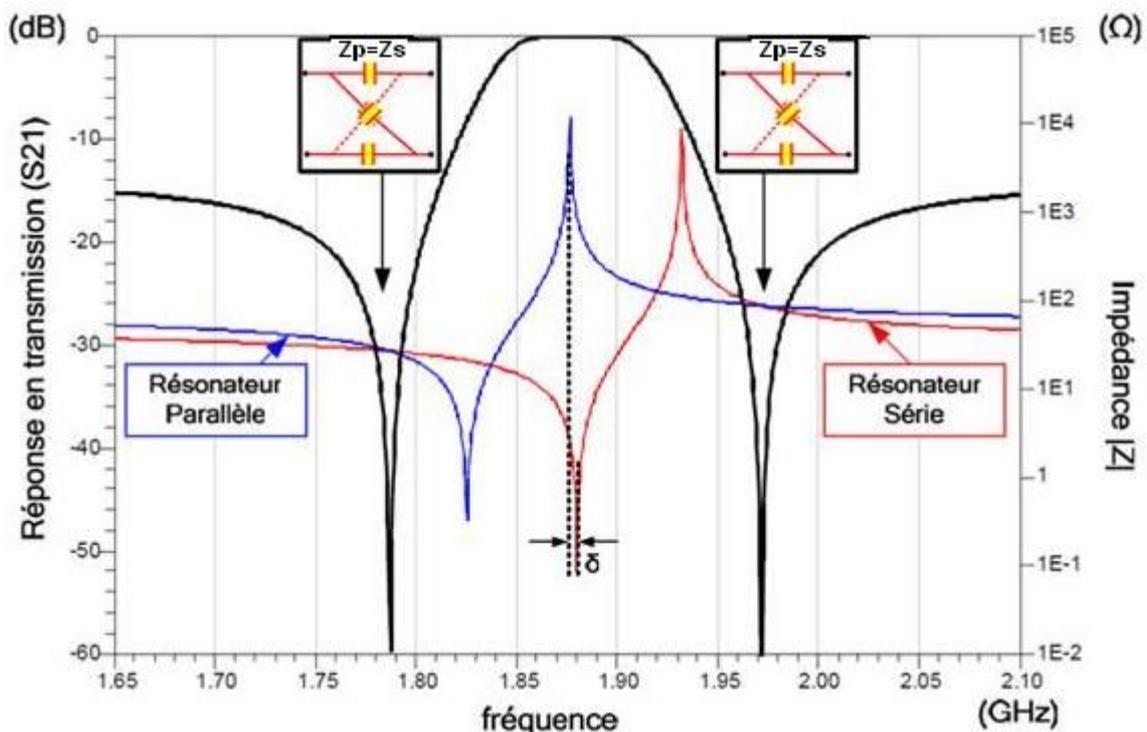


Figure. I-31 : Principe de fonctionnement du filtre BAW en treillis.

La sélectivité des filtres BAW en treillis est plus faible que celle des filtres en échelle, mais leur réjection hors bande est plus grande. Les filtres en treillis sont sollicités dans des applications au niveau des filtres inter-étages en émission et en réception. La topologie BAW en treillis est par exemple utilisée comme filtre intermédiaire de réception pour le standard WCDMA (2,11 - 2,17 GHz) «*Figure. I-32*»^[R.1.31]. Ce filtre présente des pertes d'insertion de 3,5 dB et une réjection hors bande supérieure à 50 dB dans la bande d'émission (1,92-1,98 GHz).

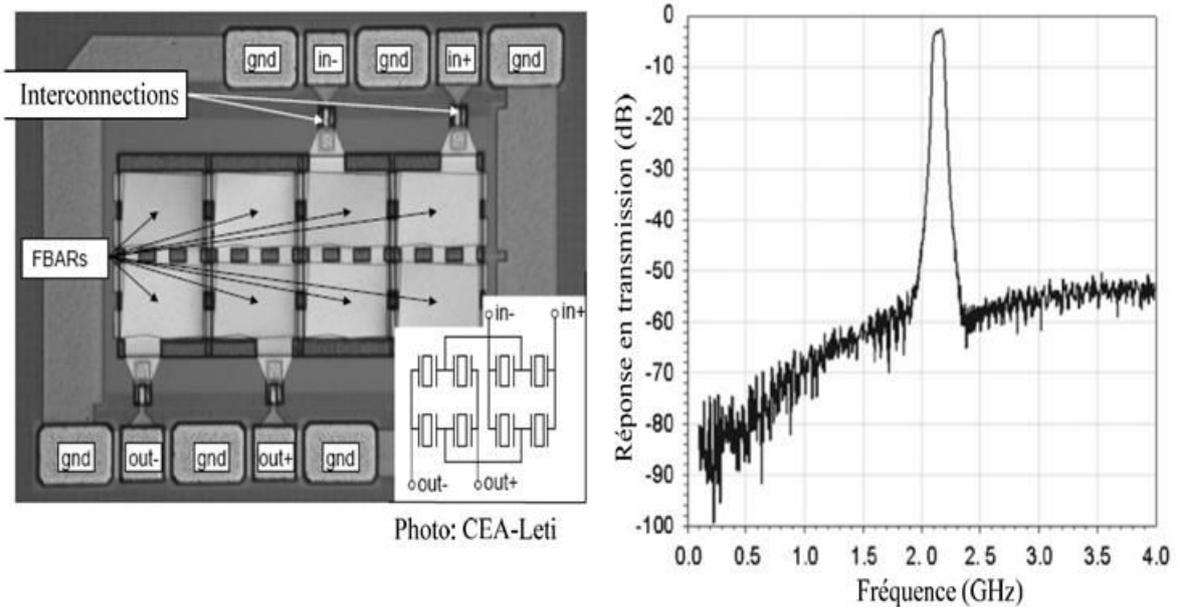


Figure. I-32 : Filtre BAW en treillis, pour application dans le standard W-CDMA.

II. 4. 3 Filtre BAW en échelle-treillis (Ladder-Lattice)

Les filtres BAW en échelle ont une bonne sélectivité, mais leur réjection hors bande est faible. Les filtres BAW en treillis ont une forte réjection hors bande, mais ils souffrent de leur faible sélectivité. Pour profiter simultanément de la forte sélectivité et de la haute réjection hors bande, les deux topologies précédentes sont combinées ensemble pour offrir les filtres BAW en topologie échelle – treillis «*Figure. I-33*».

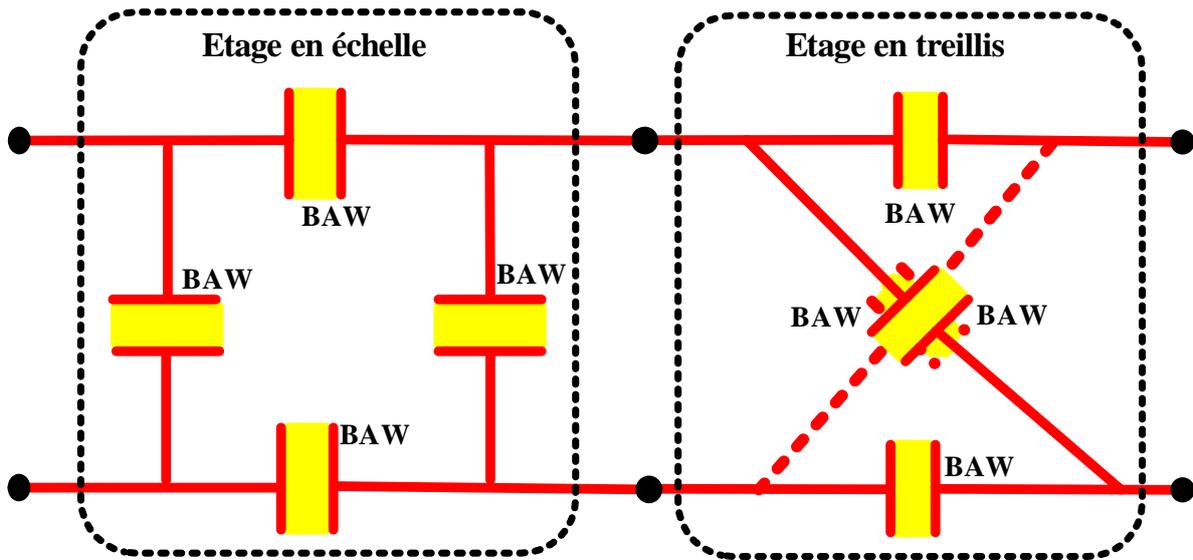


Figure. I-33 : Filtre BAW en échelle-treillis (Ladder-Lattice)

La figure «*Figure. I-34*» montre les caractéristiques en transmission de l'étage en échelle, de l'étage en treillis, et du filtre en échelle – treillis.

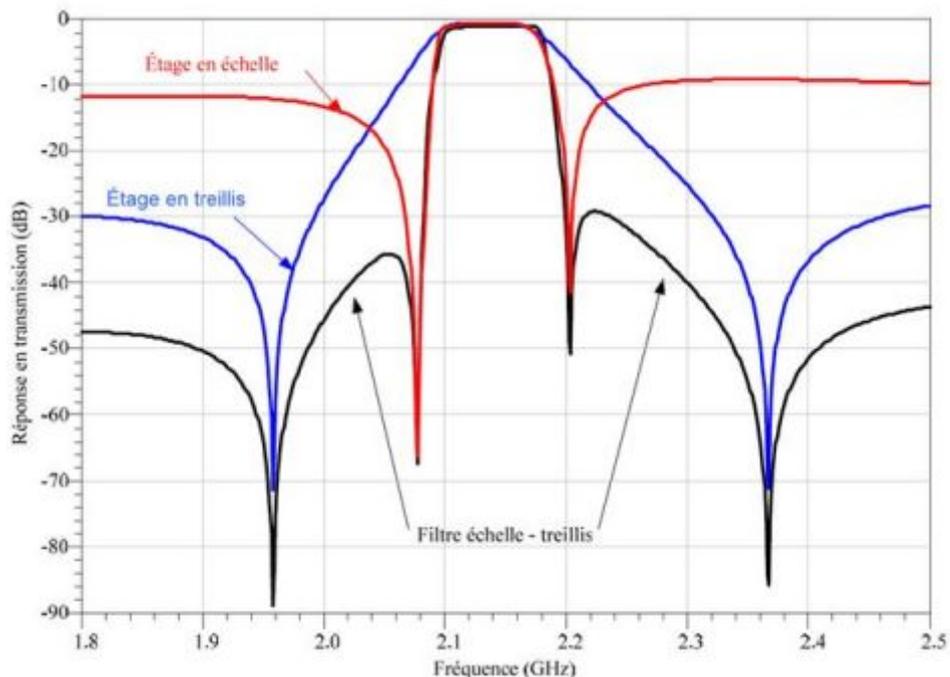


Figure. I-34 : Réponse en transmission du filtre BAW en échelle-treillis.

A titre d'exemple, la «*Figure. I-35*» montre la réalisation d'un filtre BAW en échelle (ordre 3) – treillis (ordre 2) réalisé pour une application dans la bande de fréquence de réception (2,11 – 2,17 GHz) du standard WCDMA [R.I.32].

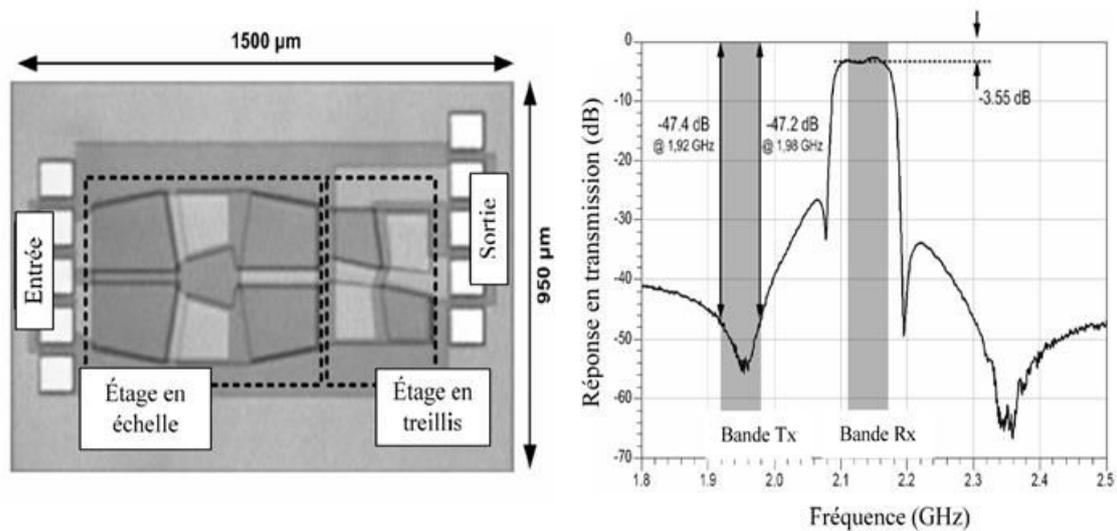


Figure. I-35 : Filtre BAW en échelle-treillis, conçu pour le standard W-CDMA (en réception).

L'étage en échelle occupe presque 70 % de la surface totale du filtre. Les pertes d'insertion de ce filtre sont de l'ordre de 3,55 dB. Ceci est dû aux nombres de résonateurs connectés en série, et au faible coefficient de qualité ($Q=500$) des résonateurs. Ce filtre présente une haute sélectivité, et une réjection de -47,4 dB dans la bande d'émission (1,92 - 1,98 GHz) du standard W-CDMA.

II. 4. 4 Filtres CRF (Coupled Resonator Filter)

Les filtres empilés à couplage indirect (CRF) sont développés pour améliorer les filtres SCF (Stacked Crystal Filter) ^[R.1.33] et augmenter leur bande passante. L'ajout de couches de couplage d'épaisseur quart-d'onde entre les deux résonateurs empilés, réduit le couplage acoustique et par conséquent augmente la bande passante des filtres CRF. Le principe d'assemblage d'un filtre CRF est illustré dans la «*Figure. I-36*».

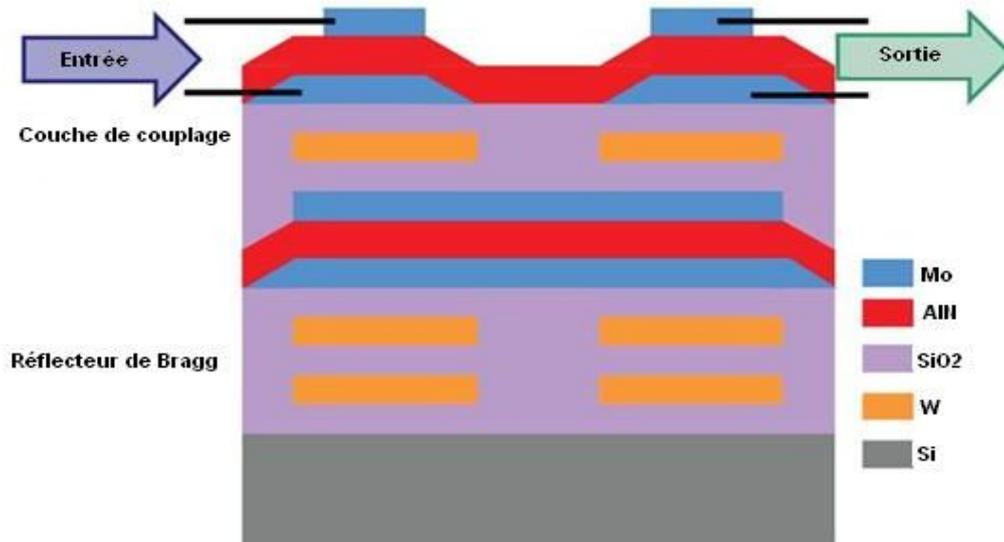


Figure. I-36 : Exemple d'un empilement d'un filtre BAW CRF.

Dans la structure CRF, chaque résonateur synthétise un pôle de réflexion mais ne permet pas la formation de zéros de transmission. Ainsi, ces filtres ont une importante réjection hors bande, mais ils ont une faible sélectivité. Grâce à l'isolation électrique et au couplage exclusivement acoustique entre les résonateurs, les filtres CRF permettent une conversion entre les modes commun et différentiel, ainsi que le changement de la valeur d'impédance caractéristique d'entrée et de sortie [R.I.34]. Les filtres BAW empilés (SCF et CRF) occupent une taille réduite, mais leur procédé de fabrication est plus complexe que les filtres à résonateurs car ils nécessitent beaucoup plus d'étapes technologiques.

La «Figure. I-37» montre un filtre CRF réalisé pour une application dans la bande de fréquence de réception (2,11 – 2,17 GHz) du standard W-CDMA. Ce filtre d'ordre 4, est formé de deux filtres en cascade. Il réalise la conversion du mode commun en mode différentiel, ainsi que la transformation d'impédance. Il présente une entrée asymétrique d'impédance 50Ω et une sortie différentielle d'impédance 200Ω [R.I.35]. Les pertes d'insertion de ce filtre sont de l'ordre de 4,3 dB, et il a une bonne réjection hors bande (40 dB) jusqu'à 20 GHz «Figure. I-37». Des réjections de 31 dB et 44 dB à 860 MHz et 3,65 GHz sont dues respectivement à la résonance fondamentale et à la troisième harmonique. La surface active du filtre est de $310 \times 420 \mu\text{m}^2$.

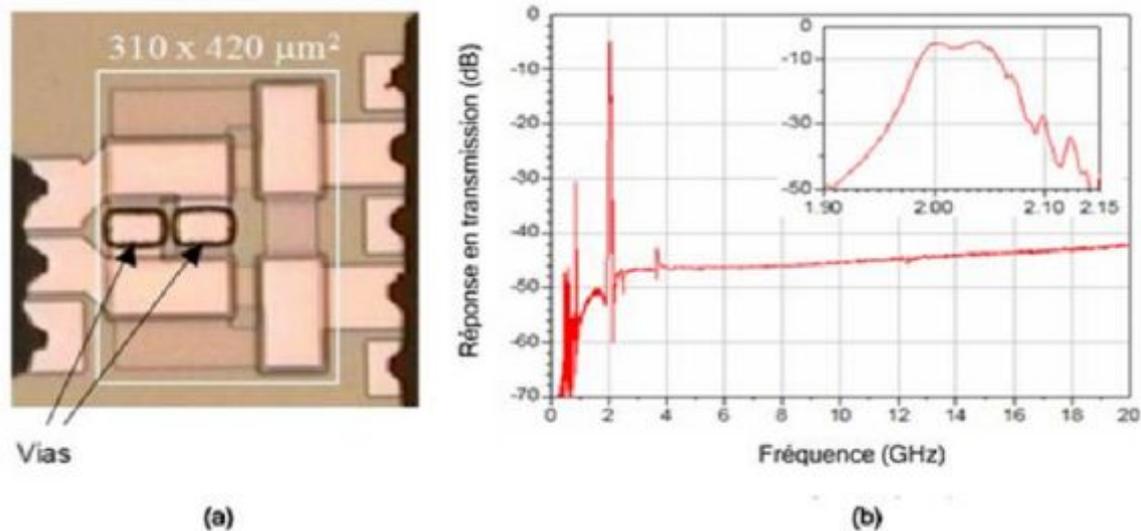


Figure. I-37 : Filtre BAW empilé à couplage indirect (CRF). (a) Microphotographie du filtre. (b) Réponse en transmission du filtre.

III. L'accordabilité de la technologie à ondes acoustiques de volume (BAW)

Il existe des fortes variations dans le procédé de fabrication des résonateurs BAW qui font que les épaisseurs des matériaux déposés fluctuent légèrement. Cela impacte directement les fréquences de résonance et d'antirésonance des résonateurs. C'est pour cette raison que plusieurs possibilités ont vu le jour afin de faire face à ce problème.

Dans cette partie du manuscrit, les principales caractéristiques des matériaux seront abordées, ainsi que leur influence sur le fonctionnement d'un résonateur BAW. Aussi, les différentes possibilités pour réaliser un résonateur ou un filtre BAW accordable seront présentées.

III. 1 Influence des éléments internes sur un résonateur BAW

Comme cité au paragraphe précédent, les résonateurs BAW sont conçus de plusieurs couches, tel que : le substrat, le réflecteur de Bragg, les électrodes, la couche de loading et la couche piézoélectrique. Chacune de ces couches joue un rôle très important pour définir les deux fréquences de résonance et antirésonance de ce résonateur.

- **Réflecteur de Bragg**

Le rôle majeur du réflecteur de Bragg est l'isolation acoustique du résonateur BAW du substrat. Cette méthode d'isolation a été adoptée par les résonateurs BAW-SMR. Chaque couche du réflecteur peut influencer les performances du résonateur à cause de son coefficient de réflexion. Il a été prouvé que le facteur de qualité et le coefficient électromécanique du résonateur [R.1.36] sont influencés par la couche de faible impédance du réflecteur de Bragg (S_iO_2). Le facteur de qualité d'un résonateur BAW-SMR augmente lorsque l'épaisseur de la couche de S_iO_2 diminue, tandis que le facteur de couplage électromécanique augmente lorsque l'épaisseur de cette couche augmente.

- **Les électrodes**

L'épaisseur ainsi que les caractéristiques des électrodes jouent un rôle important dans la fréquence de résonance du résonateur. Son épaisseur doit répondre à plusieurs exigences telles que : la faible atténuation acoustique, la compatibilité du procédé de fabrication et la compensation thermique. L'atténuation acoustique dépend des caractéristiques des métaux utilisés. Le **Tableau I-3** résume deux principales caractéristiques présent en compte pour différents métaux (densité et vitesse acoustique).

Tableau I-3: Densité et vitesse acoustique des électrodes

Matériau	Densité (K/m ³)	Vitesse acoustique (m/s)
<i>Al</i>	2700	6420
<i>Ag</i>	10600	3600
<i>Cu</i>	8930	5010
<i>Mo</i>	10000	6300
<i>Au</i>	19490	3361
<i>W</i>	19400	5200

Pour garder un bon fonctionnement du résonateur BAW, le rapport entre l'épaisseur des électrodes et l'épaisseur de la couche piézoélectrique doit être inférieur à 0,5. L'augmentation de ce rapport améliore le coefficient de couplage électromécanique des résonateurs BAW. Les fréquences de résonance et d'antirésonance tendent vers les basses fréquences quand l'épaisseur des électrodes augmente.

- **Le matériau piézoélectrique**

La couche piézoélectrique est l'élément clé des résonateurs BAW. Le tableau I-4 résume les matériaux piézoélectriques les plus largement employés dans les résonateurs BAW ainsi que leurs principales caractéristiques. Les contractions et les expansions de cette couche

engendrées par l'application d'un champ électrique sur les deux électrodes, génèrent une onde acoustique. La largeur ainsi que les caractéristiques de chaque matériau influencent les performances du résonateur BAW. Chaque matériau piézoélectrique dispose de son propre coefficient de couplage électromécanique (K_t^2) et de son facteur de qualité (Q).

Tableau I-4: Caractéristiques des différents matériaux piézoélectriques

	AlN Nitrure d'Aluminium	KNbO₃ Niobate de Potassium	PZT Titano Zirconate de Plomb	ZnO Oxide de Zinc
Couplage électromécanique (kt^2)	6,5 – 7,8 %	49 %	25 %	7,5 %
Coefficient diélectrique (ϵ_r)	9,5	41,5	400	9
Vitesse de propagation acoustique (v_a)	11.550 m/s	7.820 m/s	5.400 m/s	6.080 m/s
Facteur de qualité (Q)	400 ~ 1500	~ 100	67	> 1000
Coefficient de variation en température (TCF)	-25 ppm/°C	-	-10 ~ -40 ppm/°C	-60 ppm/°C
Conductivité thermique (σ_t)	2.0 W/cm.K	-	-	-
Tension de claquage (V_c)	500 MV/m	13 MV/m	-	-
Stabilité chimique	Oui	Oui	non	non
Référence	[R.I.37]	[R.I. 38]	[R.I. 39]	[R.I.40]

La fréquence de résonance (f_r) donnée par l'équation (E.7) est fixée par l'épaisseur de la couche piézoélectrique, tandis que l'écart entre la fréquence de résonance et la fréquence d'antirésonance est défini par le facteur de couplage électromécanique.

Les matériaux piézoélectriques les plus largement employés dans les résonateurs BAW ainsi que leurs principales caractéristiques sont résumés dans le tableau I-4.

- **La couche de loading et la surface active**

La couche de loading ajoutée au résonateur, change à son tour l'épaisseur acoustique totale «**Figure. I-38**» du résonateur, ce qui modifie ses performances. Quand l'épaisseur de cette couche augmente, les résonances série et parallèle de la réponse en impédance «**Figure. I-39 (a)**» se déplacent vers les basses fréquences.

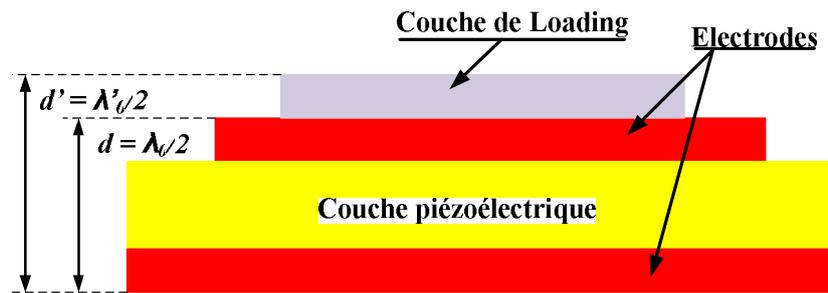


Figure. I-38 : Résonateur BAW avec une couche de loading

La surface acoustique active d'un résonateur BAW est définie par l'intersection des électrodes supérieure et inférieure. L'amplitude de l'impédance équivalente du résonateur diminue, quand cette surface active augmente «*Figure. I-39 (b)*».

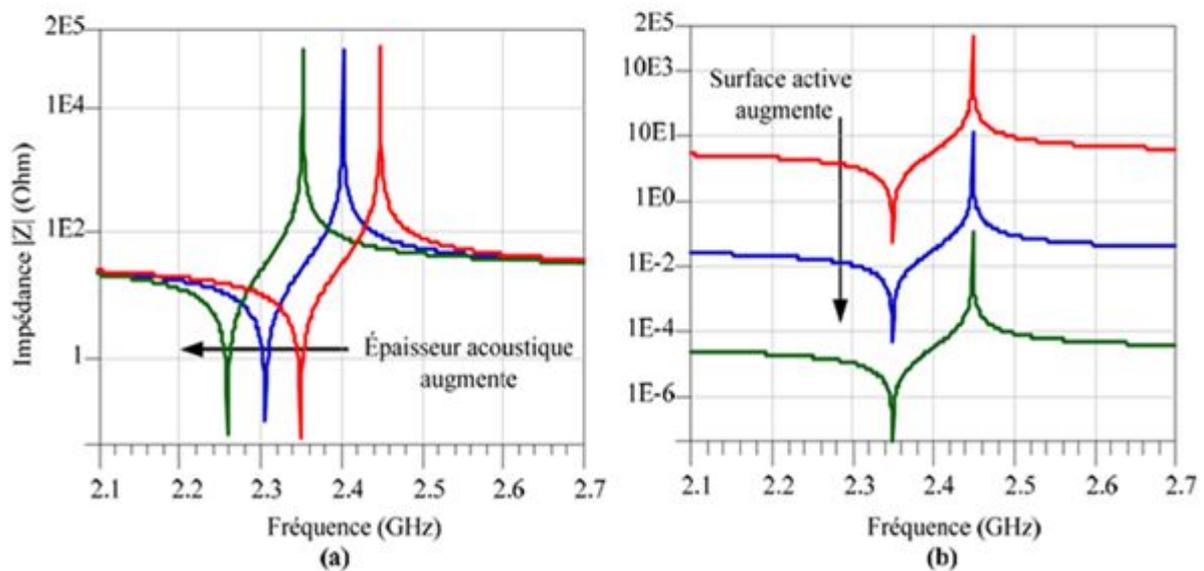


Figure. I-39 : Variation de la fréquence de résonance et d'antirésonance d'un résonateur BAW.

(a) En fonction de l'épaisseur acoustique.

(b) En fonction de la surface active du résonateur.

III. 2 Influence des composants externes sur un résonateur BAW

Comme la fréquence de résonance (E.7) dépend de L_m et C_m (partie acoustique), et la fréquence d'antirésonance (E.8) dépend de C_0 (partie électromagnétique), il est possible de contrôler ces deux fréquences par l'ajout d'un composant externe (capacité ou inductance) en série ou parallèle du résonateur considéré. Les quatre cas envisageables pour cette association sont présentés par la «*Figure. I-40*».

$$f_s = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_m C_m}} \quad (E.7)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_0 + C_m}{C_0 L_m C_m}} \quad (E.8)$$

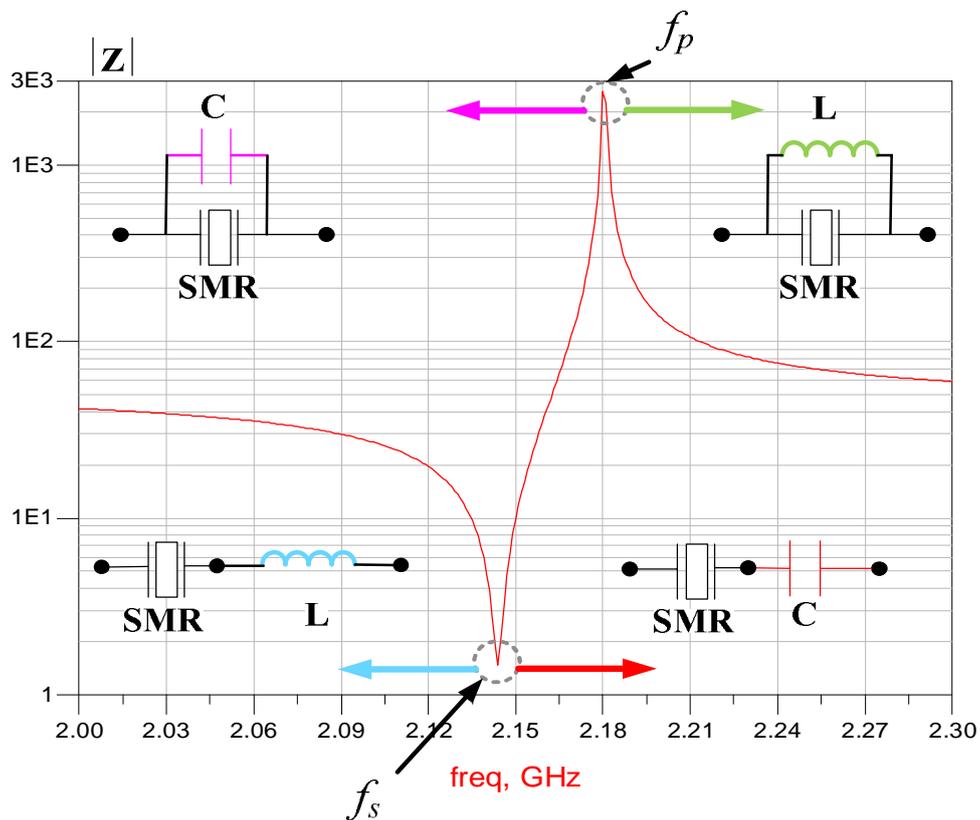


Figure. I-40 : Influence des éléments passifs sur les fréquences du résonateur

D'après cette figure, on peut constater que, chacun de ces éléments passifs agit de manière indépendante sur les deux fréquences de résonance ce qui nous permet d'envisager un accord en fréquence de façon directe sur le résonateur. Une vérification mathématique est détaillée pour chaque cas par la suite, cette vérification utilise le modèle électrique BVD.

III. 2. 1 Ajout d'une capacité en série

La «Figure. I-41» montre la réponse en impédance d'un résonateur BAW associé avec une capacité en série. Cette association modifie l'impédance générale du résonateur. Sa nouvelle formule est présentée par l'équation (E.9).

$$Z = \frac{s^2(L_m C_m C + L_m C_m C_0) + C + C_m + C}{sC(s^2 L_m C_m C_0 + C_m + C_0)} \quad (E.9)$$

$$f_s = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_0 + C_m + C}{L_m C_m C + L_m C_m C_0}} \quad (E.10)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_0 + C_m}{L_m C_m C_0}} \quad (E.11)$$

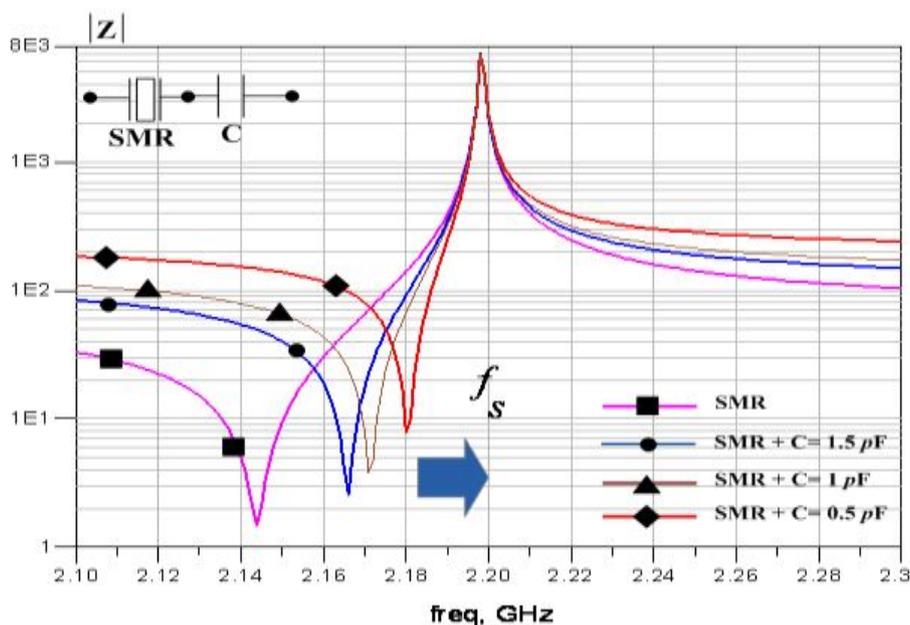


Figure. I-41 : Résonateur BAW en série avec une capacité.

La capacité C ajoutée en série modifie uniquement la fréquence de résonance (E.10). Cette fréquence tend vers les hautes fréquences, quand la valeur de la capacité diminue.

III. 2. 2 Ajout d'une capacité en parallèle

Dans le cas de l'ajout d'une capacité en parallèle avec le résonateur BAW, l'admittance du nouveau circuit est présentée par l'équation (E.12). Les fréquences de résonance et d'antirésonance sont données par les deux équations (E.13) et (E.14).

$$Y = \frac{s[s^2 L_m C_m (C + C_0) + C_m + C_0 + C]}{s^2 L_m C_m + 1} \quad (E.12)$$

$$f_s = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_m C_m}} \quad (\text{E.13})$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_0 + C_m + C}{L_m C_m (C_0 + C)}} \quad (\text{E.14})$$

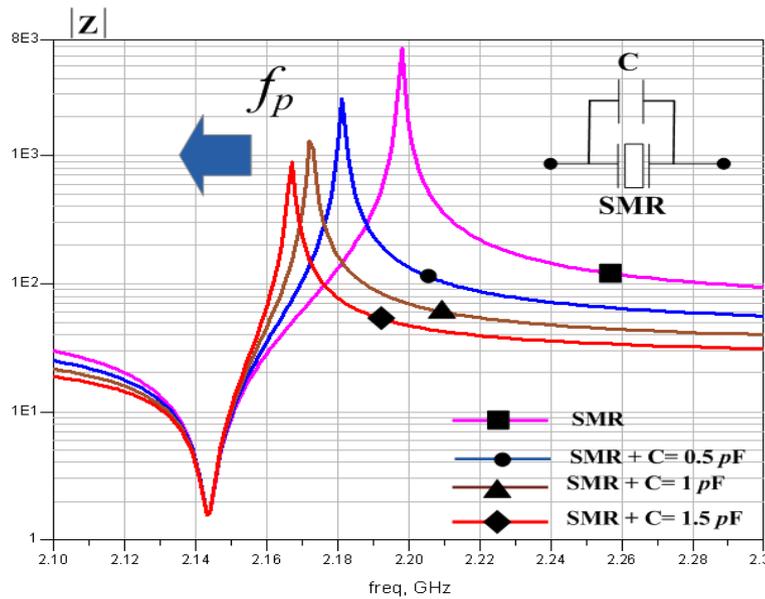


Figure. I-42 : Résonateur BAW en parallèle avec une capacité.

D'après l'équation (E.14), on peut dire que la capacité associée en parallèle avec le résonateur BAW influe uniquement sur la fréquence d'antirésonance. Cette fréquence diminue et tend vers les basses fréquences quand la valeur de la capacité augmente «**Figure. I-42**».

III. 2. 3 Ajout d'une inductance en série

La «**Figure. I-43**» présente la réponse en impédance d'un résonateur BAW associé avec une inductance en série. Cette association modifie l'impédance générale du résonateur. Sa nouvelle formule est présentée par l'équation (E.15). Les fréquences de résonance et d'antirésonance sont données par les deux équations (E.16) et (E.17).

$$Z = \frac{s^4 C_0 C_m L_m L + s^2 (L_m C_m + L C_0 + L C_m) + 1}{s (s^2 L_m C_m C_0 + C_m + C_0)} \quad (\text{E.15})$$

$$f_s = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{(L_m C_m + LC_0 + LC_m) \pm \sqrt{(L_m C_m + LC_0 + LC_m)^2 - 4C_0 C_m L_m L_0}}{2C_0 C_m L_m L}} \quad (\text{E.16})$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_0 + C_m}{L_m C_m C_0}} \quad (\text{E.17})$$

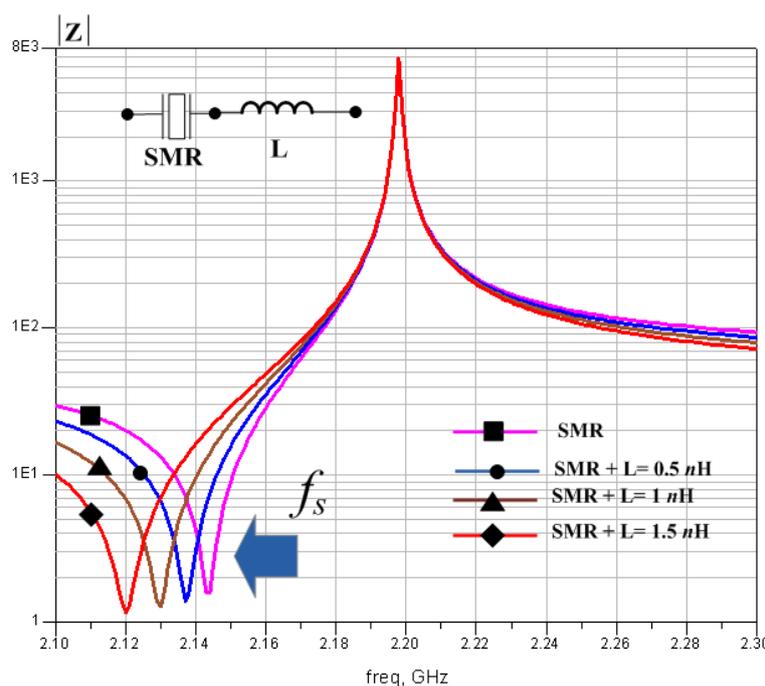


Figure. I-43 : Résonateur BAW en série avec une inductance.

D'après l'équation (E.16), on remarque que l'inductance associée en série avec le résonateur BAW influe sur la fréquence de résonance seulement. Cette fréquence diminue et tend vers les basses fréquences quand la valeur de l'inductance augmente «*Figure. I-40*».

