

N° d'ordre : 3240

THESE

présentée à

L'UNIVERSITÉ BORDEAUX 1

ÉCOLE DOCTORALE DE SCIENCES PHYSIQUES ET DE L'INGENIEUR

Par **Alexandre Augusto SHIRAKAWA**, Master of Sciences – UFPR

POUR OBTENIR LE GRADE DE

DOCTEUR

SPÉCIALITÉ : **ELECTRONIQUE**

ÉTUDE, SYNTHÈSE ET RÉALISATIONS DE FILTRES BAW POUR APPLICATIONS MOBILES

Soutenue le : 07 novembre 2006

Après avis de :

M. Cros Dominique	Professeur	Université de Limoges	Rapporteur
M. Plana Robert	Professeur	Université Paul Sabatier	Rapporteur

Devant la commission d'examen formée de :

M. Belot Didier	Ingénieur	ST Microelectronics	Invité
M. Cros Dominique	Professeur	Université de Limoges	Rapporteur
M. Fouillat Pascal	Professeur	ENSEIRB Bordeaux	Président
M. Jarry Pierre	Professeur	Université Bordeaux 1	Examineur
M. Kerhervé Eric	Professeur	ENSEIRB Bordeaux	Invité
M. Paillard Mathieu	Ingénieur	Alcatel Space Toulouse	Invité
M. Plana Robert	Professeur	Université Paul Sabatier	Rapporteur
M. Pham Jean-Marie	Maître de Conférences	IUT Université Bordeaux 1	Examineur
M. Tertuliano Horacio	Professeur	UFPR – Univ. du Paraná	Invité
M. Vincent Pierre	Ingénieur	CEA – LETI	Examineur

Remerciements

J'adresse tout d'abord ma gratitude au Professeur Pierre Jarry, mon directeur de thèse, pour ses conseils et sa disponibilité. Je remercie également Monsieur Jean Marie Pham pour sa présence tout au long de ces années de recherche.

Je suis très honoré que le Professeur Pascal Fouillat, Directeur du Laboratoire IMS – Intégration, du Matériau au Système – ait accepté de présider le jury au cours de ma soutenance.

J'exprime toute ma reconnaissance au Professeur Robert Plana de l'Université Paul Sabatier (Toulouse) qui fut l'initiateur d'un groupe d'études avancées sur la thématique de la technologie BAW au Centre National de la Recherche Scientifique (CNRS). Qu'il reçoive ici également mes remerciements pour avoir accepté de rapporter ce travail.

J'adresse mes plus sincères remerciements au Professeur Dominique Cros de l'Université de Limoges pour avoir accepté de rapporter ce travail et d'avoir rendu possible la réalisation des mesures différentielles au Laboratoire X-Lim.

Je tiens particulièrement à remercier le Professeur Eric Kerhervé, Chef de l'Equipe « Circuits Hyperfréquences » pour la confiance qu'il m'a accordée tout au long de ce travail et les encouragements qu'il m'a prodigués pour que j'aie jusqu'au bout de mes idées.

Je remercie Monsieur Didier Belot, Ingénieur de Recherche à ST Microélectronique, Monsieur Mathieu Paillard, Ingénieur de Recherche à Alcatel Space Toulouse et Monsieur Pierre Vincent, Chef du Laboratoire d'Architecture et Circuits Radio-fréquence au CEA-Leti pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail.

J'exprime ma reconnaissance au Professeur Horacio Tertuliano de l'Universidade Federal do Paraná (Brésil), qui fut l'initiateur la collaboration entre le Brésil et la France dans laquelle ma thèse a été inscrite, pour avoir accepté d'être membre du jury d'examen.

Ce travail n'aurait pas eu autant de valeur s'il n'avait pu être confirmé par les prototypes qui ont été réalisés par CEA-Leti, sous la responsabilité de Messieurs Jean-Baptiste David, Fabien Dumont, Marc Aid et Guy Parat, auxquels j'adresse mes sincères remerciements pour bien avoir apporté tout leur savoir-faire et le plus grand soin.

Je tiens également à remercier tous les membres du laboratoire qui m'ont permis de surmonter les moments les plus difficiles ou qui ont su rendre les autres encore plus agréables. Je

cite en particulier mes collègues d'équipe : Nathalie Deltimple, Elias Hanna, Laurent Leyssenne, Laurent Courcelle, Mostapha El Hassan et Ouail El Gharniti.

Je remercie chaleureusement tous les doctorants et ingénieurs que j'ai pu côtoyer, et plus particulièrement Isabelle Bord, Cedric Majek, Maher Jridi, Christophe Rougier, Birama Goumballa, Oliveir Mazouffre, Magali de Matos, Pierre-Yan Sulima, Alexandre Douin, Guilherme Bontorin, Mikael Cimino, Brice Grandchamp, Timothée Levi, Sébastien Fregonese et Patrick Villesuzanne

J'exprime également ma reconnaissance aux membres permanents du laboratoire, notamment au personnel administratif ainsi qu'à Jean-Baptiste Bégueret, Yann Deval, Hervé Lapuyade, Yes Danto, Hervé Levi et Thierry Taxis. Et, comment pourrais je oublier mes deux grands amis Cristian Pavao Moreira et André Augusto Mariano et ces moments partagés pendant toutes ces années.

Enfin, je pense bien évidemment à ma famille et plus particulièrement à mon épouse Charline Peyerl Shirakawa, qui a su me supporter pendant toutes ces années de thèse.

Table de Matières

INTRODUCTION GENERALE.....9
CHAPITRE I :**Les Technologies de Filtrage Radiofréquence Miniaturisées15**

I.1.	Introduction.....	17
I.2.	L'application des filtres RF dans les chaînes radio.....	17
I.3.	Les filtres céramiques.....	20
I.3.1.	Les filtres monoblocs.....	21
I.3.2.	Les filtres à guides d'ondes.....	22
I.3.3.	Les filtres LTCC.....	23
I.3.4.	Application des filtres céramiques dans les chaînes radio des terminaux mobiles.....	25
I.4.	Les filtres actifs intégrés.....	26
I.4.1.	Les filtres à résistances négatives.....	26
I.4.2.	Les filtres à inductances actives.....	28
I.4.3.	Application des filtres actifs intégrés dans les chaînes radio des terminaux mobiles.....	30
I.5.	Les filtres à ondes acoustiques de surface (SAW).....	31
I.5.1.	Les filtres SAW inter-digités (IDT).....	32
I.5.2.	Les filtres à résonateurs.....	33
I.5.3.	Les filtres double modes (DMS).....	34
I.5.4.	Application des filtres à ondes acoustiques de surface (SAW) dans les chaînes radio des terminaux mobiles.....	36
I.6.	Les filtres à ondes acoustiques de volume (BAW).....	38
I.6.1.	Les filtres à résonateurs.....	39
I.6.2.	Filtres empilés.....	40
I.6.3.	Application des filtres à ondes acoustiques de volume (BAW) dans les chaînes radio des terminaux mobiles.....	42
I.7.	Conclusion.....	43

CHAPITRE II :**Technologie de Filtrage BAW: du Filtre aux Techniques d'Intégration.....45**

II.1.	Introduction.....	47
II.2.	Résonateurs BAW.....	47
II.2.1.	Les Structures de Support.....	50
II.2.2.	Les Matériaux.....	56
II.2.3.	État de l'Art des Résonateurs BAW.....	60
II.3.	Filtres BAW.....	62
II.3.1.	Topologie en Échelle (<i>Ladder</i>).....	62
II.3.2.	Topologie en Treillis (<i>Lattice</i>).....	66
II.3.3.	Topologie Échelle-Treillis (<i>Ladder-Lattice</i>).....	69
II.3.4.	Réalisation des filtres à résonateurs.....	70
II.3.5.	État de l'Art des Filtres BAW.....	71
II.4.	Intégration des Filtres BAW dans les Chaînes RF.....	73
II.4.1.	Intégration Monolithique – SoC (« System on Chip »).....	73
II.4.2.	Intégration Hybride – SiP (System in Package).....	75
II.4.3.	Comparatif : Intégration Monolithique x Hybride.....	76
II.5.	Conclusion.....	78

CHAPITRE III :

Synthèse de Filtres à Résonateurs BAW	79
III.1. Introduction.....	81
III.2. Méthode de Synthèse de Filtres.....	82
III.2.1. Étude Mathématique de la Fonction de Filtrage.....	82
III.2.2. Extraction du Réseau Prototype Passe-bas.....	89
III.2.3. Transformation du Prototype Passe-bas au Passe-bande.....	97
III.2.4. Adaptation du Réseau Prototype Passe-bande.....	100
III.3. Dimensionnement du Filtre BAW.....	102
III.3.1. Épaisseurs de Couches.....	102
III.3.2. Dessin des Masques du Filtre (« Layout »).....	107
III.4. Exemple d'application de la méthodologie de synthèse.....	113
III.5. Implémentation Logicielle.....	118
III.6. Conclusion.....	120

CHAPITRE IV :

Synthèse et Réalisations de Filtres à Résonateurs BAW	121
IV.2. Technologie de Réalisation BAW-SMR (CEA-Leti).....	123
IV.3. Filtres d'Émission (1,92 – 1,98 GHz).....	126
IV.3.1. Résonateurs « DULAC-TX » - Émission.....	126
IV.3.2. Filtre Échelle (« Ladder ») d'Émission.....	127
IV.3.3. Filtres Treillis (« Lattice ») d'Émission.....	135
IV.3.4. Filtres Échelle-Treillis (« Ladder-Lattice ») d'Émission.....	142
IV.3.5. Comparatif des Filtres d'Émission avec l'État de l'Art.....	151
IV.4. Filtres de Réception (2,11 – 2,17 GHz).....	152
IV.4.1. Résonateurs « DULAC-RX » - Réception.....	152
IV.4.2. Filtre Échelle (« Ladder ») de Réception.....	152
IV.4.3. Filtre Treillis (« Lattice ») de Réception.....	160
IV.4.4. Comparatif des Filtres de Réception avec l'État de l'Art.....	168
IV.5. Conclusion.....	169

CONCLUSION GENERALE	171
----------------------------------	------------

REFERENCES	177
-------------------------	------------

COMMUNICATIONS ET BREVETS	195
--	------------

ANNEXES	199
A1. Technique d'Analyse Électromagnétique et Mécanique des Filtres BAW.....	199
A2. Plateforme Logicielle de Synthèse de Filtres BAW – SF-BAW.....	205

Introduction Générale

Motivation de la thèse

Depuis leur apparition, l'intérêt pour les systèmes de communications mobiles a connu une croissance explosive. Afin de répondre aux exigences de ce marché en expansion, nous avons assisté dans les dernières années à l'apparition des plusieurs nouveaux standards, tels que le W-CDMA, le W-LAN (IEEE 802.11) et le WiMAX (IEEE 802.16), qui viennent se rajouter à l'offre déjà existante de systèmes de communications mobiles (GSM, DCS1800, CDMA, etc.). Dans ce contexte, le développement d'une nouvelle génération de terminaux portables capables d'opérer dans plusieurs standards s'avère indispensable. À part la complexité supplémentaire de l'opération multi-standards, ces nouveaux terminaux doivent surtout répondre aux exigences de faibles coûts, d'autonomie énergétique et de miniaturisation.

Les filtres radiofréquence constituent une contrainte majeure pour l'implémentation de ces nouveaux terminaux mobiles. En effet, les technologies de filtrage radiofréquence modernes (céramiques, SAW, filtres actifs, etc.) ne permettent pas de réunir les performances en pertes d'insertion, en encombrement, en tenue en puissance et en fréquence d'opération qui sont nécessaires à son utilisation dans les terminaux multi-standards. Toutefois, à l'heure actuelle, nous observons l'émergence d'une nouvelle technologie de filtrage basée sur des dispositifs à ondes acoustiques de volume (BAW – *Bulk Acoustic Wave*). Les récentes réalisations des filtres BAW montrent ses excellentes performances de filtrage et son coût de fabrication réduit. En outre, la compatibilité entre leurs procédés de réalisation et les procédés de fabrication de circuits CMOS et BiCMOS permet d'envisager l'intégration des filtres BAW avec des modules RF afin de réaliser une chaîne radiofréquence complètement intégrée sur une seule puce. Néanmoins, cette nouvelle technologie rencontre des défis concernant les techniques de synthèse des filtres ainsi que le rendement de leurs procédés de fabrication.

Contribution de ce travail

Ce mémoire de thèse aborde l'étude, la synthèse et la réalisation de filtres radiofréquences basés sur la technologie des ondes acoustiques de volume (BAW) pour applications dans les futurs terminaux portables des systèmes mobiles.