III. 2. 4 Ajout d'une inductance en parallèle

Dans ce cas, l'association d'une inductance en parallèle avec le résonateur BAW donne une nouvelle formule de l'admittance (E.18). Les fréquences de résonance et d'antirésonance sont données par les deux équations (E.19) et (E.20).

$$Y = \frac{s^4 C_0 C_m L_m L + s^2 (L_m C_m + LC_0 + LC_m) + 1}{sL(1 + s^2 L_m C_m)} \quad (\text{E.18})$$

$$f_s = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_m C_m}} \quad (E.19)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{(L_m C_m + LC_0 + LC_m) \pm \sqrt{(L_m C_m + LC_0 + LC_m)^2 - 4C_0 C_m L_m L_0}}{2C_0 C_m L_m L}} \quad (E.16)$$

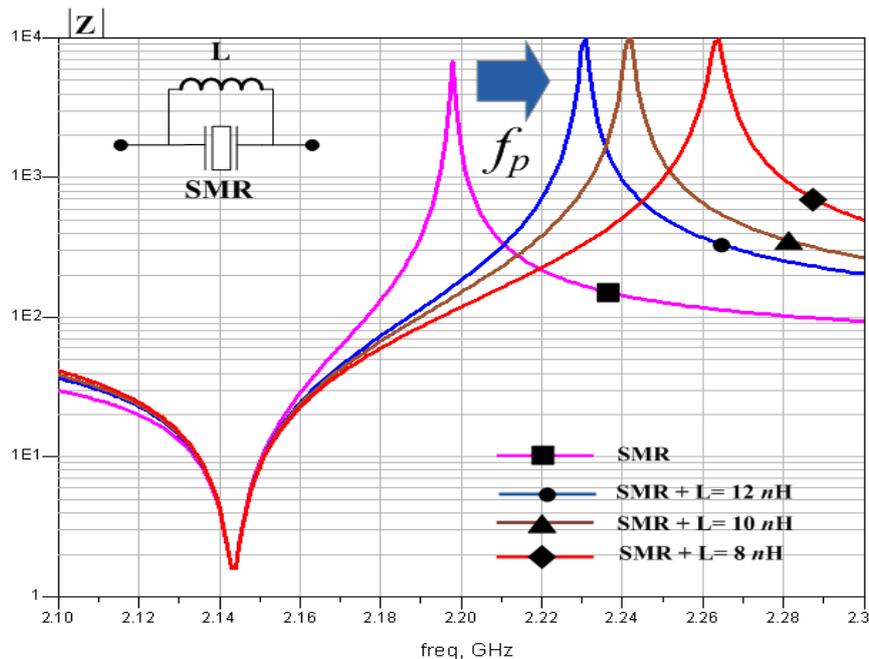


Figure. I-44 : Résonateur BAW en parallèle avec une inductance.

D'après l'équation (E.20), on remarque que l'inductance associée en parallèle avec le résonateur BAW influe sur la fréquence d'antirésonance. Cette fréquence tend vers les hautes fréquences quand la valeur de l'inductance diminue «Figure. I-44».

L'association d'une inductance avec un résonateur BAW permet de décaler la fréquence de résonance et d'antirésonance, mais elle génère aussi des résonances parasites. Ces résonances parasites peuvent être gênantes pour certaines applications telles que le filtrage large bande.

III. 3 Les filtres BAW accordables

Dans cette partie, nous allons présenter les différentes solutions adoptées pour avoir des filtres BAW accordables en fréquence. Ces solutions sont divisées en deux catégories de réglage :

La première solution permet d'avoir un décalage de la fréquence centrale ainsi qu'une bande passante réglable et parmi les applications dédiées à cette solution l'utilisation des condensateurs variables, des lignes de chauffage, des inductances réglables, des capacités négatives et l'ajout des éléments actifs aux résonateurs.

La deuxième solution nous permet d'avoir un grand décalage en fréquence, comme le banc de filtres BAW ou l'utilisation des interrupteurs MEMS (MicroElectroMechanical Systems) le cas où, nous passons d'un standard à un autre.

III. 3. 1 Inductance variable

Cette méthode consiste à commuter par un interrupteur MEMS, une inductance variable montée en série avec les résonateurs parallèles d'un filtre BAW en topologie en échelle ^[R.I.41].

Cette inductance est connectée à deux interrupteurs MEMS électrostatiques, afin de sélectionner une des deux configurations «*Figure. I-45*» : lorsque l'interrupteur (2) est activé, deux tours sont sélectionnés donnant une faible inductance (1nH) tandis que, une forte inductance (4 nH à 3 GHz) de quatre tours est obtenue en activant l'interrupteur (1).

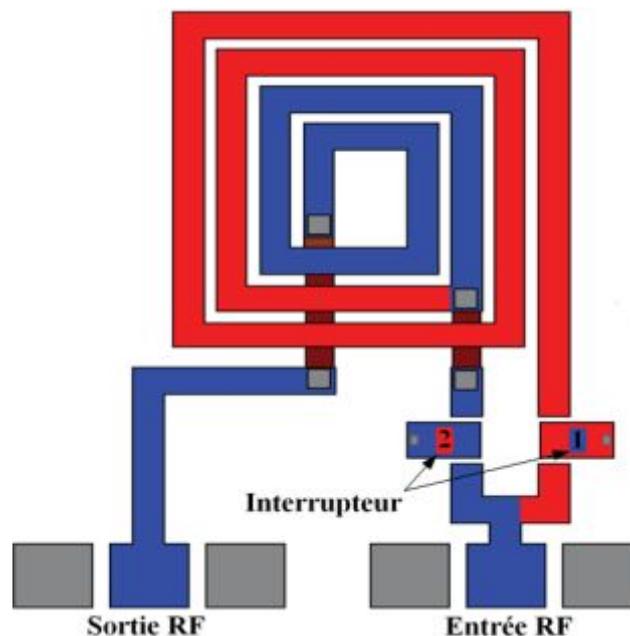


Figure. I-45 : Principe de fonctionnement de l'inductance variable.

Les résultats de l'ensemble (filtre + inductance variable) ont permis d'avoir une augmentation de la bande passante du filtre. Cette augmentation est de 53,7 % et 4,6 en activant les commutateurs (1) et (2) respectivement «*Figure. I-46*». Une réjection hors bande de 21 dB est observée.

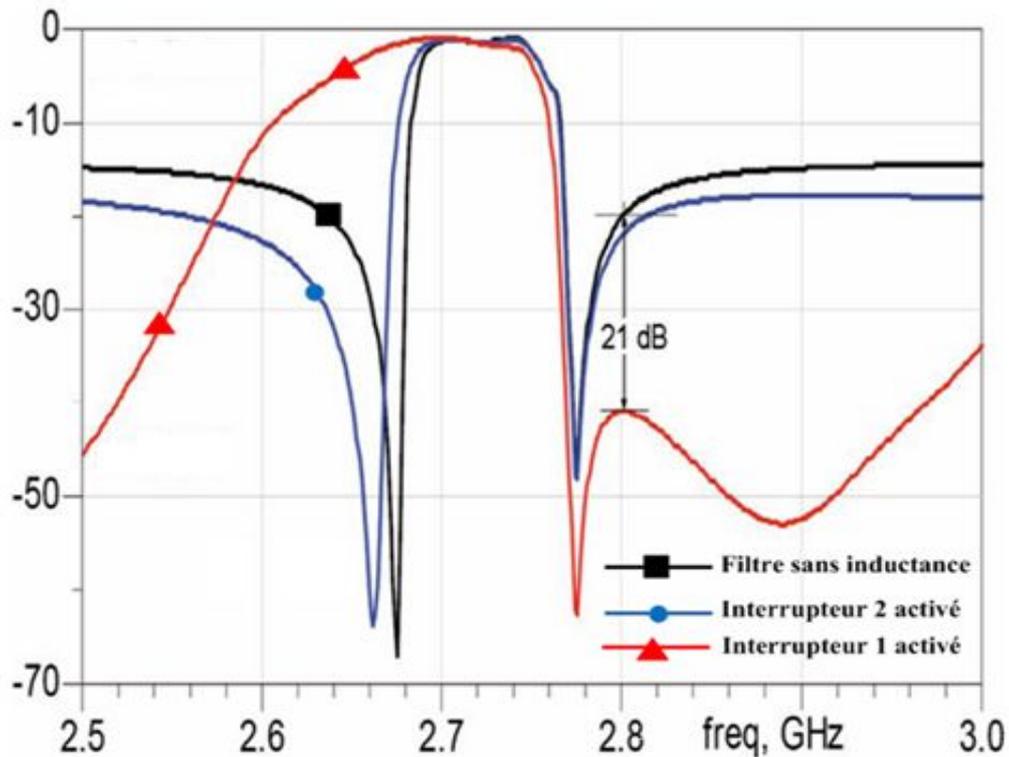


Figure. I-46 : Réponse fréquentielle du filtre BAW en échelle avec l'inductance variable.

III. 3. 2 Capacité négative

C. Tilhac a proposé l'utilisation d'une capacité en parallèle au résonateur d'un filtre BAW, dans le but de modifier la valeur de la fréquence d'antirésonance des résonateurs ^[R.I.42]. La «Figure. I-47» présente le schéma électrique de cette capacité négative.

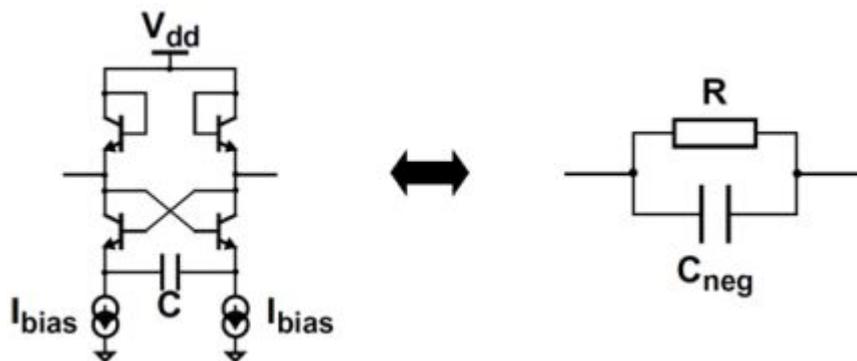


Figure. I-47 : Schéma électrique de la capacité négative.

Selon les auteurs, les résultats observés sur le filtre BAW avec capacité négatives, présentent une forte ondulation liée à un surcouplage des résonateurs série et parallèle, et aussi à une mauvaise adaptation (entrée/sortie) due à un mauvais fonctionnement des

capacités négatives. La valeur de la capacité mesurée est différente de celle simulée. La présence de résonances harmoniques est observée «*Figure. I-48*».

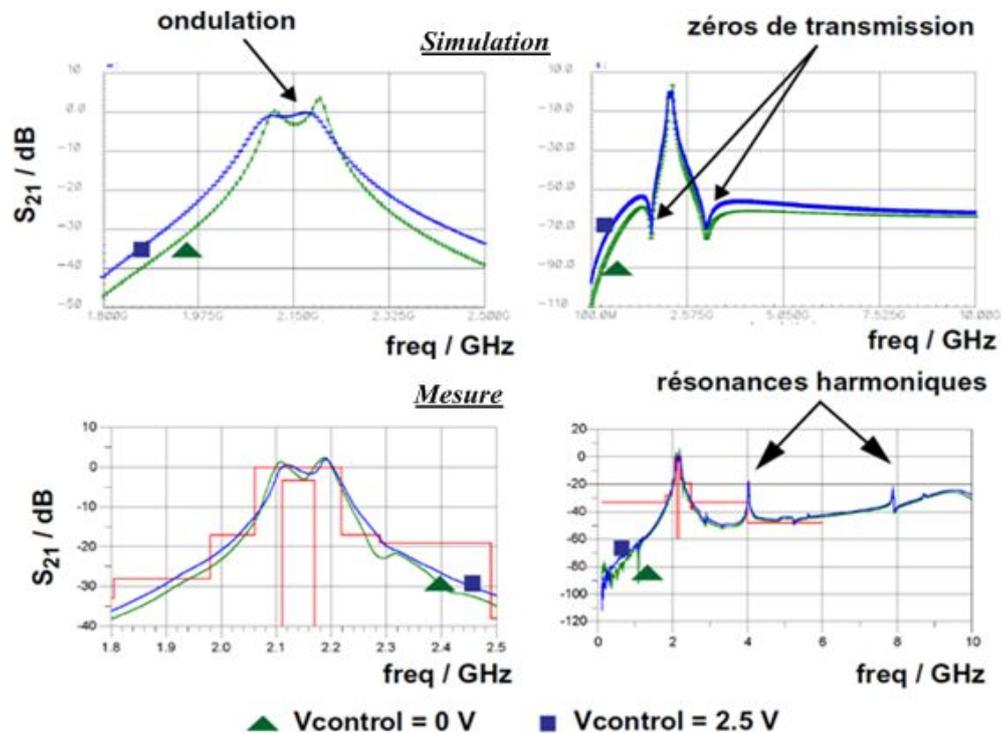


Figure. I-48 : Résultats de simulation et de mesure du filtre BAW avec capacités négatives.

III. 3. 3 Utilisation des interrupteurs MEMS

Cette méthode permet d'avoir un grand décalage en fréquence, et elle peut être très utile et intéressante dans le domaine des télécommunications. Les interrupteurs MEMS interviennent directement sur les résonateurs du filtre BAW, et changent l'épaisseur de ces derniers qui fait décaler leurs fréquences de résonances et d'anti-résonances. ^[R.I.43].

Un exemple de cette application est illustré par la «*Figure. I-49* », il présente un filtre en échelle conçu pour le standard WLAN 802.11b/g [2,40-2,48GHz] «*Figure. I-49(a)* ». Quand les interrupteurs MEMS passent en position active, le même filtre utilisé précédemment peut théoriquement être réutilisé pour le standard W-CDMA en réception [2,11-2,17GHz] «*Figure. I-49(b)* ».

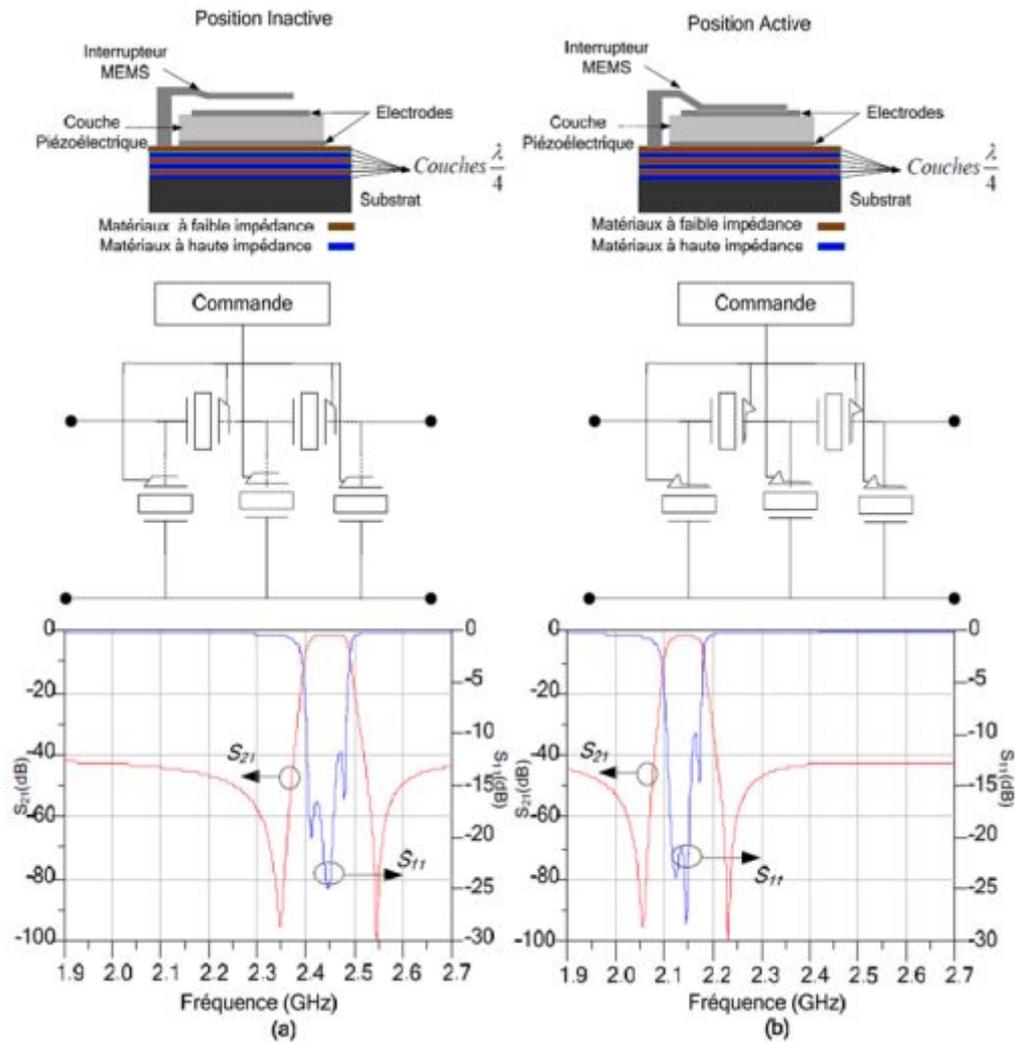


Figure. I-49 : Réponse fréquentielle du filtre BAW avec interrupteurs MEMS.

(a) Standard W-LAN.

(b) Standard W-CDMA.

III. 3. 3 Ajout des éléments passifs

Dans le même but que pour les autres applications d'accordabilité citées précédemment, cette méthode a été adoptée afin de pouvoir modifier les performances des filtres BAW après fabrication.

Cette étude est basée sur le même principe expliqué dans le paragraphe (III.2) avec l'association des éléments passifs en série ou parallèle des résonateurs BAW pour compenser les dispersions technologiques dues au procédé de fabrication.

Selon le besoin ou la demande, on peut effectuer l'ajout de ces éléments passifs aux résonateurs séries ou parallèles du filtre.

L'ajout des éléments passifs (capacité ou inductance) en série avec les résonateurs montés en parallèle d'un filtre BAW-SMR en échelle, modifie l'impédance des branches

parallèles du filtre. Seuls les zéros de transmission à gauche de la fréquence centrale du filtre se déplacent soit vers les fréquences supérieures pour l'ajout des capacités, soit vers les fréquences inférieures pour l'ajout des inductances «*Figure. I-50* ».

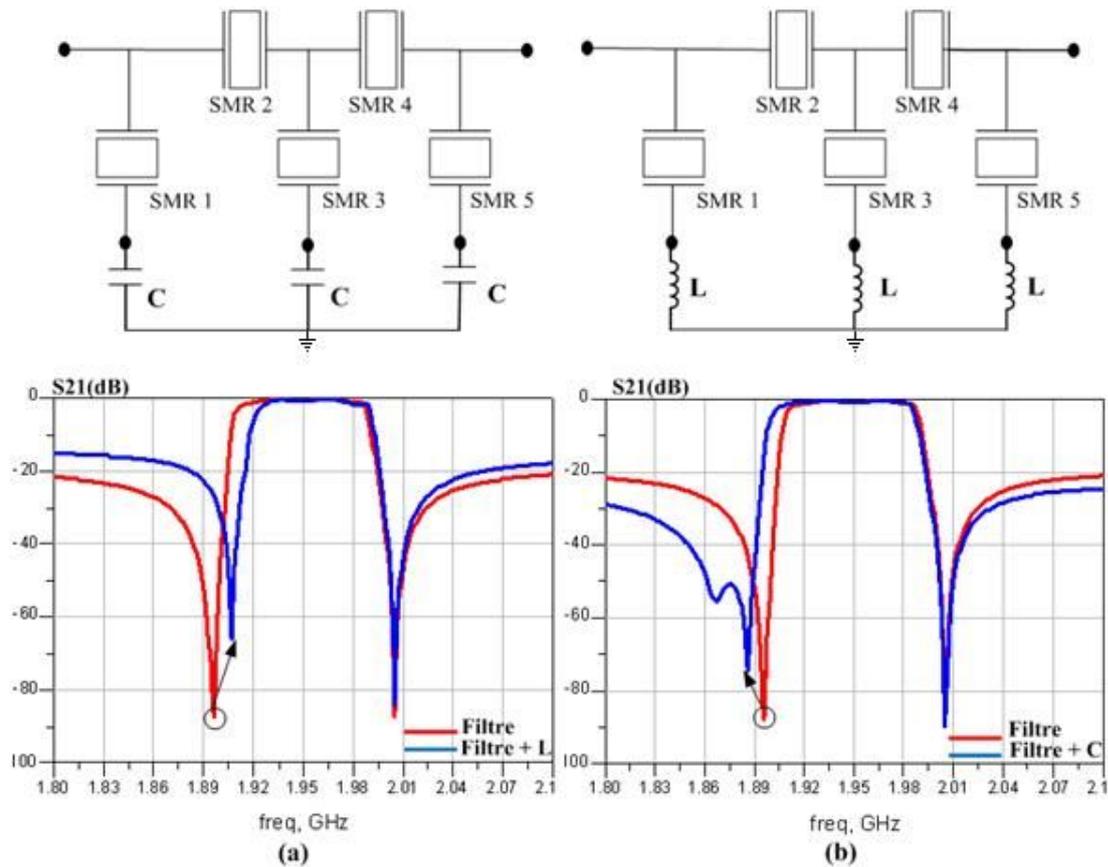


Figure. I-50: Filtre BAW-SMR avec des capacités (a) et des inductances (b) en série avec les résonateurs parallèle.

Ensuite, l'ajout des éléments passifs (capacité ou inductance) en parallèle avec les résonateurs montés en série du filtre BAW-SMR en échelle, modifie l'impédance des branches séries du filtre. Seuls les zéros de transmission à droite de la fréquence centrale du filtre se déplacent soit vers les basses fréquences pour l'ajout des capacités, soit vers les hautes fréquences pour l'ajout des inductances «*Figure. I-51* ».

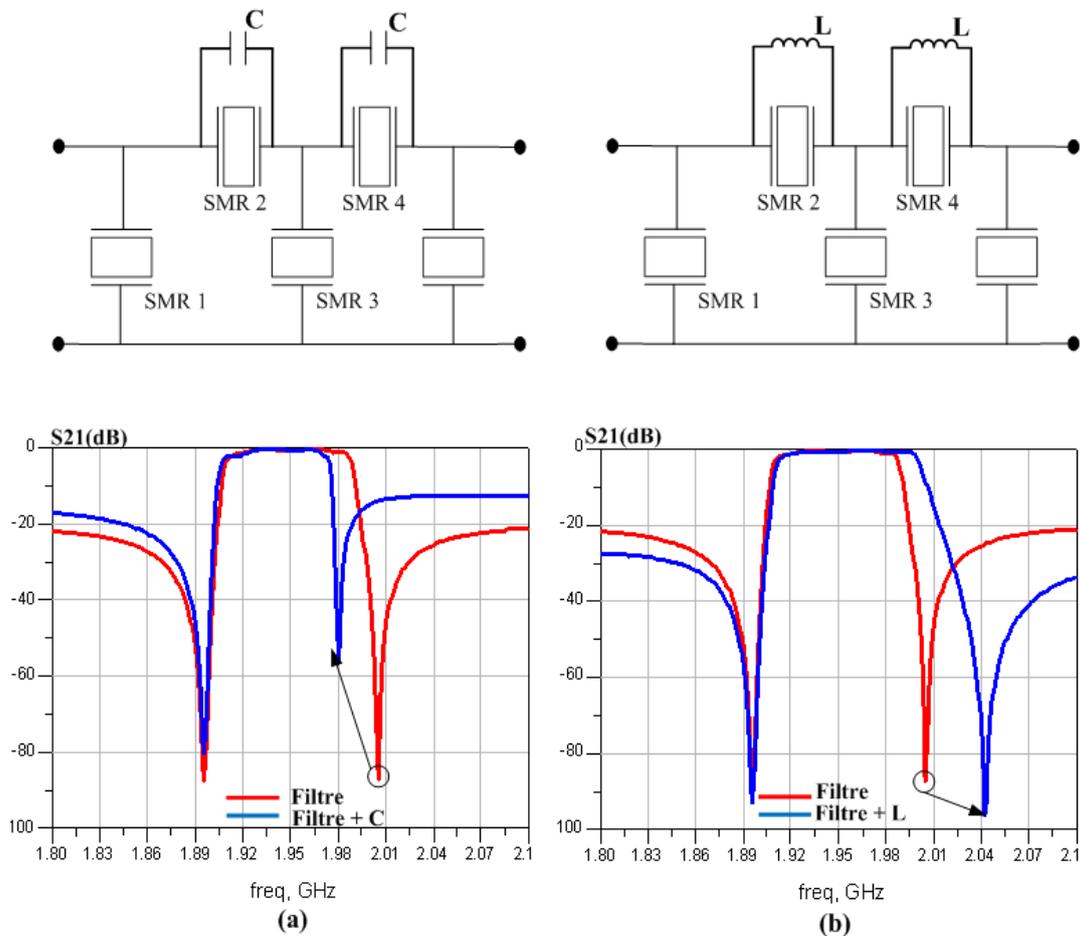


Figure. I-51 : Filtre BAW-SMR avec des capacités (a) et des inductances (b) en parallèle avec les résonateurs série.

Dans le cadre de cette thèse, le contrôle des ces éléments passifs ajoutés aux résonateurs BAW a été un objectif. Pour cela, différentes solutions sont proposées un peu plus loin dans le manuscrit.

IV. Conclusion

Une étude sur l'état de l'art de l'évolution de la téléphonie mobile et du secteur spatial a fait l'objet de la première partie de ce premier chapitre. Les besoins actuels et futurs de l'application filtrage dans les systèmes de communication mobile et le secteur spatial ont été exposés.

Ensuite, les différentes techniques de filtrage radiofréquence miniaturisées les plus utilisées à l'heure actuelle dans les chaînes de réception et d'émission des communications mobiles sont décrites. En se focalisant sur les avantages et les inconvénients de chacune de ces technologies, on a détaillé la technologie BAW, et suggéré qu'elle constituait une solution adaptée aux spécifications de la téléphonie mobile future. Les différentes topologies possibles de la technologie BAW ont été présentées.

Finalement, les différentes méthodes utilisées pour accorder les résonateurs ainsi que les filtres BAW en fréquence ont été décrites.

Maintenant que la technologie BAW est présentée ainsi que les deux domaines fortement intéressés par cette technologie, intéressons-nous à la problématique de nos travaux, concernant les différentes solutions possibles pour répondre à l'exigence du secteur spatial, ainsi que les nouvelles techniques d'accordabilité des filtres BAW possible dans le domaine de la téléphonie mobile.

Dans cette optique, le chapitre II montrera un état de l'art des différentes applications de filtrage réalisées en hautes fréquences. Puis les différentes solutions proposées par le laboratoire IMS sont décrites, afin de répondre à une application spatiale proposée par TAS.

Ensuite, le chapitre III détaillera les nouvelles techniques réalisées au laboratoire IMS, qui permettent de régler les filtres BAW.

Références chapitre I

- [R.I.1] E. Leveque, (2007, 09 19). A la recherche de l'après 3G. Consulté le 07 20, 2011, sur LeJournalduNet: <http://www.journaldunet.com/ebusiness/mobile/dossier/070919-questions-reponses-3glte/index.shtml>
- [R.I.2] G. News, (2011, 04 8). *Fast Facts*. Consulté le 07 23, 2011, sur GSACOM: http://www.gsacom.com/news/gsa_fastfacts.php4
- [R.I.3] N. Aguila, (2008, 05 13). *tom'sGUIDE.mobile*. Consulté le 07 25, 2011, sur bestofmicro: <http://www.bestofmicro.com/actualite/test/317-4-histoire-telephone-portable.html>
- [R.I.4] M. Drouineau, (2004, 09 28). *Comprendre la technologie UMTS*. Consulté le 08 01, 2011, sur Cnetfrance: <http://www.cnetfrance.fr/produits/comprendre-la-technologie-umts-39172851.htm>
- [R.I.5] A. Lucent, (2011, 07 17). *Les Réseaux Publics de Téléphonie Mobile*. Consulté le 07 25, 2011, sur STRATEGIES Telecoms & Multimedia: <http://www.strategiestm.com/DT-34-Les-Reseaux-Publics-de.html>
- [R.I.6] S. P. Martha Liliana, Architectures d'émetteurs pour des systèmes de communication multi-radio. Electronique, Optronique et Systèmes: Paris. Université de Paris-Est, 2009, 204 p.
- [R.I.7] N. Rossels, (2002, 01 29). *Sputnik-1*. Consulté le 08 15, 2011, sur ASTROCOSMOS: <http://www.astrocosmos.net/article/sputnik1.htm>
- [R.I.8] Article. (2011, 01 01). *Galileo*. Consulté le 08 20, 2011, sur Futura-Sciences: http://www.futura-sciences.com/fr/definition/t/univers-1/d/galileo_2439/
- [R.I.9] C. Q. Choi, (2010, 08 18). *1st Communication Satellite: A Giant Space Balloon 50 Years Ago*. Consulté le 08 16, 2011, sur Space: <http://www.space.com/8973-1st-communication-satellite-giant-space-balloon-50-years.html>
- [R.I.10] Article, (2011, 06 21). *Thales : Thales Alenia Space construira la charge utile du satellite KazSat3*. Consulté le 08 10, 2011, sur Trader-Finance: <http://bourse.trader-finance.fr/actualite/Thales+Thales+Alenia+Space+construira+la+charge+utile+du+satellite+KazSat3+439469.html>
- [R.I.11] Article, (2005, 06 06). *Architecture des satellites*. Consulté le 07 29, 2011, sur Education: <http://www.educnet.education.fr/orbito/system/archisat/sat00.htm>
- [R.I.12] A. A. Shirakawa, Etude, Synthèse et réalisation de filtres BAW pour applications mobiles. Electronique : Bordeaux. Université de Bordeaux 1, 2006, 212p.
- [R.I.13] S. Kurosowa, H. Aizawa, M. Matsumoto, J. Park, H. Kaida, H. Sakaguchi, J. Inoue, "Resonant Properties of Ceramic Resonators Coated with Plasma Polymerized Styrene Film", IEEE International Frequency control Symposium and Exposition, pp. 206-209, 2004.
- [R.I.14] H. Trézéguet, (2005, 04 18). *Les filtres à ondes de surface*. Consulté le 08 20, 2011, sur Electronique Mensuel: <http://www.electroniques.biz/dossier/272550/les-filtres-a-ondes-de-surface/>
- [R.I.15] S. William, B. Sylvain, Composants acoustiques utilisés pour le filtrage :Revue des différentes technologies, Techniques de l'ingénieur, E 2000 – 1-28.
- [R.I.16] K. Hashimoto, T. Omori, M. Yamaguchi, "Operation Mechanism of Double-Mode Surface Acoustic Wave Filters with Pitch-Modulated IDTs and Reflectors", IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings, pp. 2157-2161, 2005.
- [R.I.17] P. Ventura, M. Solal, P. Dufilie, J. Desbois, M. Doisy et J. M. Hode, "Synthesis of SPUDT filters with simultaneous reflection and transduction optimization". IEEE Ultrasonics Symposium, pp. 71-75. 1992.
- [R.I.18] W. Weibiao, Z. Xiaodong, S. Yongan, W. Haodong, Z. De, V.P. Plessky, "Minimizing the bulk-wave scattering loss in dual-mode SAW devices," *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, vol.53, no.1, pp. 193- 198, Jan. 2006

- [R.I.19] P. Selmeier, R. Grunwald, H. Kruger, G. Feiertag, C. Ruppel, "Recent advances in SAW Packaging", IEEE Ultrason. Symp., pp. 283-292, 2001.
- [R.I.20] R. Aigner, "SAW and BAW Technologies for RF Filter Applications: A Review of the Relative Strengths and Weaknesses," IEEE Ultrasonics Symposium, pp. 582-589, 2-5 Nov. 2008
- [R.I.21] J. Tsutsumi, S. Inoue, Y. Iwamoto et al., "A miniaturized 3x3 mm SAW antenna duplexer for the US-PCS band with temperature-compensated LiTaO₃ /Sapphire substrate", IEEE Ultrasonics Symposium, pp. 954-958, 2004.
- [R.I.22] M. Kadota, T. Nakao, E. Takata, et al., "SAW substrate with coupling factor and excellent temperature stability suitable for Duplexer of PCS in US," IEEE Ultrasonics Symposium., pp. 1970- 1975,2004.
- [R.I.23] M. Kadota, "High Performance and Miniature Surface Acoustic Wave Devices with Excellent Temperature Stability Using High Density Metal Electrodes", IEEE Ultrasonics Symposium, pp.496-506, 2007
- [R.I.24] O. Nakagawara, M. Saeki, A. Teramoto, A. Hasegawa et al., "High power durable SAW filter with epitaxial aluminium electrodes on 38.5 rotated Y-X LiTaO₃ by two-step process sequence in titanium intermediate layer", IEEE Ultrasonics Symposium, pp.1734-1737, 2003 .
- [R.I.25] T. Nishihara, T. Yokoyama, T. Miyashita, Y. Satoh, "High performance and miniature thin film bulk acoustic wave filters for 5 GHz", IEEE Ultrasonics Symposium, pp.969-972, 2002.
- [R.I.26] EPCOS, (2008, 01 22). *Application*. Consulté le 08 20, 2011, sur Epcos: <http://www.epcos.fr/Application/accueil.asp?page=Telecommunication>
- [R.I.27] S. Mahon, R. Aigner," Bulk Acoustic Wave Devices – Why, How, and Where They are Going", CS MANTECH Conference, May 14-17, 2007, Austin, Texas, USA.
- [R.I.28] A. Shirakawa, J-M. Pham, P. Jarry, E. Kerhervé, "FBAR Filters Synthesis and Optimization Methodologies", Microwave Filters and Amplifiers, Research Signpost, Inde, pp. 19-47, 2005.
- [R.I.29] K. Lakin, G. Kline, K. McCarron, "High-Q Microwave Acoustic Resonators and Filter," IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, Vol. 41, pp. 2139- 2146, December 1993.
- [R.I.30] K. M. Lakin, J. S. Wang, G. R. Kline, A. R. Landin, Y. Y. Chen et J. D. Hunt, "Thin film resonators and filters". IEEE Ultrasonics Symposium, pp. 466-475, 1982.
- [R.I.31] W. E. Newell, "Face-mounted piezoelectric resonators", Proceedings of the IEEE, vol.53, pp. 575-581, 1965.
- [R.I.32] C.Eggs, E. Schmidhammer, A. Schaufele,"Yield enchancement for BAW production using local corrective etching", Workshop on Cluster Ion Beam Process Technology, 2006.
- [R.I.33] J-L. Pornin, C. Gillot, G. Parat, F. Jacquet, E. Lagoutte, N. Sillon, G. Poupon, F. Dumont, "Wafer Level Thin Film Encapsulation for BAW RF MEMS", IEEE Electronic Components and Technology Conference, pp. 605-609, 2007.
- [R.I.34] D. Feld, T. Jamneala, C. Wade, S. Fazzio, D. Hula, A. Chien, "Low insertion loss, high rejection handset duplexer for UMTS-1 (WCDMA) band", IEEE Ultrasonics Symposium, pp. 101-104, 2005.
- [R.I.35] E. Kerhervé, P. Ancey, M. Aid, A. Kaiser, "4D-5 BAW Technologies: Development and Applications within MARTINA, MIMOSA and MOBILIS ISTEuropean Projects", IEEE Ultrasonics Symposium, pp.341 –350, 2-6 October 2006,
- [R.I.36] A. A. Shirakawa, P. Jarry, J-M. Pham, E. Kerherve, F. Dumont, J-B. David, A. Cathelin, "Ladder-Lattice Bulk Acoustic Wave Filters: Concepts, Design and Implementation", RF and Microwave Computer Aided Engineering, 2007.

- [R.I.37] K.M Lakin et. Al, "High Frequency Stacked Crystal Filters for GPS and Wide Bandwidth Applications." IEEE Ultrasonics Symposium, pp.833-838, 2001.
- [R.I.38] G. G. Fattinger, J. Kaitila, R. Aigner, W. Nessler, "Single-to-balanced Filters for Mobile Phones using Coupled Resonator BAW Technology", IEEE Ultrasonics Symposium, pp. 416-419, 2004.
- [R.I.39] E. Kerhervé, A. Shirakawa, A. Volatier, P. Ancey, "BAW Technologies: Overview for wireless communication systems and potential impact on the next RF architectures", 8th International Symposium on RF MEMS and RF Microsystems, Barcelona, Spain, pp.45-48, June 26-29, 2007
- [R.I.40] S.H. Lee, J.H. Kim, G.D. Mansfeld, J.K. Lee, "Influence of Electrodes and Bragg Reflecteur on the Quality of Thin Film Bulk Acoustic Wave Resonators", IEEE International Frequency Control Symposium and PDA Exhibition, pp.45-49, 2002.
- [R.I.41] H. P. LoebI, M. Klee, C. Metzmacher, W. Brand, R. Milsom, P. Lok, "Piezoelectric thin AlN film for bulk acoustic wave (BAW) resonators", Materials Chemistry and Physics, Vol. 79, pp. 143-146, 2003.
- [R.I.42] K. Nakamura, T. Tokiwa, Y. Kawamura, "Domain structures in KNbO₃ crystals and their piezoelectric properties", Journal of Applied Physics, Vol. 91, No. 11, pp.9272-9276, 2002.
- [R.I.43] H. LoebI, M. Klee, O. Wunnicke, R. Kiewitt, R. Dekker, E. Pelt, "Piezoelectric AlN and PZT films for micro-electronic applications", Proceedings of Ultrasonics Symposium, Vol. 2, pp.1031- 1036, 1999.
- [R.I.44] S. H. Kim, J-S. Lee, H-C. Choi, 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.
- [R.I.45] S. Aliouane, A.B. Kouki, R. Aigner, "RF-MEMS switchable inductors for tunable bandwidth BAW filters," Design and Technology of Integrated Systems in Nanoscale Era (DTIS), 2010 5th International Conference on, pp.1-6, 23-25 March 2010
- [R.I.46] C. Tilhac, S. Razafimandimby, A. Cathelin, S. Bila, V. Madrangeas, D. Belot, "A tunable bandpass BAW-filter architecture using negative capacitance circuitry," Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, RFIC 2008, pp.605-608, June 17 2008-April 17 2008
- [R.I.47] M. El Hassan, E. Kerherve, Y. Deval, A.A. Shirakawa, P. Jarry, A. Cathelin, "A study on FBAR Filters reconfiguration," Electronics, Circuits and Systems, 2005. ICECS 2005. 12th IEEE International Conference on, pp.1-4, 11-14 Dec, 2005

Chapitre II :

Etude de faisabilité d'un filtre BAW-SMR pour application spatiale

Résumé : Ce chapitre présentera en premier lieu un état de l'art des filtres BAW en hautes fréquences. Les spécifications ainsi que les contraintes de cette étude seront décrites. Par la suite, les différentes solutions seront détaillées. Enfin, des études en température d'une part, et en dispersion technologique d'autre part, seront aussi abordées.

Introduction

Les réductions de masse et de coût des charges utiles des satellites de télécommunications constituent un enjeu capital. La forte intégration des équipements électroniques de la chaîne de réception est particulièrement recherchée, en particulier pour les filtres. Dans ce cadre, Thalès Alenia Space (TAS) à Toulouse et le laboratoire de l'Intégration du Matériau au Système (IMS) à Bordeaux recherchent des solutions afin de proposer une alternative intéressante au filtrage. Ce chapitre se concentre sur cette problématique de conception des filtres en hautes fréquences, basé sur la technologie BAW.

La première partie de ce chapitre commencera par un état de l'art des différentes applications des filtres BAW en hautes fréquences. Par la suite, les différentes solutions proposées par le candidat seront décrites. Enfin, nous nous intéresserons à des études en température de ces filtres et la dispersion technologique.

I. Etat de l'art

La première partie de ce chapitre présente une étude bibliographie des différentes réalisations des filtres BAW pour des applications à haute fréquence. Cette étude a été menée dans le but de pouvoir comparer ces réalisations avec l'étude de faisabilité effectuée au sein du laboratoire IMS.

I.1 Application d'un filtre BAW pour une gamme de fréquence entre 6 GHz et 8 GHz.

Un filtre BAW à résonateur SMR a été conçu dans la gamme de fréquence de 6 GHz à 8 GHz par le laboratoire de céramique de l'institut fédérale suisse de Lausanne. Il a été réalisé en topologie échelle. Le facteur de qualité obtenu pour ces résonateurs SMR a été compris entre 400 et 600. La « *Figure. II-1* » présente une vue de dessus, du résonateur SMR et du filtre BAW en échelle.

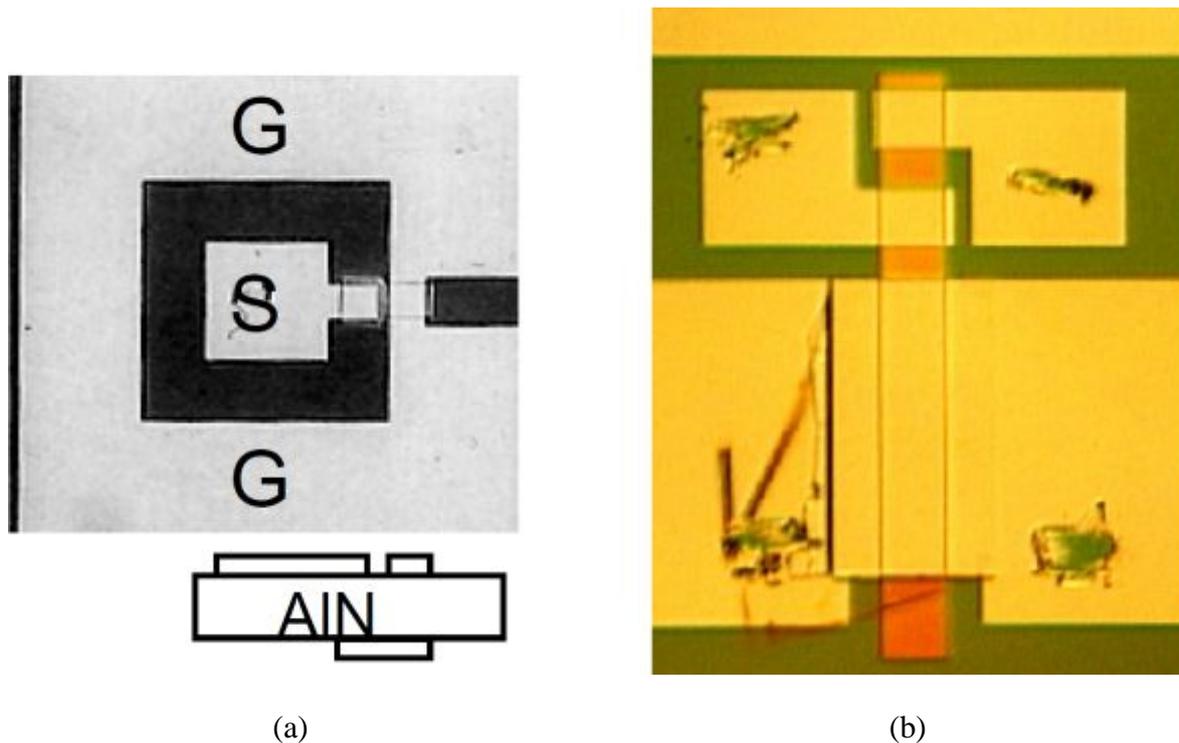


Figure. II-1 : Vue de dessus (a) d'un résonateur BAW-SMR (b) du filtre BAW en échelle.

Une comparaison entre les différentes simulations et les mesures effectués sur ce filtre est présentée « *Figure. II-2* ». Cette figure montre que les résultats de mesures sont dégradés par rapport à celles obtenues lors de la simulation. Ce résultat mesuré présente une perte d'insertion d'une valeur de -6 dB, et une rejection hors bande d'une valeur de -15 dB. Le décalage de la bande passante vers les basses fréquences a été remarqué. L'augmentation des pertes d'insertion du filtre obtenue est due à des pertes résistives introduites par l'électrode inférieure en Platine du résonateur BAW^[R.II.1].

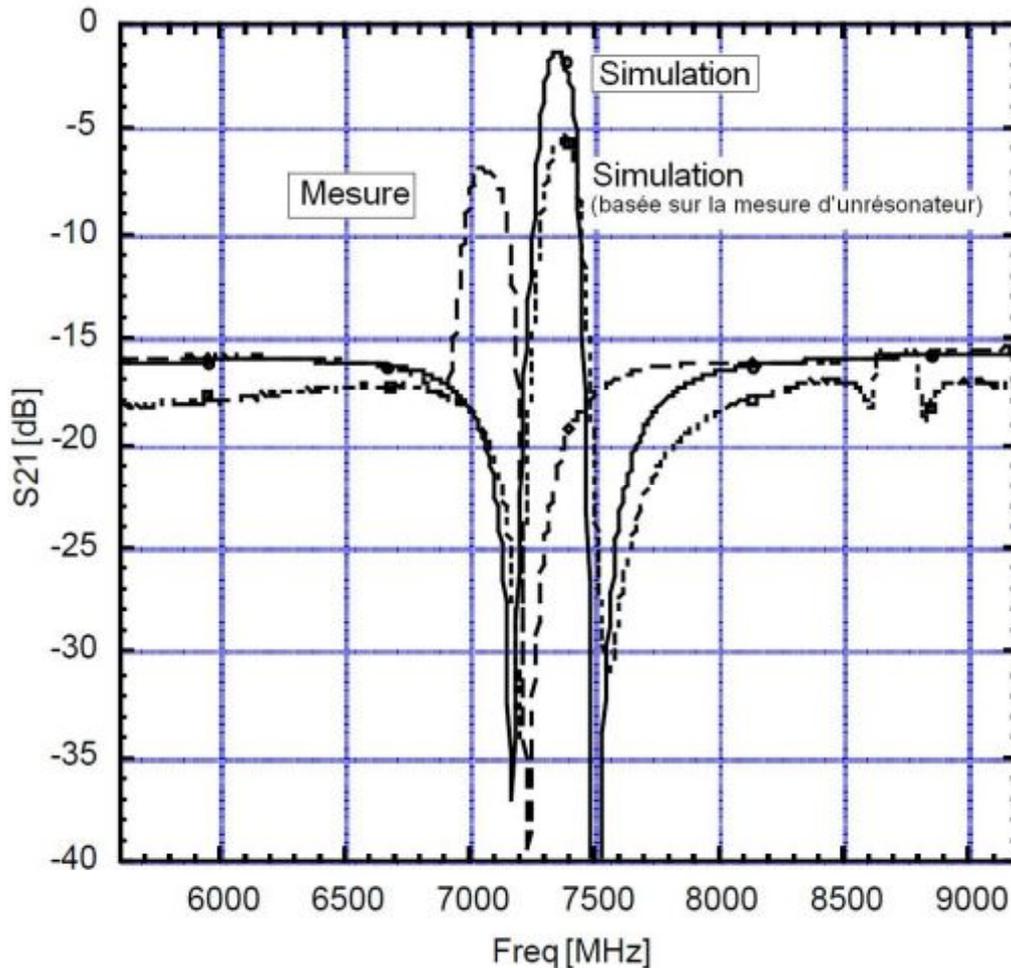


Figure. II-2 : Comparaison entre la simulation et la mesure du filtre BAW

Pour faire face à cette problématique rencontrée, une autre réalisation a été effectuée en utilisant le Molybdène comme matériaux pour l'électrode inférieure. Cette réalisation a proposé trois filtres en topologie échelle. Un facteur de qualité autour de 523 a été obtenu pour les résonateurs BAW-SMR de ces filtres. Les trois filtres en échelle présentent des pertes d'insertion de $-3,2$ dB, $-5,5$ dB et $-7,5$ dB pour une, deux et trois section en échelle-II, respectivement, aussi ils présentent une réjection hors bande de -13 dB, -32 dB et -33 dB « Figure. II-3 ». Le tableau II-1 résume les différentes caractéristiques mesurées pour chaque filtre.

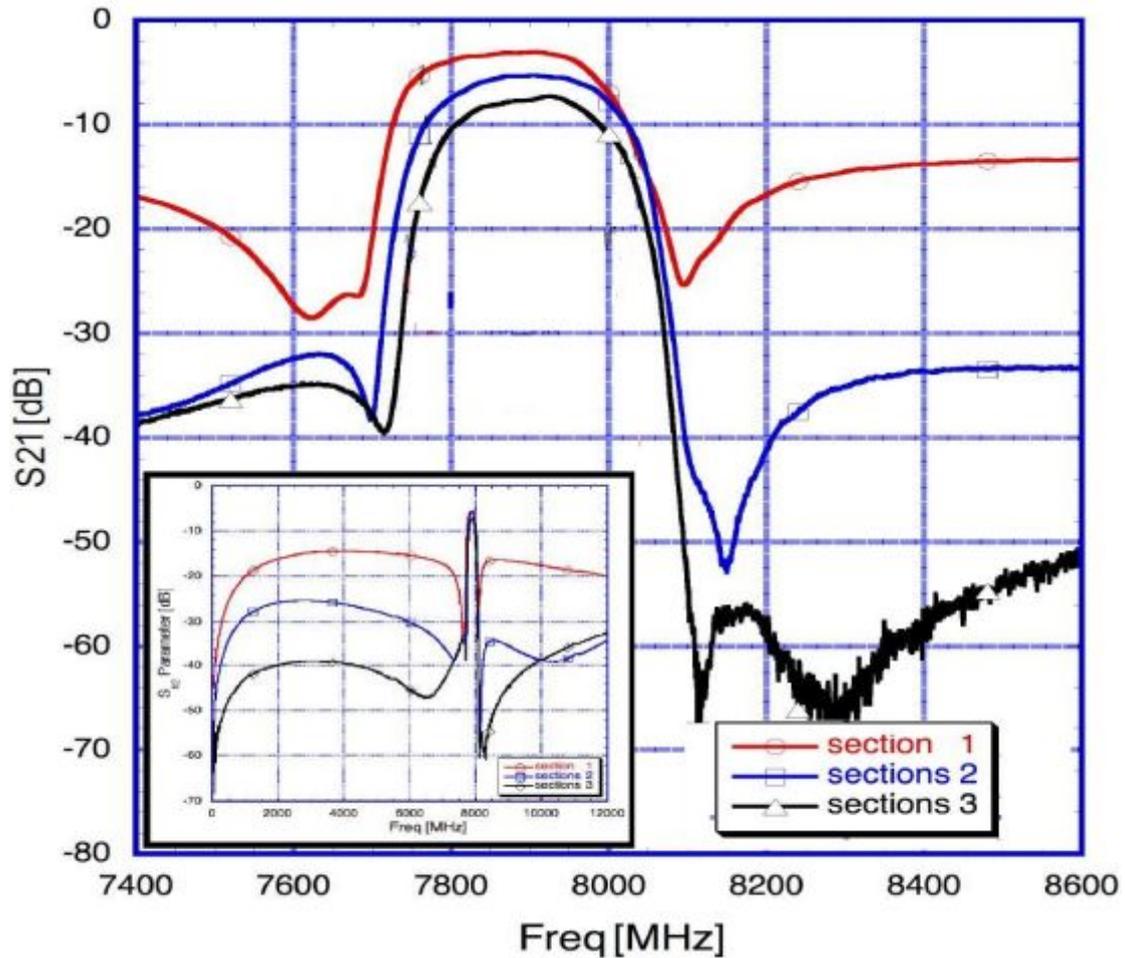


Figure. II-3 : S21 du filtre BAW en large bande et bande étroite pour différentes section ^[R.II.2]

Tableau II-1: Caractéristiques mesurées pour différentes sections du filtre BAW.

	Section-1	Section-2	Section-3
Bande passante	244 MHz	224 MHz	194 MHz
Pertes d'insertion	- 3.2 dB	- 5.5 dB	- 7.5 dB
Rejection hors bande	-13.2 dB	- 32 dB	- 32.6 dB

I. 2 Filtre BAW-SMR à 7,45 GHz pour une application en Bande-C

Cette application a fait l'objet d'un filtre BAW-SMR à 7,45 GHz encapsulé par un matériau organique multicouches LCP (Liquid Crystal Poymer) dans le but d'avoir une dégradation minimale des performances du filtre. La « *Figure. II-4* » présente une microphotographie du filtre BAW à 7,45 GHz pour l'application en Bande-C.

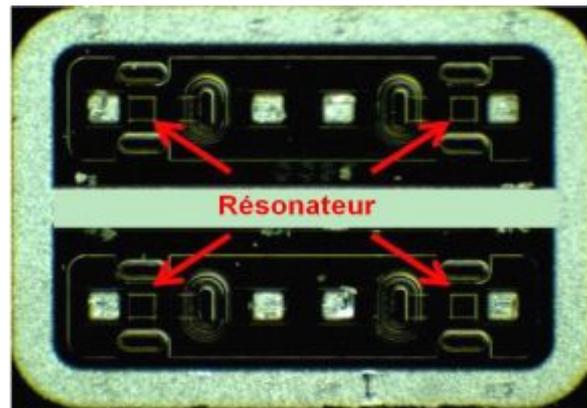


Figure. II-4 : Microphotographie du filtre BAW en Bande-C ^[R.II.3]

Les résultats de mesures sont comparés à celles de simulation « **Figure. II-5** ». Ils présentent la fréquence centrale de 7,45 GHz avec une bande passante à 3 dB de 495 MHz. Ce filtre a des pertes d'insertions importantes d'une valeur de 6 dB, et une isolation entre les canaux a été mesurée à 40,5 dB. Une ondulation dans la bande passante est remarquée.

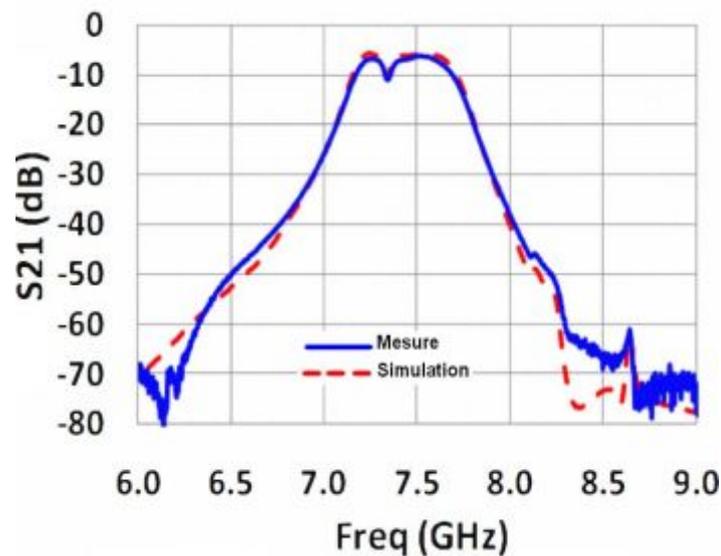


Figure. II-5 : Comparaison entre les mesures et les simulations du filtre BAW en Bande-C.

I. 3 Filtre BAW-SMR pour une application spatiale

Pour une application spatiale, un filtre a été réalisé en utilisant le Niobate de lithium comme couche piézoélectrique principale. La « **Figure. II-6 (a)** » présente une photographie de la structure du résonateur réalisée, afin d'éviter l'apparition des modes parasites entre les résonateurs, la technique d'apodization a été choisie. Les mesures de cette structure sont

présentées dans la « **Figure. II-7 (b)** ». Pour une raison de confidentialité la gamme de fréquence ainsi que la fréquence de fonctionnement n'ont pas été publiées ^[R.II.4].

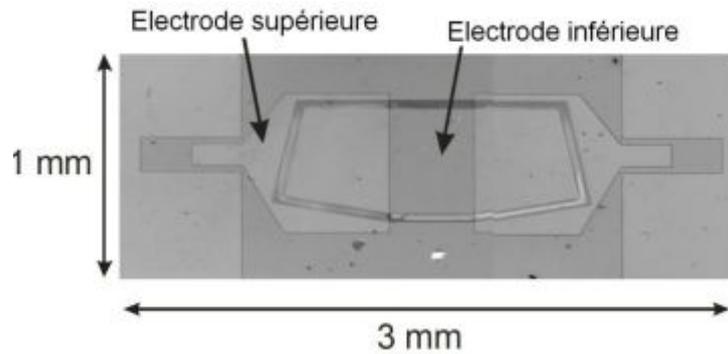


Figure. II-6 (a) : Vue supérieure du résonateur fabriqué.

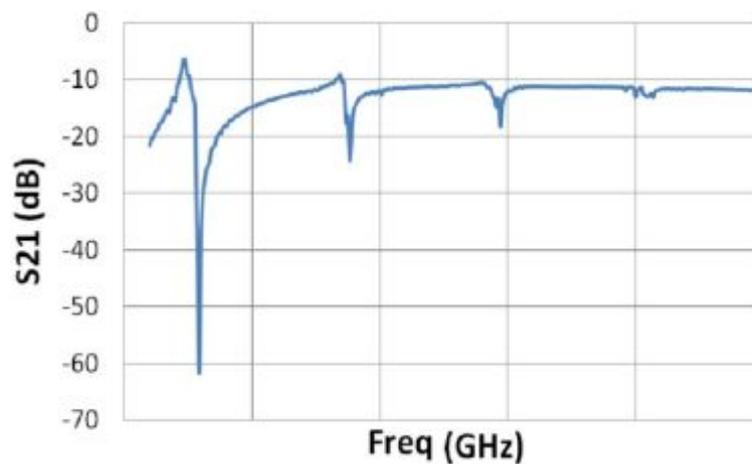


Figure. II-6 (b) : Mesure en large bande du résonateur BAW

Cette structure de résonateur a été utilisée pour la réalisation d'un filtre BAW. Ce filtre présente une large bande passante, un facteur de couplage électromécanique très important a été obtenu avec le Niobate de lithium. Par conséquent, la rejection hors bande présente une valeur 19 dB « **Figure. II-7** ».

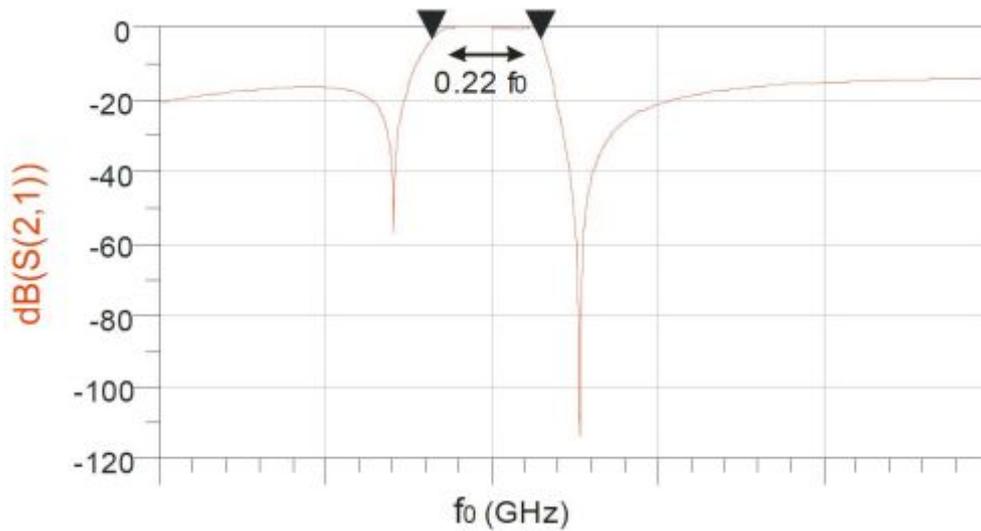


Figure. II-7 : Réponse fréquentielle du filtre BAW pour l'application spatiale.

II. Etude de faisabilité d'un filtre BAW-SMR

II.1 Technologie d'étude utilisée

L'Equipe Circuits et Systèmes en Hyperfréquence du Laboratoire IMS a participé à l'étude de faisabilité des filtres BAW pour une application spatiale, dans le cadre d'une collaboration avec le leader européen des systèmes satellitaires Thales Alenia Space. Cette étude a été effectuée à l'aide de la technologie développée par le CEA-Leti, en utilisant des résonateurs SMR « *Figure. II-8* ».

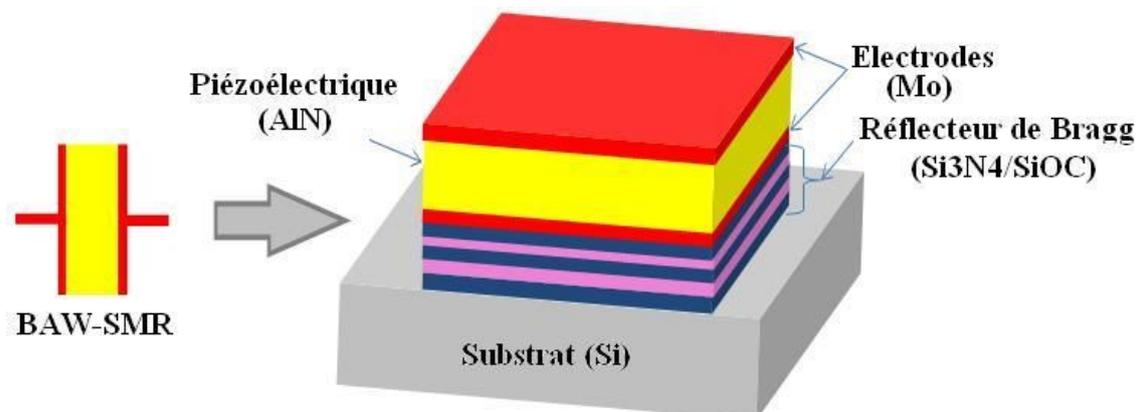


Figure. II-8 : Résonateur BAW-SMR.

Le Molybdène (Mo) et le Nitrure d'Aluminium (AlN) ont été choisis respectivement pour la composition des électrodes, et de la couche piézoélectrique. Grâce à leurs excellentes performances mécaniques et électriques ^[R.II.5, R.II.6], ces deux matériaux sont traditionnellement utilisés pour la plupart des réalisations des filtres BAW. Pour une bonne isolation acoustique, la structure de base du résonateur est posée sur un réflecteur de Bragg composé à son tour par des matériaux diélectriques ($Si_3N_4 / SiOC$), qui présentent un meilleur comportement en réflexion par rapport à celui du (W / SiO_2) ^[R.II.7].

Grâce à sa rigidité et sa robustesse, la structure du résonateur BAW-SMR a été retenue pour cette étude, car elle est capable de répondre aux différentes contraintes environnementales sur les satellites comme :

- ✚ Les vibrations mécaniques dues à la combustion des moteurs, aux phénomènes aérodynamique et aux accélérations.
- ✚ Les chocs sévères notamment lors de la séparation des étages.

II. 2 Spécifications du filtre TAS

Dans le cadre de cette collaboration, un cahier des charges a été proposé par TAS, résumant les différentes contraintes à respecter pour l'étude de faisabilité du filtre BAW. La « **Figure. II-9** » présente le gabarit du filtre dédié à une application spatiale qui reste confidentiel. Ses spécifications sont résumées dans le tableau II-2.

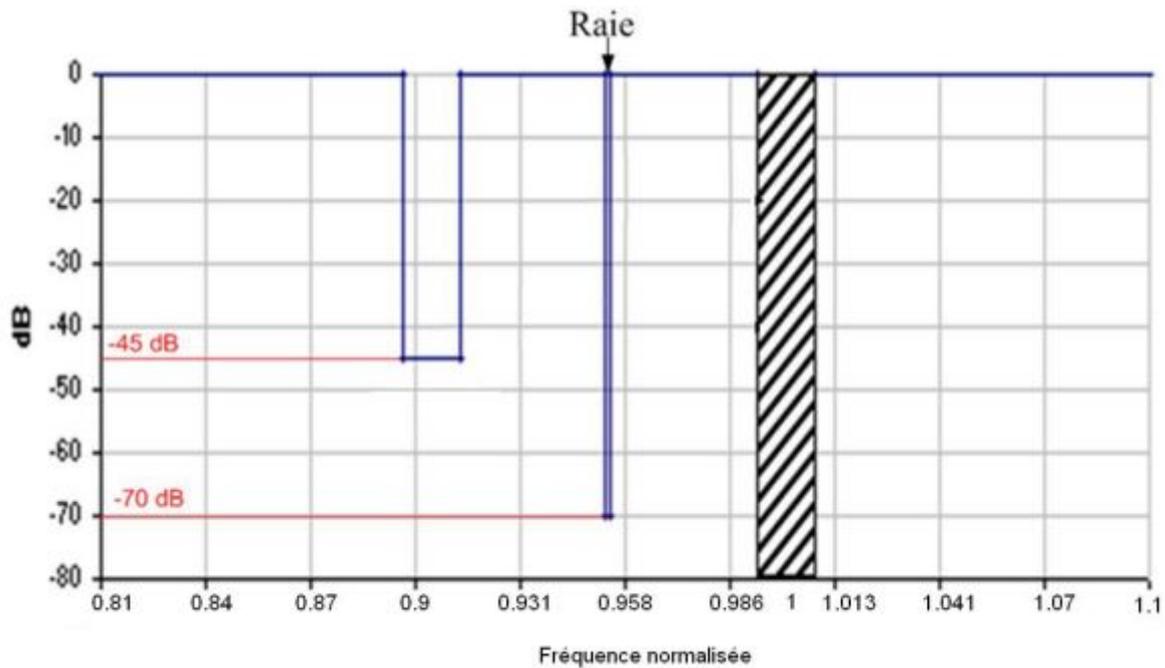


Figure. II-9 : Gabarit du filtre fourni par TAS.

Tableau II-2: Spécifications du filtre TAS.

Paramètres	Spécifications
Bande passante normalisée	0.14
Ondulation dans la BP	0.7 dBpp
Isolation OL @ [PC.1]	-70 dB
Isolation @ [PC.2]	-45 dB
RL	-15 dB

D'après la « *Figure. II-9* » et le tableau II-1, on remarque qu'une bande passante de 110 MHz est exigée pour ce filtre BAW avec deux points critiques (PC.1 et PC.2) en termes de rejections hors bande de 70 dB et de 45 dB. Différentes topologies (Ladder, Lattice et Ladder-Lattice) ont été réalisées pour répondre à ces exigences, et seront présentées par la suite.

II. 3 Différentes topologies réalisées

II. 3. 1 Synthèse du filtre BAW en échelle (Ladder)

Ce filtre présente des résonateurs parallèles "loadés" (chargés par une couche de SiO₂) et des résonateurs séries "non-loadés" « *Figure. II-10* ». À partir du logiciel développé à IMS (voir annexe), les valeurs des éléments du modèle électrique (MBVD) ont été extraites, ainsi que les fréquences de résonance et d'antirésonance pour chaque résonateur.

Ensuite, le filtre BAW basé sur ces éléments a été simulé avec le logiciel de CAO ADS. Les résultats de simulation des caractéristiques en transmission (S21) et en réflexion (S11) du filtre sont présentés dans la « *Figure. II-11* ».

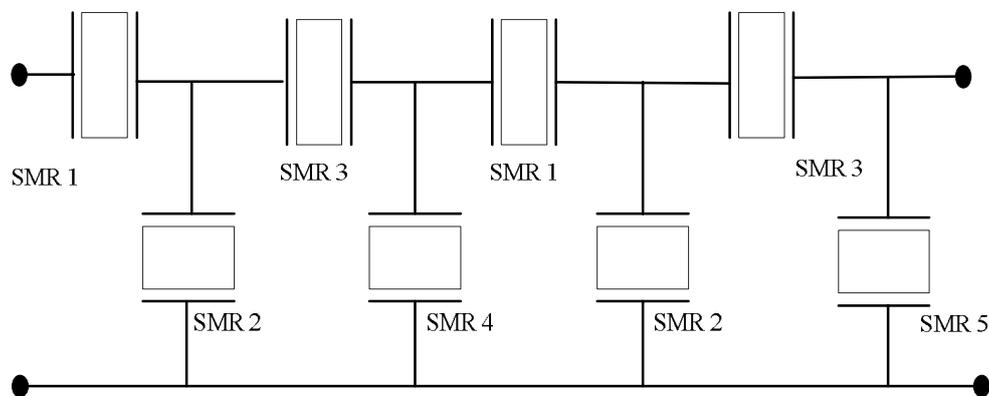


Figure. II-10 : Filtre BAW en topologie échelle.

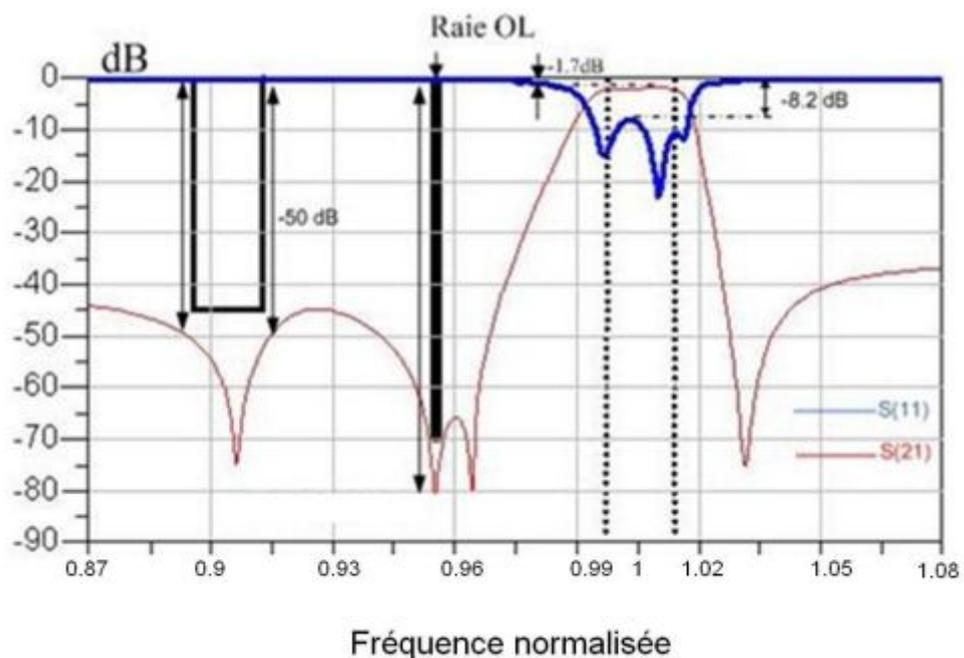


Figure. II-11 : Paramètres S21 et S11 du filtre en échelle.

Nous observons que la réjection au niveau de la raie OL est respectée avec -75 dB, ainsi que la réjection du deuxième point critique qui est inférieure à -52dB. Les faibles pertes d'insertion obtenues (-1,7 dB) en simulation sont dues aux forts coefficients de qualité des résonateurs ($Q_S = 1000$, $Q_P=500$). La « **Figure. II-12** » présente la réponse fréquentielle en bande étroite ce qui nous permet de constater une ondulation dans la bande utile de 0,82dBpp.

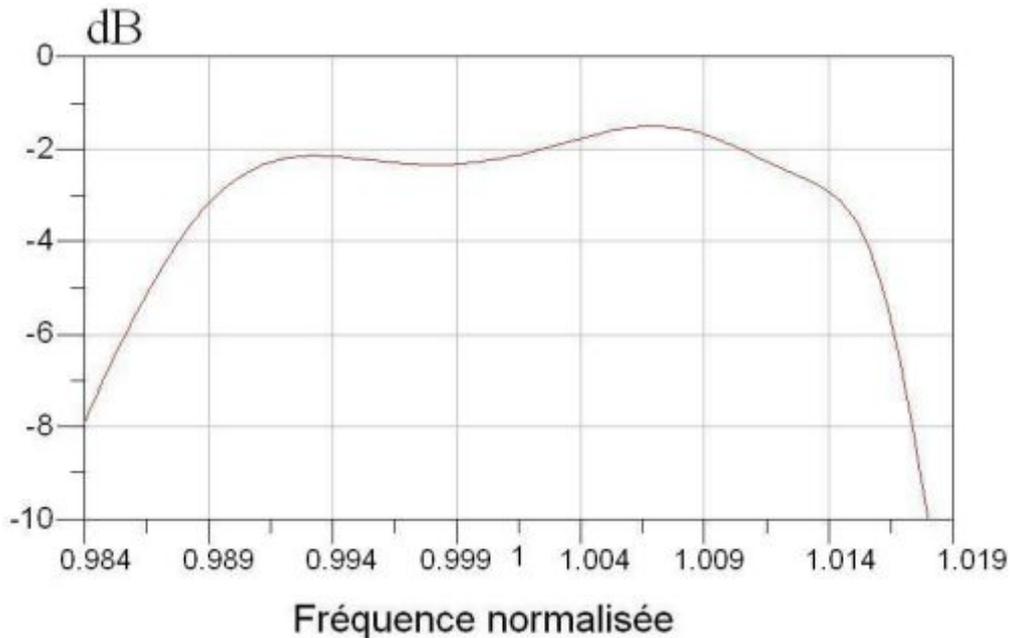


Figure. II-12 : Paramètre S21 du filtre en échelle (bande étroite).

Dans le but d'améliorer l'ondulation, ainsi que les pertes en retour dans la bande passante causées par un problème d'adaptation en sortie, un effet inductif a été introduit en ajoutant au niveau de la sortie du filtre BAW-SMR une inductance de 0,665nH dont le facteur de qualité est de $Q=15$. Les résultats de simulation sont présentés dans la « **Figure. II-13** ».

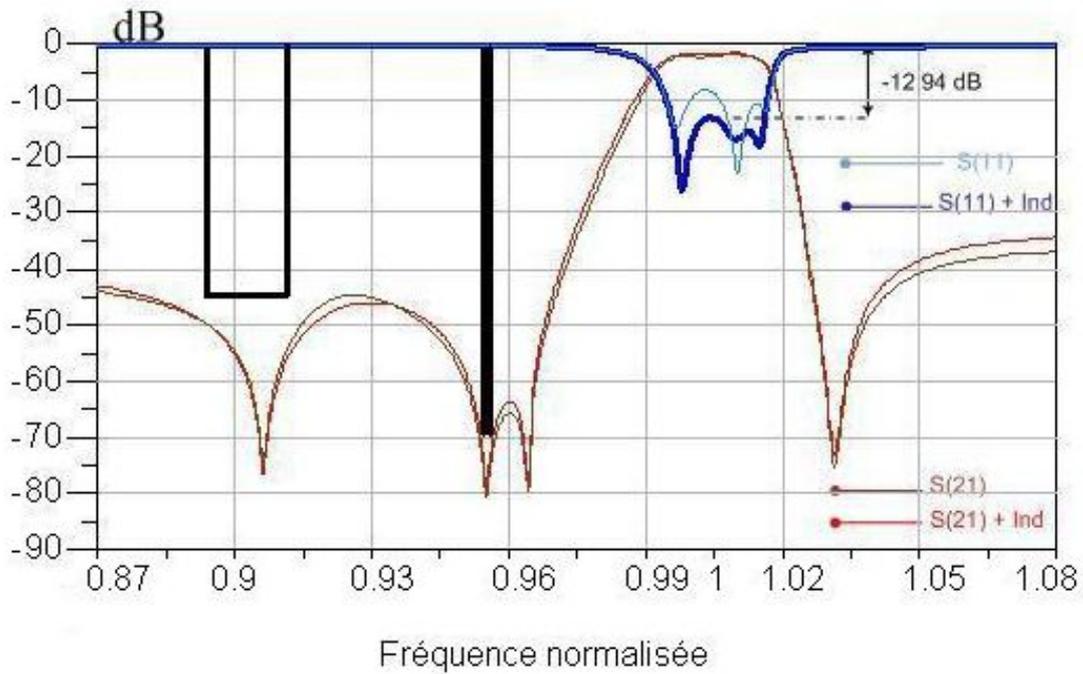


Figure. II-13 Paramètres S21 et S11 du filtre en échelle+inductance.

D'après cette figure, nous remarquons que les pertes en retour sont passées de -8,2dB à -12,94 dB. Une nette amélioration de l'ondulation dans la bande passante (0,12dBpp au lieu de 0,82dBpp) est également constatée comme le montre la « *Figure. II-14* ».

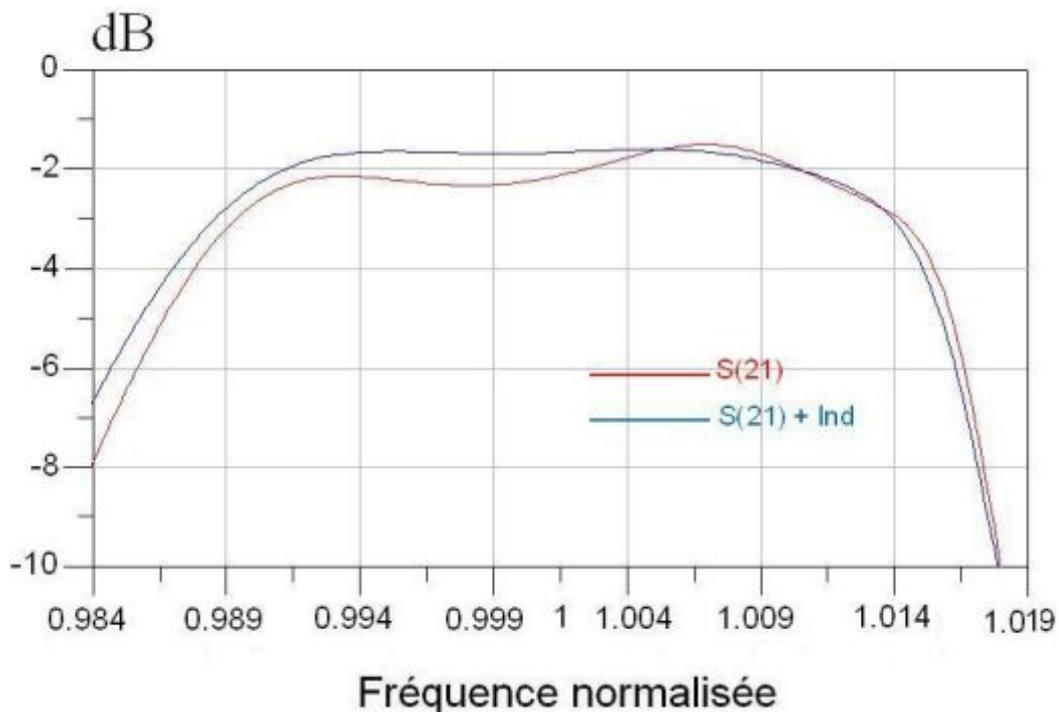


Figure. II-14 Réponse en transmission avec et sans inductance (bande étroite).

II. 3. 2 Synthèse du filtre BAW en treillis (*Lattice*)

Utilisant le même logiciel développé par l'IMS, un filtre en treillis d'ordre 3 « *Figure. II-15* » a été simulé pour évaluer les performances de cette topologie connue pour sa forte réjection hors-bande.

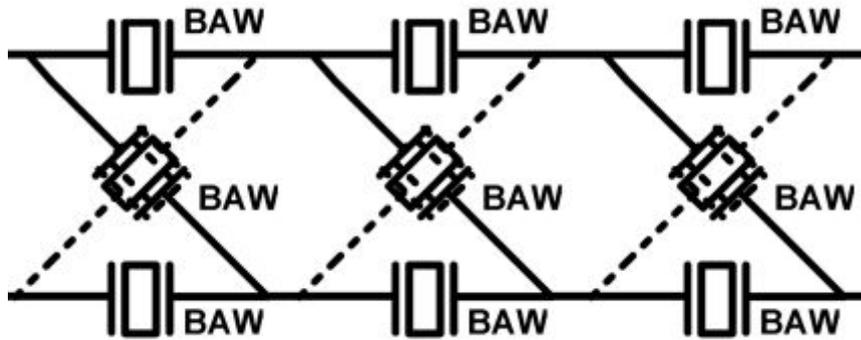


Figure. II-15 : Filtre BAW en topologie treillis.

Les résultats des simulations obtenus sous ADS à partir du modèle MBVD sont présentés sur la « *Figure. II-16* ». Nous observons que la réjection au niveau de la raie OL est respectée avec -98 dB, ainsi que la réjection du deuxième point critique qui est inférieure à -84dB. Des pertes d'insertion d'une valeur de (-1,8 dB) ont été relevées. Les pertes en retour (RL = -15,76dB) pour cette topologie sont meilleures que celle du filtre Ladder RL= -12,94dB).

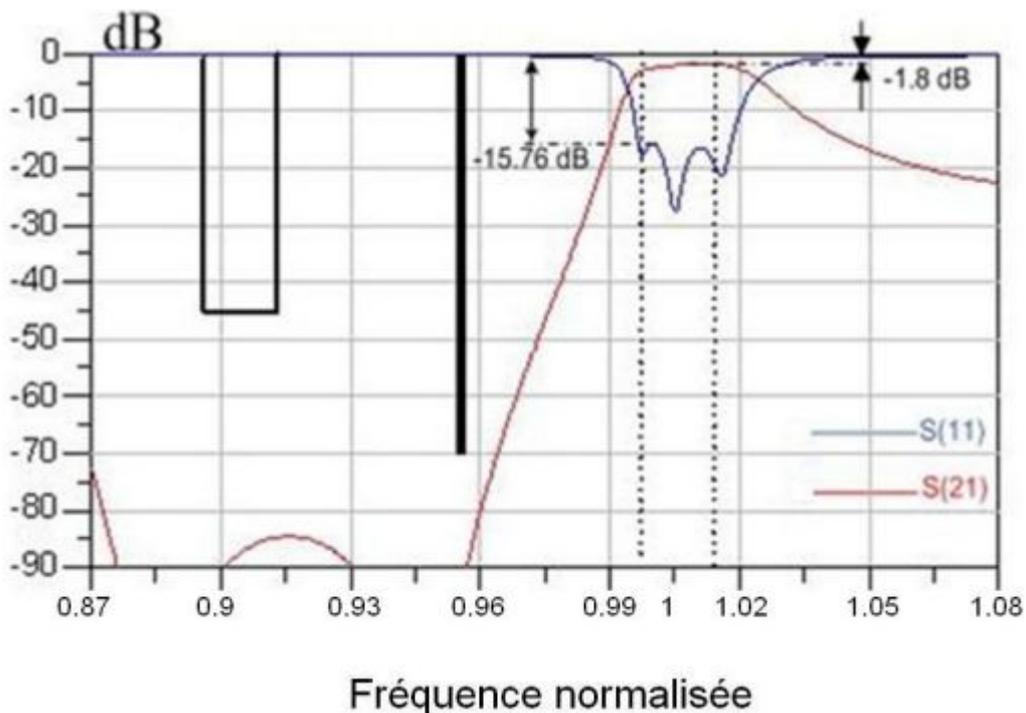


Figure. II-16 : Paramètres S21 et S11 du filtre en treillis (large bande).