L'étude de cette nouvelle technologie de filtrage radiofréquence met en évidence toute la complexité de la synthèse des filtres BAW. En effet, nous verrons que leurs caractéristiques en transmission et en réflexion sont déterminées par les facteurs technologiques, tels que : la

structure des résonateurs et les propriétés physiques des matériaux, ainsi que par les dimensions des résonateurs, tels que : les épaisseurs de couches et la surface de la cavité acoustique. Cette thèse est consacrée alors au développement d'une méthodologie de synthèse des filtres BAW qui, à partir d'une technologie de réalisation donnée, permet de retrouver des dimensions du filtre afin de lui rendre capable d'atteindre un gabarit de filtrage souhaité. Cette méthodologie se base sur une étude mathématique des fonctions de filtrage pseudo-elliptiques, pour ensuite déterminer dimensions du filtre. Son implémentation sur une plateforme logicielle (SF-BAW – Synthèse des Filtres BAW) a rendu son exploitation plus simple et conviviale.

Les activités de cette thèse ont par ailleurs été inscrites dans le cadre de la Plateforme CNRS d'Études et Développement de la Technologie BAW. Cette plateforme consiste en un réseau coordonné par le CNRS constitué des institutions de recherche telles que le CEA-Leti, le XLim, le LAAS, et l'IXL ainsi que des industriels (STMicroelectronics et Alcatel Space). Elle a pour objectif d'étudier la technologie de filtrage BAW et son intégration avec des substrats faible coût (Si, SiGe,...). Dans ce cadre, cinq filtres en technologie BAW-SMR ont été réalisés afin d'évaluer les caractéristiques des différentes topologies de filtres à résonateurs (échelle, treillis et échelle-treillis). Ces réalisations ont permis de dresser un comparatif entre les topologies vis-à-vis des ces performances de filtrage et des facteurs externes relatifs à leurs dessins de masques. Par ailleurs, ces réalisations ont permis de valider une technique d'analyse de filtres BAW basée sur la simulation électromagnétique et mécanique de sa structure. En outre, nous constaterons que cette analyse fournit une cartographie de la distribution du courant électrique à travers la structure du filtre en permettant de dresser des précautions pour une conception plus robuste, notamment tournée vers les applications à forts niveaux de puissance.

En outre, l'étude de la technologie BAW menée au cours de cette thèse a collaborée à un tournant des thématiques abordées de son Groupe Conception de Circuits du Laboratoire IXL. En effet, elle a lancé les bases du développement d'un axe de recherche commun entre les équipes Conception et Hyperfréquence. Cette thématique a débouché sur trois travaux de recherche et un projet européen qui concernent, respectivement : les oscillateurs BAW à harmoniques supérieures, la reconfigurabilité des filtres BAW, l'intégration des filtres BAW dans les frontaux radio-fréquences de réception et d'émission en technologie BAW-SMR – BiCMOS.

Organisation de ce mémoire

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres :

Le **Chapitre I** rappelle les technologies de filtrage radiofréquence les plus utilisées dans les applications mobiles miniaturisées. Les principaux compromis dans l'application multi-standards des filtres radiofréquences ainsi que les aspects les plus importants liés à leur conception sont également évoqués. Des filtres à résonateurs céramiques aux filtres à ondes acoustiques de volume (BAW), ces technologies actuelles de filtrage radiofréquence miniaturisées des systèmes de communications mobiles sont présentées en évoquant leurs avantages et leurs limitations.

Le **Chapitre II** décrit alors plus particulièrement la technologie de filtrage BAW. Les résonateurs BAW sont d'abord présentés. Les filtres à résonateurs BAW sont ensuite abordés à travers un descriptif de son fonctionnement, de ses limitations et de ses avantages. Les techniques d'intégration avec des chaînes radiofréquences sont décrites et comparées selon des critères techniques et commerciaux.

Le **Chapitre III** présente une méthodologie innovante de synthèse des filtres à résonateurs BAW. Cette méthodologie se base sur l'étude des fonctions pseudo-elliptiques de filtrage qui sert d'objectif pour la détermination des dimensions de la structure du filtre. Afin d'illustrer cette méthodologie, la synthèse d'un filtre dans la bande d'émission du standard W-CDMA (1,92 – 1,98 GHz) est exposé. L'implémentation de cette méthodologie de synthèse sur une plateforme logicielle (*SF-BAW* – Synthèse de Filtres BAW) constituée de plusieurs modules est brièvement décrite.

Le **Chapitre IV** a pour objet la synthèse et la réalisation de filtres à résonateurs BAW SMR. Cinq filtres sont conçus et fabriqués dans le cadre de la Plateforme CNRS d'Études et Développement de la Technologie BAW. Ces filtres se présentent en échelle, en treillis et en échelle-treillis. Les caractéristiques en transmission et en réflexion simulées et mesurées sont données. Finalement, ces réalisations sont confrontées à l'état de l'art de cette technologie de filtrage.

Enfin, la conclusion générale permet de faire le bilan de travaux présentés dans ce mémoire et d'évoquer les perspectives pour l'évolution de cet axe de recherche.

Chapitre I

Les Technologies de Filtrage Radiofréquence Miniaturisées

***Résumé :** Les principaux compromis dans l'application multi-standards des filtres radiofréquences ainsi que les aspects les plus importants liés à leur conception font l'objet de la présentation de ce chapitre. Des filtres à résonateurs céramiques aux filtres à ondes acoustiques de volume (BAW), ces technologies actuelles de filtrage radiofréquence miniaturisées sont présentées.*

I.1. Introduction

Depuis leur apparition, les systèmes de communications mobiles ont connu une croissance explosive. En 1995, les réseaux mobiles comptaient 85 millions d'utilisateurs dans le monde, à l'heure actuelle ce nombre dépasse 2 milliards [1]. L'évolution technologique qui a soutenu ce succès commercial a porté sur 3 points majeurs : la qualité de communication, l'autonomie énergétique et la miniaturisation des terminaux.

Dans les chaînes radiofréquences des terminaux mobiles, quatre fonctions de base peuvent être identifiées: l'amplification, le changement et la synthèse de fréquence ainsi que le filtrage. Avec un nombre important de filtres vendus par an, environ 3 milliards [2], ce dernier est particulièrement sollicité. Les contraintes sur ces filtres sont de plus en plus sévères à cause de l'augmentation considérable du nombre de standards dans la plage de fréquence de 0,5 à 6 GHz et de l'importante demande de réduction de dimensions des appareils portables.

Les paragraphes qui suivent décrivent les principales technologies de filtrage radiofréquence utilisées dans les terminaux mobiles, en relevant leurs limitations et avantages dans chaque domaine d'application. Toutefois, il est important au préalable d'évaluer les performances attendues pour les filtres radiofréquences embarqués dans les terminaux portables.

I.2. L'application des filtres RF dans les chaînes radio

Afin de répondre aux exigences du marché de communications mobiles, nous avons assisté à une importante augmentation du nombre des standards tels que le W-CDMA, le W-LAN (IEEE 802.11), le WiMAX (IEEE 802.16), le Bluetooth, etc. Ces derniers viennent se rajouter à l'offre déjà existante de systèmes de communications mobiles (GSM, DCS1800, CDMA, etc.).

Dans ce contexte, le développement d'une nouvelle génération de terminaux portables capables d'opérer dans plusieurs standards s'avère indispensable [3]. À part la complexité supplémentaire intrinsèque de l'opération multi-standards, ces terminaux doivent surtout répondre aux exigences de faibles coûts, d'autonomie énergétique et de miniaturisation. Cette dernière s'accompagne ainsi de la réduction de la taille des circuits RF et, en particulier du filtre duplexeur. En effet, ce dernier consiste actuellement en l'élément le plus encombrant de ces terminaux, comme le montre la figure I-1 [4]. Ceci est d'autant plus important dans le cas de l'opération multi-standards, car si certains modules RF peuvent être conçus afin d'être partagés par plusieurs standards [5-7], les filtres restent des éléments exclusifs pour chaque système de

communication. Par conséquent, une approche de forte miniaturisation et même d'intégration des filtres RF se montre essentielle.

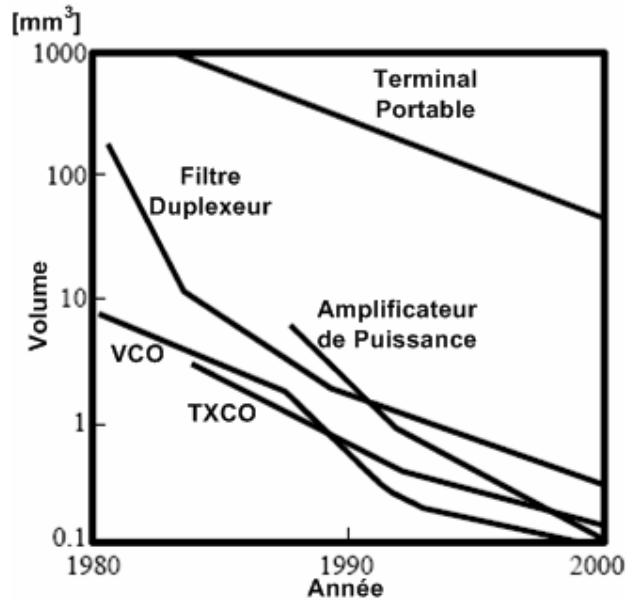


Figure I- 1. Évolution de la miniaturisation des appareils portables et des modules RF.

Le synoptique d'une chaîne radio homodyne *full-duplex* (figure I-2) présente deux fonctions distinctes du filtrage radiofréquence : le filtre duplexeur et les filtres inter-étage. Le filtre inter-étage de réception est utilisé afin de réduire les contraintes de linéarité du mélangeur de conversion à bande de base. Dans l'émission, ce filtre est essentiellement responsable de la mise en forme du signal fourni à l'amplificateur de puissance. La principale contrainte de conception des filtres inter-étage réside dans leur sélectivité.

Néanmoins, si ces deux filtres RF présentent un rôle mineur dans la chaîne, la performance des terminaux de communication mobiles *full-duplex* repose fortement sur les filtres duplexeurs [8-10]. Ces derniers sont responsables par la séparation de la voie de réception (de très faible niveau) du signal d'émission (de niveau plus élevé). Ceci impose donc trois défis : la sélectivité et l'isolation pour la protection de l'étage de réception, et la tenue en puissance de sortie de l'étage d'émission [9]. En outre, les pertes d'insertion du filtre duplexeur sont déterminantes dans la performance de la chaîne radio. En effet, à la voie de réception, leur traduction directe en bruit réduit la sensibilité totale de la chaîne, et à l'émission, ces pertes imposent une plus forte amplification dans l'étage de puissance. Elles entraînent ainsi une augmentation significative de la

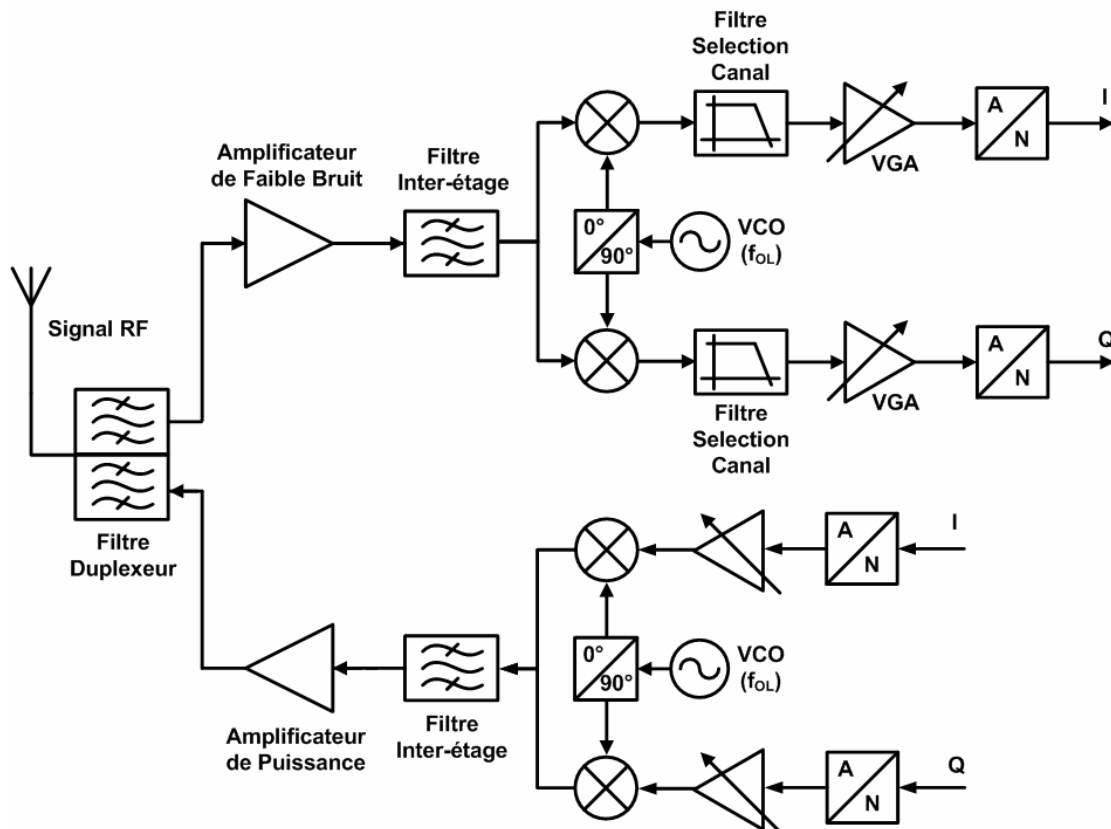


Figure I- 2. Architecture radio de réception et d'émission homodyne.

consommation et la réduction de la durée de vie des batteries. À titre d'exemple, une réduction de 1 dB des pertes d'insertion du filtre duplexeur W-CDMA dans les deux bandes entraîne une augmentation de 30% à 50% de la durée de charge des batteries [8].