Une faible ondulation dans la bande passante (0,16 dB) est constatée « *Figure. II-17* ».

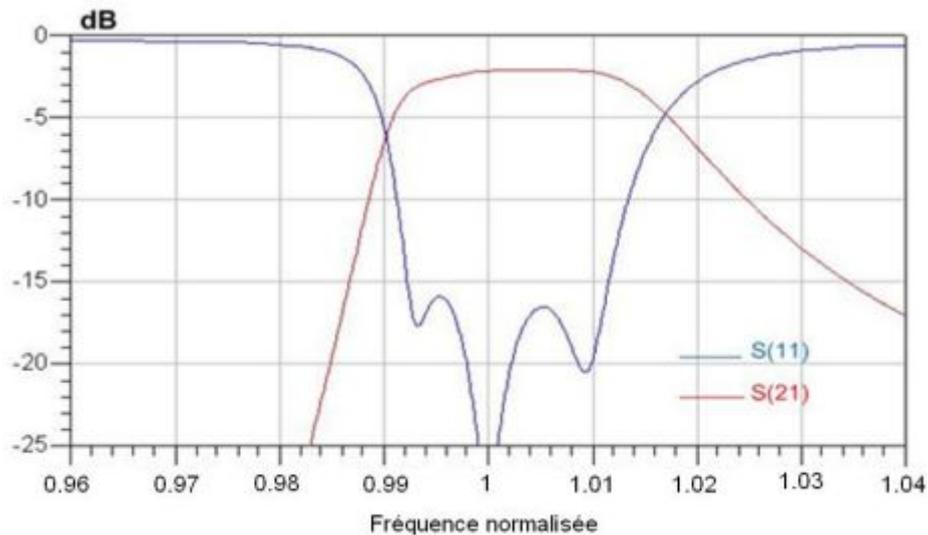


Figure. II-17 : Paramètres S21 et S11 du filtre en treillis (bande étroite).

La viscosité dépend des paramètres technologiques tels que le type de matériau piézoélectrique et ses dimensions. Lors du changement de fréquence, ce paramètre influence le facteur de qualité du résonateur et donc celui du filtre. En considérant que les couches métalliques des électrodes ne sont pas visqueuses, la « *Figure. II-18* » montre que le facteur de qualité du résonateur dépend de la viscosité de la couche piézoélectrique. Le facteur de qualité diminue lorsque la viscosité de la couche piézoélectrique augmente [R.II.8].

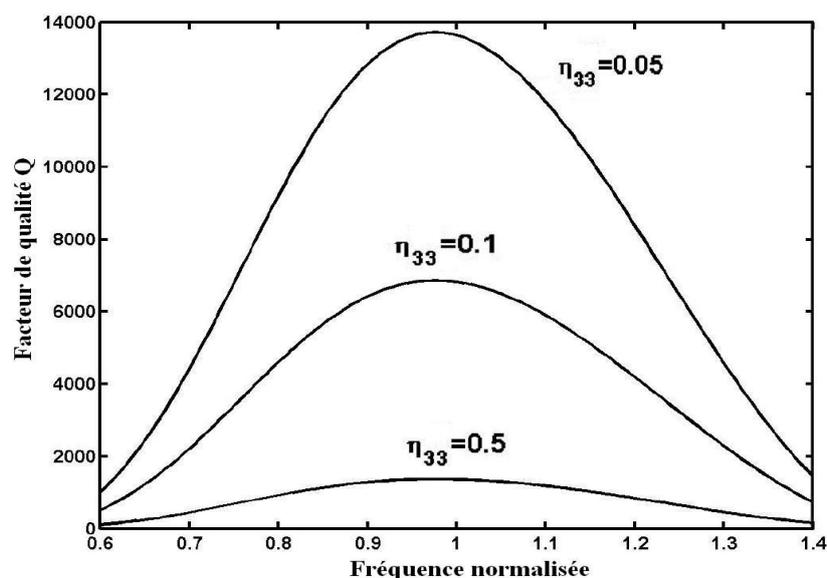


Figure. II-18 : Facteur de qualité du résonateur BAW en fonction de la fréquence normalisée selon la viscosité de la couche piézoélectrique

Ce problème peut être surmonté grâce au développement d'une technologie adaptée aux applications autour de la fréquence voulue. Toutefois, nous proposons une simulation avec des facteurs de qualité parallèle et série plus faibles d'un rapport 3, afin d'étudier l'effet de la dégradation sur la réponse fréquentielle du filtre treillis.

La « **Figure. II-19** » présente la réponse en large bande avec différentes valeurs des facteurs de qualité série et parallèle.

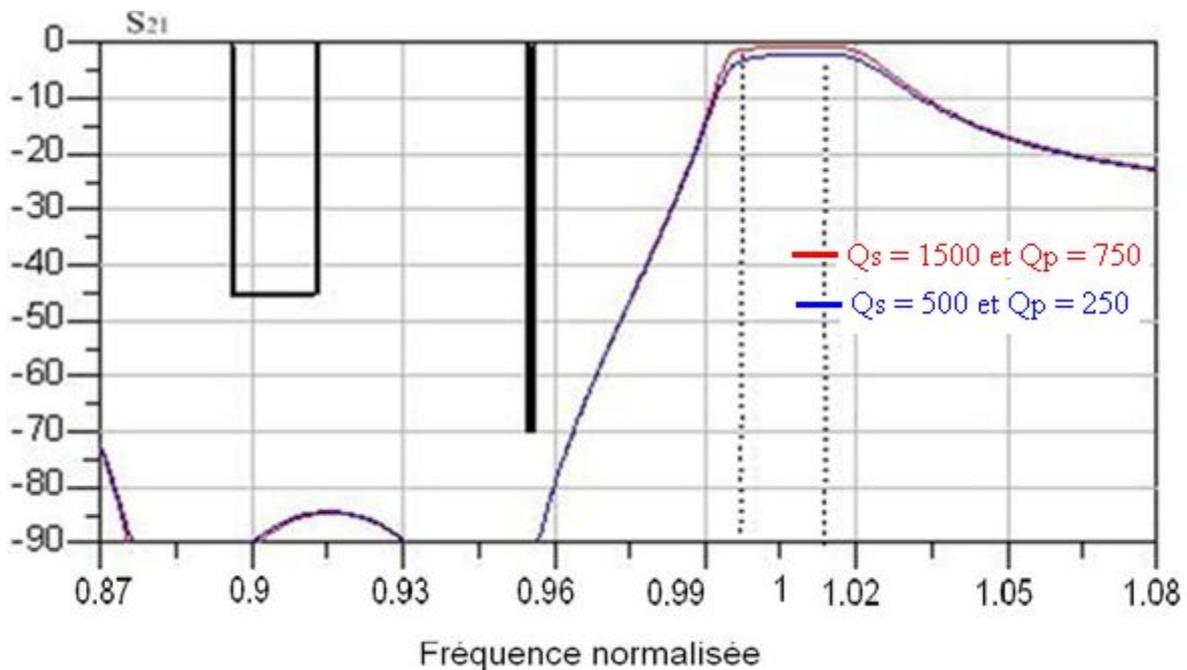


Figure. II-19 : *S₂₁ du filtre treillis (large bande) en fonction des facteurs de qualité des résonateurs.*

La courbe rouge présente la simulation avec des facteurs de qualité $Q_s=1500$ et $Q_p=750$. Celle en bleu correspond à $Q_s=500$ et $Q_p=250$.

La « **Figure. II-20** » montre la réponse en bande étroite avec notamment des pertes d'insertion qui se dégradent de -0,85 dB à -2 dB avec la baisse des coefficients de qualité.

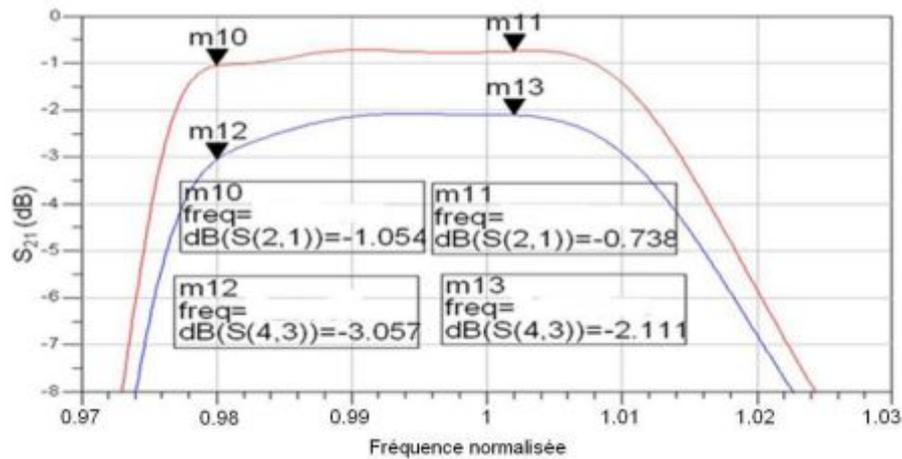


Figure. II-20 : S_{11} du filtre treillis (bande étroite)

II. 3. 3 Synthèse du filtre BAW en échelle-treillis (Ladder-Lattice)

Cette topologie est réalisée dans l'idée de combiner les qualités des topologies échelle et treillis, à savoir la bonne sélectivité de la topologie en échelle et la forte réjection hors bande de la topologie en treillis. Le schéma électrique du filtre échelle-treillis est présenté « *Figure. II-21* ».

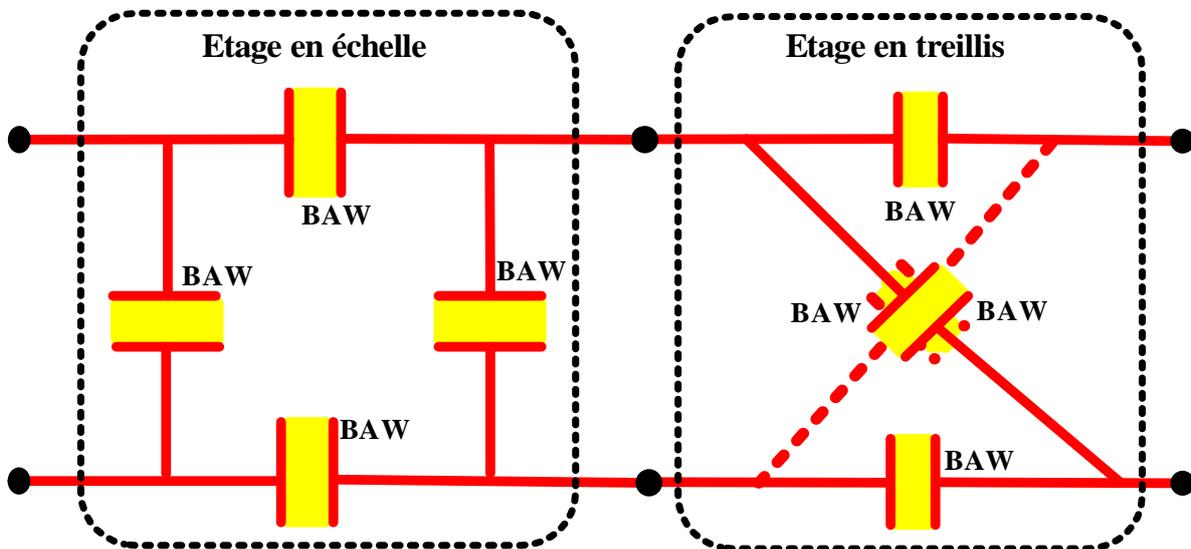


Figure. II-21 : Filtre BAW en échelle-treillis (Ladder-Lattice)

Nous observons sur « *Figure. II-22* » que la réjection au niveau de la raie OL est respectée avec -88 dB, ainsi que la réjection du deuxième point critique qui est inférieure à -50dB. Des pertes d'insertion d'une valeur de (-3,12 dB) ont été relevées. On remarque que cette réponse ne couvre pas la bande utile du filtre désiré.

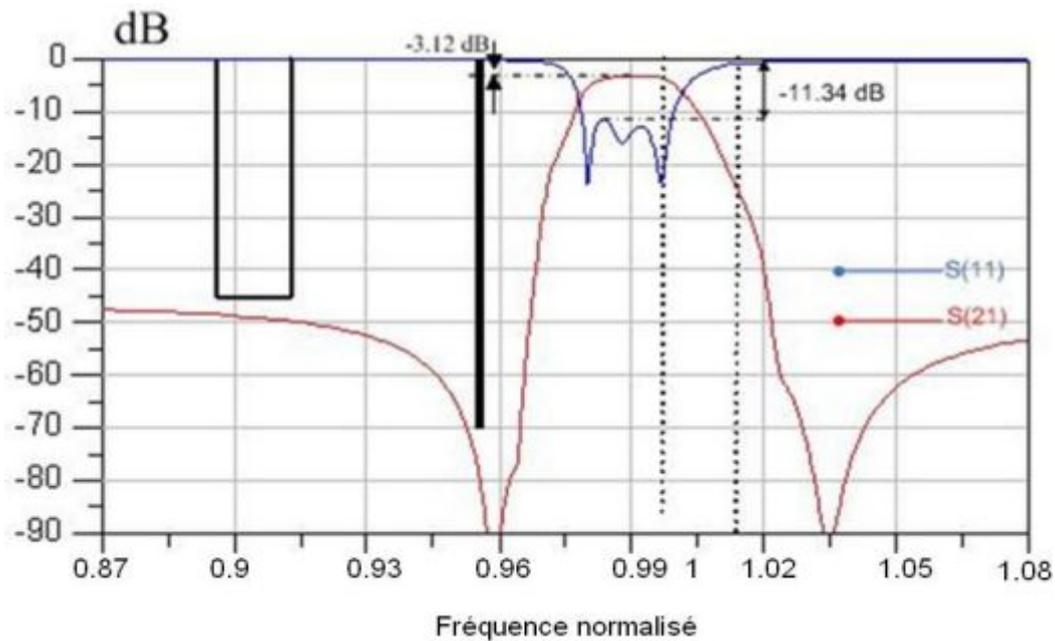


Figure. II-22 : Paramètres S21 et S11 du filtre Ladder-Lattice (bande étroite).

II. 3. 4 Tableau de comparaison

Pour résumer cette partie du manuscrit, on présente dans le tableau II-3 les résultats de simulation obtenus pour les différentes topologies proposées.

Tableau II-3: Performances du filtre BAW-SMR selon la topologie utilisée.

Paramètres	Topologies		
	Ladder	Lattice	Ladder-Lattice
Bande passante normalisée	0.14	0.14	0.14
Ondulation dans la BU [dB]	0.12	0.16	0.22
Isolation OL @ PC.1 [dB]	-75	-98	-88
Isolation @ PC.2[dB]	-52	-84	-50
RL [dB]	-12.94	-15.76	-11.34

III. Etude de la température

La tenue en température fait partie des contraintes majeures exigées par TAS, pour cela une étude bibliographique a été effectuée. Elle a permis de montrer que les résonateurs BAW ont une forte tenue en puissance (jusqu'à 4W), ainsi qu'une faible dérive en température TCf (Temperature Coefficient of Frequency) de l'ordre de $-20\text{ppm}/^\circ\text{C}$ [R.II.9, 10].

III.1 Simulation

À partir des résultats de mesures réalisées sur un résonateur BAW-SMR [R.II.11], nous avons effectué la simulation du comportement en température du filtre + inductance présenté au paragraphe II.3.1.

La mesure d'une faible dérive en température sur un simple résonateur BAW-SMR requiert un niveau élevé de précaution. Les mesures du TCf sont réalisées dans une enceinte thermo-régulée qui permet de mesurer le comportement en température dans des gammes allant de -65°C jusqu'à $+200^\circ\text{C}$. Les sondes RF sont aussi spécialement conçues pour garantir une bonne stabilité sur une gamme de températures allant de -265°C à $+300^\circ\text{C}$, afin de ne pas introduire une variation liée aux équipements. L'enceinte est également équipée d'un substrat de calibration prévu pour remplir cette tâche dans des conditions variables en température.

Les résonateurs sont mesurés en premier lieu à une température de 25°C , puis la température est augmentée de 25°C jusqu'à 105°C par pas de 20°C à la pression atmosphérique (sous atmosphère d'azote). Puis la température diminue à nouveau avec le même pas jusqu'à la température initiale. Cette descente en température permet de vérifier si les pentes se rejoignent de façon cohérente, s'il n'y a pas d'effet lié à la stabilisation en température, ou de problème de calibration. À chaque température et avant de procéder à la mesure, une nouvelle calibration est faite après 45min de stabilisation.

Une campagne de mesures est effectuée sur plusieurs résonateurs de la plaque testée. Les résultats obtenus sont très proches et un exemple de variations des fréquences f_r et f_a en fonction de la température est illustré « **Figure. II-23** ».

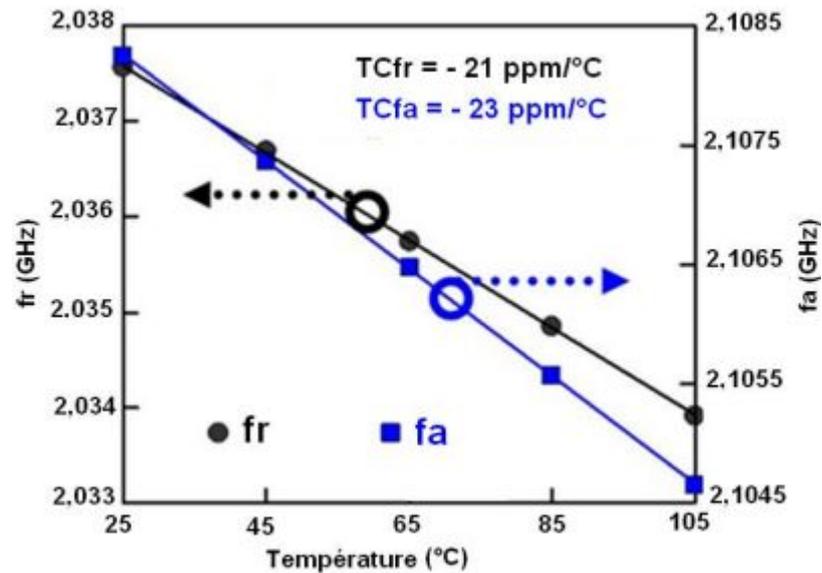


Figure. II-23 : Mesure sur un résonateur SMR de f_r et f_a en fonction de la variation en température

Conformément aux résultats publiés dans la littérature pour des résonateurs SMR à base d'AlN, les résultats indiquent que les fréquences f_r et f_a diminuent linéairement lorsque la température augmente, ce qui correspond bien à une valeur négative du TCF. À partir des pentes des deux droites obtenues, on extrait un $TC_{fr} = -20,7 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ et un $TC_{fa} = -22,7 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$.

À partir de ces résultats de mesure, nous avons ajouté les deux valeurs obtenues de TCF dans le modèle MBVD sous ADS. La nouvelle simulation du filtre en échelle a été effectuée en faisant varier la température de -50°C à $+100^\circ\text{C}$ par pas de 10°C , et nous avons obtenu les résultats présentés « **Figure. II-24** ». Cette figure montre un léger décalage vers les basses fréquences lorsque la température augmente, tout en continuant à répondre aux spécifications du gabarit.

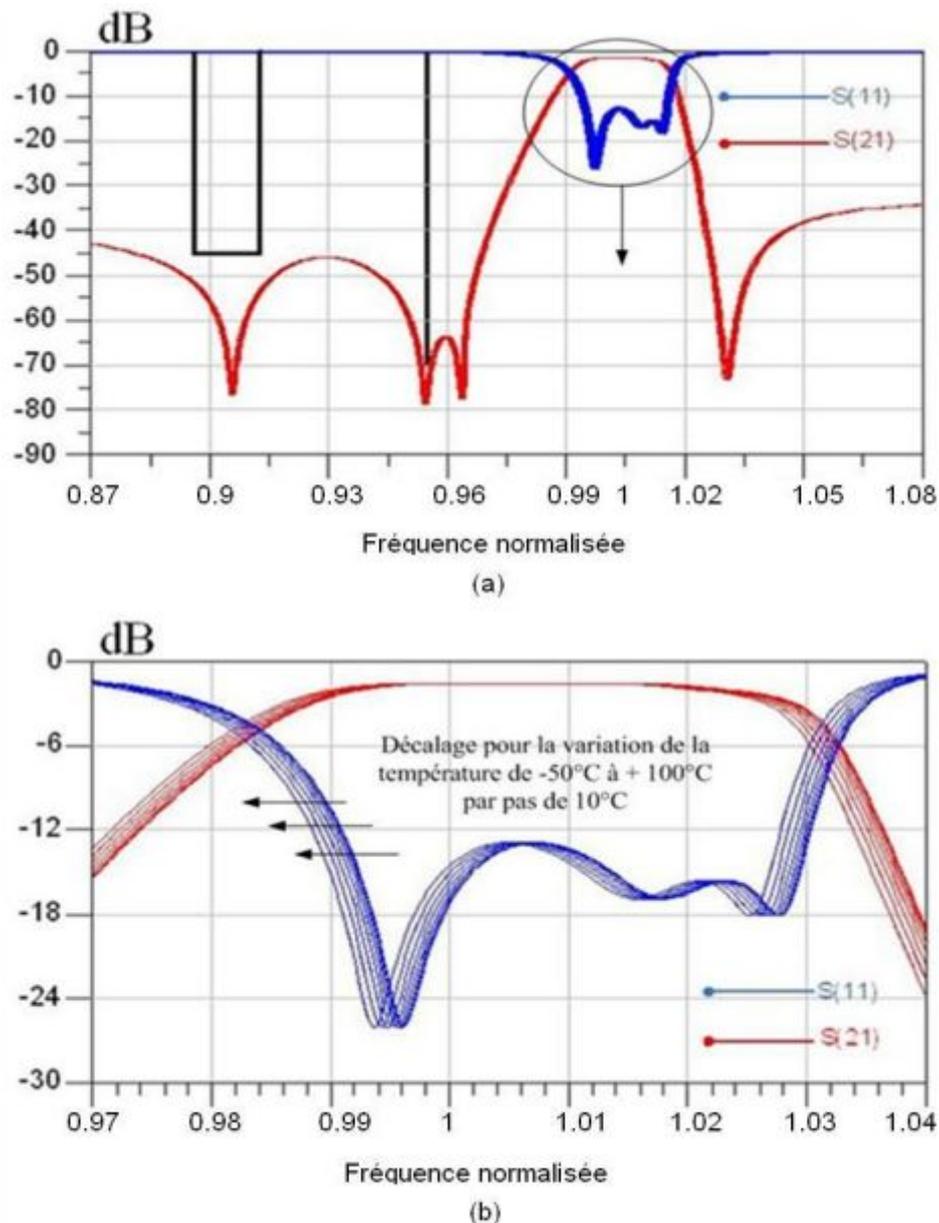


Figure. II-24 : Paramètres S_{21} et S_{11} du filtre en échelle (a) large bande (b) bande étroite.

III. 2 Mesures effectuées au sein du laboratoire IMS

Pour conforter ces résultats de simulation, une série de mesures a été réalisée en température sur un filtre BAW-SMR, ainsi que sur un résonateur stand-alone, tous deux conçus pour des applications à 2 GHz. Une résonance a été repérée en hautes fréquences, ce qui nous a permis d'observer le comportement en température des circuits BAW autour de cette fréquence. Ces mesures ont été effectuées au sein du laboratoire IMS, grâce à un banc de mesure sous pointes. Ce banc utilise, un analyseur de réseaux 110GHz d'Agilent, des pointes

RF en configuration Ground-Signal-Ground (GSG) avec un espacement de 100mm. Toutes les mesures ont été réalisées en configuration single avec une impédance de référence de 50Ω. La « **Figure. II-25** » montre une photographie du banc de mesure utilisé.



Figure. II-25 : Banc de mesures « sous-pointe »

(a) du laboratoire IMS.

(b) Du groupe TAS.

Le filtre et le résonateur sont mesurés en premier lieu à la température ambiante de 25°C, puis la température est augmentée par pas de 25°C jusqu'à 75°C.

La « **Figure. II-26** » présente des résultats de mesure d'un résonateur BAW-SMR à 2 GHz pour trois températures différentes (25°C, 50°C et 75°C). Ces mesures sont faites pour une plage de fréquences de 1.9GHz à 2.3GHz.

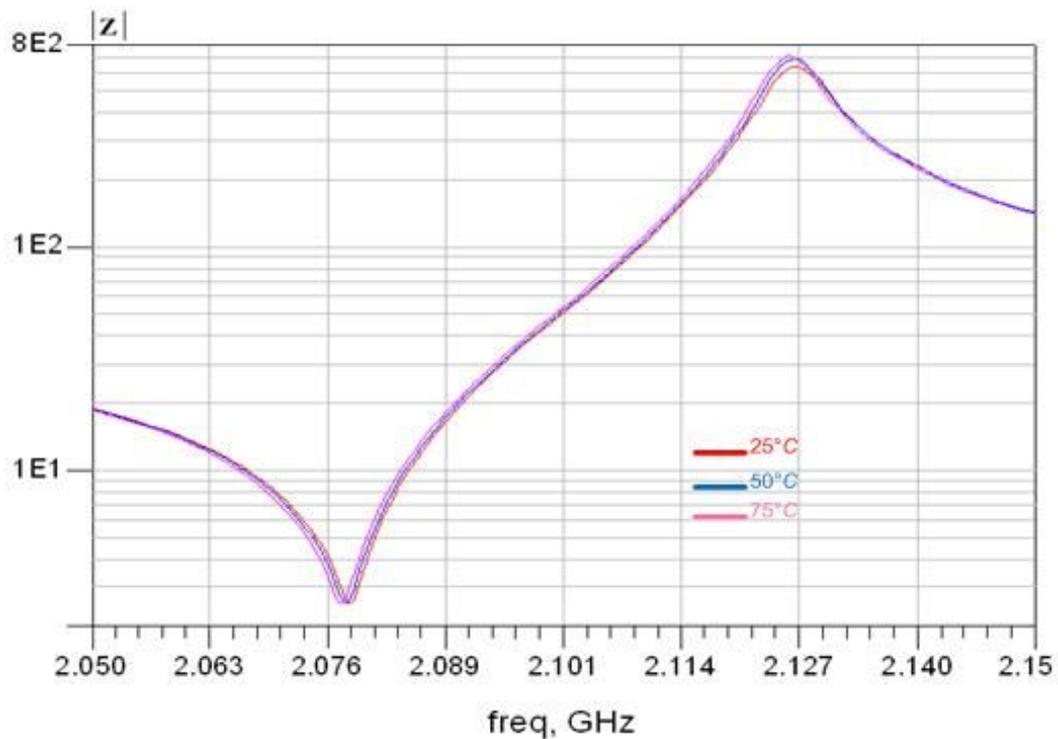


Figure. II-26 : Impédance d'un résonateur BAW en fonction des variations de température.

Des mesures autour des fréquences de résonance et d'antirésonance « **Figure. II-27** » montrent un léger décalage de 0,8 % de la bande passante vers les basses fréquences lorsque la température augmente.

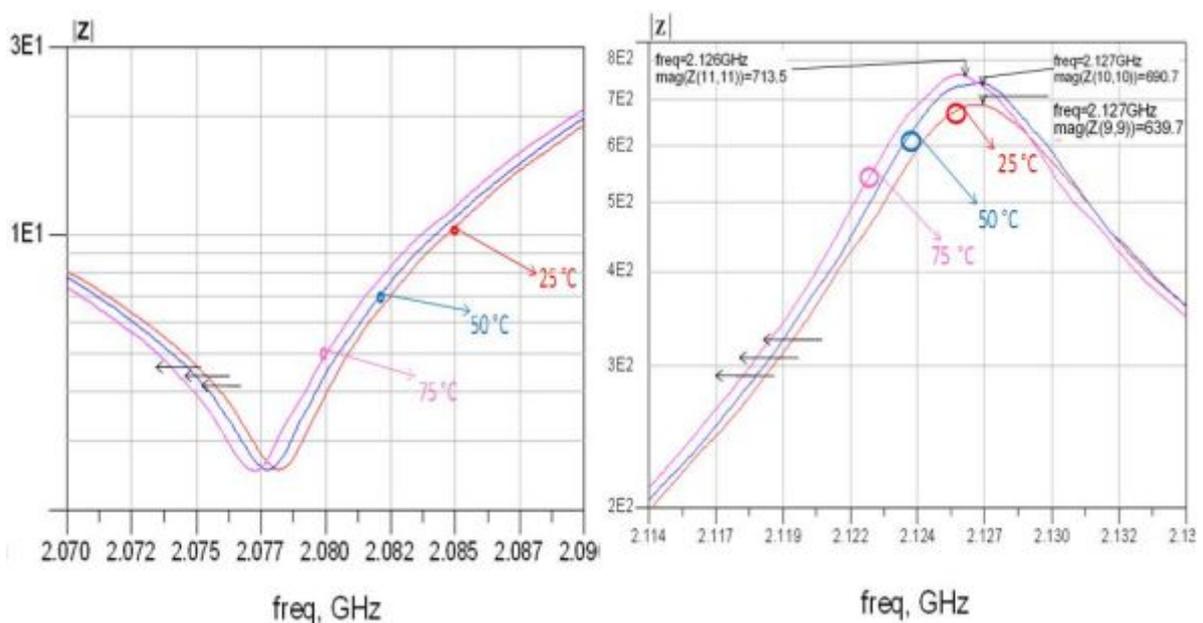


Figure. II-27 : Impédance d'un résonateur BAW en fonction des variations de température.

Pour le filtre BAW-SMR, les deux figures « *Figure. II-28* » (en large bande) et « *Figure. II-29* » (en bande étroite) montrent la réponse en transmission mesurée autour de 2 GHz en fonction de la température.

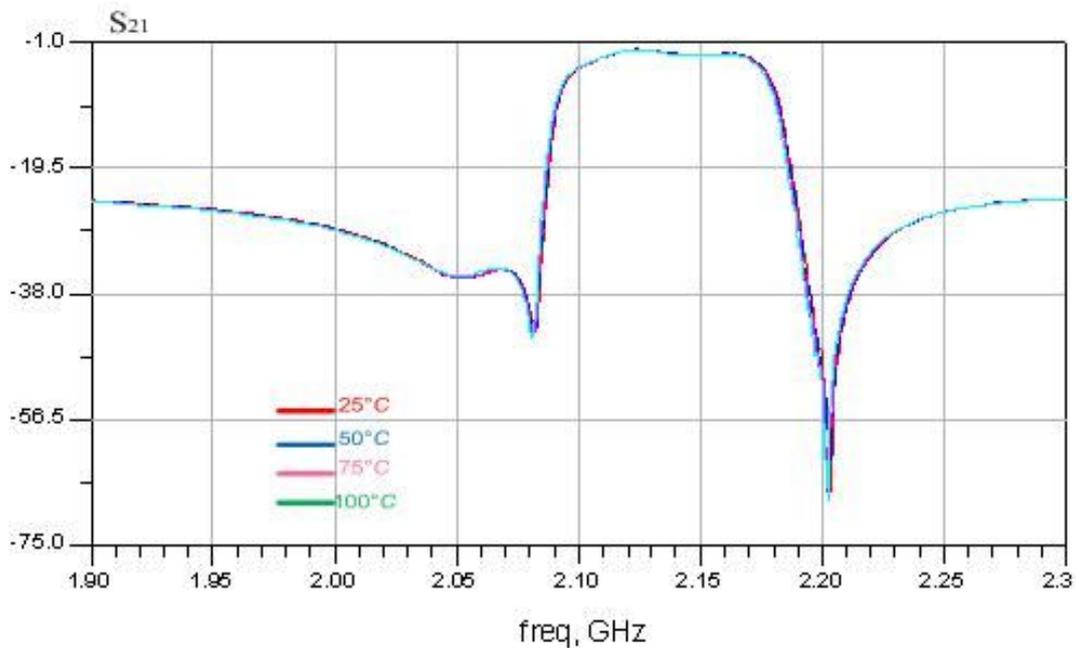


Figure. II-28: S_{21} du filtre (large bande) en fonction des variations de la température

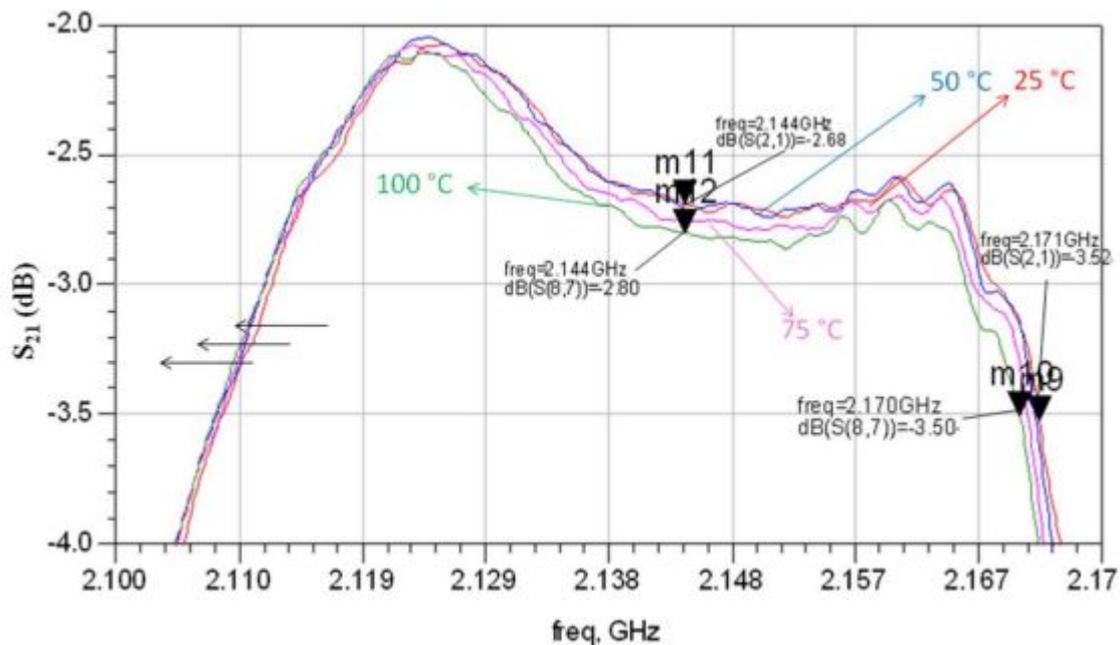


Figure. II-29 : S_{21} du filtre (bande étroite) en fonction des variations de la température

Ces résultats de mesure présentent un léger décalage vers les basses fréquences quand la température augmente. Ils confirment les résultats de simulation présentés dans le paragraphe (III.1).

Concernant cette étude thermique, une autre série de mesures en température « *Figure. II-30,31* » a été effectuée à 2 GHz au sein de TAS sur une plage de -40°C à 100°C , pour un filtre Rx, un filtre Tx et un résonateur stand-alone. Cette série de mesures vient confirmer à son tour la bonne tenue en température de la technologie BAW et ce, quelle que soit la température. Un décalage de la bande passante vers les basses fréquences est constaté, il est de $7.2\text{ ppm}^{\circ}\text{C}$.

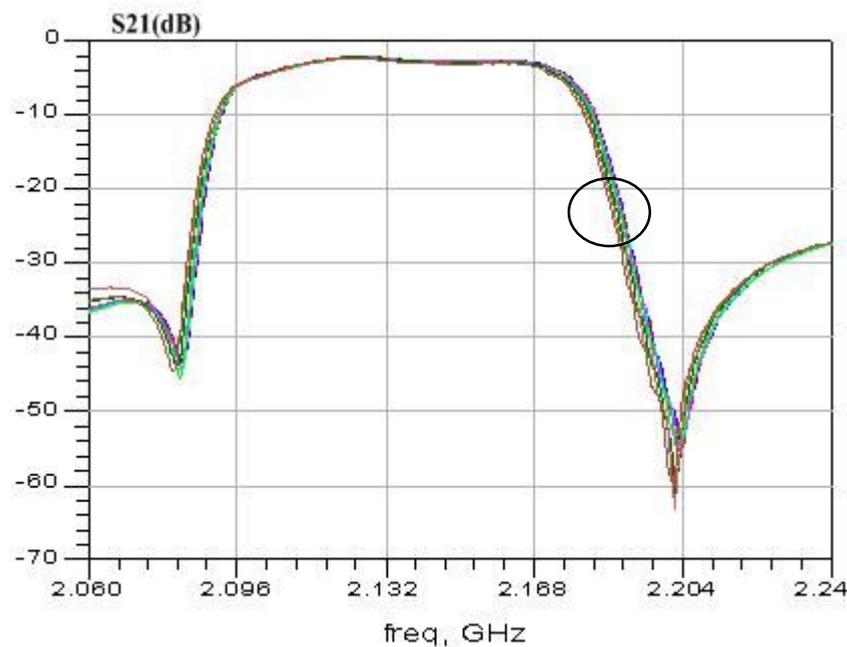


Figure. II-30 : S21 du filtre (large bande) en fonction des variations de la température

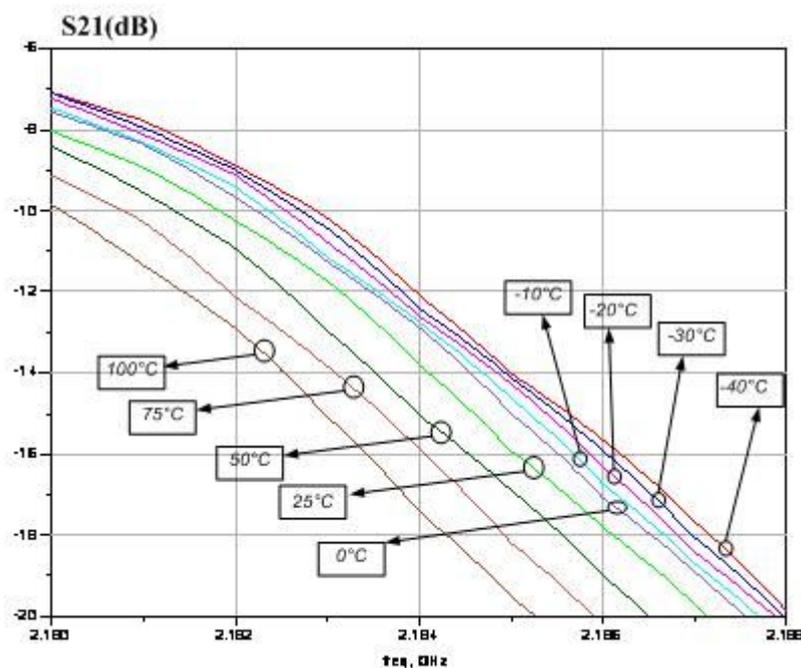


Figure. II-31 : S21 du filtre (Zoom) en fonction des variations de la température

Les variations de température ne provoquent pas de dégradation particulière du coefficient de réflexion « **Figure. II-32** », excepté un léger décalage de la bande passante.

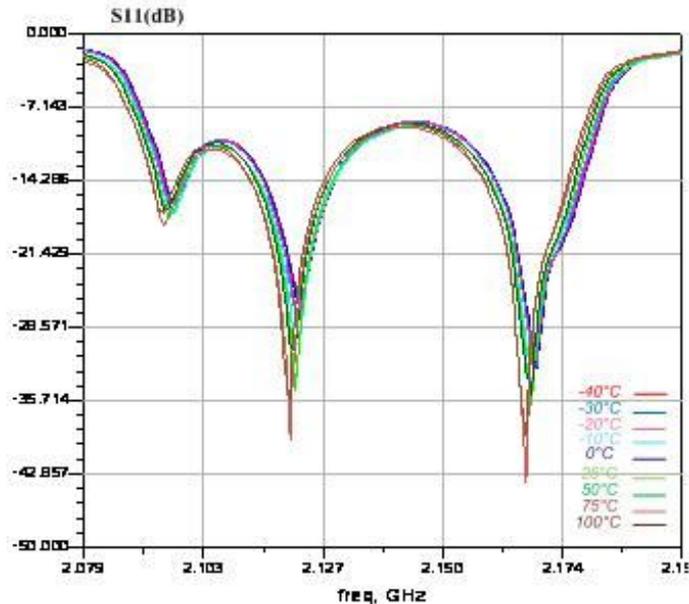


Figure. II-32 : S11 du filtre SMR à 2 GHz en fonction de la variation de la température

Une seconde série de mesures en température a été effectuée à la fréquence fixée par TAS « **Figure. II-33** ». On constate un décalage de la réponse du filtre (S21) de 15,85 ppm/°C vers les basses fréquences. Une variation de phase de 12,67 ppm/°C est aussi observée lorsque la température augmente « **Figure. II-34** ».

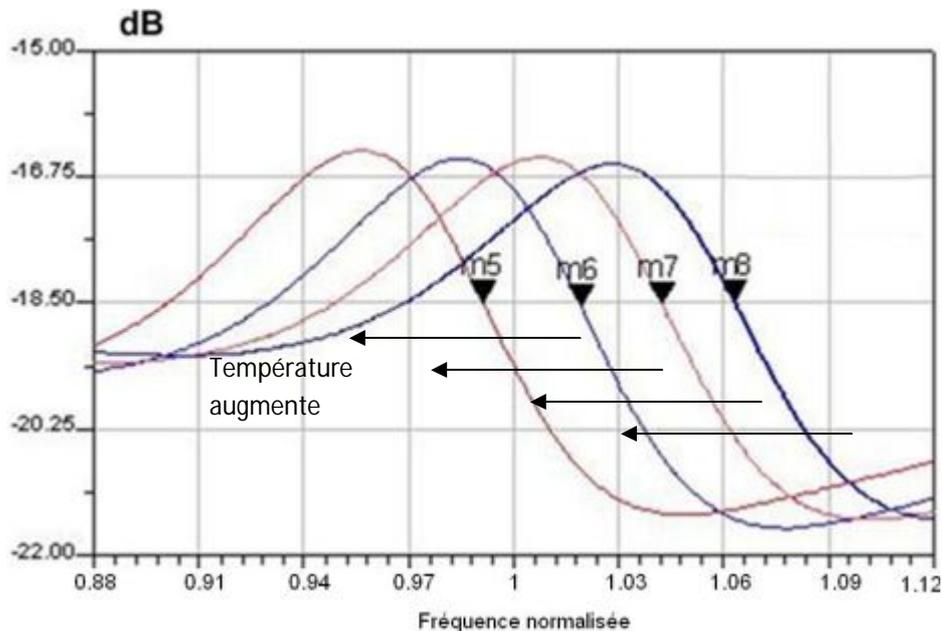


Figure. II-33 : S21 du filtre SMR en fonction de la température

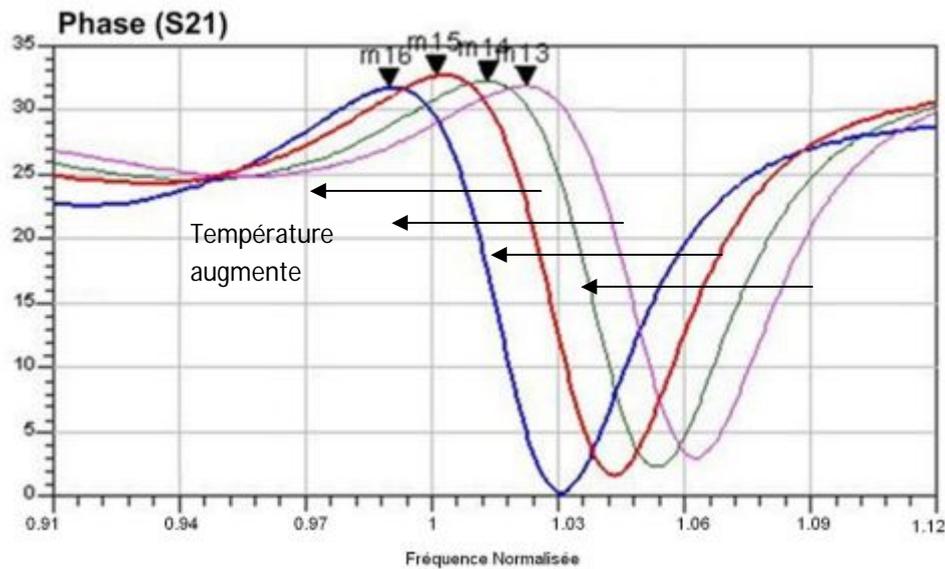


Figure. II-34 : Variation de la phase de S21 du filtre BAW en fonction de la température

IV. Etude de la dispersion technologique

IV.1 Etat de l'art

La dispersion technologique sera étudiée par la méthode Monte-Carlo en utilisant le modèle de Mason.

D'après les informations données par le CEA-Leti, la dispersion technologique est de l'ordre de ± 10 à 20nm pour chaque couche du résonateur. Cependant, elle est compensable par la technique de trimming, pour obtenir une dispersion technologique de $\pm 1\text{nm}$. Cette technique est un moyen d'ajuster les fréquences de résonance et de modifier localement la charge acoustique du dispositif, c'est-à-dire de modifier l'épaisseur d'une couche pour atteindre la fréquence ciblée. Cet ajustement correspond à des épaisseurs de l'ordre du nanomètre, ce qui requiert un contrôle fin de la modification de charge. Les techniques de dépôt ne permettant pas ce niveau de précision, des solutions de gravure locale par faisceaux d'ions, mieux contrôlés, sont préconisées. Cependant les solutions par gravure ne permettent une correction que dans le sens de la remontée en fréquence.

La première étape consiste donc à réaliser un ensemble de résonateurs volontairement plus bas en fréquence. En fin de fabrication, un ensemble de résonateurs dispersés autour d'une fréquence inférieure à la fréquence ciblée est obtenu (zone « avant trimming » « Figure. II-35 »). Puis un procédé de gravure localisée est utilisé pour modifier la charge

acoustique et remonter les fréquences de chaque résonateur. On obtient alors un ensemble de résonateurs centrés sur la fréquence cible avec un faible écart type (zone « après trimming »).

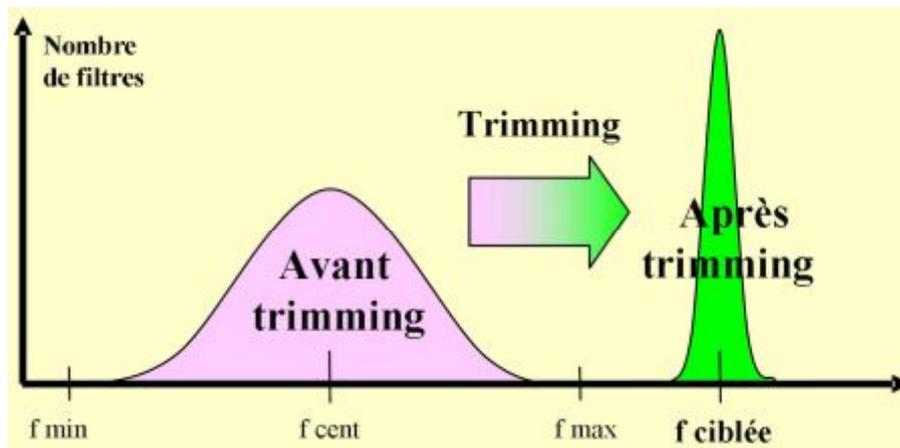


Figure. II-35 : Position en fréquence d'un ensemble de résonateurs dispersés avant et après trimming.

La gravure locale par faisceaux d'ions est réalisée en deux étapes de trimming. Tout d'abord, l'électrode supérieure de tous les résonateurs est "cultivée" avec la croissance d'une épaisseur plus importante pour atteindre les basses fréquences cibles. Puis, un premier trimming est réalisé sur tous les résonateurs par gravure de l'électrode supérieure par bombardement d'ions Ar. Un deuxième trimming est effectué sur l'électrode supérieure des résonateurs série, pour ajuster les fréquences de résonance, tout en masquant les résonateurs parallèle par une résine photosensible.

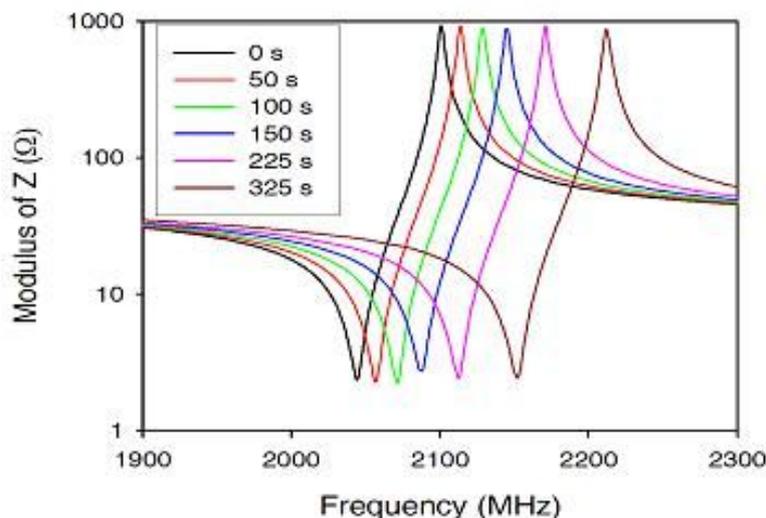


Figure. II-36 : Impédance d'un SMR après différents temps de gravure.

Ce processus de trimming a été appliqué sur des résonateurs destinés au standard WCDMA, par une équipe du CEA-Leti^[R.II.13]. Les résultats de mesures après ce processus ont montré que les valeurs de Q_s , Q_p et K^2 ont été à peine affectées par la diminution de l'épaisseur de l'électrode supérieure. La « **Figure. II-36** » montre la réponse fréquentielle en impédance d'un résonateur SMR après différents temps de gravure.

Afin de simuler les effets de l'étape de trimming, nous proposons d'utiliser le modèle électro-acoustique de Mason.

IV. 2 Modèle de Mason

Proposé par P. Mason en 1948, le modèle de Mason est un modèle à une dimension associant le comportement acoustique d'une couche piézoélectrique « **Figure. II-37 (a)** » ou non-piézoélectrique « **Figure. II-37 (b)** », à un schéma électrique équivalent^[R.II.14].

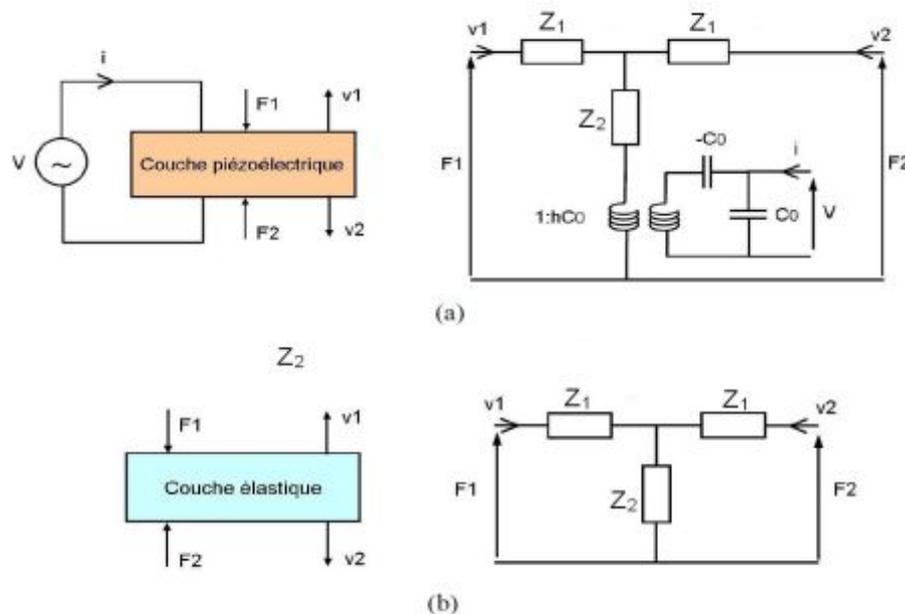


Figure. II-37 : Description d'une couche piézoélectrique (a) et d'une couche non piézoélectrique (b) selon le modèle de Mason.

Les deux impédances Z_1 et Z_2 sont définies par les deux équations (E.1 et E.2).

$$Z_1 = jZA \tan\left(\frac{\omega d}{2v_L}\right) \quad (E.1)$$

$$Z_2 = \frac{-jZA}{\sin\left(\frac{\omega d}{2v_L}\right)} \quad (E.2)$$

Dans le cas d'une couche élastique les grandeurs utilisées sont :

✚ $v_L = \sqrt{\frac{C_{33}}{\rho}}$, la vitesse acoustique du matériau de l'onde longitudinale avec C_{33}

la constante élastique et ρ la masse volumique du matériau,

✚ $Z = \rho v_L$, l'impédance acoustique du matériau,

✚ d , l'épaisseur de la couche considérée

✚ A , la surface de la couche considérée (bien que le modèle unidimensionnel cette surface est permet de définir la capacité diélectrique du résonateur).

Dans le cas d'une couche piézoélectrique, la définition de la vitesse acoustique est modifiée ainsi que des constantes liées à la transduction électromécanique sont ajoutées :

✚ $v_L = \sqrt{\frac{C_{33}^D}{\rho}}$, la vitesse acoustique du matériau de l'onde longitudinale avec C_{33}^D

la constante élastique à déplacement électrique D constant,

✚ $C_0 = \frac{A \epsilon_{33}^S}{d}$, la capacité bloquée définie à partir de la permittivité diélectrique ϵ_{33}^S à déformation S constant,

✚ $h_{33} = \frac{e_{33}}{\epsilon_{33}^S}$, la constante piézoélectrique définie par le rapport entre le coefficient piézoélectrique e_{33} et la permittivité diélectrique ϵ_{33}^S à déformation S constante.

Ce modèle est couramment utilisé pour les résonateurs BAW. Basé sur la théorie des lignes de transmission et des impédances acoustiques, il permet de surmonter les difficultés de calcul analytique lors de la prise en compte des différentes épaisseurs des matériaux du résonateur dans le cas d'une analyse unidimensionnelle. Il représente un circuit équivalent exact du résonateur en séparant le matériau piézoélectrique en un port électrique et deux ports acoustiques à travers l'utilisation d'un transformateur électromécanique idéal « **Figure. II-38** ».

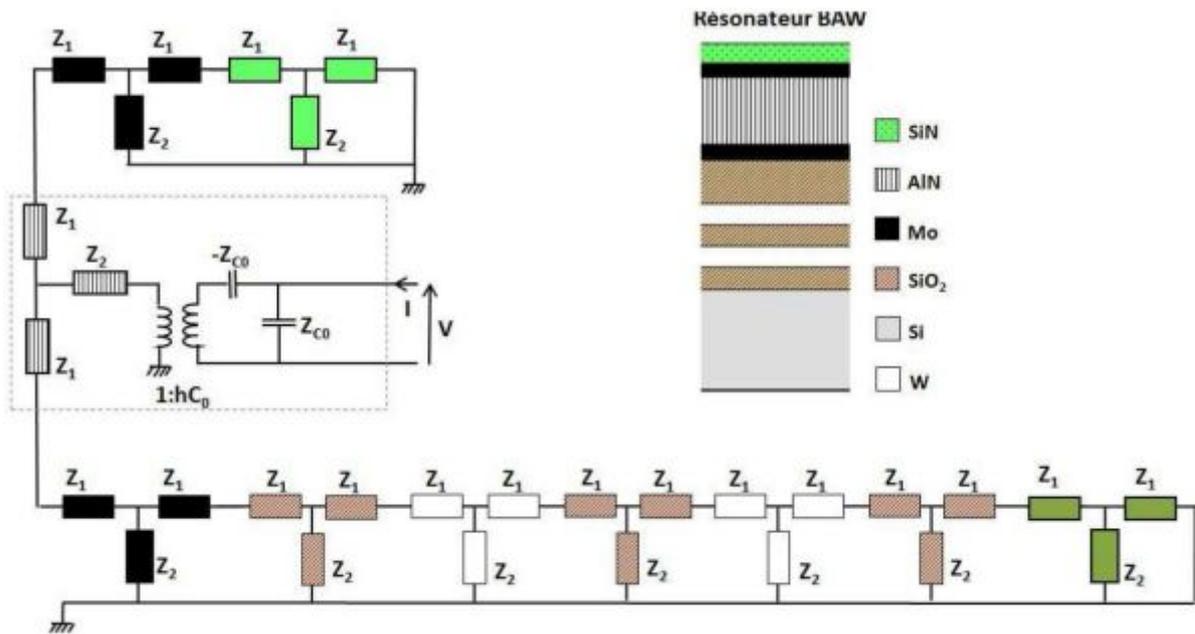


Figure. II-38 : Schéma électrique du modèle de Mason complet d'un résonateur BAW-SMR.

IV. 3 Simulation

Les simulations ont été faites sur des résonateurs stand-alone et sur un filtre à 2GHz, disponibles à l'IMS. Les résultats sont présentés avec et sans la méthode de trimming.

La valeur maximale de dispersion ($\pm 20\text{nm}$ pour chaque couche) a été prise en compte pour une première simulation. La « Figure. II-39 » présente le schéma électrique du filtre BAW à 2 GHz en topologie échelle. Les figures « Figure. II-40, 41 et 42 » montrent la réponse fréquentielle en impédance des différents résonateurs composant ce filtre en échelle.

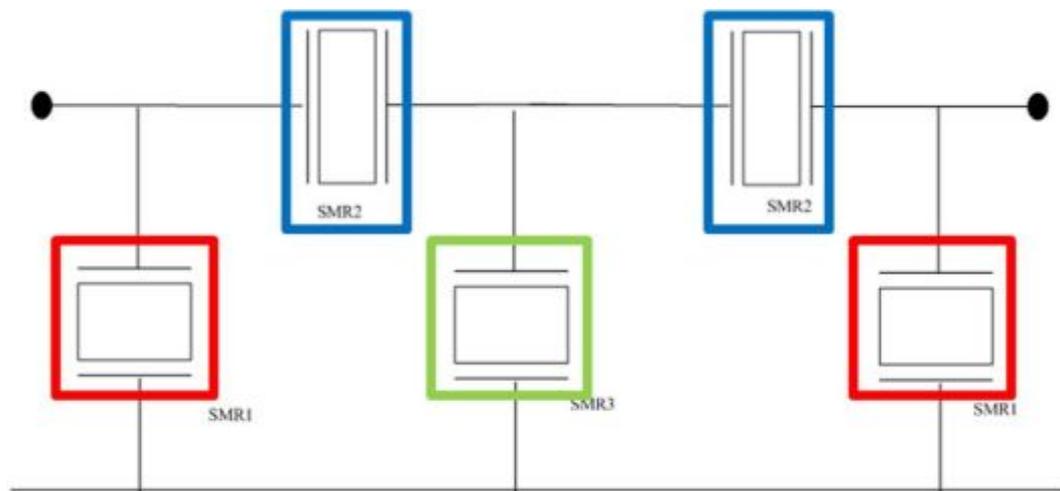


Figure. II-39 : Filtre BAW à 2 GHz avec les différents résonateurs.

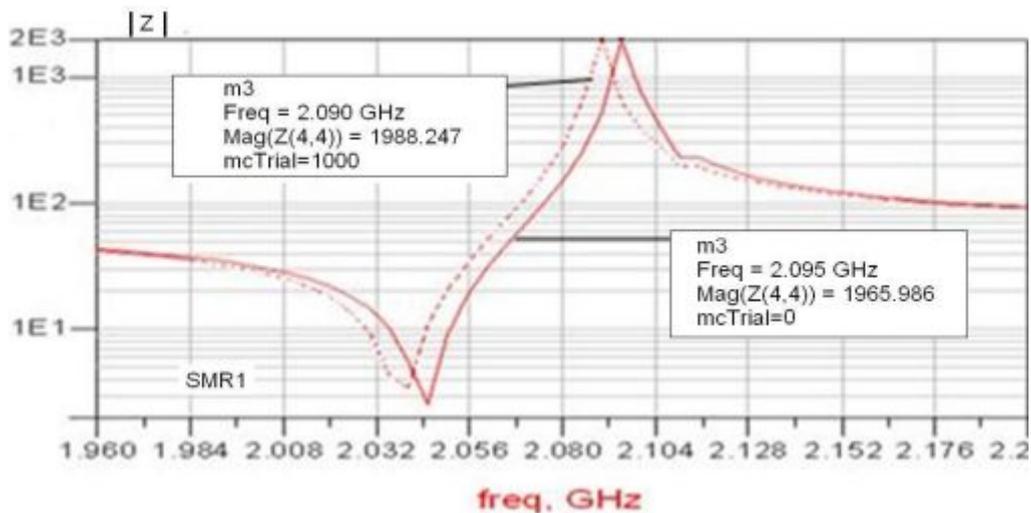


Figure. II-40 : Résonateur SMR1 avant (trait plein) et après dispersion de 20nm (pointillés)

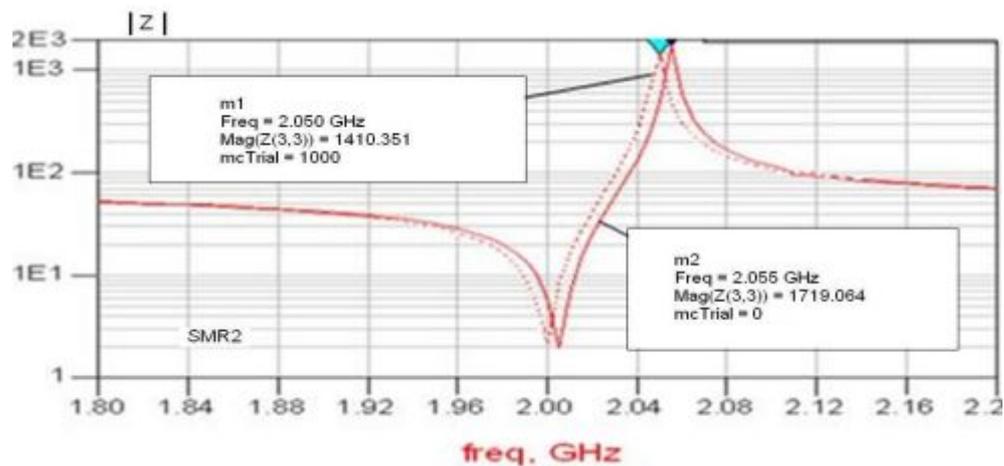


Figure. II-41 : Résonateur SMR2 avant (trait plein) et après dispersion de 20nm (pointillés)

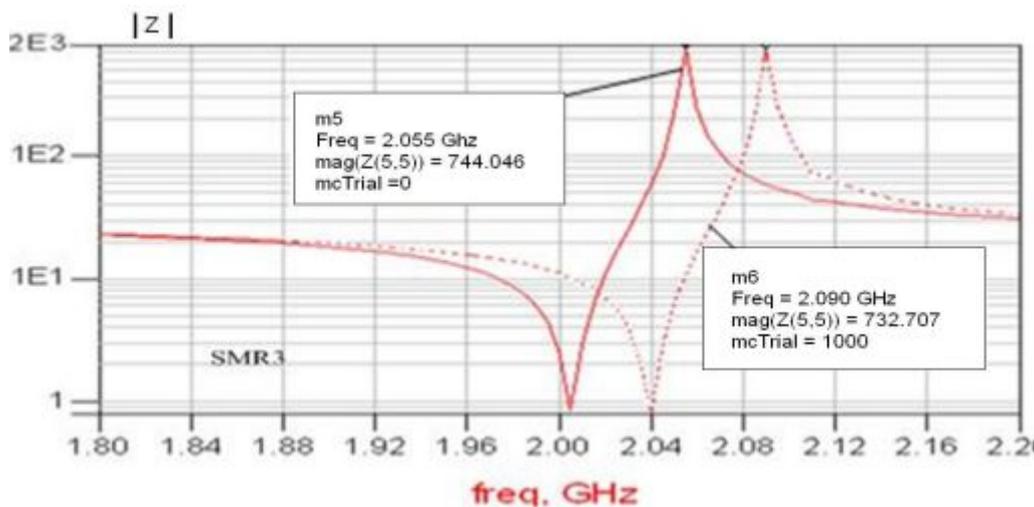


Figure. II-42 : Résonateur SMR3 avant (trait plein) et après dispersion de 20nm (pointillés)

On constate un décalage très important (jusqu'à 40MHz) de la réponse fréquentielle pour chaque résonateur.

La méthode Monte-Carlo a été appliquée sur le filtre en entier ($\pm 20\text{nm}$ pour chaque couche) et le résultat de simulation est proposé en « **Figure. II-43** ». Cette figure montre une déformation de la réponse fréquentielle ainsi qu'un décalage de l'ordre de 20MHz, avec notamment un déplacement de la position des zéros de transmission.

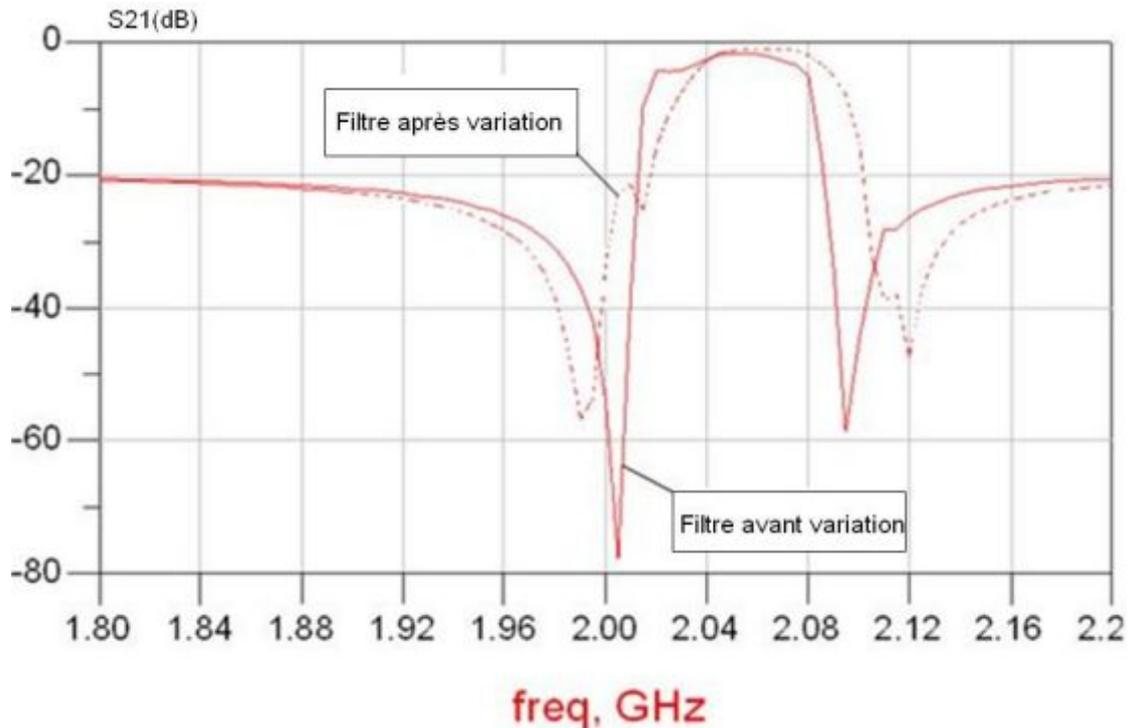


Figure. II-43: *S21 du filtre BAW avant et après la dispersion de $\pm 20\text{nm}$ (avant trimming)*

Une deuxième simulation a pris en compte la méthode de trimming, qui permet de ramener la dispersion à $\pm 1\text{nm}$ pour chaque couche du résonateur. Les résultats de simulation « **Figure. II-44** » ont montré qu'il n'y a quasiment plus d'effet lié à la dispersion technologique sur les performances du filtre.

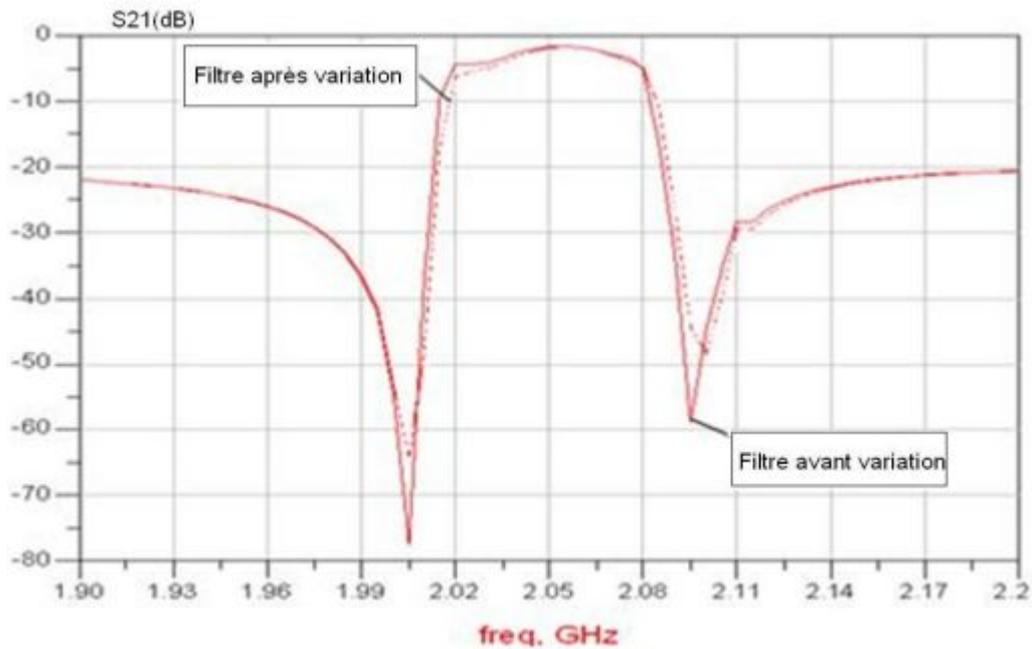


Figure. II-44 : Réponse fréquentielle du filtre BAW en échelle avec l'inductance variable.

II. 3. 4 Tableau de comparaison

Dans l'objectif de comparer les travaux réalisés au sein du laboratoire IMS avec les autres travaux cités dans la première partie de ce chapitre, le tableau II-4 a été présenté.

Tableau II-4: Performances du filtre BAW-SMR selon la topologie utilisée.

	Bande passante	Ondulation dans la BU [dB]	Isolation OL @ PC.1 [dB]	Isolation @ PC.2 [dB]
Ladder	0.14	0.12	-75	-52
Lattice	0.14	0.16	-98	-84
Ladder-Lattice	0.14	0.22	-88	-50
[R.II.1]	220 MHz	-	-18	-15
[R.II.2]	194 MHz	-	-45	-47
[R.II.3]	495 MHz	-	-28	-45

IV. Conclusion

Une étude sur l'état de l'art des différentes applications la technologie BAW à haute fréquence a fait l'objet de la première partie de ce chapitre. La plupart des travaux présentés ont été concentrés sur une fréquence de travail fixée par TAS qui reste inconnue pour une raison de confidentialité.

Par la suite, les différentes solutions de filtrage radiofréquence proposées par l'IMS ont été décrites. Le détail des trois topologies de filtrage, échelle, treillis et échelle-treillis a été présenté. Les résultats de simulation ont été proposés pour chaque topologie de filtre. Une rejection au premier point critique de 75 dB, 98 dB et 88 dB a été obtenue pour les trois filtres échelle, treillis et échelle-treillis respectivement. La rejection hors bande obtenue est largement meilleur par rapport à la rejection obtenue par les travaux cités au premier paragraphe qui ne dépasse pas 50 dB.

Enfin, une large étude en température a été menée dans le cadre de ce projet, afin de confirmer la bonne tenue en température de la technologie BAW quelle que soit la fréquence de travail. Cette étude a été renforcée par des séries de mesures au sein de l'IMS et à TAS. Une étude a également été menée sur la dispersion technologique des résonateurs et des filtres BAW.

Les différentes études de ce chapitre ont montré des résultats prometteurs pour la réalisation de filtres BAW dans les applications spatiales, en particulier la topologie échelle qui présente des performances supérieures à celles des autres topologies.

Références chapitre II

- [R.II.1] R. Lanz, M.-A. Dubois, P. Muralt, "Solidly mounted BAW filters for the 6 to 8 GHz range based on AlN thin films," *Ultrasonics Symposium, 2001 IEEE*, vol.1, no., pp.843-846 vol.1, 2001
- [R.II.2] R. Lanz, P. Muralt, "Solidly mounted BAW filters for 8 GHz based on AlN thin films," *Ultrasonics, 2003 IEEE Symposium on*, vol.1, no., pp. 178- 181 Vol.1, 5-8 Oct. 2003
- [R.II.3] C.E. Patterson, S.K. Bhattacharya, J. Zepess, S. Leiphart, W.G. Trueheart, J. Ajoian, Z. Coffman, J. Papapolymerou, "A 7.45 GHz BAW filter on a 3D low cost organic package," *Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International*, vol., no., pp.1-4, 5-10 June 2011
- [R.II.4] M. Chatras, L. Catherinot, S. Bila, D. Cros, P. Monfraix, L. Esatgerie, T. Baron, S. Ballandras, "Large band-pass BAW filter for space applications," *Frequency Control and the European Frequency and Time Forum (FCS), 2011 Joint Conference of the IEEE International*, vol., no., pp.1-3, 2-5 May 2011
- [R.II.5] M.C. Chao, Z.Wang, Z.N. Huang, S.Y. Pao, C.S.LAM, "Accurate Explicit Formulae of the Fundamental Mode Resonant Frequencies for FBAR with thick electrodes", *IEEE International Frequency Control Symposium and PDA Exhibition*, pp. 794-801, 2003.
- [R.II.6] H. P. Loebl, M. Klee, C. Metzmacher, W. Brand, R. Milsom, P. Lok. "Piezoelectric thin AlN film for bulk acoustic wave (BAW) resonators", *Materials Chemistry and Physics*, Vol. 79, pp. 143-146, 2003.
- [R.II.7] R. Aigner, J. Kaitila, J. Ellä, L. Elbrecht, W. Nessler, M. Handtmann, T-R. Herzog, S. Marksteiner, "Bulk-Acoustic-Wave Filters: Performance Optimization and Volume Manufacturing", *MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 2001-2004, 2003.
- [R.II.8] J.W.J. Liu, J-k. Du, De-jin Huang, "The calculation of quality factor of film bulk acoustic resonators with the consideration of viscosity," *Piezoelectricity, Acoustic Waves, and Device Applications (SPAWDA) and 2009 China Symposium on Frequency Control Technology*, pp.86, 17-20 Dec,2009
- [R.II.9] W. Pang, R.C. Ruby, R. Parker, P.W. Fisher, M.A. Unkrich, J.D. Larson, "A Temperature-Stable Film Bulk Acoustic Wave Oscillator," *Electron Device Letters, IEEE*, vol.29, no.4, pp.315-318, April 2008
- [R.II.10] D. Petit, B. Gautier, D. Albertini, E. Defay, J. Verdier, D. Barbier, J.-F. Carpentier, "Determination of the temperature coefficient piezoelectric constant TCe33 to improve thermal 1D acoustic tool for BAW resonator design," *Ultrasonics Symposium (IUS), 2009 IEEE International*, pp.2016-2019, 20-23 Sept. 2009
- [R.II.11] K. M. Lakin et K. G. Lakin, "Numerical Analysis of Thin Film BAW Resonators", *Proceedings of Ultrasonics Symposium*, vol. 1. pp. 74-79, 2003.
- [R.II.12] E. Iborra, M. Clement, J. Olivares, S. Gonzalez-Castilla, J. Sangrador, A. Reinardt and, B. Ivira, "BAW resonators based on AlN with Ir electrodes for digital wireless transmissions," *Ultrasonics Symposium, 2008*, pp.2189-2192, 2-5 Nov, 2008
- [R.II.13] W.P. Mason, "Equivalent electromechanical representation of trapped energy transducers," *Proceedings of the IEEE*, vol.57, no.10, pp. 1723- 1734, Oct. 1969

Chapitre III :

Synthèse et

réalisation des

circuits de contrôle

d'un filtre BAW

Résumé : Dans ce chapitre est abordée la réalisation des filtres BAW accordables en fréquence en technologie BAW-SMR dans le cadre du projet européen MOBILIS. Le détail du fonctionnement de deux mécanismes contrôlant la bande passante du filtre BAW est proposé. Un bref descriptif de la technologie BAW-SMR et la technologie CMOS 65 nm est décrit. Les caractéristiques du filtre BAW accordable simulées et mesurées sont comparées.

Introduction

Ce chapitre présente la réalisation de deux filtres BAW-SMR accordables : le filtre de réception Rx (2,11 – 2,17 GHz) et le filtre de transmission Tx (1,92 – 1,98 GHz) destinés au standard W-CDMA. Ces deux filtres ont été conçus au laboratoire IMS et réalisés par le CEA-Leti dans le cadre du projet européen MOBILIS. Certains paramètres, notamment les épaisseurs des couches, ont été définis par notre partenaire le CEA-Leti et restent confidentiels.

Nous commençons ce chapitre par une brève description de la technologie utilisée pour la réalisation des deux filtres BAW-SMR. La bande de réception et la bande de transmission du standard W-CDMA sont abordées, et les caractéristiques simulées et mesurées des filtres sont détaillées.

Dans ce chapitre, deux mécanismes ont été proposés dans le but de contrôler la bande passante du filtre BAW-SMR. Nous citons un bref descriptif de la technologie choisie pour la réalisation de ces deux mécanismes. Ensuite, nous montrons les résultats de simulation ainsi que les mesures du filtre BAW-SMR accordable connecté avec les mécanismes de contrôle.

I. Filtres BAW-SMR

I.1 Technologie de réalisation BAW-SMR

Dans le cadre du projet européen « MOBILIS », l'Equipe Circuit et Systèmes en Hyperfréquence du Laboratoire IMS a participé à la réalisation des filtres BAW accordables. Ces filtres ont été fabriqués en utilisant la technologie BAW à résonateurs SMR développée au sein du CEA-Leti. La composition des ces résonateurs ainsi que celle du réflecteur de Bragg est décrite dans le paragraphe « **II.1 du chapitre II** ».

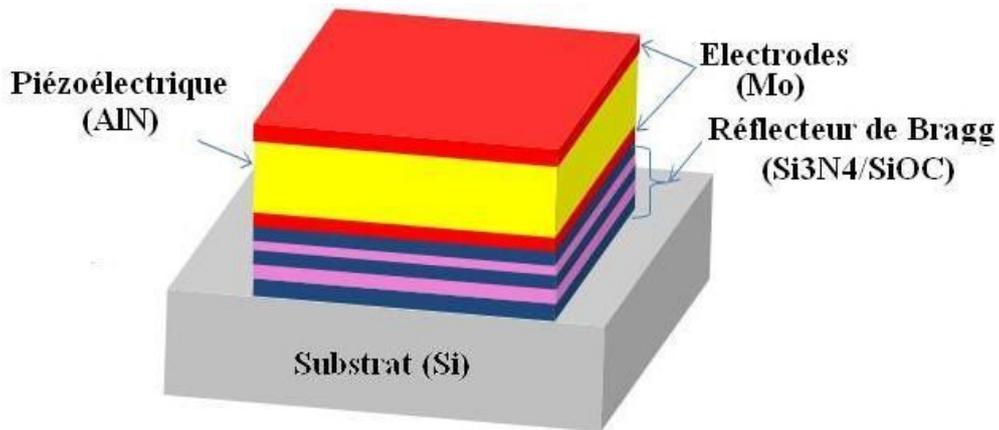


Figure. III-1 : Résonateur BAW-SMR de la technologie CEA-Leti

La « Figure. III-1 » présente un résonateur SMR composé d'une couche piézoélectrique en Nitrure d'Aluminium (AlN) et d'électrodes en Molybdène (Mo). Cette structure basique du résonateur BAW est posée directement sur le réflecteur de Bragg composé par des matériaux diélectriques ($Si_3N_4 / SiOC$). Le bon rapport des impédances acoustiques de ces matériaux offre un très bon comportement en réflexion^[R.III.1, 2].

La « Figure. III-2 » illustre un comparatif du coefficient de réflexion des réflecteurs de Bragg en $Si_3N_4 / SiOC$ et W/SiO_2 ^[R.III.3].