Les paragraphes suivants rappellent les technologies de filtrage radiofréquence les plus utilisées actuellement dans les terminaux portables dédiées aux systèmes de communications mobiles. Nous allons ainsi pouvoir placer la technologie de filtrage BAW [8-9], [11] dans ce nouveau contexte d'application des terminaux portables multi-standards.

I.3. Les filtres céramiques

L'utilisation des filtres diélectriques est apparue à la fin des années 1960. Cependant, il a fallu attendre le développement de technologies de matériaux céramiques à haute permittivité électrique et son utilisation dans les filtres diélectriques pour que leur utilisation dans la téléphonie mobile prenne un grand essor. Le tableau I-1 résume les caractéristiques des matériaux céramiques les plus couramment employés lors de la conception des filtres diélectriques miniaturisés.

Tableau I- 1. Matériaux céramiques les plus couramment employés dans la conception des filtres radiofréquences miniaturisés.

Matériau Céramique	ϵ_r	$Q \times f$	TCF [ppm/°C]	Réf.
MgTiO ₃ -CaTiO ₃	21	55.000	-10 à +10	[12]
Ba(Sn,Mg,Ta)O ₃	25	200.000	-5 à +5	[13]
Ba(Zn,Ta)O ₃	30	168.000	-5 à +5	[14]
Ba ₂ Ti ₉ O ₂₀	40	32.000	-2 à +10	[15]
BaO-PbO-Nd ₂ O ₃ -TiO ₂	90	5.000	-10 à +10	[16]

ϵ_r : permittivité diélectrique relative.

$Q \times f$: produit du facteur de qualité du matériau et de la fréquence d'intérêt.

TCF : variation de la fréquence de résonance des résonateurs par rapport à la température (variation dimensionnelle et variation du coefficient de permittivité incluses).

Typiquement, les matériaux céramiques présentent des pertes diélectriques réduites, une grande stabilité en température et un important coefficient de permittivité (voir tableau I-1). Ces facteurs ont permis, d'une part, une réduction significative de l'encombrement des filtres diélectriques par rapport aux filtres à cavités ou aux filtres à lignes microstrip classiques et, d'autre part, une augmentation considérable de leur stabilité en température [17]. En outre, les faibles pertes diélectriques et les importants coefficients de permittivité des matériaux céramiques permettent la réalisation de résonateurs à haut coefficient de qualité et, en conséquence, la réalisation de filtres plus sélectifs avec des pertes d'insertion réduites.

Par ailleurs, l'utilisation de matériaux céramiques entraîne une tenue en puissance accrue, ce qui rend ces filtres très adaptés aux applications à forte puissance. Les filtres céramiques plus largement utilisés dans les communications mobiles peuvent être divisés en trois catégories distinctes : les filtres monoblocs [18-20], les filtres à guides d'ondes [21-23] et les filtres multicouches [24-26].

I.3.1. Les filtres monoblocs

Les filtres céramiques monoblocs consistent en une structure du type «combliné» à résonateurs quart d'onde [18]. Ces filtres sont réalisés à partir d'un bloc de matériau céramique qui est perforé afin de créer les conducteurs internes des résonateurs. Toutes les surfaces de ce bloc sont métallisées, sauf les accès d'entrée et de sortie du filtre (figure I-1). Les résonateurs présentent une longueur quart d'onde du mode de propagation TEM. Le couplage entre résonateurs peut être réalisé à partir de vias de couplage [27] ou à travers l'excitation des modes de propagation quasi-TM obtenu en ménageant un «gap» dans le conducteur interne des résonateurs [28].

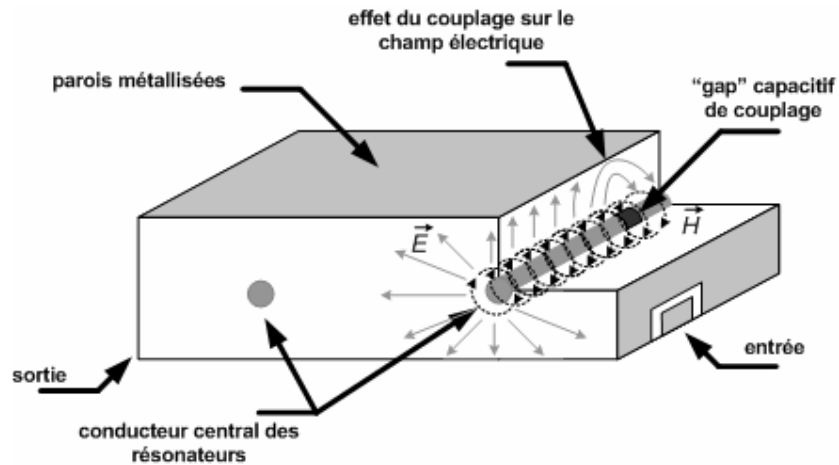


Figure I- 3. Structure de base des filtres céramiques monoblocs à couplage capacitif.

Grâce à la simplicité de son procédé de fabrication et à son coût réduit, les filtres monoblocs ont été les premiers filtres largement utilisés dans les terminaux mobiles et peu à peu ils se sont substitués aux filtres à résonateurs diélectriques classiques (à résonateurs coaxiaux et à guides d'ondes).

Une importante contrainte à l'utilisation des filtres monoblocs réside dans l'importance du compromis à trouver entre leur taille et leurs performances de filtrage. En effet, la réduction de leur encombrement produite par l'utilisation des matériaux céramiques modernes entraîne également l'augmentation des leurs pertes résistives due à une plus forte concentration du courant électrique dans leurs conducteurs centraux [29]. Ainsi, la réduction de la taille de ces filtres est accompagnée par l'augmentation de leurs pertes d'insertion, ce qui relève l'importance du compromis mentionné.

La figure I-4 montre un exemple de réalisation de filtres céramiques monobloc. Il s'agit d'un filtre de deuxième ordre centré à la fréquence de 886 MHz, avec 20 MHz de bande passante [28]. Les dimensions de ce filtre sont des 9,5 mm x 7,4 mm x 3,8 mm.

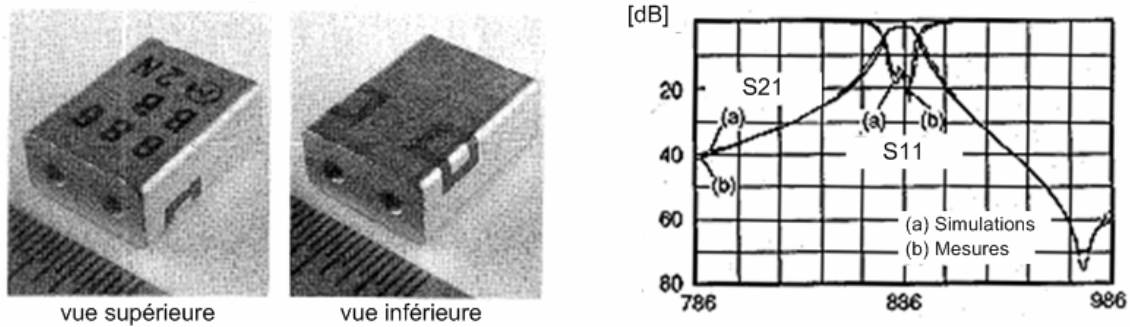


Figure I- 4. Exemple de filtre céramique monobloc.
(a) Vue du boîtier. (b) Caractéristiques.

I.3.2. Les filtres à guides d'ondes

L'évolution des matériaux céramiques à haute permittivité électrique a permis également la miniaturisation des filtres à guides d'ondes diélectriques [21]. Ces filtres présentent une structure de base similaire aux filtres à cavité. Ils sont composés de cavités métalliques remplies par une céramique et couplées par des discontinuités [22-23] ou des inserts diélectriques [38] (figure I-5). Leur principe de fonctionnement est basé sur l'excitation des modes de résonance et leurs couplages successifs entre résonateurs jusqu'à la sortie [31-32].

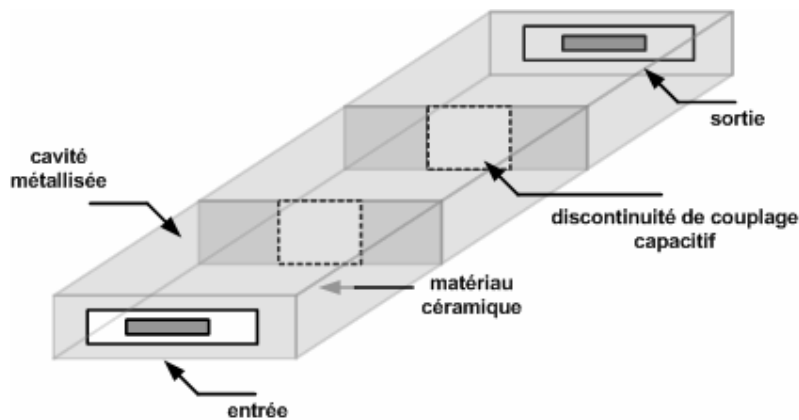


Figure I- 5. Structure d'un filtre céramique à guides d'ondes.

Les filtres céramiques à guides d'ondes sont réalisés à partir de résonateurs séparés qui sont ensuite groupés en un seul bloc. Ainsi, ils ne présentent pas d'étape de perforation du matériau céramique pour la réalisation des conducteurs métallisés des résonateurs, ce qui simplifie leur procédé de fabrication. De plus, la fréquence de résonance des résonateurs $TE_{01\delta}$ ne dépend que de la longueur et de la largeur du guide, ce qui permet la réalisation de filtres à guides d'ondes diélectrique très fins. Cependant, ils restent très volumineux pour des fréquences d'opération en dessous de 2 GHz. À titre d'exemple la figure I-6 montre un filtre céramique à guide d'ondes du deuxième ordre centré à la fréquence de 5.25 GHz, avec 545 MHz de bande passante [23]. Les dimensions de ce filtre sont 5,3 mm x 2 mm x 1 mm.

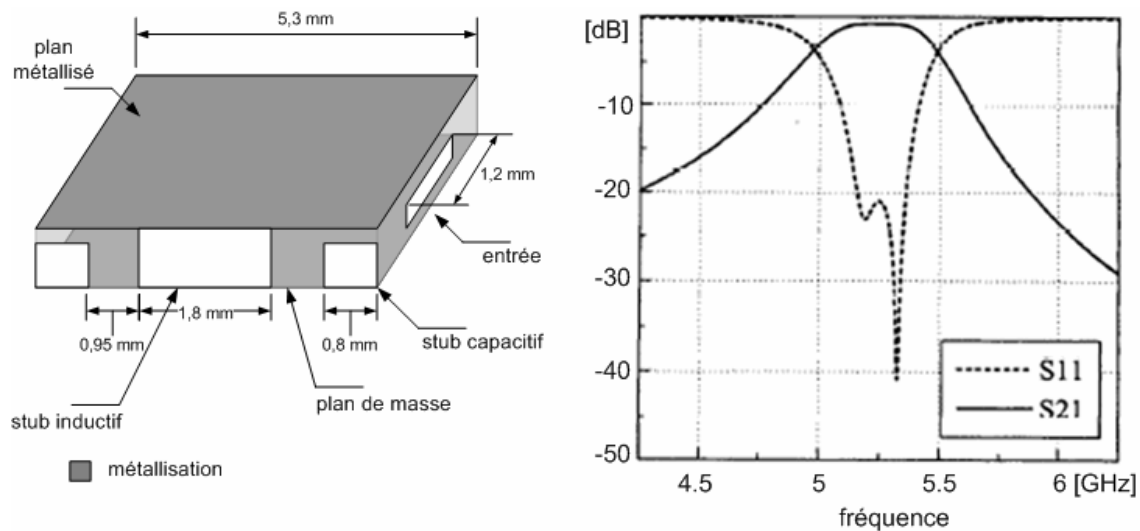


Figure I- 6. Exemple de filtre céramique à guides d'ondes.
(a) Schéma du boîtier. (b) Caractéristiques.

I.3.3. Les filtres LTCC

La technologie multicouches LTCC (*Low-Temperature Cofired Ceramic*) est apparue vers le début des années 1990 afin de répondre aux exigences de coût, de performance et de réduction de taille [24-25]. Cette technologie se caractérise par une réduction significative de l'encombrement par rapport aux filtres céramiques monobloc traditionnellement utilisés. Elle est basée sur l'empilement successif de fines couches de diélectriques céramiques et de conducteurs métalliques. Ces différentes « feuilles » sont ensuite cuites, à une température inférieure à 1000°C, afin de former une structure compacte et homogène. La possibilité d'utiliser les métaux de haute conductivité (Au, Ag, Cu) au moyen de la fusion de couches céramiques à température

relativement faible facilite la réduction des pertes ohmiques dans les couches métallique. Les avantages les plus significatifs de la technologie LTCC résident dans sa flexibilité de fabrication en masse, sa densité et sa fiabilité.

Les filtres multicouches LTCC sont conçus de façon similaire aux filtres planaires. Ses résonateurs des filtres sont réalisés sur un substrat à haute permittivité. Le couplage entre résonateurs est réalisé latéralement par l'utilisation de « patches » capacitifs (figure I-7) [33, 24]. Les filtres céramiques LTCC allient ainsi la flexibilité de la réalisation des filtres planaires, au faible encombrement résultant de l'utilisation de matériaux céramiques. Par ailleurs, la technologie LTCC permet l'intégration des filtres ainsi que d'éléments passifs [33-35] et de circuits actifs [36]. Cependant, les filtres LTCC présentent un coefficient de qualité à vide inférieure aux filtres monobloc et aux filtres à guides d'ondes [37].

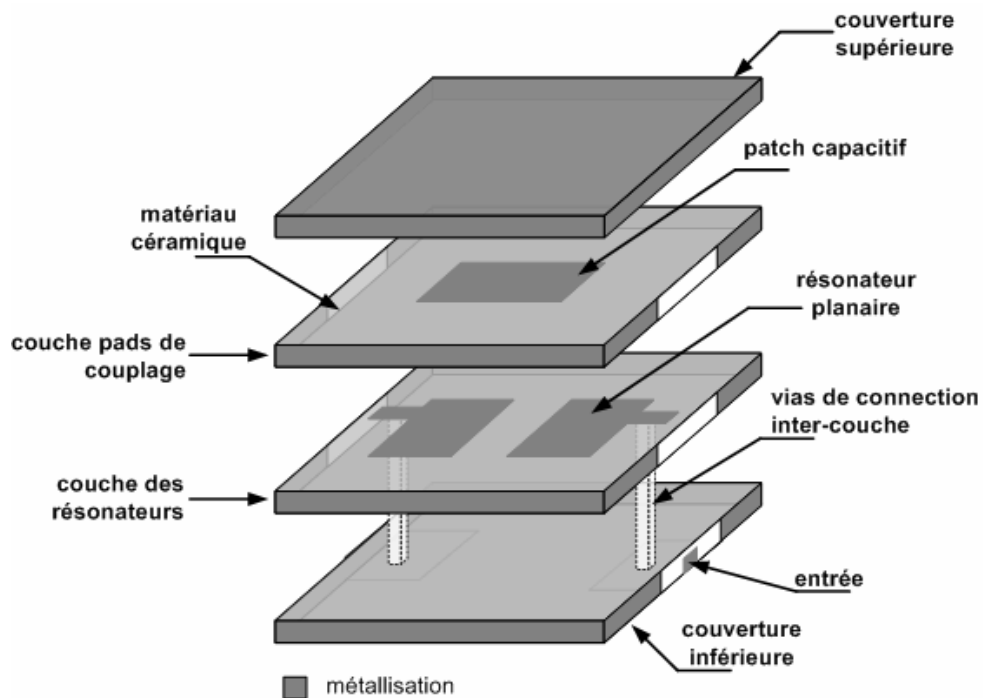


Figure I- 7. Filtre céramique en structure multicouches LTCC.

La figure I-8 présente un filtre multicouche LTCC de deuxième ordre à fréquence centrale de 1,9 GHz, avec un zéro de transmission à la fréquence de 1,5 GHz pour application dans la téléphonie mobile [24]. Ce filtre est constitué de deux résonateurs planaires couplés latéralement et l'un « patch » capacitif superposé afin de réaliser le rétro-couplage responsable du zéro de transmission. Ses dimensions sont de 4,5 mm x 3,2 mm x 2,0 mm.

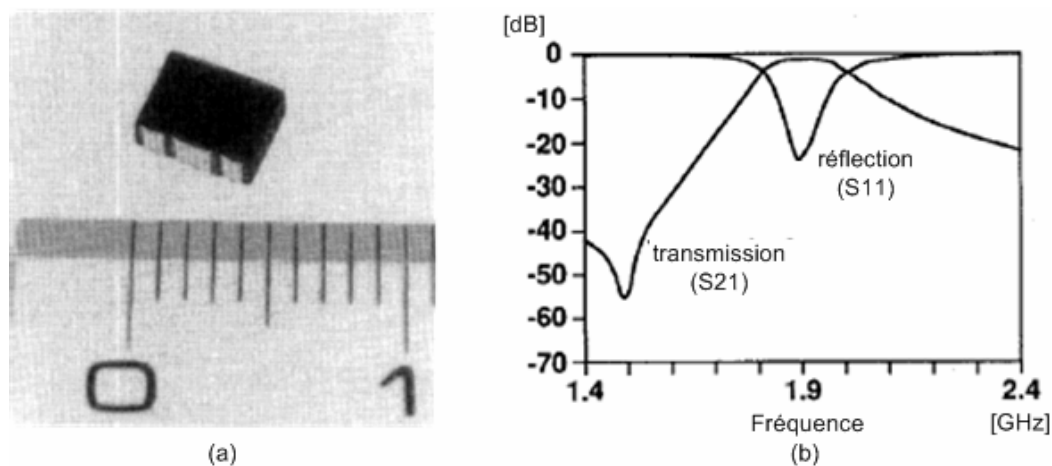


Figure I- 8. Exemple de filtre multi-couche LTCC.

(a) Vue du boîtier. (b) Caractéristiques.

I.3.4. Application des filtres céramiques dans les chaînes radio des terminaux mobiles

Le tableau comparatif I-2 présente les caractéristiques fondamentales des principaux types de filtres céramiques largement utilisés dans les terminaux mobiles. Il faut noter que les efforts sur le développement des composites à haute permittivité n'ont pas permis de s'affranchir du compromis entre taille et pertes d'insertion qui limite significativement leur miniaturisation [27]. Toutefois, la technologie d'intégration modulaire MCM-LTCC [36,38] s'avère très performante pour la réalisation de modules radiofréquence.

Tableau I- 2. Filtres céramiques.

	Monobloc	Guides d'ondes	Multi-couche LTCC
Gamme de fréquence d'opération	0,8 à 10 GHz	2 à 10 GHz	0,8 à 10 GHz
Bande passante ($\times f_0$)	< 20 %	< 20 %	10 – 40 %
Tenue en puissance	excellente	excellente	bonne
Pertes d'insertion	moyenne	moyenne	moyenne
Stabilité en Température	bonne	bonne	bonne
Encombrement	important	important	moyen
Observations	Simplicité de réalisation, car un seul bloc de matériau céramique est utilisé. Par contre, étape d'alignement obligatoire.	Très encombrants pour des fréquences d'opération inférieures à 2 GHz	Intégration modulaire avec d'éléments passifs et des circuits actifs (MCM-LTCC)
Références	[18-20], [27-29]	[21-23], [30-42]	[24-25], [33-35], [37]

I.4. Les filtres actifs intégrés

La réalisation de filtres actifs radiofréquences intégrés sur substrats silicium a malheureusement rencontré de faibles coefficients de qualités dus aux composants passifs, notamment les inductances. Grâce aux nouvelles technologies d'intégration avec des transistors à fréquences de transition élevées, la réalisation de ces filtres était rendue possible à partir de résonateurs à éléments localisés en compensant les faibles coefficients de qualité par des montages amplificateurs.

Essentiellement, deux méthodes de compensation des pertes des résonateurs intégrés sont utilisées : les montages à résistance négative [39-44] et les inductances actives [45-51]. À part la compensation des pertes, l'utilisation de ces montages actifs permet la reconfiguration de la réponse de ces filtres. Néanmoins, les filtres actifs comportent quelques points faibles, comme un mauvais facteur de bruit ainsi que des problèmes de linéarité ou de stabilité. Par ailleurs, la circuiterie active demande une consommation d'énergie supplémentaire.

I.4.1. Les filtres à résistances négatives

Le montage à résistance négative est fondé sur la conception d'un amplificateur rétroactionné positivement [40]. Il présente une impédance d'entrée à partie réelle négative et peut donc être utilisé pour compenser les pertes des éléments passifs. En général, les résistances négatives sont réalisées à partir de deux types d'architecture : base commune avec rétroaction inductive [41] ou émetteur commun avec rétroaction capacitive [42] (figure I-9).

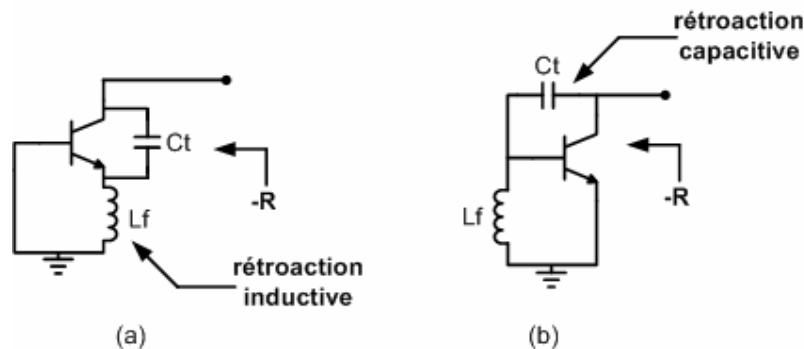


Figure I- 9. Architectures de montages à résistance négative. (a) Base commune avec rétroaction inductive. (b) Emetteur commun avec rétroaction capacitive.

Le réglage de la résistance négative dans la bande d'intérêt est réalisé grâce à la capacitance C_t . La simplicité de ce montage, avec un seul transistor entre le niveau d'alimentation DC et la masse, permet d'avoir une faible consommation du circuit de compensation des pertes. De plus, ce montage peut prétendre à reconfigurer la réponse fréquentielle du filtre aussi bien du point de vue de sa fréquence centrale que de son coefficient de qualité [43], [39]. Toutefois, l'importante surface occupée par les inductances passives augmente le coût de production de ce type de filtre.

La figure I-10 présente un exemple de filtre actif intégré sur silicium à résistance négative [39]. Ce filtre reconfigurable en sélectivité (Q de 3 à 350) et en fréquence centrale (f_c de 1,6 à 2,0 GHz) a été implémenté sur une technologie Siemens Bipolaire $0,8 \mu\text{m}$ de f_t de 25 GHz. Il présente une consommation qui varie de 22 à 40 mW et une surface occupée de $0,38 \text{ mm}^2$.