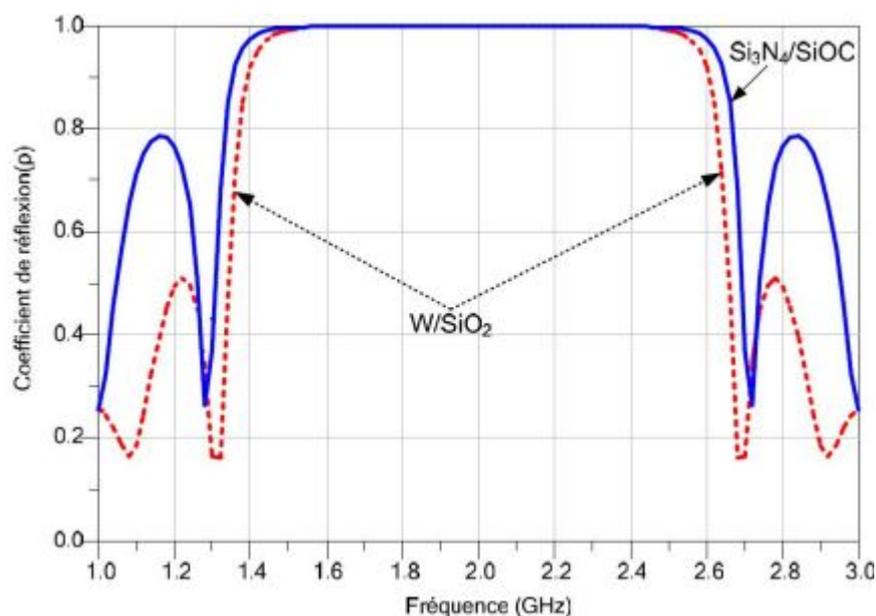


Figure. III-2 : Comparatif du coefficient de réflexion pour des réflecteur de Bragg en $Si_3N_4 / SiOC$ et W/SiO_2

Le réflecteur de Bragg ($Si_3N_4 / SiOC$) présente une couche exclusivement diélectrique, contrairement au réflecteur de Bragg (W/SiO_2) qui présente également une couche métallique. Cette couche diélectrique lui permet d'avoir une réduction remarquable du couplage électrique entre résonateurs adjacents. La « **Figure. III-3** » présente une comparaison des couplages électromagnétiques des résonateurs SMR adjacents posés sur différents réflecteurs de Bragg ($Si_3N_4 / SiOC$ et W/SiO_2).

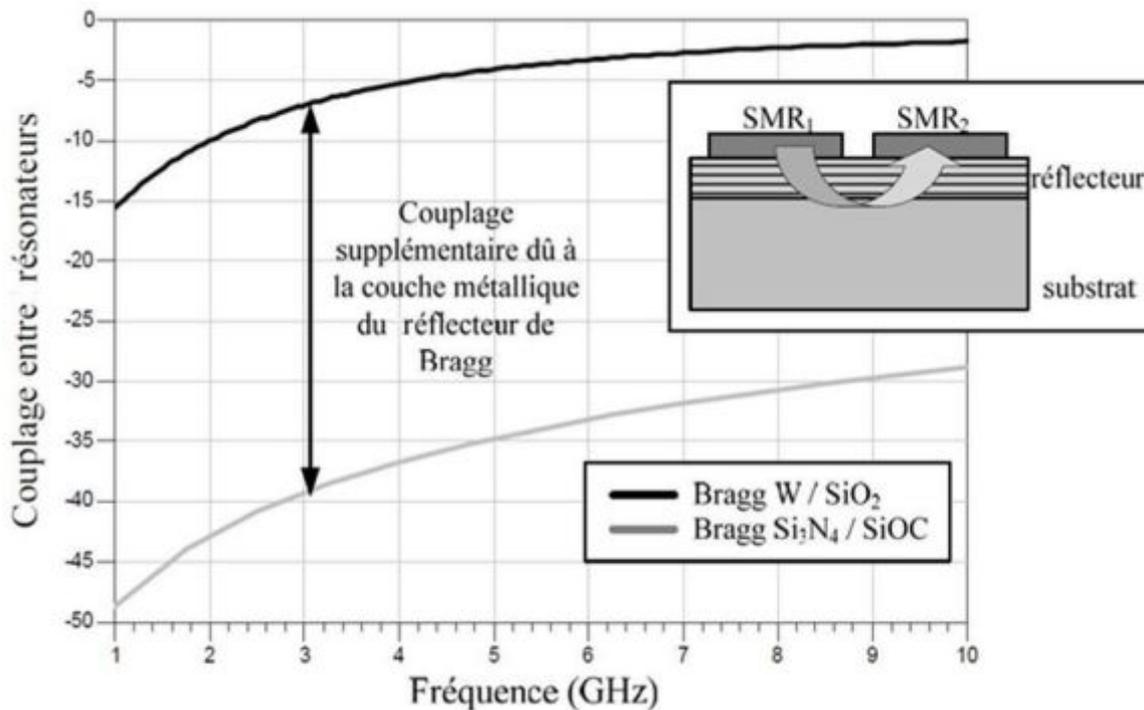


Figure. III-3 : Comparatif entre le couplage EM des résonateurs SMR adjacents posés sur un réflecteur de Bragg $W-SiO_2$ (couche métallique) et $Si_3N_4 / SiOC$ (couche diélectrique)

Afin de réaliser des résonateurs ayant des fréquences distinctes, la technologie BAW-SMR utilise une couche de décalage ou « Loading » à base d'Oxyde de Silicium (SiO_2) (paragraphe II.3.5 du chapitre I). Cette couche est déposée au-dessus de la structure de base du résonateur BAW-SMR, elle définit alors deux types de résonateurs : les résonateurs décalés ou « loadés » et les résonateurs non-décalés ou « non-loadés ». Une couche de passivation recouvre bien sûr tout le filtre ; elle est seulement ouverte aux points d'accès.

Dans le cadre du projet « MOBILIS », deux filtres BAW-SMR accordables ont été réalisés en topologie échelle afin de répondre aux besoins du standard W-CDMA. Les caractéristiques des filtres sans composants ajoutés seront présentées au premier temps, puis

elles seront utilisées comme références pour évaluer les différentes performances du filtre BAW-SMR accordable.

I. 2 Filtres de réception (2,11 – 2,17 GHz)

La topologie échelle a été appliquée à la réalisation d'un filtre BAW-SMR dans la bande de fréquence de réception (2,11 – 2,17 GHz) du standard W-CDMA. Le paragraphe suivant va décrire les caractéristiques des résonateurs utilisés pour la réalisation du filtre. Les caractéristiques du filtre seront présentées par la suite.

I.2. 1 Caractéristiques des résonateurs utilisés en réception

Les caractéristiques des résonateurs « loadés » et « non-loadés », utilisés dans le cadre du projet « MOBILIS », sont résumées dans le tableau III-1. Ces résonateurs ont été fournis par le CEA-Leti.

Tableau III-1: Caractéristiques des résonateurs « MOBILIS-Rx ».

	« Loadés » 	« Non-Loadés » 
Résonance		
Fréquence (GHz)	2,147	2,077
Coefficient de qualité	700	700
Anti-résonance		
Fréquence (GHz)	2,204	2,130
Coefficient de qualité	700	700

I.2. 2 Filtre BAW-SMR accordable « Réception »

Caractéristiques du filtre échelle de réception

Un filtre BAW-SMR accordable d'ordre cinq a été conçu en topologie échelle avec cinq zéros de transmission. Ce filtre est constitué de trois résonateurs parallèles et deux résonateurs en série. Il contient huit accès pour qu'on puisse ajouter des éléments externes aux différents résonateurs (séries et parallèles) « **Figure. III-4** ».

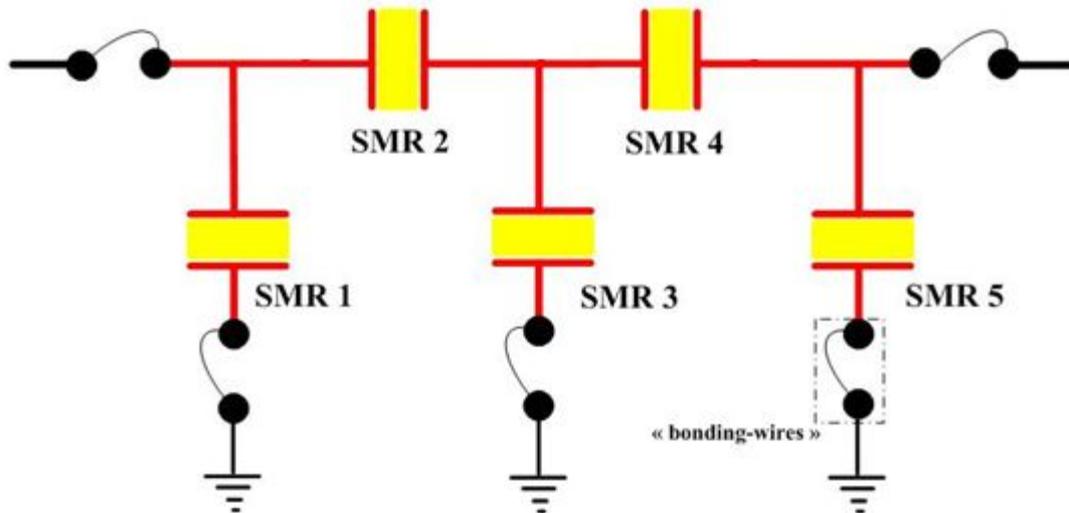


Figure. III-4 : Filtre BAW-SMR accordable en topologie échelle « Réception».

✚ Spécifications du filtre échelle de réception

A partir des spécifications du standard W-CDMA ^[R.III.1], un cahier de charges pour le filtre de réception a été établi. Ce cahier de charge est présenté par le tableau III-2.

Tableau III-2: Spécifications du filtre de réception du standard W-CDMA.

Spécifications	Valeurs
Bande passante	2,105 – 2,175 GHz
Adaptation	- 14 dB
Isolation Rx-Tx	- 25 dB
Rejection hors bande	- 20 dB

✚ Synthèse du filtre échelle de réception

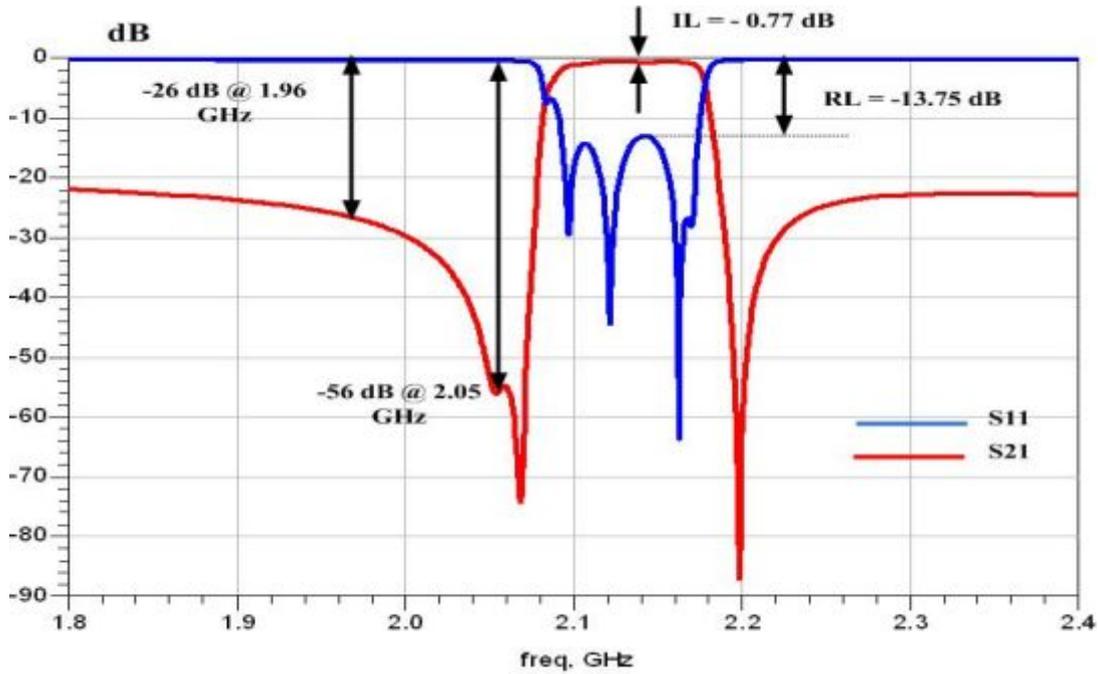
Ce filtre est constitué par des résonateurs parallèles et séries de types « loadés » et «non-loadés », respectivement. Les fréquences de résonance et d'anti-résonance des

résonateurs sont fournies par la technologie du CEA-Leti. Il propose aussi huit accès de connexion grâce à des « fil de bonding ». La longueur des « fils de bonding » est de 1 mm, ce qui représente un effet inductif de 1 nH approximativement ^[R.III.2]. La synthèse du filtre se fait grâce au logiciel élaboré au laboratoire IMS, et puis elle est optimisée en fonction des surfaces des cavités acoustiques des résonateurs et du dessin des masques du filtre. Le tableau III-3 résume les valeurs finales des cavités acoustiques des résonateurs.

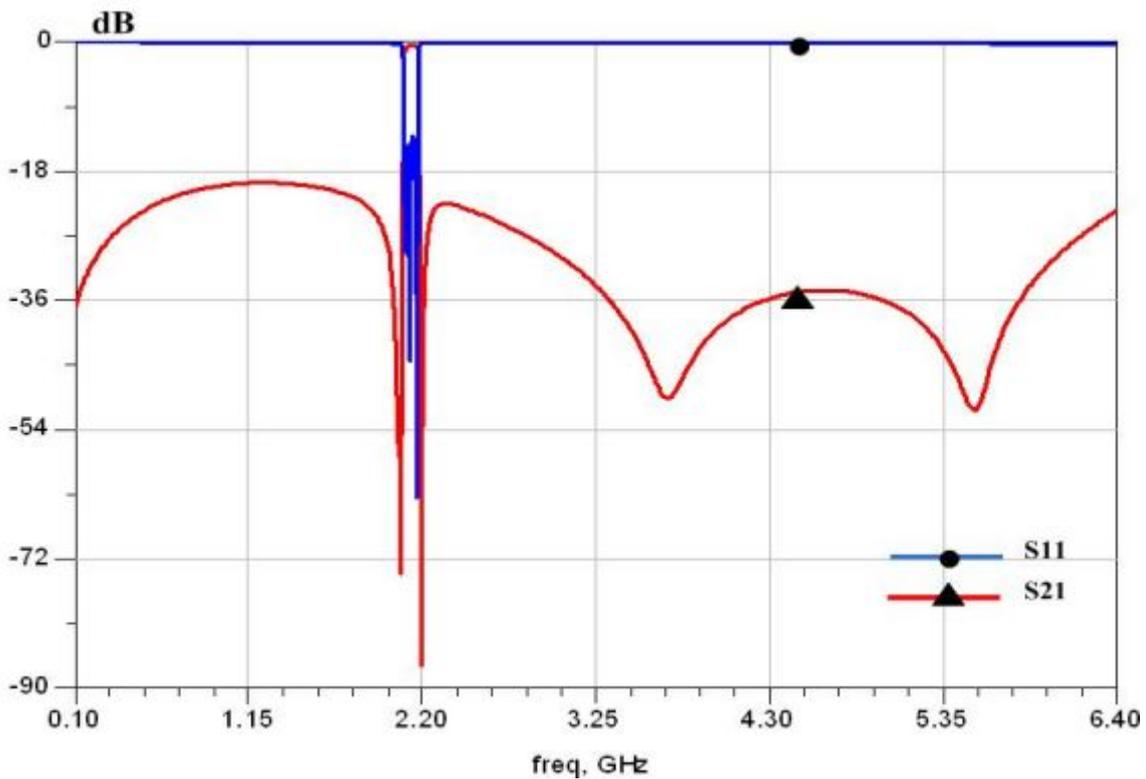
Tableau III-3: Surface des cavités acoustiques des résonateurs du filtre.

	SMR1 = SMR5	SMR3	SMR2 = SMR4
Surface active (μm^2)	25950	55230	22430

Les résultats des simulations en transmission (S21) et en réflexion (S11) du filtre échelle sont donnés par la « **Figure. III-5** ». Ils présentent une réjection hors bande de 26 dB à la fréquence 1,96 GHz, des pertes d'insertions de 0,77 dB. On observe aussi que l'introduction des « fils de bonding » permet l'optimisation du positionnement des zéros de transmission et donc améliore l'isolation Tx-Rx du filtre de réception. Les faibles pertes d'insertion obtenues en simulation sont dues aux coefficients de qualité élevés des résonateurs ($Q = 700$).



(a)

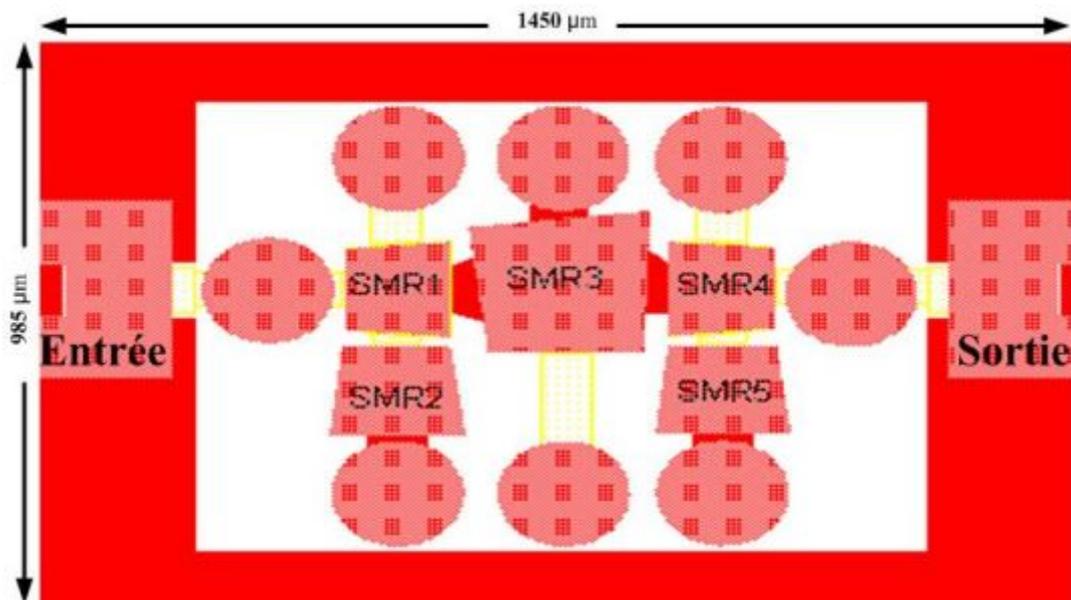


(b)

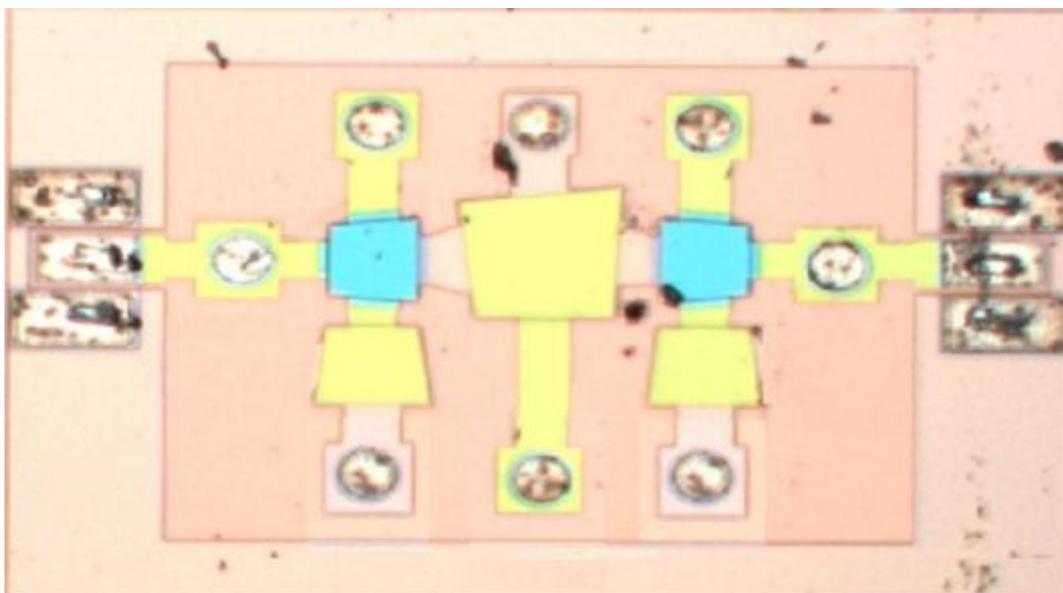
Figure. III-5 : Simulation (S21 et S11) du filtre en échelle de réception.

(a) Bande étroite. (b) Large bande

Le Layout et la microphotographie de filtre sont donnés sur la « **Figure. III-6** ». Nous remarquons un faible encombrement de cette topologie ($1450\ \mu\text{m} \times 985\ \mu\text{m}$), ainsi que les différents accès de connexion qui permettent, la liaison entre le filtre et les éléments externes.



(a)



(b)

Figure. III-6 : Réalisation du filtre échelle de réception.

(a) Dessin des masques. (b) Microphotographie.

Afin de réduire les résonances parasites dues à l'excitation des modes latéraux, la technique d'apodization a été appliquée sur les faces opposées de la cavité acoustique. Ceci permet de réduire le périmètre effectif du couplage et donc la capacité périphérique des résonateurs. Grâce à cette technique les résonances parasites sont éliminées [R.III.3].

✚ Résultats des mesures du filtre échelle de réception

Les résultats de mesures du filtre ont été obtenus à partir du banc de mesure « sous-pointe » disponible au sein du laboratoire IMS. Ces résultats expérimentaux ont été associés avec la modélisation des accès « entrée » et « sortie » « fil de bonding » [R.III.4]. Cette combinaison donne alors la réponse finale du filtre. Les caractéristiques en transmission (S21) et en réception (S11) du filtre sont données par la « Figure. III-8 ».

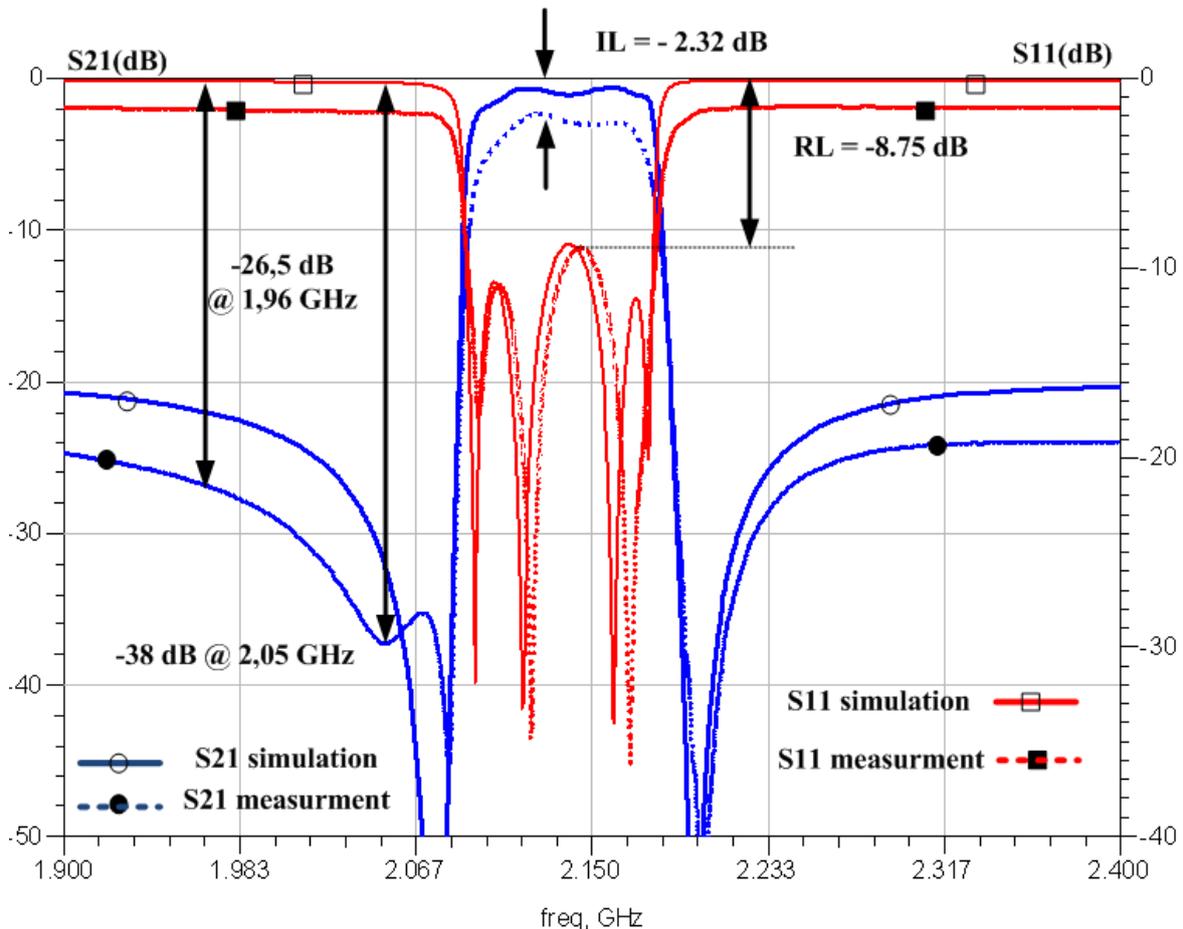
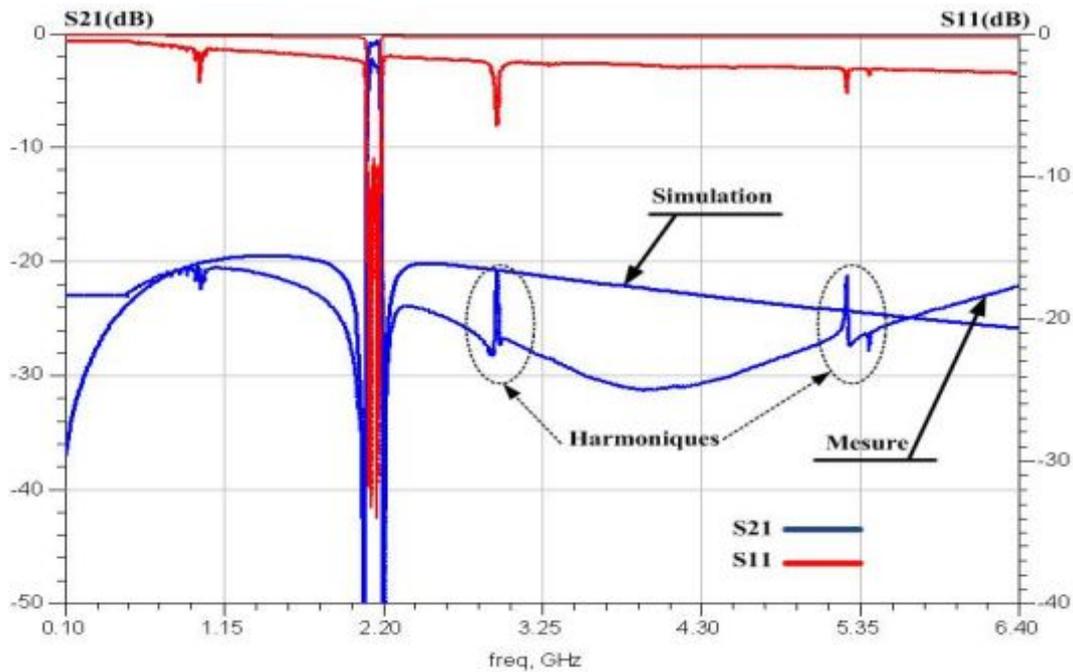


Figure. III-7 : Résultats de simulation et de mesure du filtre échelle de réception. (Bande étroite).



(b)

Figure. III-8 : Résultats de simulation et de mesure du filtre échelle de réception. (Large bande).

A partir de cette figure, nous remarquons des pertes d'insertions supérieures à celles obtenues lors des simulations ($IL = -2,32$ dB au lieu de $-0,77$ dB). Ces pertes sont dues au nombre plus élevé de résonateurs dans le chemin direct et à leur coefficient de qualité plus faible ($Q_{mesuré} = 400$ et $Q_{simulé} = 700$).

Concernant la réponse en réflexion, nous remarquons un léger décalage des zéros de transmission vers les hautes fréquences. Ce décalage entraîne, par conséquent, une réduction de l'isolation Rx-Tx du filtre. Par ailleurs, la sélectivité à gauche de la bande passante est améliorée.

En conclusion, le filtre en échelle de réception présente, une bonne sélectivité (38 dB), un faible encombrement (1450 μm x 985 μm). A cause de sa topologie en échelle, ce filtre présente une faible rejection hors bande. Les caractéristiques en transmission (S21) et en réflexion (S11) simulées sont similaires à celle mesurées.

I. 3 Filtres d'émission (1,92 – 1,98 GHz)

La topologie échelle a été appliquée à la réalisation de filtre BAW-SMR dans la bande de fréquence d'émission (1,92 – 1,98 GHz) du standard W-CDMA. Le paragraphe suivant va

décrire les caractéristiques des résonateurs utilisés pour la réalisation du filtre. Les caractéristiques du filtre seront présentées par la suite.

I.3.1 Caractéristiques des résonateurs utilisés en émission

Les caractéristiques des résonateurs « loadés » et « non-loadés » utilisé dans le cadre du projet « MOBILIS », sont résumées dans le tableau III-4. Ces résonateurs ont été fournis par le CEA-Leti.

Tableau III-4: Caractéristiques des résonateurs « MOBILIS-Tx ».

	« Loadés » 	« Non-Loadés » 
Résonance		
Fréquence (GHz)	1,979	1,910
Coefficient de qualité	700	700
Anti-résonance		
Fréquence (GHz)	2,033	1,961
Coefficient de qualité	700	700

I.3.2 Filtre BAW-SMR accordable « Emission »

Caractéristiques du filtre échelle d'émission

Un filtre BAW-SMR accordable d'ordre cinq a été conçu en topologie échelle avec cinq zéros de transmission. Ce filtre est constitué de trois résonateurs parallèles et deux résonateurs en série. Différents accès sont conçus dans ce filtre, pour pouvoir ajouter des éléments externes aux différents résonateurs (séries et parallèles) « *Figure. III-9* ».

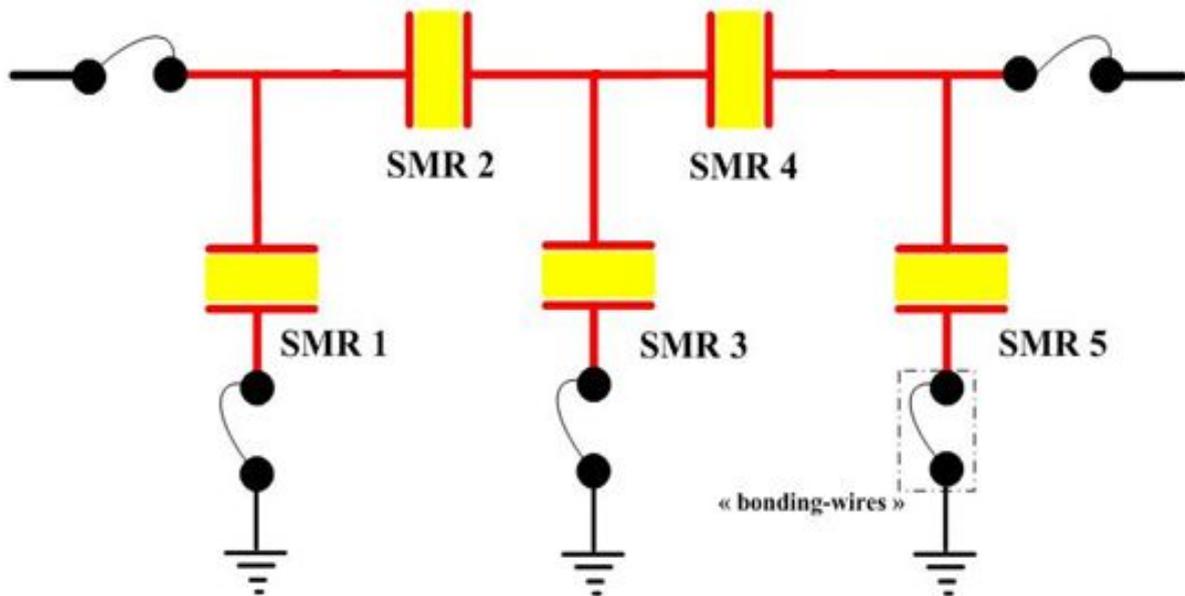


Figure. III-9 : Filtre BAW-SMR accordable en topologie échelle « Emission ».

✚ Spécifications du filtre échelle d'émission

Les spécifications du filtre échelle dans la bande d'émission du standard W-CDMA sont données dans le tableau III-5.

Tableau III-5: Spécifications du filtre de réception du standard W-CDMA.

Spécifications	Valeurs
Bande passante	1,935 – 2,005 GHz
Adaptation	- 10 dB
Isolation Rx-Tx	- 25 dB
Rejection hors bande	- 20 dB

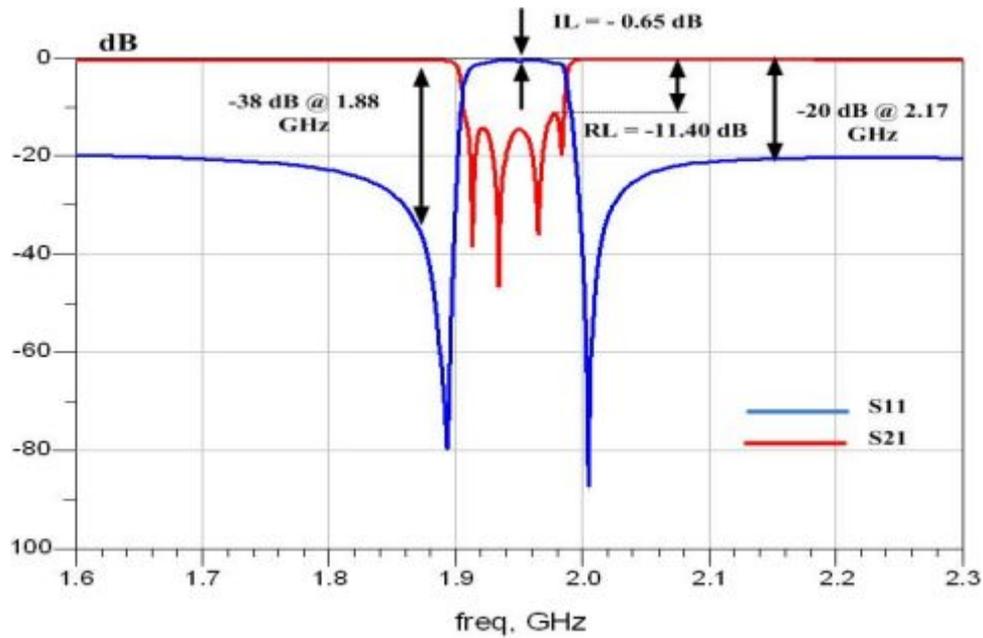
✚ Synthèse du filtre échelle d'émission

De la même manière que le filtre de réception, ce filtre présente des résonateurs parallèles et série réalisés par des résonateurs « loadés » et « non-loadés », respectivement. Les fréquences de résonance et d'anti-résonance des résonateurs sont également fournies par la technologie du CEA-Leti. Les mêmes « fils de bonding », d'une longueur de 1 mm, soit 1 nH d'effet inductif, sont utilisés. La synthèse du filtre se fait par optimisation des surfaces des cavités acoustiques des résonateurs et du dessin des masques du filtre. Le tableau III-6 résume les valeurs finales des cavités acoustiques des résonateurs.

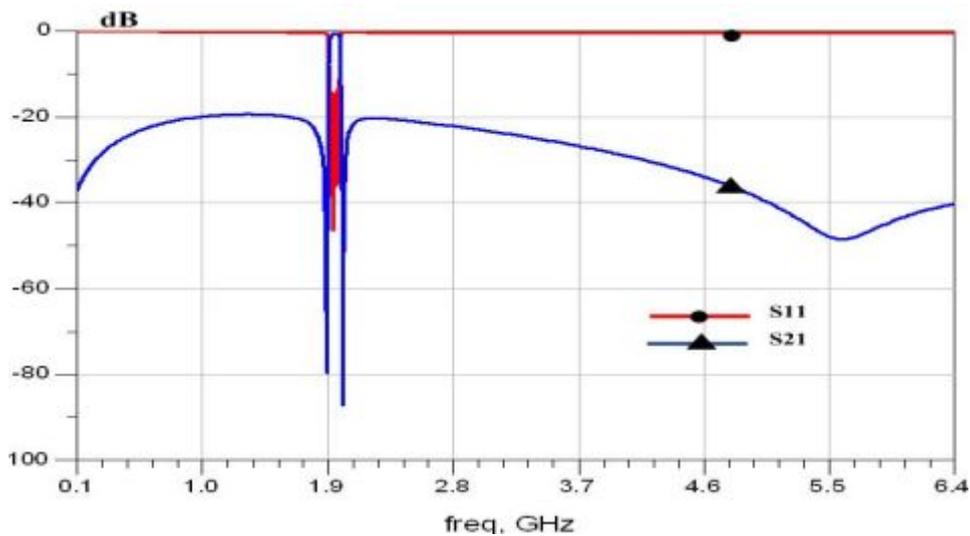
Tableau III-6: Surface des cavités acoustiques des résonateurs du filtre.

	SMR1 = SMR5	SMR3	SMR2 = SMR4
Surface active (μm^2)	25950	61620	22710

Les résultats des simulations en transmission (S21) et en réflexion (S11) du filtre échelle sont donnés par la « **Figure. III-10** ». Ils présentent une réjection hors bande de 38 dB à la fréquence 1,88 GHz, des pertes d'insertions de -0,65 dB. On observe aussi que l'introduction des « fil de bonding » permet l'optimisation du positionnement des zéros de transmission et donc améliore l'isolation Tx-Rx du filtre. Les faibles pertes d'insertion obtenues en simulation sont dues aux coefficients de qualité élevés des résonateurs ($Q = 700$).



(a)

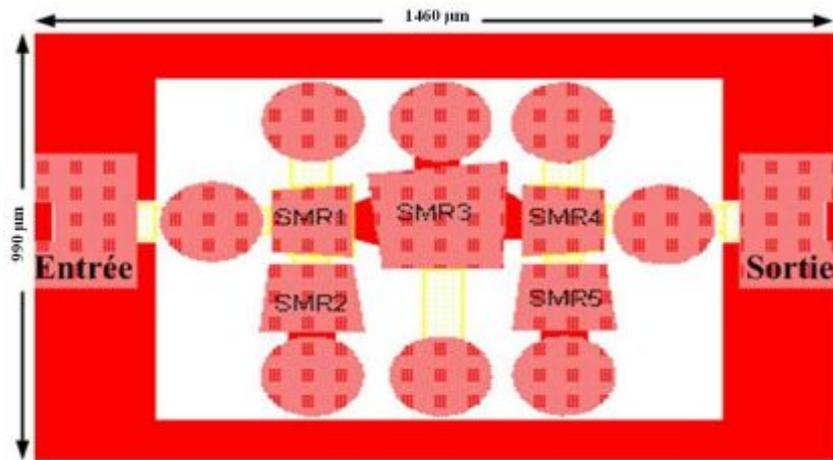


(b)

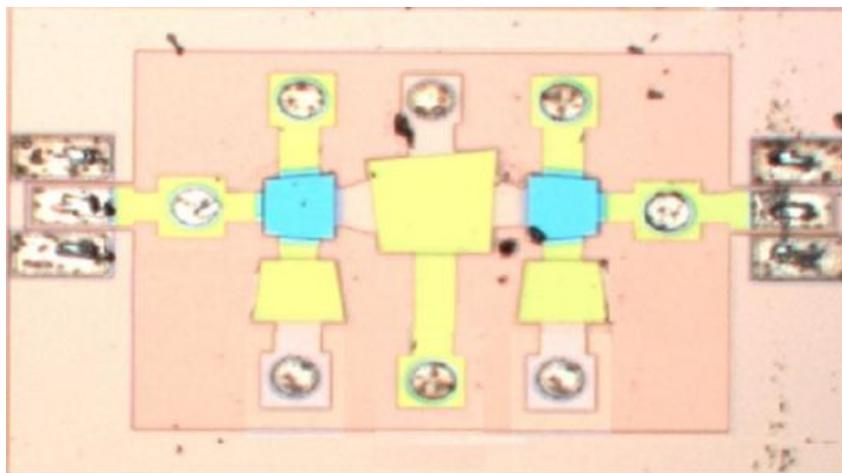
Figure. III-10 : Simulation (S21 et S11) du filtre en échelle d'émission.