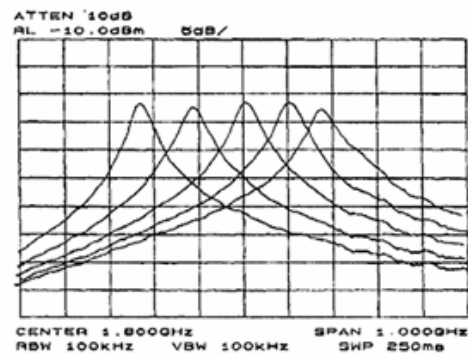
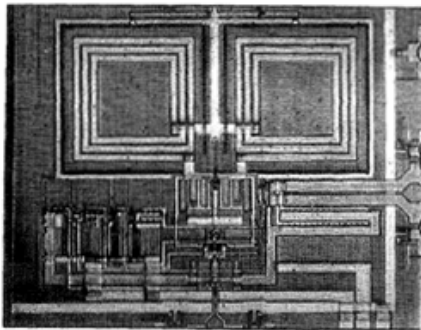
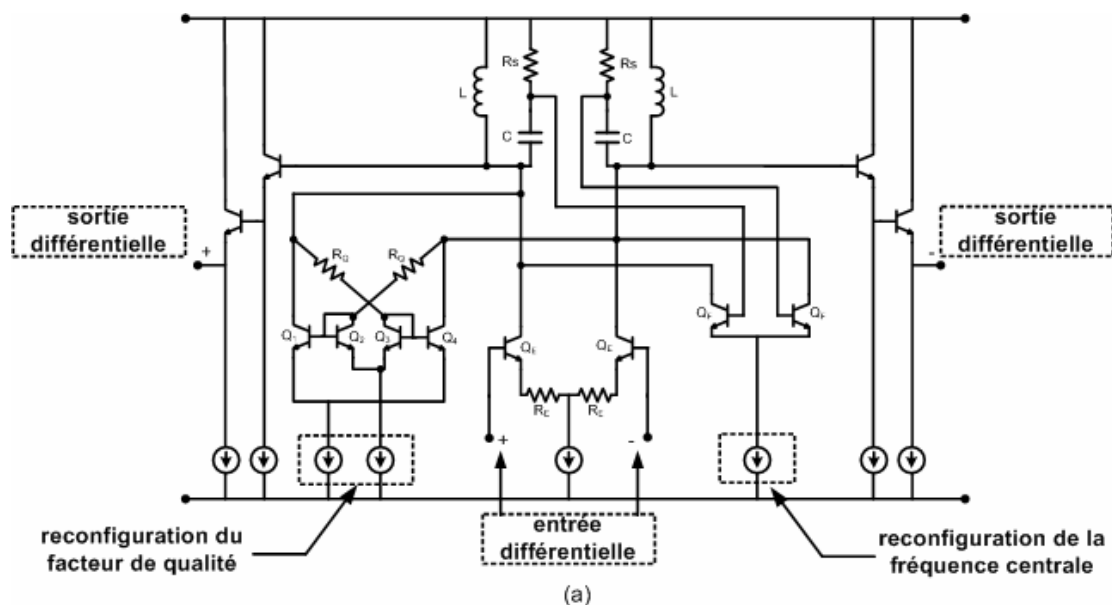


Figure I- 10. Exemple de filtre actif à résistance négative (f_c reconfigurable de 1,6 à 2,0 GHz).
(a) Schématique du circuit. (b) Microphotographie du circuit. (c) Réponse en transmission (S_{21}).

I.4.2. Les filtres à inductances actives

Ayant un faible coefficient de qualité et un encombrement élevé, les résonateurs intégrés à éléments localisés (self et capacitance) rendent la conception des filtres sur silicium difficile. Ceci est dû principalement à la présence d'inductances intégrées [45]. La réalisation d'inductances actives permet donc la réduction de taille du filtre, l'augmentation du coefficient de qualité du montage et ouvre de plus la voie à une possible reconfiguration [46]. Les inductances actives sont basées sur le principe du « gyrateur » [47] (figure I-11).

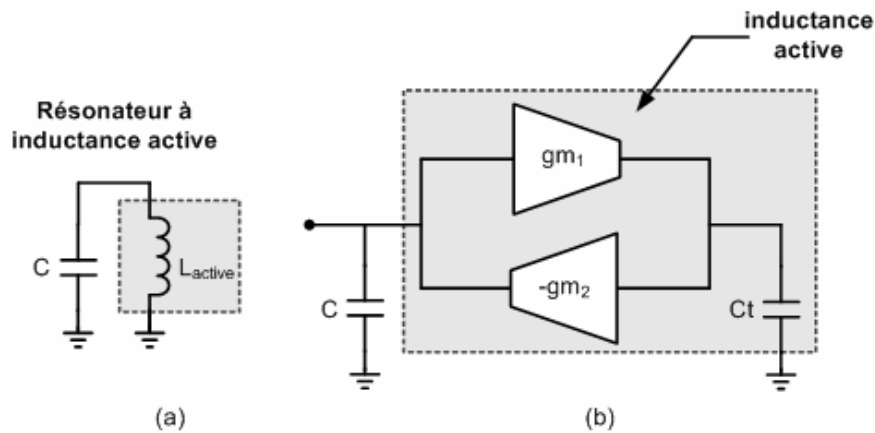


Figure I- 11. (a) Résonateur à inductance active. (b) Concept de « gyrateur ».

L'impédance d'entrée de l'inductance active est exprimée par :

$$Z_e = \frac{j\omega C_t}{g_{m1}g_{m2}} = j\omega L_{active} \text{ et } L_{active} = \frac{C_t}{g_{m1}g_{m2}} \quad (I.1)$$

Ainsi, à partir du réglage du courant de contrôle des transconductances g_{m1} et g_{m2} , la valeur de l'inductance (L_{active}) peut être modifiée. Par conséquent, la fréquence de résonance et le coefficient de qualité du résonateur sont alors reconfigurables. L'implémentation de ce concept peut varier selon la technologie d'intégration utilisée [48-50]. Toutefois, les inductances actives représentent d'importantes sources de bruit et de non linéarités. En outre, le nombre relativement élevé de transistors nécessaires pour la réalisation de ces montages demande une importante consommation d'énergie.

La figure I-12 présente la réalisation d'un filtre actif intégré d'ordre 3 dont la fréquence centrale est de 2,3 GHz avec compensation des pertes à l'aide d'inductances actives [51]. Les inductances actives sont réalisées à partir de l'association en cascade émetteur commun - base commune. La réponse du filtre peut être reconfigurée grâce au contrôle de la valeur des inductances actives.

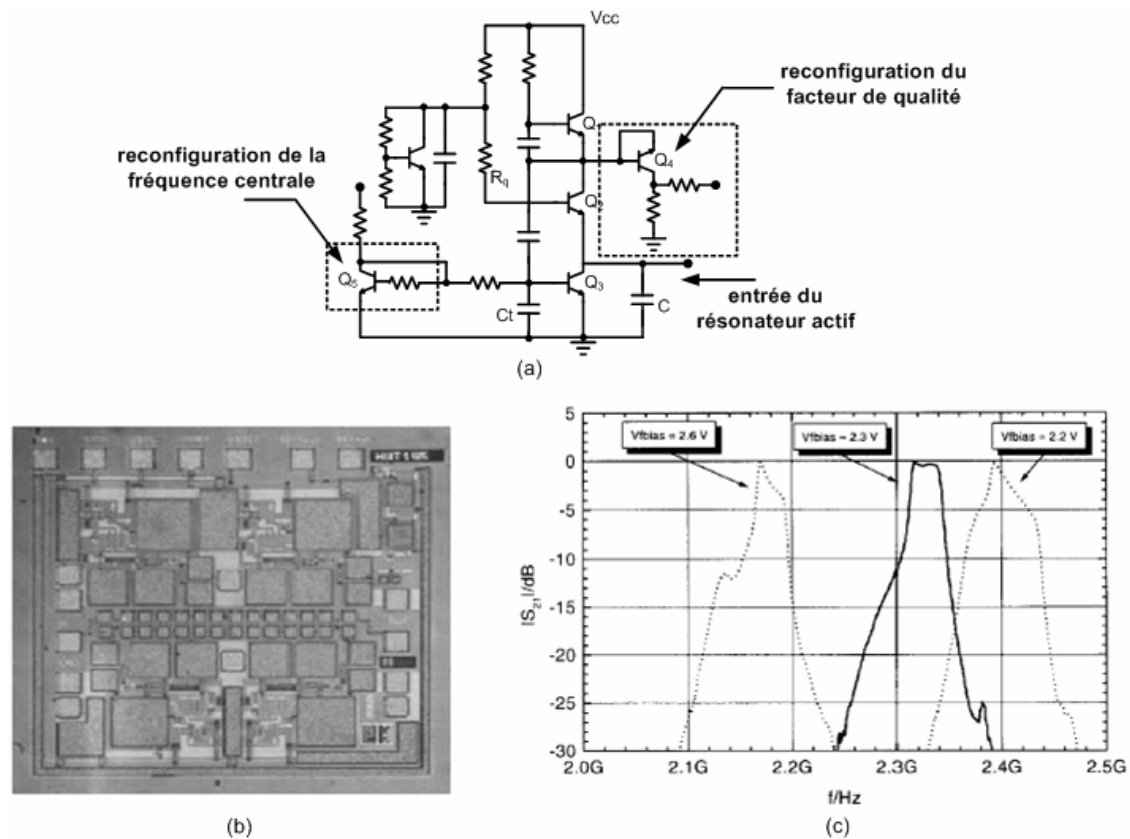


Figure I- 12. Exemple de filtre à inductances actives. (a) Schématic du circuit des résonateurs. (b) Microphotographie du filtre. (c) Réponse en transmission (S_{21}).

I.4.3. Application des filtres actifs intégrés dans les chaînes radio des terminaux mobiles

Le tableau I-3 récapitule les caractéristiques des types de filtres actifs les plus employées dans les terminaux mobiles. Nous remarquons que les performances limitées en dynamique de puissance d'entrée, en linéarité, en bruit et en consommation d'énergie restreignent l'application de ces filtres [43].

Tableau I- 3. Filtres actifs.

	Résistance Négative	Inductance Active
Gamme de fréquence d'opération	1 à 10 GHz	1 à 6 GHz
Bande passante (x fo)	< 5 %	< 5 %
Tenue en puissance	faible	faible
Pertes d'insertion	faibles	faibles
Stabilité en Température	bonne	bonne
Encombrement	faible	faible
Observations	Faible tenue en puissance et important produit d'intermodulation. Possibilité de reconfiguration de la réponse en fréquence. Consommation d'énergie.	Faible tenue en puissance et important produit d'intermodulation. Possibilité de reconfiguration de la réponse en fréquence. Consommation d'énergie.
Références	[39-44]	[45-51]

I.5. Les filtres à ondes acoustiques de surface (SAW)

La technologie de filtrage à ondes acoustiques de surface (SAW-*Surface Acoustic Wave*) a pris un grand essor au début des années 90 grâce aux exigences de sélectivité et de réduction de taille imposées par les systèmes de communication mobile [52-56]. Les filtres SAW sont constitués de transducteurs inter-digités (IDT) qui sont déposés sur une couche mince de matériau piézoélectrique déposée sur un substrat de support. Ces transducteurs IDT consistent en un système périodique d'électrodes entrelacées. L'application d'un champ électrique sur ces électrodes entraîne l'excitation d'ondes acoustiques de surface. En effet, à la fréquence centrale, la distance acoustique entre les électrodes du transducteur correspond à la demi-longueur d'onde acoustique. Ceci permet de créer une perturbation acoustique constructive pour les ondes de surface (figure I-13). Pour toutes autres fréquences, l'excitation produite entre les électrodes est de forme destructive et donc a tendance à s'atténuer.

En fonction de l'application visée, différentes configurations de filtres SAW sont possibles : les filtres à transducteur inter-digité (IIDT – *Inter-digitated Inter-Digital Transducer*) [56-58], les filtres à résonateurs [59-63] et les filtres double modes (DMS – *Double Mode SAW filter*) [64-68].

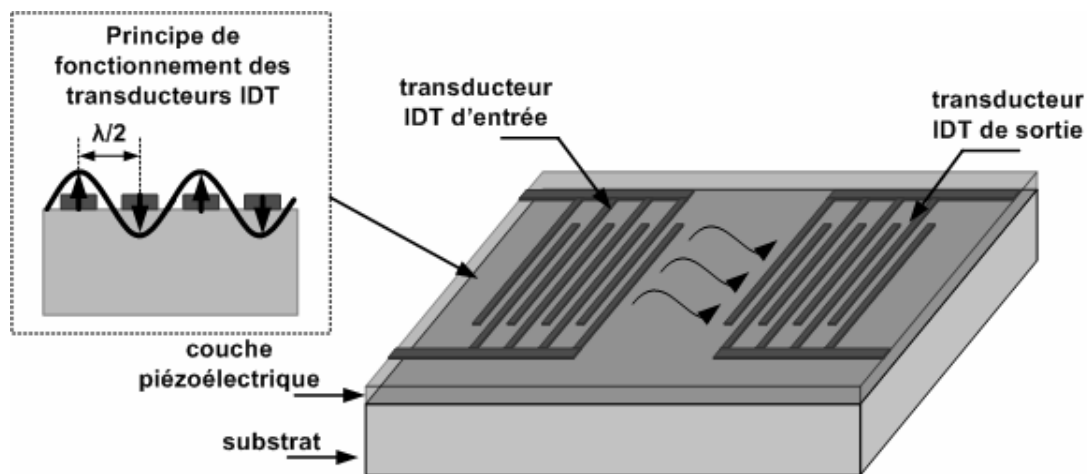


Figure I- 13. Structure de base des filtres à ondes acoustiques de surface et détail sur le principe de fonctionnement des transducteurs IDT.

I.5.1. Les filtres SAW inter-digités (IDT)

Le principe de fonctionnement des filtres SAW inter-digités (IIDT) est basé sur les filtres à réponse impulsionnelle finie. En effet, le signal à l'entrée est échantillonné à la fréquence déterminée par la distance acoustique entre les électrodes du transducteur IDT d'entrée. Son énergie acoustique est proportionnelle à la zone entrelacée entre les électrodes (figure I-14). Il est donc possible d'associer à chaque échantillon du signal un gain correspondant à la longueur de la zone entrelacée. Ainsi, après la propagation acoustique dans la surface, le signal reconstitué à la sortie correspond à la somme des échantillons avec leurs gains respectifs. Or, si les électrodes du transducteur d'entrée présentent une distribution spatiale correspondant à la réponse impulsionnelle du filtre, la réponse fréquentielle du signal reconstitué à la sortie sera donnée par la transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle [56].

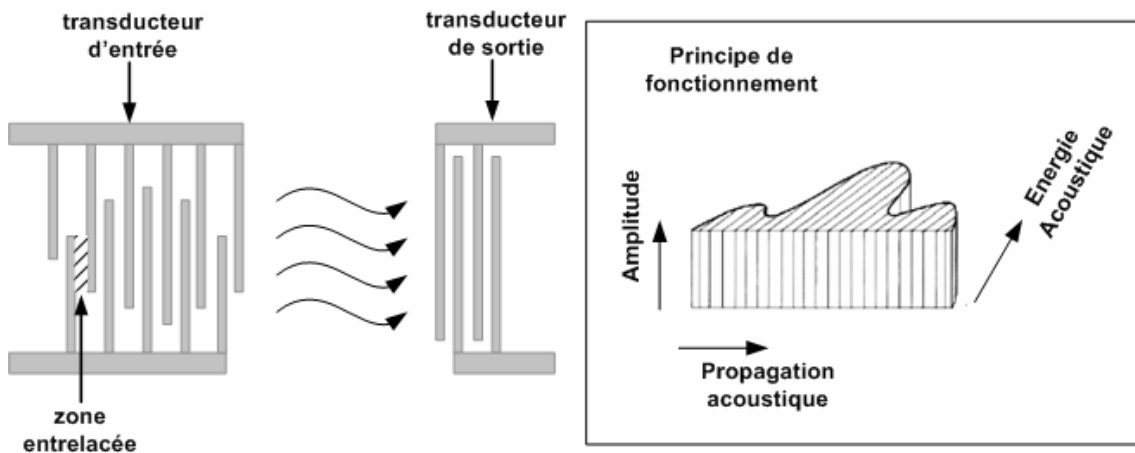


Figure I- 14. Vue supérieure de la structure de base des filtres à ondes acoustiques de surface IIDT et son principe de fonctionnement.

Ce mode de fonctionnement apporte une très grande flexibilité à la synthèse de fonctions de filtrage en amplitude et en phase. Les filtres SAW IIDT soient ainsi largement employés comme filtres de fréquence intermédiaire. Toutefois, les pertes d'insertion importantes (entre -10 dB et -40 dB) et l'utilisation nécessaire de circuits d'adaptation pour la conversion d'impédances ont limité leur application dans le cas des filtres radiofréquences.

Par ailleurs, l'encombrement des filtres SAW IIDT consiste en un inconvénient supplémentaire. En effet, ce dernier est directement proportionnel à la longueur acoustique de la réponse impulsionnelle de filtrage. Par conséquent, une forte sélectivité de filtrage impose des dimensions importantes.

I.5.2. Les filtres à résonateurs

Les filtres SAW peuvent également être réalisés par l'association en échelle ou en treillis des résonateurs SAW [62]. Ces derniers consistent en une cavité acoustique définie par les parois réfléchissantes et un transducteur IDT responsable de l'excitation des ondes acoustiques de surface [59]. Les ondes acoustiques de surface excitées dans le transducteur IDT sont alors réfléchies par ces parois, ce qui génère une résonance dans la structure (figure I-15). Bien que de multiples résonances puissent être excitées, la réponse fréquentielle des parois réfléchissantes permet de choisir déterminer le mode utile et d'atténuer les modes parasites.

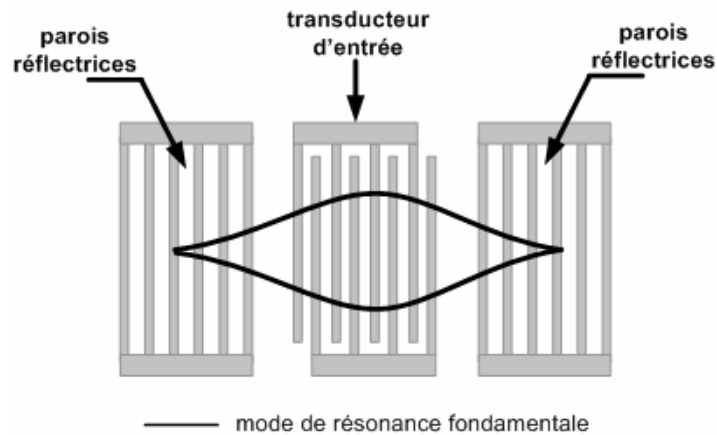


Figure I- 15. Vue supérieure de la structure de base des résonateurs SAW.

Le principe de fonctionnement de ces résonateurs donne aux filtres SAW à résonateurs des pertes d'insertion sont moins importantes que celles des filtres SAW à transducteurs inter-digités. De plus, ces filtres sont caractérisés par une réponse relativement plate dans la bande de transmission, une bonne tenue en puissance, une importante réjection hors bande et une sélectivité élevée. Toutefois, ils présentent les inconvénients d'avoir une bande passante limitée par le couplage électromécanique des résonateurs. Grâce à leurs faibles pertes d'insertion et leur meilleure tenue en puissance, les filtres SAW à résonateurs ont été largement utilisés dans les frontaux RF de terminaux mobiles [60-61]. À titre d'exemple, la figure I-16 présente un filtre SAW en échelle d'ordre 5 [61] pour application dans le W-LAN 802.11b/g.

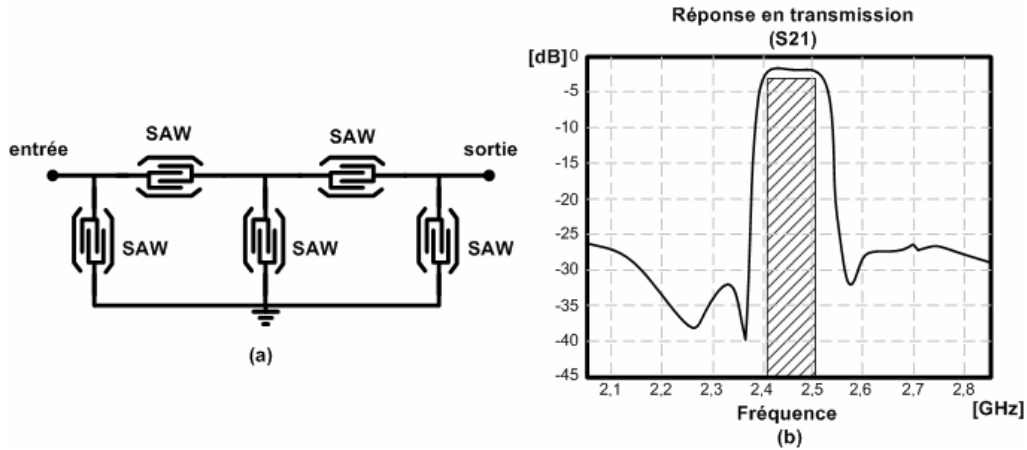


Figure I- 16. Exemple de filtre SAW à résonateurs.
(a) Architecture du filtre. (b) Réponse en transmission (S21).

I.5.3. Les filtres double modes (DMS)

Les filtres double modes à ondes acoustiques de surface (DMS – *Dual Mode SAW filter*) sont basés sur le couplage acoustique transverse ou longitudinal entre les transducteurs IDT d'entrée et de sortie à l'intérieur d'une cavité acoustique (figure I-17). Les filtres DMS présentent des résonances propres qui peuvent être divisées en deux groupes : les résonances d'ordre paire (symétrique) et d'ordre impair (asymétrique). Le principe de fonctionnement de ces filtres réside dans l'excitation et le couplage entre ces modes de résonance [64].

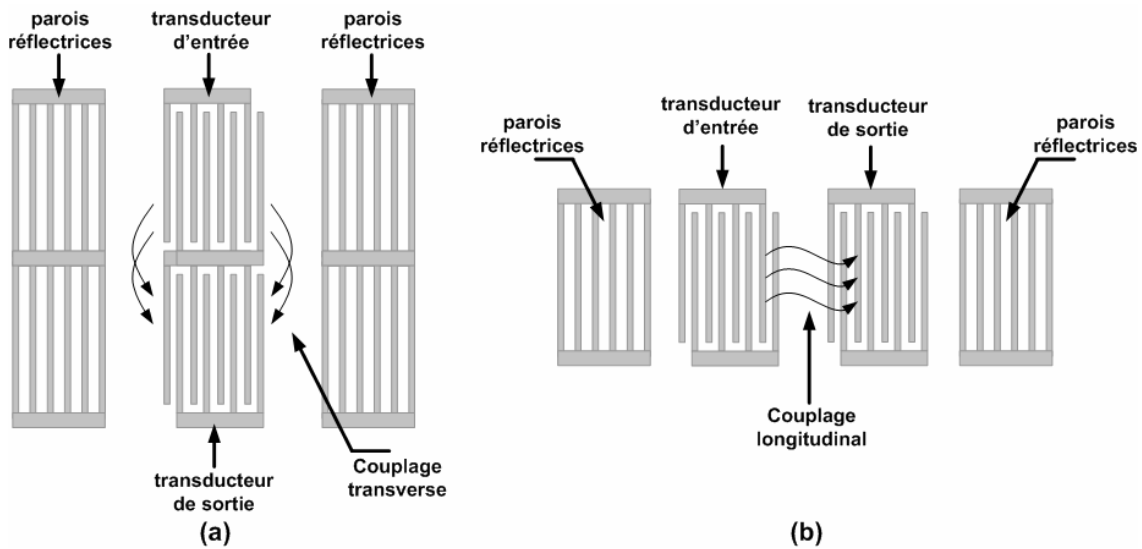


Figure I- 17. Vue supérieure de la structure de base des filtres SAW DMS.
(a) Couplage transverse. (b) Couplage longitudinal.

L'interaction transverse entre les transducteurs IDT permet la réalisation de faibles niveaux de couplage. Ceci se traduit par des réponses de filtrage bande étroite et de très fortes réjections hors-bande. En revanche, le couplage longitudinal entraîne un fort niveau d'interaction entre les transducteurs IDT. Par conséquent, ce type de couplage rend possible la réalisation de réponses de filtrage plus large bande.

D'une façon générale, les filtres DMS conventionnels voient leur fonction de filtrage synthétisée à partir du couplage de trois modes de résonance : deux modes de résonance produits entre les deux parois réfléchissantes et, un troisième mode produit entre les transducteurs IDT (figure I-18). De même, le couplage entre les multiples modes de résonance permet la synthèse de zéros de transmission à des fréquences proches de la bande passante, ce qui augmente significativement la sélectivité des filtres DMS [67].

Grâce au couplage exclusivement acoustique entre entrée et sortie, les filtres DMS permettent la conversion des valeurs d'impédances d'entrée et de sortie ainsi que du mode de transmission (commun ou différentiel).

Par ailleurs, ces filtres présentent une forte réjection hors bande et une importante sélectivité. Cependant, la sous-bande supérieure à la bande passante des filtres DMS présente une remontée due au couplage capacitif entre les transducteurs IDT. La largeur de sous-bande de ce couplage est surtout déterminée par la largeur des électrodes interdigitées des transducteurs IDT [67].