(a) Bande étroite. (b) Large bande

Le Layout et la microphotographie de filtre sont donnés sur la « *Figure. III-11* ». Ces filtres sont tout comme les filtres de réception, caractérisés par un faible encombrement (1460 μm x 990 μm), des différents accès de connexion qui permettent, la liaison entre le filtre et les éléments externes.



(a)



(b)

Figure. III-11 : Réalisation du filtre échelle d'émission.

(a) Dessin des masques. (b) Microphotographie.

Afin de réduire les résonances parasites dues à l'excitation des modes latéraux, la technique d'apodization a été appliquée sur les faces opposées de la cavité acoustique. Ceci permet de réduire le périmètre effectif du couplage et donc la capacité périphérique des résonateurs. Grâce à cette technique les résonances parasites sont éliminées^[R.III.3].

✚ Résultats des mesures du filtre échelle d'émission

Les mesures du filtre d'émission ont été effectuées grâce au banc de mesure « sous-pointe » du laboratoire IMS présenté auparavant.

Ces résultats expérimentaux ont été associés avec la modélisation des « fils de bonding ». La combinaison des résultats expérimentaux et de la modélisation des « fils de bonding » forme alors la réponse finale du filtre. Les caractéristiques en transmission (S_{21}) et en réception (S_{11}) du filtre sont données par la « *Figure. III-12* ».

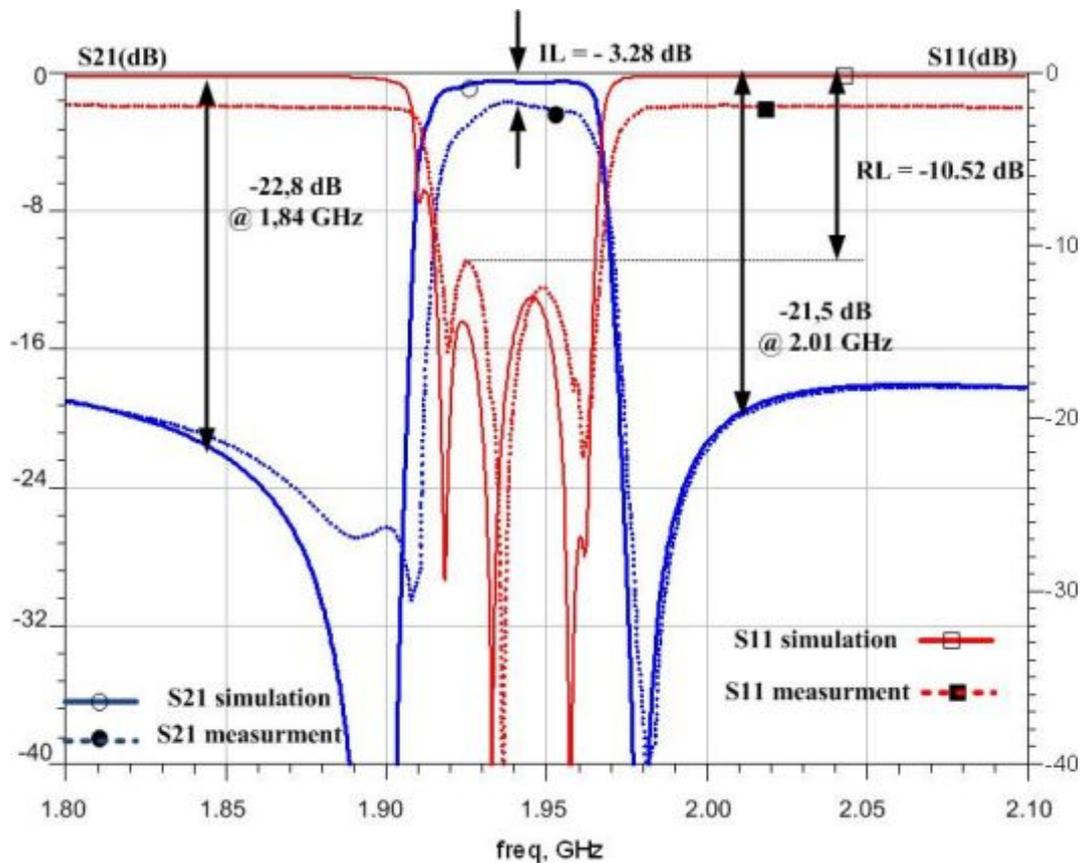


Figure. III-12 : Résultats de simulation et de mesure du filtre échelle d'émission.

II. Circuits de contrôle réalisés

Le but de cette partie est de présenter la méthode de conception établie au cours de cette thèse, pour accorder en fréquence les filtres BAW. Cette méthode consiste à associer des condensateurs aux résonateurs parallèles du filtre. Ces condensateurs seront contrôlés à leur tour par des commutateurs analogiques basés sur des transistors MOS.

II. 1 Technologie d'étude utilisée

Description de la technologie

Le circuit de contrôle a été réalisé en technologie avancée CMOS 65nm réalisée sur substrat en silicium de STMicroelectronics. Cette technologie propose des transistors MOS avec différentes tensions de seuil et des tensions de fonctionnements diverses « 2,5 V – 1,8 V – 1,2 V – 1 V ». Le back-end de la technologie CMOS 65nm est présentée « **Figure. II-13** ». il est composé de 6 ou 7 couches de métallisations cuivre ; l'espace entre ces couches est constitué par un diélectrique de type Low-k.

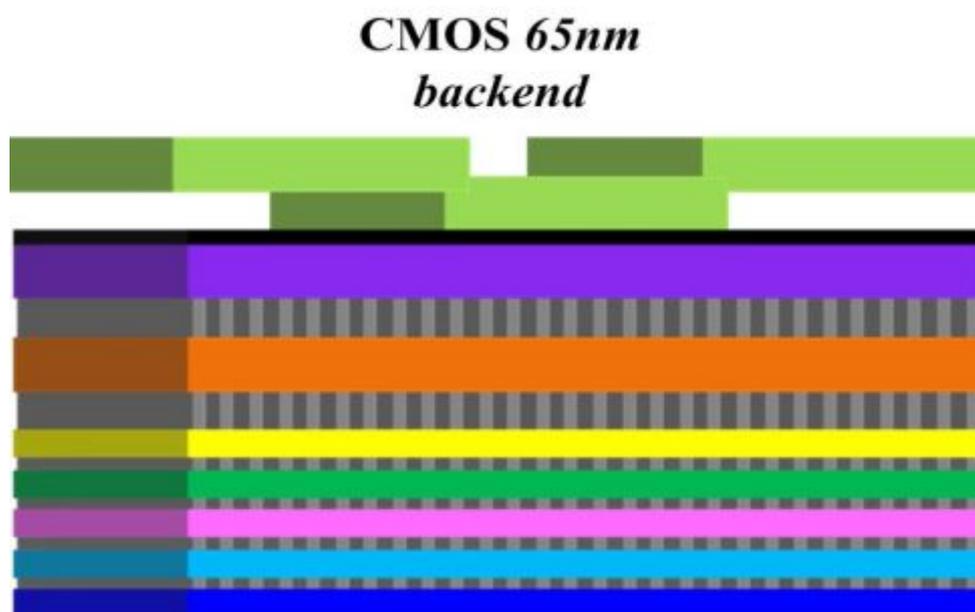


Figure. II-13 : Vue en coupe des niveaux de métallisation de la CMOS 65nm.

Procédé de conception

Les différentes étapes de la conception du circuit sont décrites par l'organigramme présenté par la « **Figure. II-14** ». Cette figure illustre la boucle qui relie le schéma électrique et l'implémentation physique du circuit (Layout). Les performances du circuit obtenues à partir du Layout sont évaluées après extraction des éléments parasites (résistances, inductances et capacités).

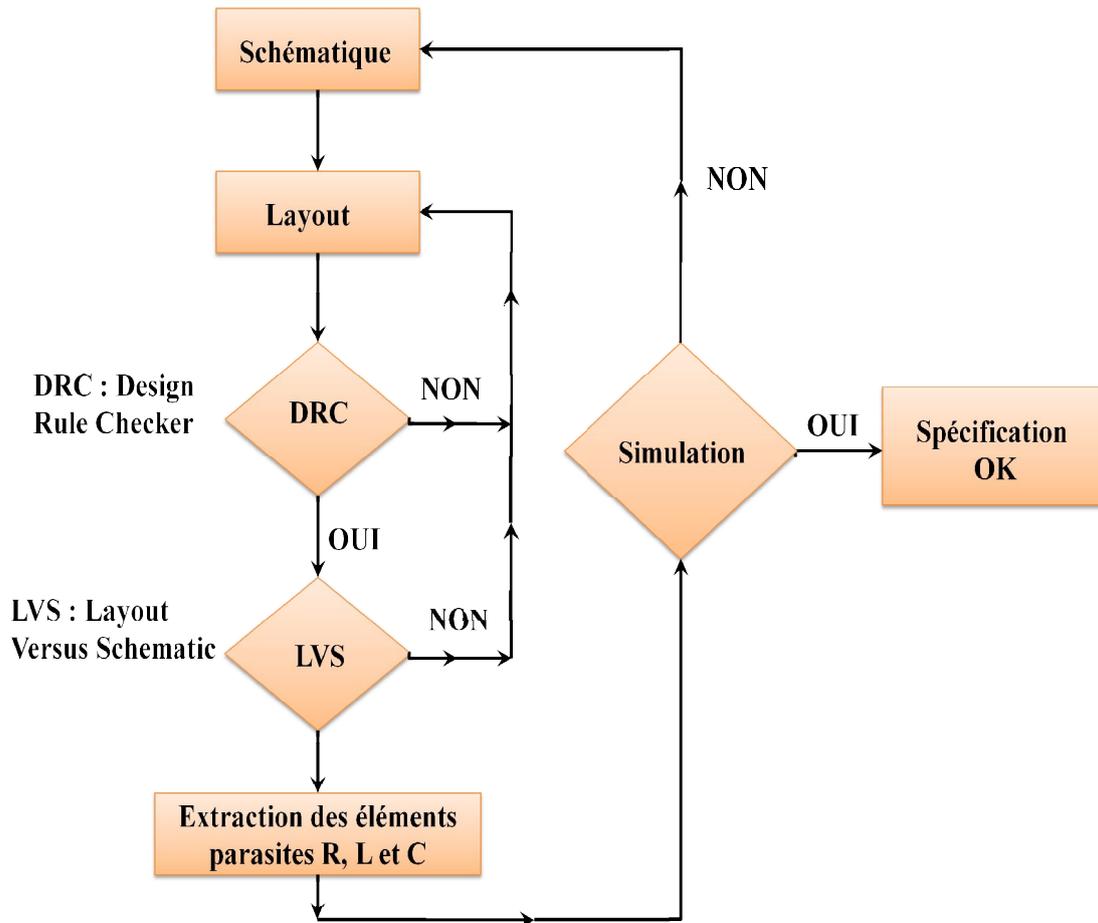


Figure. II-14 : Procédé de conception du circuit.

II. 2 Condensateurs contrôlés par des commutateurs analogiques

Dans le but d'ajuster la bande passante du filtre BAW accordable, une puce a été réalisée avec la technologie CMOS 65nm de STMicroelectronics. Elle contient des condensateurs *MIM* avec un facteur de qualité assez élevé (*supérieure à 1000 pour une capacité de 2 pF autour de 2 GHz*) et ne réduit pas celui des résonateurs BAW. Ces condensateurs sont commandés par des commutateurs analogiques CMOS CA_j. Cette puce sera connectée avec le filtre par des « fil de bonding » « *Figure. II-15* ».

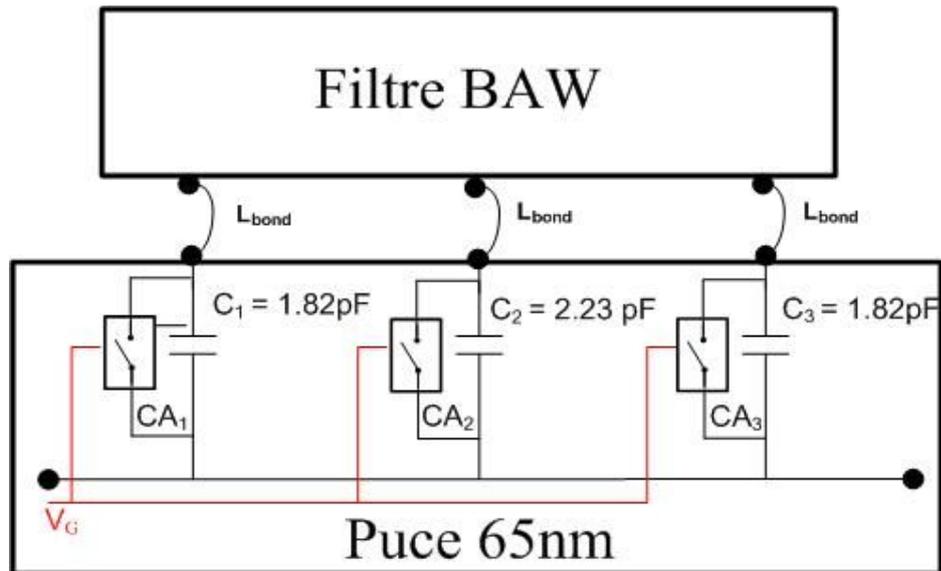


Figure. II-15: Puce de contrôle en technologie COMS 65nm.

✚ Commutateurs analogiques CMOS

Afin de commander les différents condensateurs ajoutés aux résonateurs BAW, nous avons réalisé des commutateurs analogiques CMOS. Ces commutateurs permettent de mettre en service ou en hors service les condensateurs.

L'architecture du commutateur analogique est montrée dans la « *Figure. II-16* », elle contient deux transistors MOS complémentaires (un transistor PMOS et un NMOS) et un inverseur. L'entrée et la sortie du commutateur CMOS sont formées par la connexion des sources et des drains de ces deux transistors, respectivement. L'inverseur est placé entre la grille du PMOS et la commande V_g . Le Bulk des deux transistors PMOS et NMOS est connecté à V_{dd} et GND, respectivement.

Le commutateur analogique CMOS est activé (mode ON) pour une tension de contrôle V_g égale à $V_{dd} = 1,2$ V. Quand cette tension prend la valeur de 0 V, le commutateur est désactivé (mode OFF).

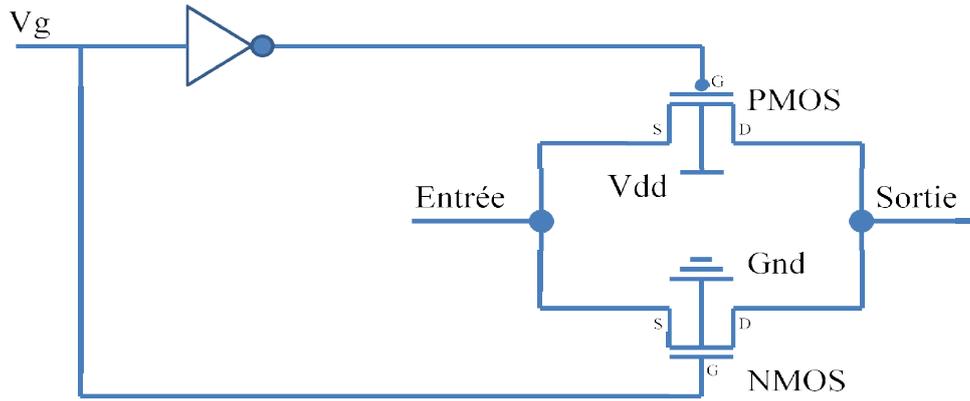


Figure. II-16: Schéma électrique du commutateur analogique CMOS.

Dans le cas idéal, ce commutateur analogique a une conductance linéaire en mode activé. En pratique, sa conductance dépend fortement de la tension du signal d'entrée et des largeurs (W) et longueurs (L) des transistors. La conductivité des transistors NMOS et PMOS en fonction de la tension d'alimentation V_{dd} , et du signal d'entrée V_g est données par les équations (E.1) et (E.2) ^[R.III.4], respectivement.

$$g_{ds,on(n)} = \mu_n C_{ox} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_n \cdot [V_{DD} - V_g - V_{th,n}] \quad (E.1)$$

$$g_{ds,on(p)} = \mu_p C_{ox} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_p \cdot [V_g - |V_{th,p}|] \quad (E.2)$$

Où C_{ox} , est la capacité de l'oxyde de grille, $V_{th,p}$ et $V_{th,n}$ sont respectivement la tension de seuil des transistors PMOS et NMOS, et μ_p et μ_n sont la mobilité des électrons et des trous des deux transistors. W et L sont la largeur et la longueur des transistors, respectivement.

L'évolution de la conductance du commutateur analogique g_{on} en fonction de l'amplitude du signal d'entrée est illustrée par la « **Figure. II-17** ». Nous remarquons que l'utilisation de deux transistors NMOS et PMOS permet au commutateur de balayer l'ensemble de la plage du signal d'entrée.

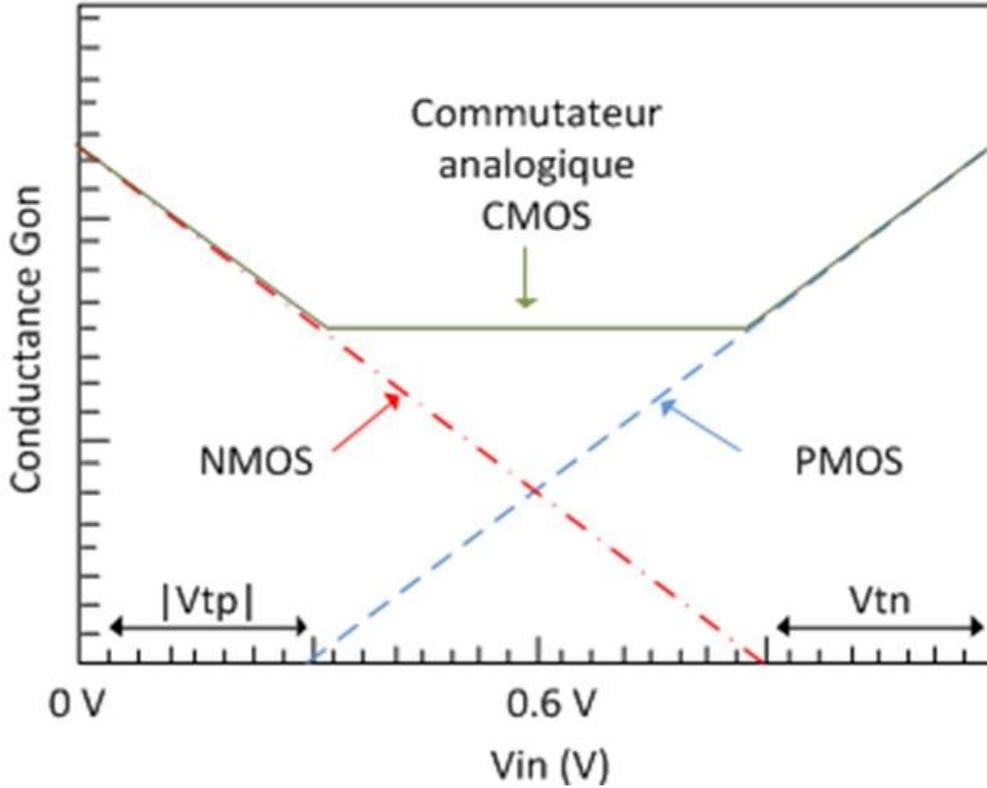


Figure. II-17: Conduction du commutateur analogique en fonction du signal d'entrée.

La nouvelle formule de la conductance devient alors:

$$g_{ds,on} = \mu_n C_{ox} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_n \cdot (V_{DD} - V_{th,n}) - \mu_p C_{ox} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_p \cdot |V_{th,p}| - \left[\mu_n C_{ox} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_n - \mu_p C_{ox} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_p \right] \cdot V_{in}$$

Si $\mu_p \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_p = \mu_n \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_n$

$$g_{ds,on} = \mu_n C_{ox} \cdot \left(\frac{W}{L}\right)_n \cdot (V_{DD} - V_{th,n} - |V_{th,p}|) \quad (E.3)$$

D'après cette équation, la taille des transistors ainsi que la tension d'alimentation ont beaucoup d'influence sur la conductance du commutateur analogique. En effet, la taille optimale des transistors dépend d'un compromis à établir entre leur condensateur parasite et leur résistance parasite. En mode ON, la conductance du commutateur augmente pour des transistors de grande dimension, et diminue pour des transistors de faible dimension.

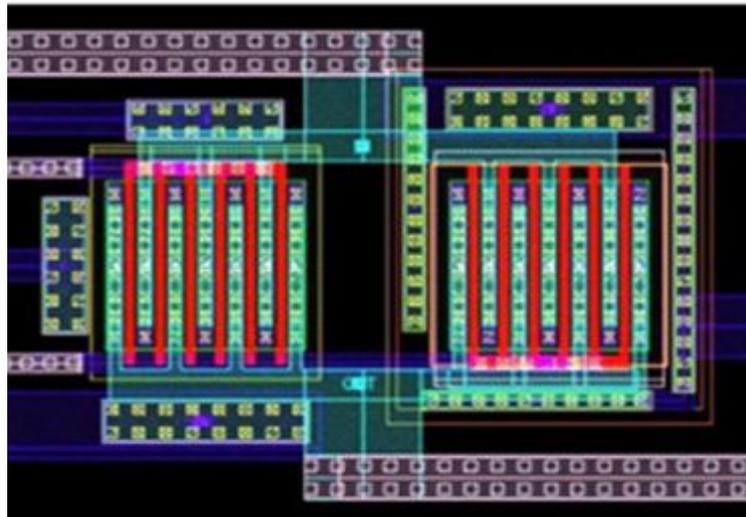
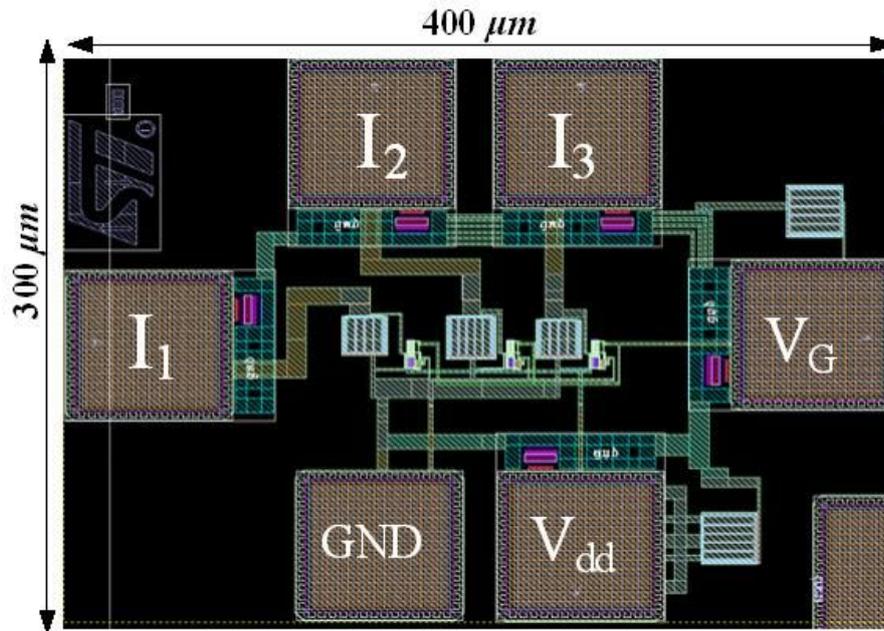


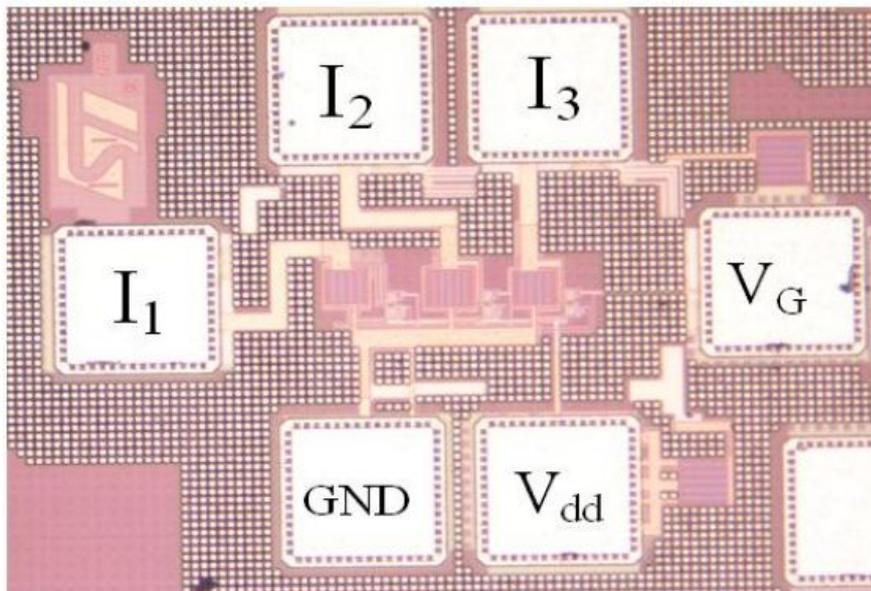
Figure. II-18: Masque des transistors NMOS et PMOS du CA.

Les valeurs de la largeur W et la longueur L sont fixées à $W = 50 \mu\text{m}$ et $L = 60\text{nm}$. Le masque (Layout) des transistors est présenté par la « **Figure. II-18** ». Une fois que le dimensionnement des transistors est fixé selon la valeur choisie du conductance du commutateur, il nous restera à déterminer la tension du signal d'entrée pour ajuster la valeur de la conductance du commutateur. La suite du manuscrit montrera l'utilité de cet ajustement grâce à la tension d'entrée. Les valeurs des trois condensateurs ont été fixés à $C_1 = 1,82 \text{ pF}$, $C_2 = 2,23 \text{ pF}$ et $C_3 = 1,82 \text{ pF}$. Ces valeurs ont été optimisées dans le but d'avoir une réduction de 12 MHz de la bande passante du filtre BAW.

Le dessin de masque (Layout) et la microphotographie du commutateur analogique CMOS sont donnés sur la « **Figure. II-19** ». On peut noter un faible encombrement de cette puce ($400 \mu\text{m} \times 300 \mu\text{m}$). Six plots de connexion ont été prévus pour cette puce, les trois plots (I_1 , I_2 et I_3) permettent de relier la puce CMOS avec le filtre BAW ; les trois autres plots sont dédiés à Vdd, Vg et GND.



(a)



(b)

Figure. III-19 : Puce de contrôle en technologie CMOS 65 nm.

(a) Dessin des masques. (b) Microphotographie.

II. 3 Condensateurs contrôlés par un décodeur

Toujours dans l'objectif d'accorder en fréquence la bande passante du filtre BAW, une nouvelle puce a été réalisée au sein du laboratoire IMS avec la technologie CMOS 65nm.

Cette puce est composée par des ensembles des commutateurs présentés dans le paragraphe II.2, avec des condensateurs MIM et un décodeur (2to4) avec quatre sortie afin de commander les différents commutateurs « *Figure. III-20* ».

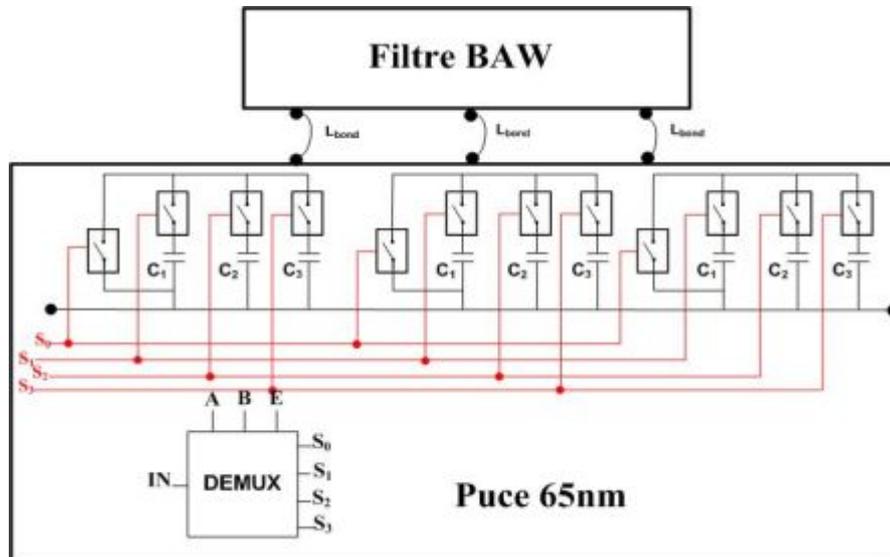


Figure. III-20 : Puce de contrôle en technologie COMS 65nm.

✚ Décodeur CMOS 2to4

Ce décodeur a été utilisé afin de pouvoir activer certains commutateurs et d'en bloquer d'autres. Il est composé de deux inverseurs et quatre portes ET « *Figure. III-21* ». Ces cellules ont été totalement réalisées au sein du laboratoire IMS, car les cellules standard fournies dans les bibliothèques du Design Kit (DK) de STMicroelectronics ne comportent pas tous les niveaux de dopage. La table de vérité du décodeur est présentée par le tableau III-7.

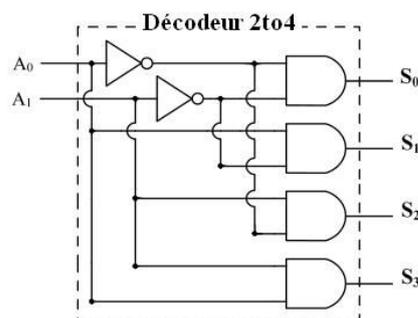


Figure. III-21 : Schéma électrique du décodeur 2to4.

Tableau III-7: Table de vérité du décodeur 2to4.

A ₀	A ₁	E	S ₀	S ₁	S ₂	S ₃
0	0	1	0	0	0	1
0	1	1	0	0	1	0
1	0	1	0	1	0	0
1	1	1	1	0	0	0
X	X	0	0	0	0	0

Le dessin de masque (Layout) de cette puce, dont l'encombrement est faible ($330 \mu\text{m} \times 335 \mu\text{m}$), est donné sur la « **Figure. III-22** ». Nous remarquons les trois plots (I_1 , I_2 et I_3) utilisés pour la connexion de la puce avec le filtre, deux plots (A_0 et A_1) pour commander le décodeur puis deux derniers plots pour le GND et le V_G .

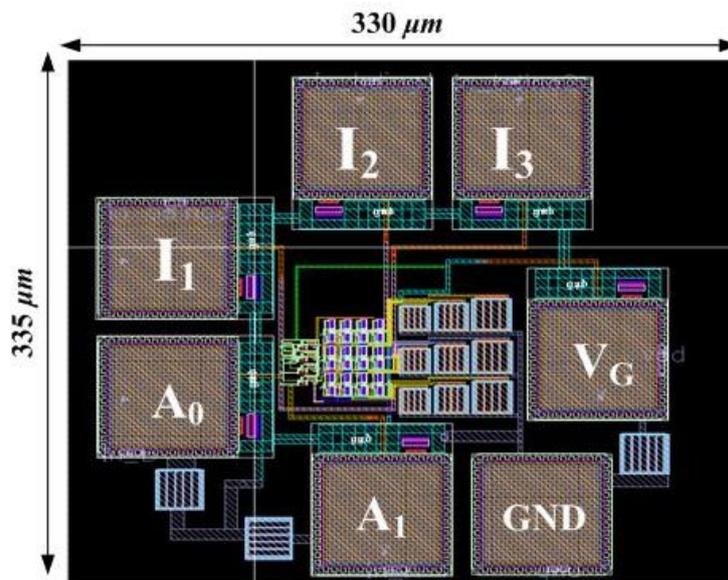


Figure. III-22 : Layout de la puce de contrôle en technologie CMOS 65 nm.

III. Résultats de simulation de l'assemblage des puces

Cette partie présentera les différents résultats de simulation obtenus pour l'assemblage des deux puces (filtre BAW + puce CMOS). Le filtre BAW-SMR de réception du paragraphe I.2 est sélectionné pour valider le concept d'accordabilité en ajoutant des éléments passifs externes.

III. 1 filtre BAW-Rx + condensateurs contrôlés par les commutateurs analogiques

Ce paragraphe décrit le comportement du filtre BAW-SMR en ajoutant des condensateurs contrôlés par des commutateurs analogiques. Ils sont montés en série avec les résonateurs parallèles du filtre BAW. Ces condensateurs influent directement sur les fréquences de résonance en créant un décalage vers les fréquences supérieures. Le schéma électrique de cette assemblage est illustré par la « *Figure. III-23* ».

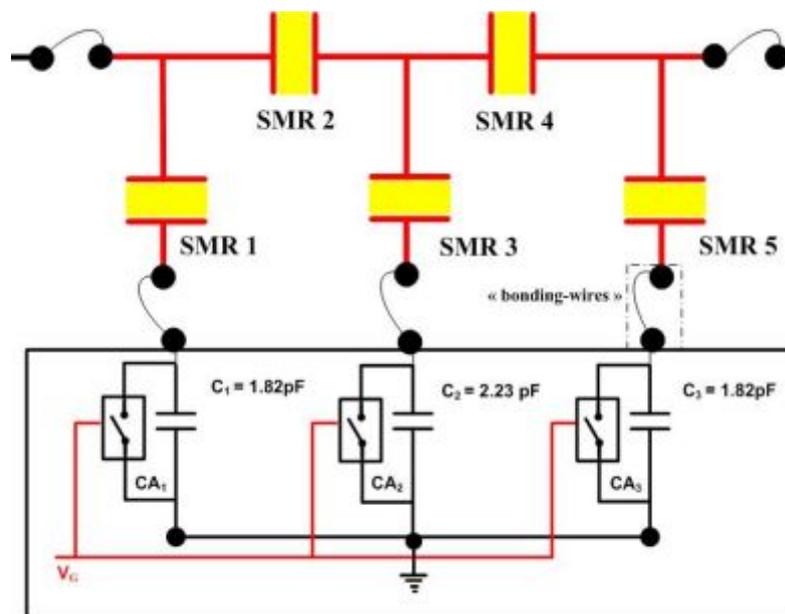


Figure. III-23 : Schéma électrique du filtre BAW +puce CMOS.

Les condensateurs utilisés modifient l'impédance des branches parallèles du filtre BAW-SMR. Seuls les zéros de transmission à gauche de la fréquence centrale du filtre se déplacent vers les hautes fréquences, Les autres fréquences restent inchangées. Les valeurs de ces condensateurs sont optimisées de façon à obtenir une diminution précise de la bande passante.

Pour une valeur minimale de la tension de commande ($V_g = 0$ V), les trois commutateurs analogiques (CA_1 , CA_2 et CA_3) sont en état OFF, et sont considérés comme des circuits ouverts. Les condensateurs sont directement en série avec les résonateurs parallèle du filtre BAW. Ils modifient les zéros de transmission en réduisant la bande passante de 20% (12 MHz) par rapport à la bande passante initiale. Les résultats de simulation sont présentés par la « **Figure. III-24** ».

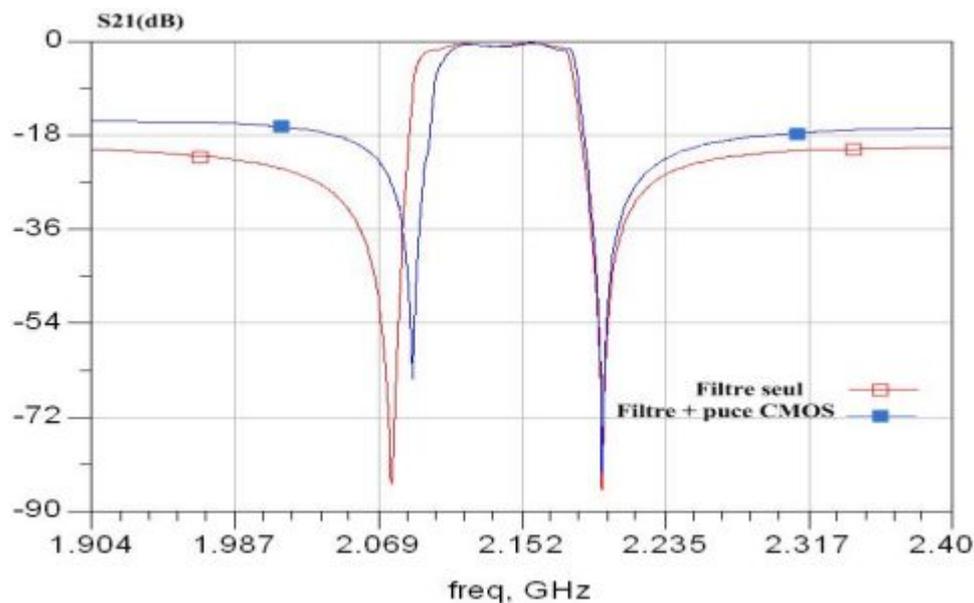


Figure. III-24 : Réponse fréquentielle du filtre BAW avec la puce CMOS (état OFF).

A partir de cette figure, nous remarquons que les pertes d'insertion sont similaires à celles du filtre initial (1,14 dB), en revanche, la réjection hors bande diminue et atteint 16 dB. Les zéros de transmission à droite restent intacts.

Quand la tension de commande prend la valeur ($V_g = 1,2$ V), les trois commutateurs analogiques CMOS passent en état activé (mode ON). Ils sont donc considérés comme des circuits fermés. Les condensateurs sont court-circuités, et forment un fil reliant les résonateurs parallèles du filtre avec la masse. La bande passante du filtre n'est pas influencée, les pertes d'insertion gardent la valeur de 1,14 dB. La « **Figure. III-25** » présente la réponse fréquentielle du filtre avec les commutateurs analogiques activés.

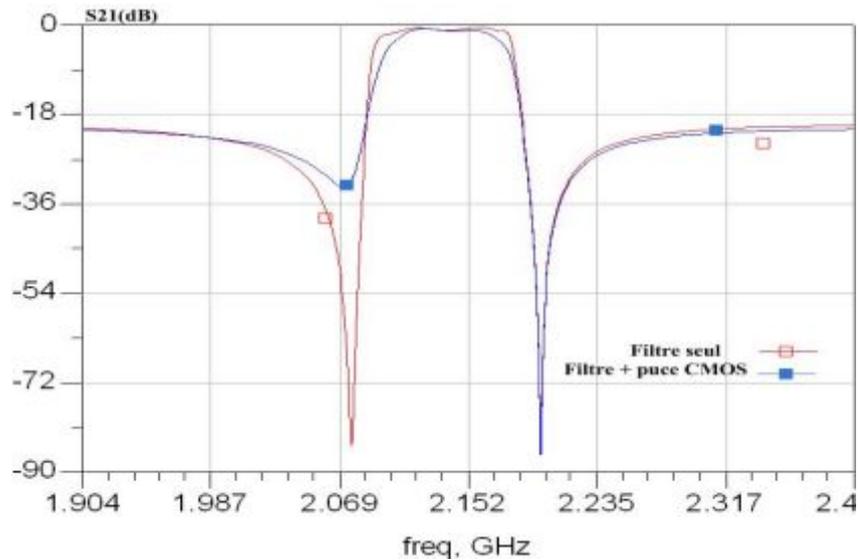


Figure. III-24 : Réponse fréquentielle du filtre BAW avec la puce CMOS (état ON).

Cette méthode nous a permis d'avoir une réduction de 12 MHz de la bande passante initiale. Un deuxième réglage de la bande passante est possible pour cette technique grâce au réglage de la tension de commande. La conductance du commutateur varie en faisant varier la valeur de la tension de commande V_g (E-3). Cette variation permet d'avoir une diminution de la bande passante à chaque valeur de la tension de commande. La « **Figure. III-26** » montre une simulation pour trois valeurs de la tension de commande (0 V, 0,6 V et 1,2 V) appliquées sur les commutateurs.

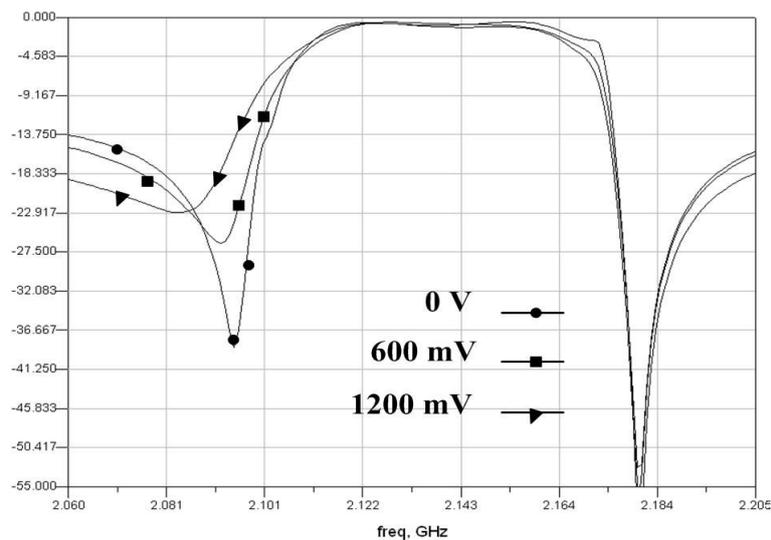


Figure. III-25 : Variation de la bande passante en fonction de V_g .

III. 2 Filtre BAW-TX + condensateurs contrôlés par le décodeur

Le fonctionnement du mécanisme contrôlant la bande passante du filtre BAW-SMR est expliqué dans cette partie. Ce mécanisme est composé par des commutateurs analogiques montés en série avec des condensateurs (C_1 , C_2 et C_3). L'ensemble est contrôlé par le décodeur 2to4 puis connecté en série avec les résonateurs parallèles du filtre BAW« *Figure. III-26* ». La valeur des condensateurs C_1 , C_2 et C_3 est fixée dans le but d'avoir une réduction de la bande passante de 12MHz, 9 MHz et 6 MHz, respectivement. Quand la sortie S_0 du décodeur est activée, le commutateur analogique CA_1 est en mode ON ce qui permet de court-circuiter l'ensemble et de relier les résonateurs avec la masse. Lorsque la sortie S_n ($n= 1, 2$ et 3) du décodeur est activée, les commutateurs analogiques CA_n sont en mode ON ce qui permet de connecter en série des condensateurs C_n avec les résonateurs parallèles du filtre BAW.

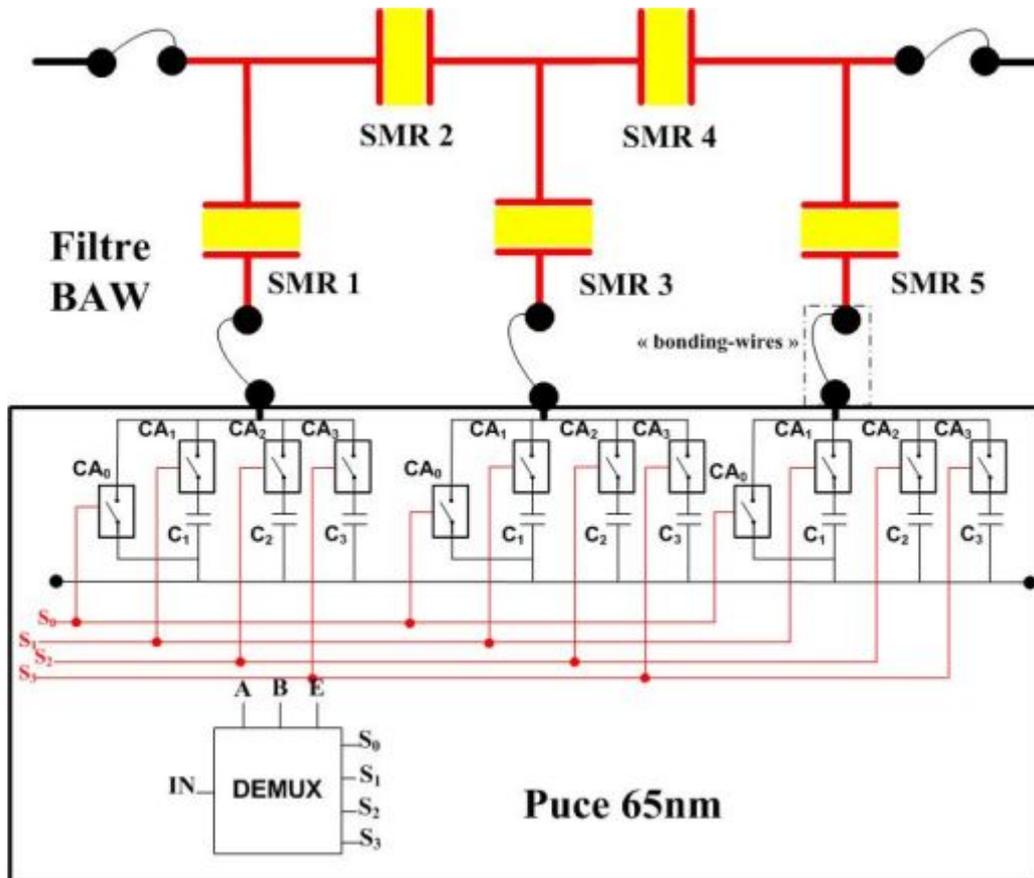


Figure. III-26 : Schéma électrique du filtre BAW +puce CMOS.

Les résultats de simulation de l'assemblage des deux circuits sont résumés sur la « *Figure. III-27* ». Nous remarquons la réduction de la bande passante suivant l'état de

fonctionnement des commutateurs analogiques, et aussi la dégradation de la réjection hors bande, qui vaut 15 dB à la fréquence 1,89 GHz.

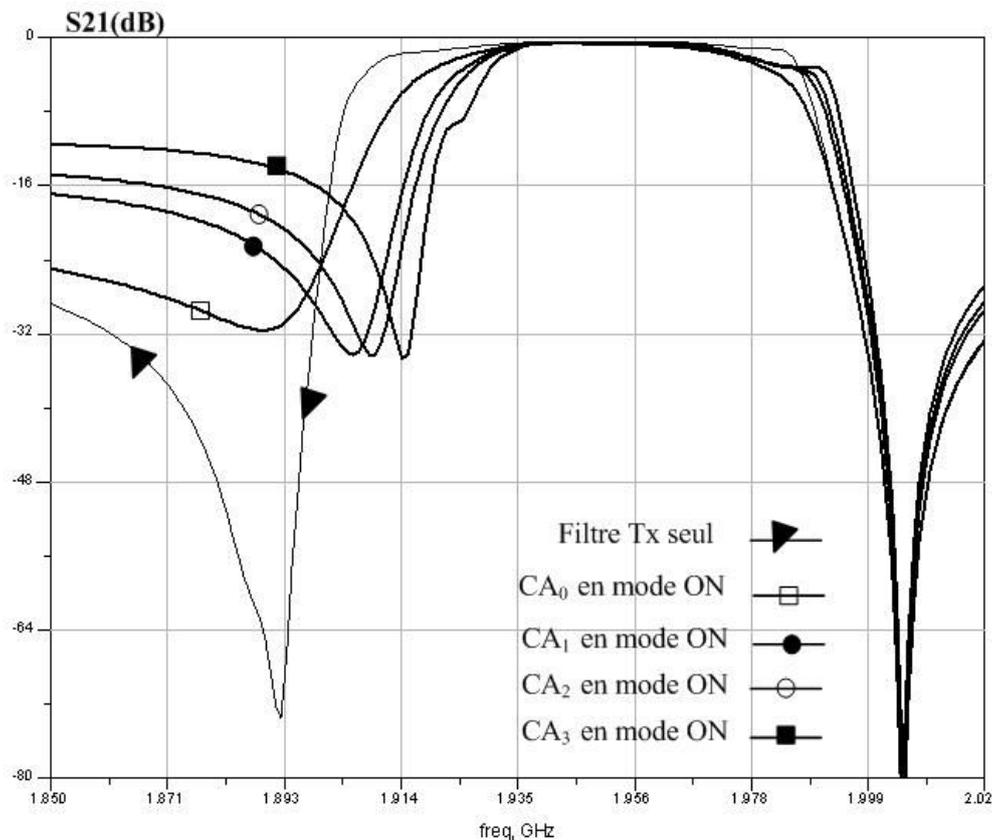


Figure. II-27 : Réponse fréquentielle du filtre BAW pour les différentes positions de commutateur.

IV. Résultats de mesure de l'assemblage des puces

L'assemblage des deux puces a été effectué au sein du laboratoire IMS. Elles sont reportées sur PCB (verre époxy 'FR4' d'épaisseur égale à 0,4 mm), puis le câblage est réalisé par 'ball-bonding' avec des fils d'aluminium de diamètre 33 μm . La longueur des fils varie de 1 mm à 2,2 mm. La « **Figure. III-28** » montre la microphotographie du filtre BAW-SMR connecté avec la puce CMOS.

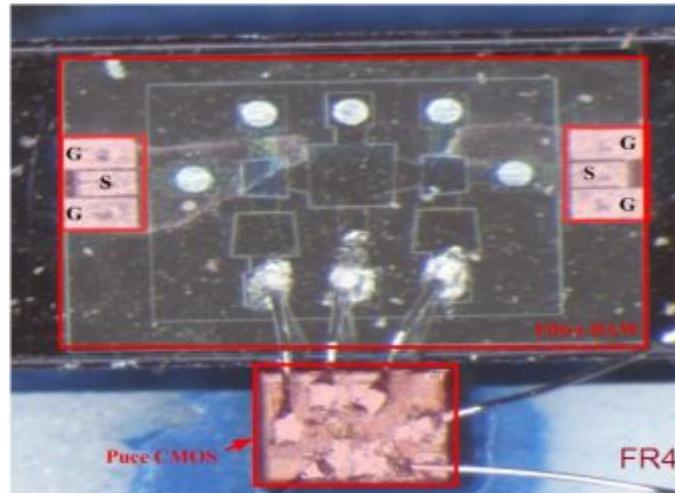


Figure. III-28 : Microphotographie du filtre BAW-SMR et la puce CMOS reportés sur un PCB.

IV. 1 Résultats de mesure du filtre BAW-Rx + condensateurs contrôlés par les commutateurs analogiques

Les mesures effectuées sur l'ensemble des deux puces ont été réalisées au sein du laboratoire IMS grâce au banc de mesure disponible dans les locaux. La réponse du filtre BAW contrôlé par la puce CMOS a été obtenue par une rétro-simulation en incluant l'effet inductif introduit par les « fils de bonding ». La « Figure. III-29 » illustre une comparaison entre les résultats de mesures du filtre seul et du filtre accordable avec la puce CMOS.

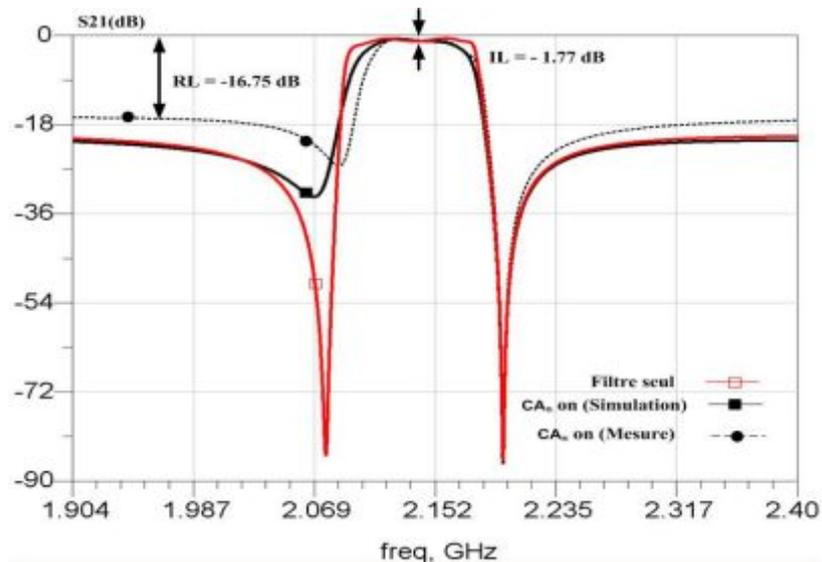


Figure. III-29 : Comparaison entre la simulation et la mesure du filtre seul et du filtre accordable (CA_n ON).

Cette figure présente la configuration du cas où tous les commutateurs analogiques sont en mode ON. A partir de ces résultats expérimentaux, on peut noter des pertes d'insertion ($I.L = -1,77 \text{ dB}$) supérieures à celles estimées en simulation ($I.L = -1,14 \text{ dB}$). Ces pertes sont dues au nombre important de résonateurs ainsi que leur faible coefficient de qualité obtenu en mesure. La réjection hors bande mesurée est supérieure à celle attendue lors des simulations. Sa valeur atteint $16,75 \text{ dB}$ au lieu des 21 dB estimés.

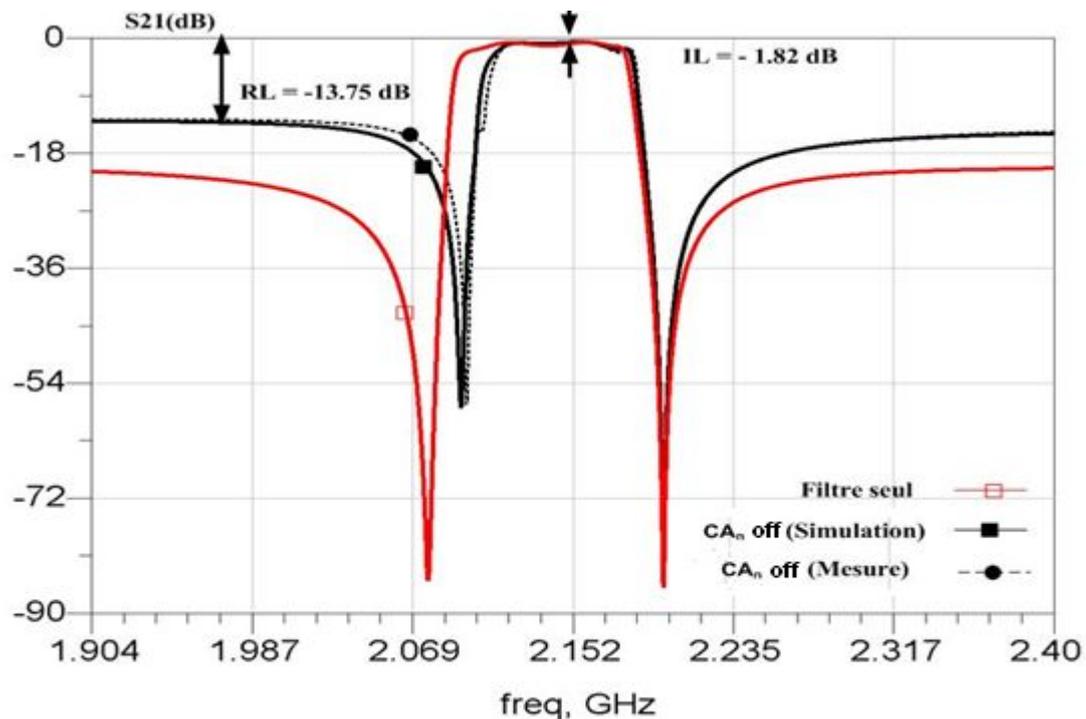


Figure. III-30 : Comparaison entre la simulation et la mesure du filtre seul et du filtre accordable ($CA_n \text{ OFF}$).

La deuxième série de mesures a été effectuée dans le cas où tous les commutateurs analogiques sont en mode OFF, cette configuration des commutateurs permet de connecter directement les condensateurs avec les résonateurs parallèles du filtre BAW. Les résultats de mesures expérimentaux sont comparés à ceux des simulations « **Figure. III-30** ». Ces résultats présentent des pertes d'insertion d'une valeur de ($I.L = -1,82 \text{ dB}$). Une augmentation de la réjection hors bande est remarquée ($R.L = -13,75 \text{ dB}$). Nous observons aussi un décalage des zéros de transmission vers les fréquences supérieures, ce qui nous permet d'avoir une réduction de 11 MHz de la bande passante du filtre BAW.

La « **Figure. III-31** » vient de confirmer à son tour la configuration concernant le contrôle de la bande passante par la tension de commande V_g . Les mesures ont été effectuées pour trois valeurs de tension (0 V, 0,6 V, 1,2 V).

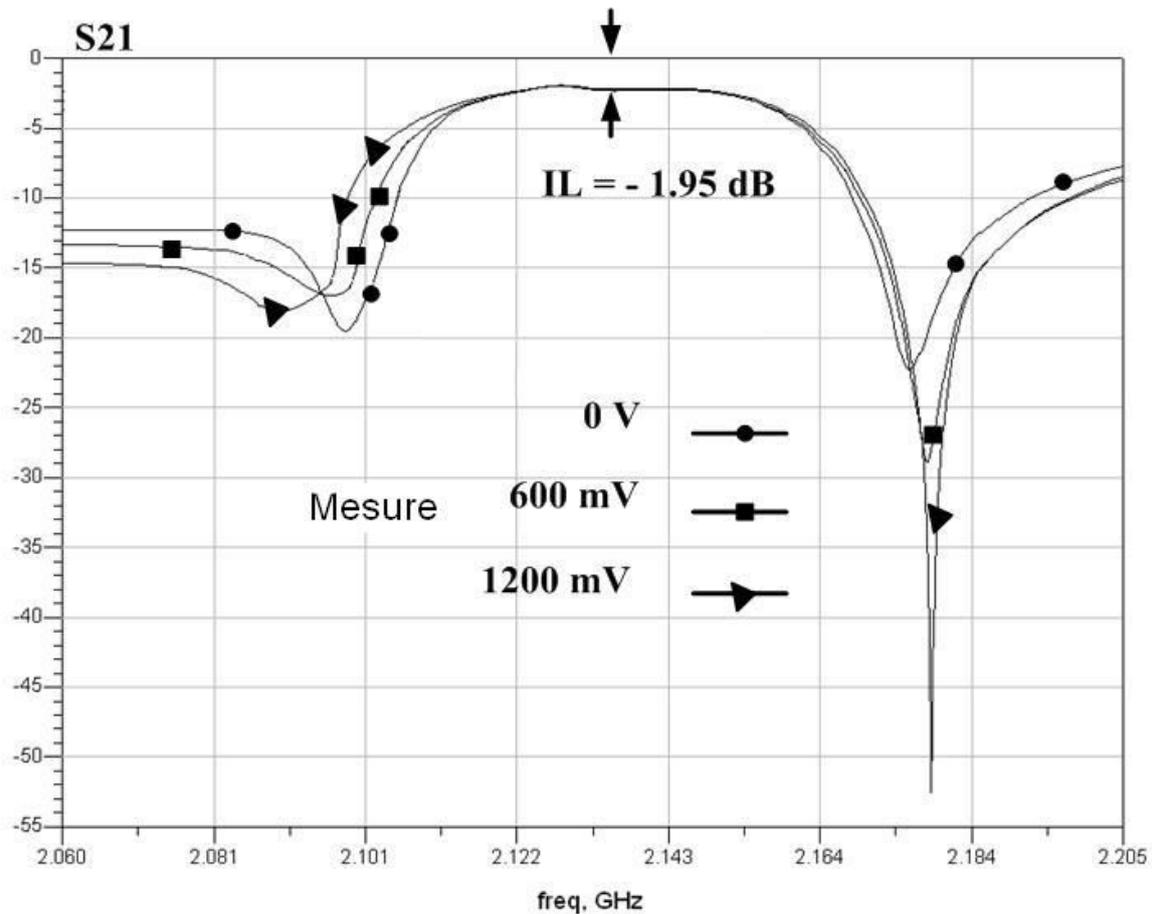


Figure. III-31 : Variation de la bande passante en fonction de V_g [R.III.5]

Les pertes d'insertion mesurées pour cette configuration sont de 1,95 dB. Nous remarquons la variation de la bande passante du filtre par rapport de la tension V_g . Les résultats de mesures sont similaires à celles des simulations. La valeur de la réjection hors bande mesurée est supérieure à celle estimée lors de la simulation.

IV. 2 Résultats de mesure filtre BAW-TX + condensateurs contrôlés par le décodeur

Les mesures effectuées sur l'ensemble des deux puces ont été faites à l'aide du banc de mesure disponible au laboratoire IMS. La réponse du filtre BAW contrôlé par la puce CMOS a été obtenue par une rétro-simulation en incluant l'effet inductif introduit par les « fils de bonding ». La « Figure. III-32 » illustre une comparaison entre les résultats de mesure et de simulation du filtre accordable pour les différentes configurations proposées par ce mécanisme de contrôle.

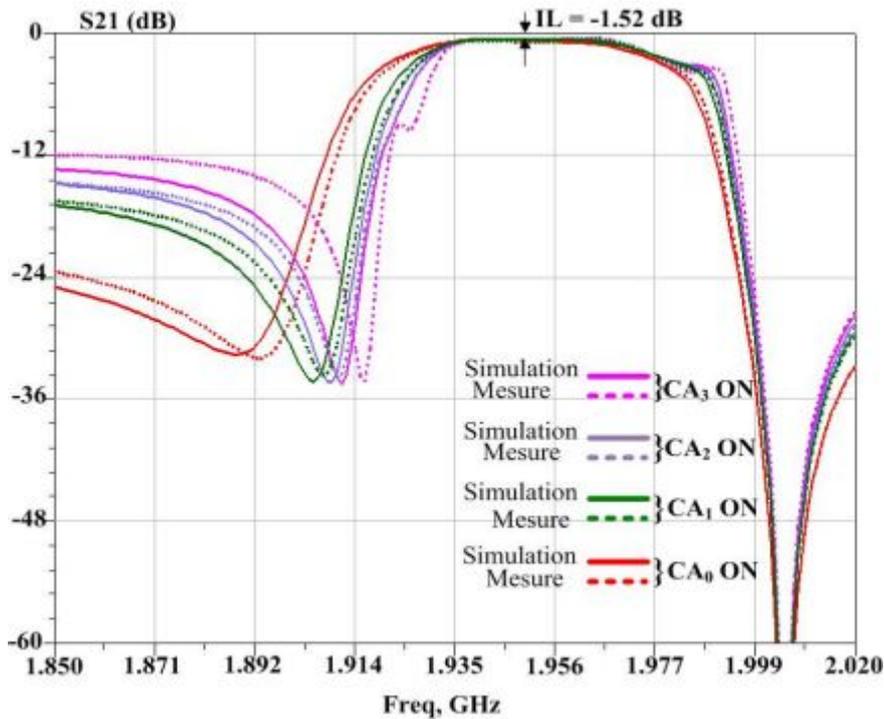


Figure. III-32 : Variation de la bande passante en fonction des différentes positions de commutateur^[R.III.6]

Quand le commutateur CA₀ est en état ON, nous remarquons que les résultats de mesure sont similaires à ceux estimés lors de la simulation. Une légère augmentation de la réjection hors bande est remarquée (-23 dB au lieu de -25,5 dB @ 1,85 GHz). Lorsque le commutateur CA₃ est en état ON, on obtient une réduction de 13 MHz de la bande passante supérieure à celle attendue lors de la simulation (12 MHz). Par conséquent la réjection hors bande augmente et atteint 12 dB. Les pertes d'insertion du filtre ont d'une valeur de IL = -1,52 dB. Comme dans le cas précédent, les pertes sont dues au nombre important de résonateurs dans le chemin direct et aussi à leur faible facteur de qualité mesuré. De plus, les capacités parasites générées par les commutateurs analogiques CMOS, la qualité ainsi que la taille des fils de bonding augmentent les pertes d'insertion et diminuent la bande passante.

IV. Conclusion

La réalisation des filtres BAW-SMR accordables en fréquence a fait l'objet de la première partie de ce chapitre. Tout d'abord nous avons présenté une brève description de la technologie BAW-SMR du CEA-Leti. Les deux filtres présentés dans ce chapitre, le filtre de réception Rx (2,11 – 2,17 GHz) et le filtre de transmission Tx (1,92 – 1,98 GHz), sont destinés au standard W-CDMA.

Tout d'abord nous avons montré les mesures « sous-pointes » réalisées grâce au banc de mesure disponible à l'IMS du filtre BAW-SMR. Ensuite, nous avons proposé deux méthodes pour contrôler la bande passante de ce filtre. Ces méthodes sont basées sur la technologie CMOS 65 nm de STMicroelectronics. Les performances de ces deux méthodes ainsi qu'un aperçu de la technologie de leur réalisation sont décrites dans ce chapitre.

Le facteur de qualité des résonateurs BAW-SMR mesuré est inférieur à celui estimé lors de la simulation. De plus, la caractéristique résistive des ouvertures des interconnexions du filtre, la qualité et la taille des fils de bonding, et les capacités parasites générées par les commutateurs analogiques CMOS augmentent les pertes d'insertion et diminuent aussi la bande passante du filtre.

Le contrôle de la bande passante du filtre BAW-SMR a été présenté par les simulations, ensuite, il a été confirmé par les résultats de mesure. Une réduction de la bande passante d'une valeur de 13 MHz a été mesurée. Ces deux méthodes peuvent être aussi utilisées pour des filtres large bande, ou pour l'ajustement de la fréquence centrale du filtre BAW-SMR après fabrication.

Références chapitre III

- [R.III.1] 3GPP UE Radio Transmission and Reception (FDD) TS 25.101. <http://www.3gpp.org>.
- [R.III.2] K. Mouthaan, R. Tinti, M. de Kok, H.C. de Graaff, J.L. Tauritz et J. Slotboom, "Microwave modelling and measurement of the self- and mutual inductance of coupled bondwires," Proceedings of the 1997 Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting, pp.166-169. 1997.
- [R.III.3] K.M. Lakin, K.G. Lakin, "Numerical Analysis of Thin Film BAW Resonators", IEEE Ultrasonics Symposium, Vol. 1, pp. 74-79, 2003.
- [R.III.4] A. A. Shirakawa, J-M. Pham, P. Jarry, E. Kerhervé, J-B. David, F. Dumont, "A High Isolation and High Selectivity Ladder-Lattice BAW-SMR Filter", European Microwave Conference, pp. 905- 908, Manchester, Angleterre, 2006.
- [R.III.5] K. Baraka, E. Kerherve, J.M. Pham, M. El Hassan, "Co-design for tunability of a Bulk Acoustic Wave filters with 65nm CMOS switch," *New Circuits and Systems Conference (NEWCAS), 2011 IEEE 9th International* , pp.526-529, 26-29 June 2011.
- [R.III.6] K. Baraka, E. Kerherve, J.M. Pham, M. El Hassan, "Controlling the Bandwidth of Bulk Acoustic Wave Filter Using a Decoder designed on 65nm process Bulk Acoustic," (*ICECS2011*), 11-14 december 2011.

*Conclusion générale et
perspectives*

Conclusion générale

Les travaux présentés dans ce mémoire de thèse entrent dans le cadre de la recherche sur les filtres à ondes acoustiques de volume (BAW) pour le domaine spatial et des filtres BAW accordables en fréquence pour la téléphonie mobile.

Dans le premier chapitre de ce manuscrit, nous donnons un aperçu sur l'état de l'art de la téléphonie mobile et du secteur spatial. Les besoins actuels et futurs de l'application filtrage dans les systèmes de communication mobile ou du secteur spatial ont été exposés. Ensuite, les différentes techniques de filtrage radiofréquence miniaturisées les plus utilisées à l'heure actuelle dans les chaînes de réception et d'émission des communications mobiles sont décrites. En se focalisant sur les avantages et les inconvénients de chacune de ces technologies, on a détaillé la technologie BAW, et suggéré qu'elle constituait une solution adaptée aux spécifications de la téléphonie mobile future. Cette technologie propose une bonne tenue en puissance jusqu'à 4W, et une bonne stabilité en température. Les filtres BAW peuvent monter en fréquence jusqu'à 20 GHz, et leurs pertes d'insertion sont très faibles. Les différents paramètres et métaux qui constituent les résonateurs BAW sont présentés. Ainsi, l'influence de la couche d'ajustement en fréquence est décrite. Les différentes techniques d'encapsulation de la technologie BAW sont détaillées. Les différentes topologies possibles de la technologie BAW ont été présentées. Finalement, les différentes méthodes utilisées pour accorder les résonateurs ainsi que les filtres BAW en fréquence ont été décrites.

Une étude sur l'état de l'art des différentes applications la technologie BAW en hautes fréquences a fait l'objet de la première partie du deuxième chapitre. La plupart des travaux présentés ont été concentré sur une fréquence de travail fixée par TAS. Par la suite, les différentes solutions de filtrage radiofréquence proposées par l'IMS ont été décrites. Le détail des trois topologies de filtrage, échelle, treillis et échelle-treillis a été présenté. Les résultats de simulation ont été illustrés pour chaque topologie de filtre. Une réjection au premier point critique (PC.1) de 75 dB, 98 dB et 88 dB a été obtenue pour les trois filtres échelle, treillis et échelle-treillis respectivement. La réjection hors bande obtenue est largement meilleure par rapport à celle donnée par les travaux cités au premier paragraphe qui ne dépasse pas 50 dB. Enfin, une large étude en température a été menée dans le cadre de ce projet, afin de confirmer la bonne tenue en température de la technologie BAW quelle que soit la fréquence de travail. Elle a été mise en valeur par des séries de mesures au sein de l'IMS et à TAS. Une autre recherche a également été menée pour la dispersion technologique des résonateurs et des

filtres BAW. Ces différentes études ont montré des résultats prometteurs pour la réalisation de filtres BAW dans les applications spatiales, en particulier la topologie échelle qui présente des performances supérieures à celles des autres topologies.

Le troisième chapitre présente la réalisation des filtres BAW-SMR accordables en fréquence. Tout d'abord nous avons brièvement présenté la technologie BAW-SMR du CEA-Leti. Les deux filtres présentés dans ce chapitre, le filtre de réception Rx (2,11 – 2,17 GHz) et le filtre de transmission Tx (1,92 – 1,98 GHz), sont destinés au standard W-CDMA. Les mesures « sous-pointes » du filtre BAW-SMR, réalisées grâce au banc de mesure disponible à l'IMS, sont exposées. Ensuite, nous avons proposé deux méthodes pour contrôler la bande passante de ce filtre. Ces méthodes sont basées sur la technologie CMOS 65 nm de STMicroelectronics. Leurs performances ainsi qu'un aperçu de la technologie de leur réalisation sont décrites dans ce chapitre.

Le facteur de qualité des résonateurs BAW-SMR mesuré est inférieur à celui estimé lors de la simulation. De plus, la caractéristique résistive des ouvertures des interconnexions du filtre, la qualité et la taille des fils de bonding, et les capacités parasites introduites par les commutateurs analogiques CMOS, augmentent les pertes d'insertion et diminuent aussi la bande passante du filtre. Le contrôle de cette bande passante a été présenté par les simulations et confirmé ensuite par les résultats de mesure. Une réduction de la bande passante d'une valeur de 13 MHz a été constatée. Ces deux méthodes peuvent être aussi utilisées pour des filtres large bande, ou pour l'ajustement de la fréquence centrale du filtre BAW-SMR après fabrication.

Perspective

Dans le cadre de la réalisation des modules radiofréquences pour les terminaux mobiles multi-standards, l'intégration complète des frontaux de réception et d'émission radiofréquence est très demandée. Dans ce contexte, la technologie de filtrage BAW s'avère particulièrement intéressante car elle permet la conception intégrée des filtres.

La réalisation de frontales radiofréquences multi-standards à filtres BAW se base sur deux approches : l'utilisation de plusieurs chaînes en parallèle ou la réalisation d'une solution à travers l'implémentation des filtres et circuits accordables. Dans le cas de la chaîne de

réception, ces deux approches sont abordées à travers le développement d'une chaîne de réception complète accordable en technologie BAW / BiCMOS.

Les fréquences au-delà de 6 GHz joueront un rôle important dans le cadre des applications sans fils et des applications spatiales. En effet, l'utilisation des résonances fondamentales des résonateurs BAW au-delà de cette fréquence entraîne une importante réduction de leur coefficient de qualité et, donc, à des pertes d'insertion trop élevées. L'utilisation des harmoniques supérieurs pour la synthèse des filtres constitue un axe de recherche à développer.

Aucune réalisation de filtres à résonateurs BAW a vu le jour pour des applications spatiales, la réalisation du filtre étudié dans le cadre de cette thèse sera un axe de recherche à développer.

Publications scientifiques

Article

- [A.1] E. Kerhervé, J.B. David, A.A. Shirakawa, M. El Hassan, K. Baraka, P. Vincent, A. Cathelin," SMR–BAW duplexer for W-CDMA application", *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, Springer Netherlands Journal, Vol. 64, pp. 23-38, 07-01 2010.

Communications

- [C.1] K. Baraka, E. Kerherve, M.E. Hassan,"Reconfiguration of Bulk Acoustic Wave filters using RF-MEMS switches and CMOS transistors," *New Circuits and Systems Conference (NEWCAS, 2010 8th IEEE International* , pp.169-172, 20-23 June 2010.
- [C.2] K. Baraka, E. Kerherve, J.M. Pham, M. El Hassan, , "Co-design for tunability of a Bulk Acoustic Wave filters with 65nm CMOS switch," *New Circuits and Systems Conference (NEWCAS), 2011 IEEE 9th International* , pp.526-529, 26-29 June 2011.
- [C.3] K. Baraka, E. Kerherve, J.M. Pham, M. El Hassan, , "Controlling the Bandwidth of Bulk Acoustic Wave Filter Using a Decoder designed on 65nm process Bulk Acoustic," (*ICECS2011*), 11-14 december 2011.
-

Annexe

Annexe

Synthèse du filtre BAW

La méthodologie de synthèse des filtres BAW-SMR utilisée dans le cadre de cette thèse a été développée par Alexandre Shirakawa [10]. Cette méthodologie est divisée en quatre étapes.

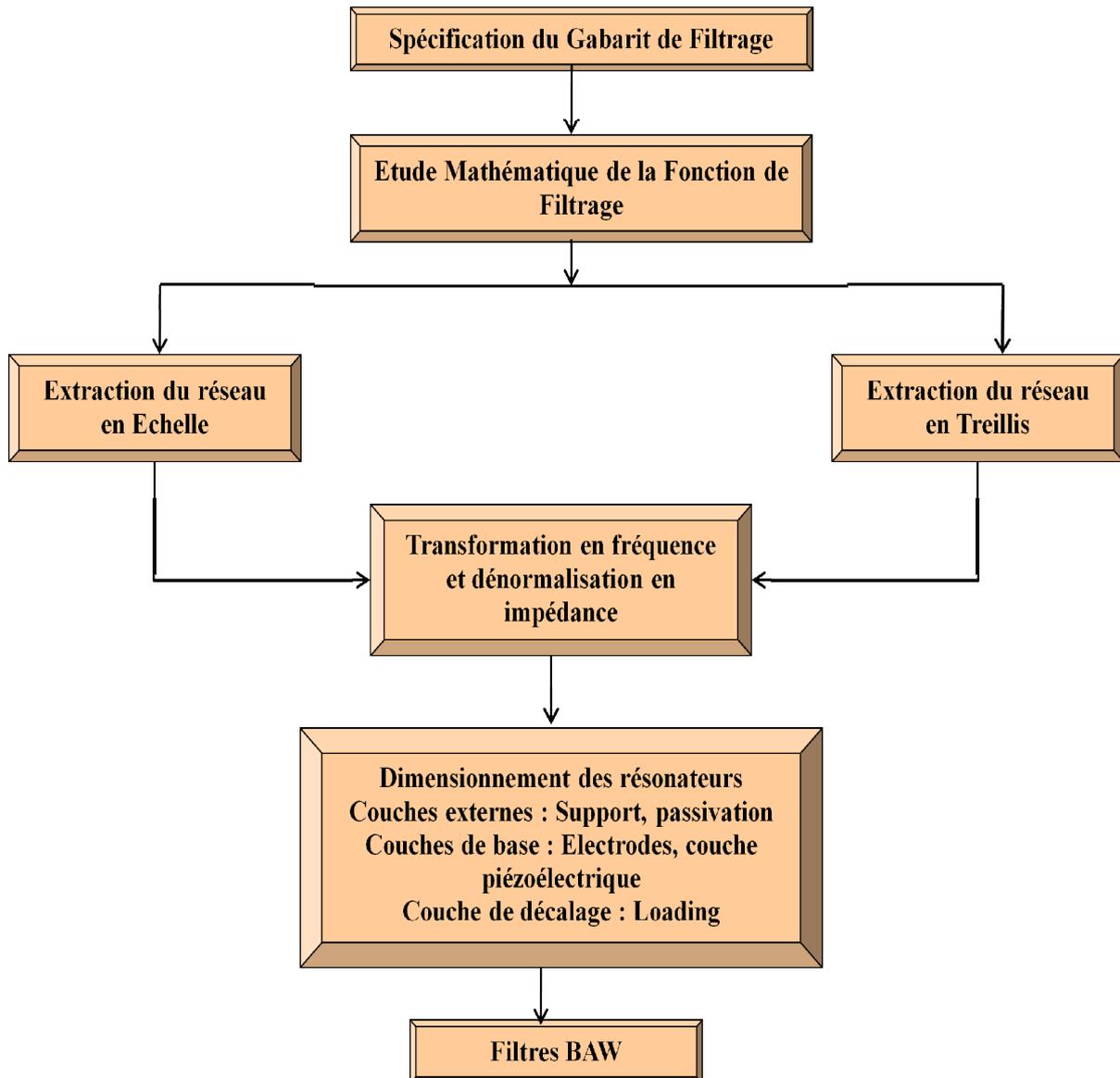


Figure. A.1 : Procédure de synthèse du filtre BAW utilisée

En se basant sur la spécification du gabarit de filtrage, une étude mathématique de la fonction de filtrage est établie. Ensuite, un réseau en échelle ou en treillis des filtres BAW est extrait en se basant sur un réseau prototype passe-bas. Après, nous passons à la transformation en fréquence et la dénormalisation en impédance. Finalement, l'épaisseur de différentes couches qui constituent le résonateur BAW est dimensionnée (support, passivation, électrodes, couche piézoélectrique, couche de loading), et le filtre BAW est obtenu. La Figure A.1 montre les différentes étapes de la méthodologie de synthèse utilisée.

Glossaire

ADSL: Asymmetric Digital Subscriber Line

Al: Aluminium

AlN: Nitrure d'Aluminium

BAW: Bulk Acoustic Wave

BSS: Broadcast Service Satellite

BVD: Butterworth Van Dyke

CA: Commutateur Analogique

CRF: coupled Resonator Filter

CSSP: Chip-Sized SAW Package

CSSP: Chip-Sized SAW Packaging

DCS: Digital Communication System

DL: Down Link

DMS: Dual Mode SAW filter

EDGE: Enhanced Data Rates for GSM Evolution

EPC: Evolved Packet Core

ESA: Agence Spatiale Européenne

FBAR: Film Bulk Acoustic Resonator

FDD: Frequency Division Duplex

FDD: Frequency Division Duplex

FI : Fréquence Intermédiaire

GPRS: General Packet Radio Service

GPS: Global Positioning System

GSA: Global mobile Suppliers Association

GSG: Ground-Signal-Ground

GSM: Global System for Mobile communications

GSM: Global System for Mobile Communications

HSCSD: High Speed Circuit Switched Data

HSPA: High Speed Packet Access

IIDT: Interdigitated Interdigital Transducer

IMS : Intégration du Matériau au Système

LCP : Liquid Crystal Poymer

LNA: Low Noise Amplifier

LTCC: Low-Temperature Cofired Ceramic

LTE: Long Term Evolution

MBVD: Modified Butterworth-Van Dyke

MEMS: Micro-Electro-Mechanical Systems

Mo: Molybdenum

MSS: Mobile Satellite Service

OFDMA: Orthogonal Frequency-Division Multiple Access

PECVD: Plasma-enhanced chemical vapor deposition

Ppm: Partie Par Million

PVD: Physical vapor deposition

RF: Radio frequency

SAW: Surface Acoustic Wave

SCF: Stacked Crystal Filter

SC-FDMA: Single Carrier Frequency Division Multiple Access

SiO2: Oxyde de Silicium

SMR: Solidely Mounted Resonator

SPOT : Système probatoire d'observation de la Terre

TAS: Thalès Alenia Space

TCf: Temperature Coefficient of Frequency

TDD: Time Division Duplex

TFP: Thin Film Packaging

UL: Up Link

UMTS: Universal Mobile Telecommunications System

W-CDMA: Wideband Code Division Multiple Access

WLAN: Wireless Local Area Network

WLP: Wafer Level Packaging