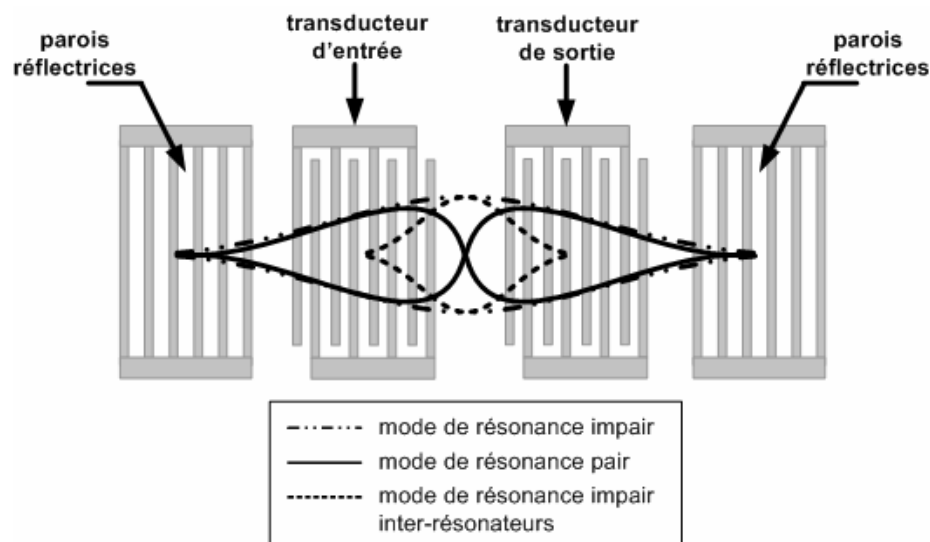


Figure I- 18. Structure de base des filtres DMS.

Les filtres DMS présentent cependant des pertes d'insertion plus significatives que les filtres SAW à résonateurs. Ceci est dû essentiellement à la faible épaisseur des électrodes des transducteurs IDT ainsi qu'à l'important espacement entre leur entrée et leur sortie [67].

À titre d'exemple, la figure I-19 présente un filtre DMS appliqué à une chaîne radio de réception pour le standard US-PCS (1,9 GHz) [10]. Ce filtre composé de deux filtres DMS en cascade nécessite des éléments passifs externes afin d'augmenter l'isolation par rapport à la bande d'émission et de réduire la remontée dans la sous-bande supérieure.

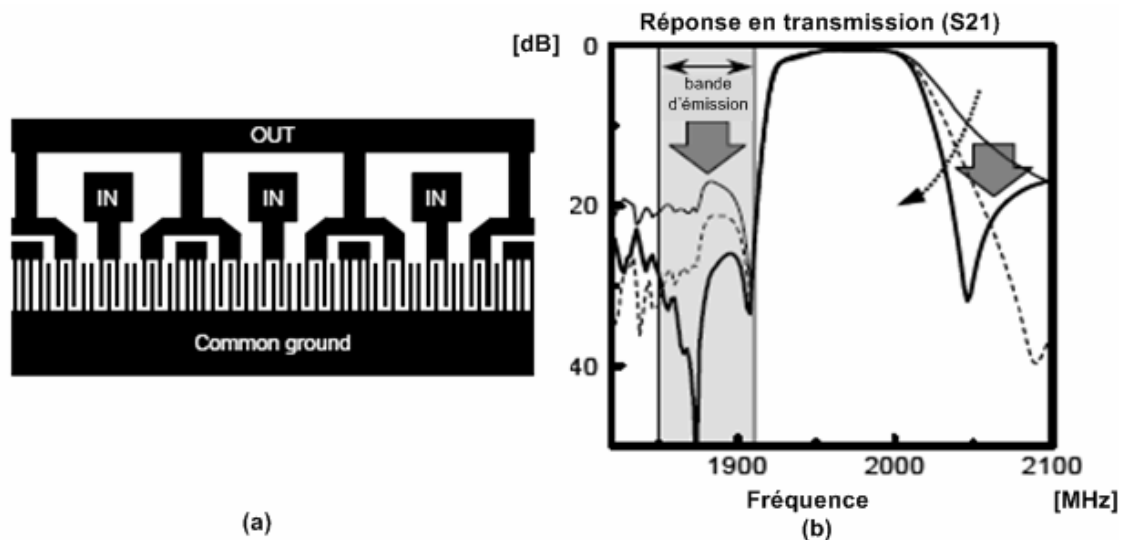


Figure I-19. Exemple de filtre DMS.
(a) Vue supérieure du filtre. (b) Réponse en transmission (S21).

I.5.4. Application des filtres à ondes acoustiques de surface (SAW) dans les chaînes radio des terminaux mobiles

Le tableau I-4 récapitule les caractéristiques des principaux types de filtres à ondes acoustiques de surface. Actuellement, ces filtres sont très largement employés dans les chaînes radio des terminaux mobiles, car ils sont capables de réunir des très bonnes performances en sélectivité, temps de retard de groupe, faibles pertes d'insertion et, bien évidemment, faible encombrement. Cependant, les filtres SAW ont deux inconvénients majeurs : leur limitation en fréquence et leur faible tenue en puissance.

La fréquence d'opération des filtres SAW est principalement limitée par le procédé de gravure des transducteurs IDT. En général, l'épaisseur des électrodes des transducteurs IDT ainsi

que leur espacement doivent correspondre à un quart de la longueur d'onde acoustique de surface ($\lambda=v/f_0$). Par conséquent, la fréquence d'opération des filtres SAW est limitée par la résolution du procédé de photolithographie. Les procédés de fabrication actuels permettent d'avoir une résolution de 0,25 μm , ce qui correspond à une fréquence d'opération de 4 GHz pour le LiTaO_3 [73-74]. Des techniques plus avancées de lithographie pouvant atteindre jusqu'à une résolution de 30 nm [68] ont été développées. Cependant, ces techniques ont un coût très élevé et les transducteurs IDT ainsi réalisés sont très fins, ce qui augmente significativement les pertes d'insertion des filtres.

Tableau I- 4. Filtres à ondes acoustiques de surface (SAW).

	IDT	Filtres à résonateurs	DMS
Gamme de fréquence d'opération	30 – 1500 MHz	800 – 4000 MHz	20 – 4000 MHz
Bande passante	< 20 %	2 – 5 %	< 3 %
Tenue en puissance	faible	moyenne	moyenne
Pertes d'insertion	élevées	faibles	faibles
Stabilité en Température	faible	faible	faible
Encombrement	moyen	faible	faible
Observations	Simplicité de fabrication, car un seul bloc de matériau céramique est nécessaire.	-	Conversion entrée-sortie de la valeur de l'impédance et du mode différentiel et non-différentiel.
Références	[56-58]	[59-63]	[64-67], [10].

La tenue en puissance des filtres SAW est limitée par le phénomène d'électromigration au sein des électrodes du transducteur IDT. En effet, l'excitation électrique entraîne la génération d'efforts mécaniques répétitifs dans les électrodes. Ces efforts peuvent induire la migration d'atomes d'Aluminium le long des interfaces des grains et occasionner la dégradation de la structure métallique [69]. Ceci réduit la fiabilité des filtres SAW aux applications de niveau de puissance supérieur à 1 W [70].

I.6. Les filtres à ondes acoustiques de volume (BAW)

L'évolution récente des procédés de dépôt de matériaux piézoélectriques a permis la réalisation de filtres à ondes acoustiques de volume (BAW-*Bulk Acoustic Wave*) à très hautes fréquences sur des substrats bas coût comme par exemple le silicium [71]. Les caractéristiques intéressantes de ces filtres acoustiques, jusqu'alors inexploitable – tels qu'une importante sélectivité, un faible encombrement, une gamme de fréquence d'opération très importante et une tenue en puissance intéressante [72] – ont dès ce moment suscité l'intérêt des industriels pour la technologie BAW.

Les filtres BAW sont basés sur l'utilisation de résonateurs à ondes acoustiques de volume, fabriqués à partir du dépôt d'une couche piézoélectrique. Contrairement aux filtres SAW, le principe de fonctionnement des filtres BAW consiste en l'excitation d'ondes acoustiques de volume qui se propagent selon l'épaisseur de leur structure. La fréquence d'opération de ces filtres est donc directement liée à l'épaisseur des résonateurs et non plus à la largeur des électrodes de transducteurs IDT. Ceci permet d'étendre la gamme de fréquences d'opération au fondamental des filtres BAW jusqu'à 20 GHz [2]. De plus, la propagation des ondes acoustiques dans le volume permet une meilleure tenue en puissance [73]. Par ailleurs, les procédés de fabrication de dispositifs BAW sont compatibles en termes de contamination et de température avec les procédés de fabrication des circuits CMOS et BiCMOS. La réalisation des chaînes radiofréquence complètement intégrées à coûts réduits est envisagée [11], [74-77] (figure I-20). Ces filtres peuvent être divisés en deux catégories : les filtres à résonateurs [78-82] et les filtres empilés [83-85].

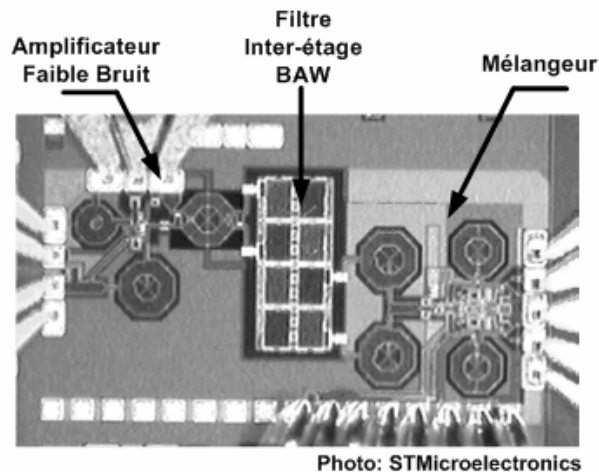


Figure I- 20. Microphotographie de l'intégration d'un filtre BAW dans une chaîne de réception homodyne.

I.6.1. Les filtres à résonateurs

Les résonateurs BAW sont constitués d'une couche de matériau piézoélectrique et d'électrodes d'excitation placées de part et d'autre de la couche piézoélectrique [78-82], comme il est illustré dans la figure I-21. L'application d'un champ électrique aux électrodes entraîne l'excitation d'ondes acoustiques qui se propagent dans le volume de la structure. La réflexion de ces ondes sur les parois du résonateur crée les résonances.

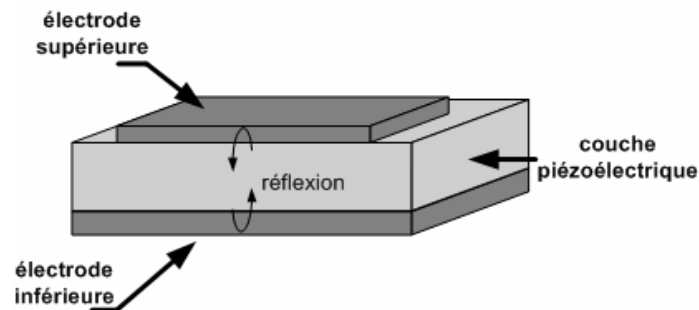


Figure I- 21. Structure de base d'un résonateur BAW.

Les filtres à résonateurs BAW se présentent en général dans trois types de configuration : en échelle, en treillis ou une association échelle-treillis [78] (figure I-22).

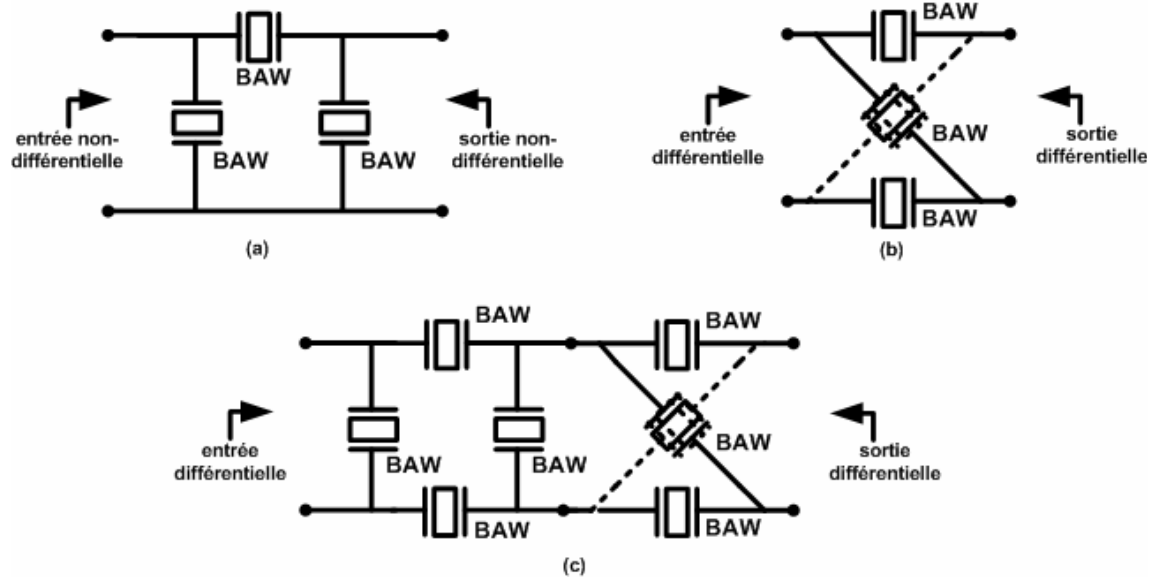


Figure I- 22. Architectures de filtres à résonateurs BAW : (a) en échelle, (b) treillis, (c) échelle-treillis.

Le principal avantage des filtres à résonateurs BAW réside dans la simplicité de son procédé de réalisation, car les résonateurs sont disposés côte à côte. Par conséquent, une seule couche de matériau piézoélectrique est nécessaire. En revanche, ce type d'architecture ne permet pas la conversion entre les modes commun et différentiel. À titre d'exemple, la figure I-23 présente une réalisation d'un filtre en échelle pour le standard W-LAN (802.11a) [78]. Composé de cinq résonateurs (SMR) associés en échelle et réalisé sur un substrat silicium haute résistivité, ce filtre a malgré tout un très faible encombrement ($380 \mu\text{m} \times 210 \mu\text{m}$).

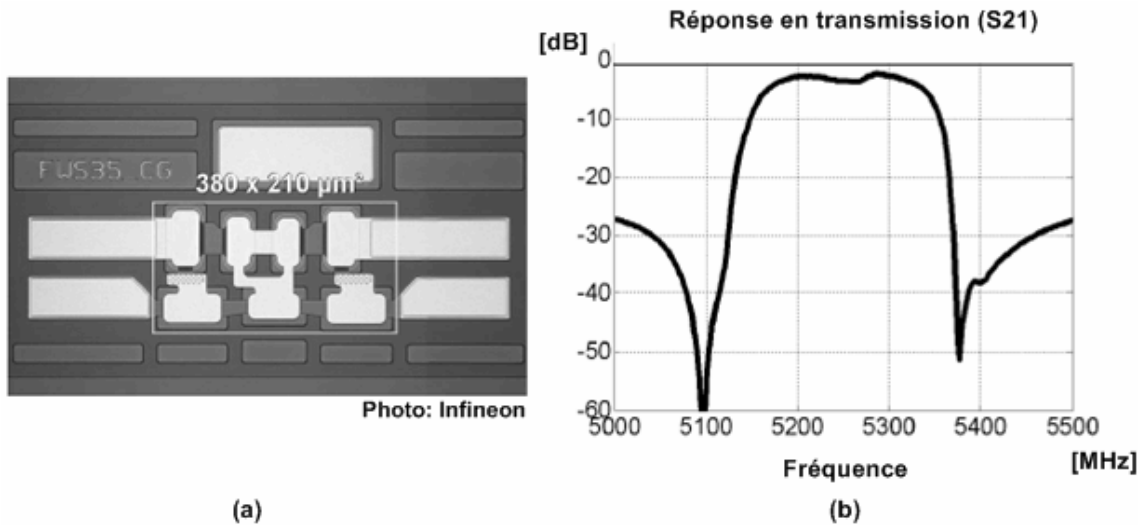


Figure I- 23. Exemple de filtre à résonateurs BAW en topologie échelle.
(a) Microphotographie du filtre. (b) Réponse en transmission (S21).

I.6.2. Filtrés empilés

À la différence des filtres à résonateurs BAW, les filtres BAW empilés se caractérisent par la superposition de résonateurs et le couplage est exclusivement acoustique. Selon le type de couplage utilisé, ces filtres peuvent être divisés en deux catégories : à couplage direct (SCF – *Stacked Resonator Filter*) et à couplage indirect (CRF – *Coupled Resonator Filter*) [83-85] (Figure I-24).

Grâce au couplage exclusivement acoustique entre les résonateurs, les filtres BAW empilés à couplage indirect permettent la conversion entre les modes commun et différentiel, ainsi que le changement de la valeur d'impédance caractéristique d'entrée et de sortie [83-85]. Néanmoins, si la réalisation des résonateurs empilés permet la réduction de l'encombrement du filtre, elle augmente la complexité du procédé de fabrication, car le nombre d'étapes technologiques doit être doublé.

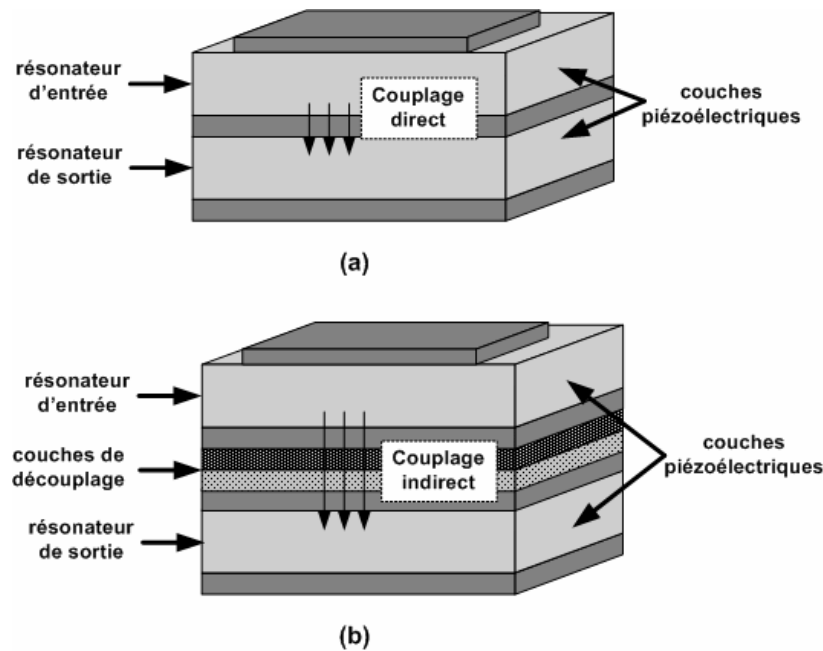


Figure I- 24. Structure des filtres BAW empilés.
 (a) Filtrage à couplage direct (SCF). (b) Filtrage à couplage indirect (CRF).

La figure I-25 présente un exemple d'un filtre empilé à couplage indirect (CRF) pour application dans le standard DCS1800 (1,8 GHz) [83]. Ce filtre d'ordre 4, composé de deux filtres d'ordre 2 en cascade, réalise la conversion de mode commun en mode différentiel, ainsi que la transformation d'impédance de 50Ω en entrée en 200Ω à la sortie. Le faible encombrement $320 \mu\text{m} \times 420 \mu\text{m}$ de ce filtre met en valeur la caractéristique des filtres empilés CRF.

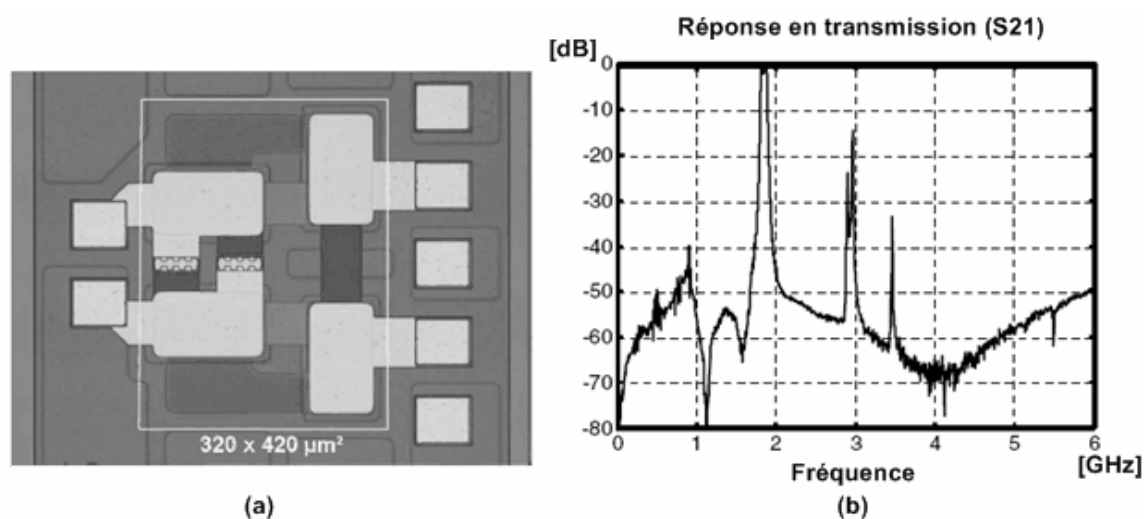


Figure I- 25. Exemple de filtre BAW empilé à couplage indirect (CRF).
 (a) Microphotographie du filtre. (b) Réponse en transmission (S21).

I.6.3. Application des filtres à ondes acoustiques de volume (BAW) dans les chaînes radio des terminaux mobiles

Le tableau I-5 récapitule les caractéristiques des types de filtres à ondes acoustiques de volume. Ces filtres réunissent les avantages des filtres à ondes acoustiques (forte sélectivité, faibles pertes d'insertion et dimensions réduites) avec une bonne tenue en puissance et une gamme de fréquence importante (jusqu'à 20 GHz). Ces facteurs font des filtres BAW une solution très adaptée au nouveau contexte de très forte intégration et de réduction de l'encombrement des terminaux mobiles multi-standards.

Tableau I- 5. Filtres à ondes acoustiques de volume (BAW).

	Filtres à résonateurs	Filtres empilés
Gamme de fréquence d'opération	0,5 – 20 GHz	0,5 – 20 GHz
Bande passante ($\times f_0$)	< 3 %	< 4 %
Tenue en puissance	bonne	bonne
Pertes d'insertion	faibles	faibles
Stabilité en Température	bonne	bonne
Encombrement	faible	très faible
Observations	Simplicité du procédé de fabrication, car les couches sont partagées par tous les résonateurs.	Conversion entre les valeurs de l'impédance ainsi que du mode commun en mode différentiel.
Références	[78-82]	[83-85]

I.7. Conclusion

Ce chapitre a évoqué les principaux compromis des filtres RF dans ce nouveau contexte des chaînes de réception et d'émission multi-standards pour les systèmes de communications mobiles. Il est important de remarquer que la performance des filtres radiofréquences, notamment du filtre duplexeur, représente un enjeu majeur dans cette nouvelle perspective.

Dans ce contexte, un bilan des différentes technologies de filtrage radiofréquences miniaturisées et largement employées à l'heure actuelle dans les communications mobiles, à savoir : les filtres céramiques, les filtres actifs intégrés, les filtres SAW et, plus récemment, les filtres BAW est présenté. Les principales caractéristiques, avantages et inconvénients de chacune d'elles ont été évoquées et sont résumées dans le Tableau I-6. Le choix parmi ces technologies dépendra des contraintes de filtrage, du gabarit, de la fréquence de travail, du coût et de l'encombrement pour l'application visée.

Toutefois, nous remarquons que la technologie BAW commence à acquérir ses lettres de noblesse dans le domaine des applications mobiles, fondées sur leur importante gamme de fréquences d'opération, leur forte tenue en puissance, leur stabilité en température et leur très faible encombrement. Par ailleurs, nous pouvons ajouter à ces avantages, la compatibilité du procédé de réalisation des filtres BAW en termes de contamination et de température avec les techniques VLSI de fabrication des circuits CMOS et BiCMOS. Ce qui permet à terme d'envisager l'intégration de la fonction de filtrage sur la même puce que les circuits actifs et la réalisation de chaînes radiofréquences multi-standards complètement intégrées. Cependant, cette nouvelle technologie rencontre des défis concernant les techniques de synthèse des filtres ainsi que le rendement de leurs procédés de fabrication. Dans le chapitre suivant est dédié plus particulièrement à un descriptif de la technologie de filtrage BAW.

Tableau I- 6. Comparatif des caractéristiques des technologies de filtrage radiofréquences miniaturisées.

	Céramiques	Filtres Actifs	SAW	BAW
Gamme de fréquence d'opération	0,8 – 10 GHz	1 – 10 GHz	0,02 – 4 GHz	0,5 – 20 GHz
Bande passante	< 20 %	2 – 5 %	< 5 %	< 4 %
Tenue en puissance	excellente	mauvaise	moyenne	bonne
Pertes d'insertion	élevées	faibles	faibles	faibles
Stabilité en Température	excellente	bonne	moyenne	bonne
Encombrement	important	faible	moyen	faible
Observations	Compromis entre pertes d'insertion et dimensions Stabilité en température	Consommation d'énergie Source de bruit et non-linéarités Possibilité de reconfiguration	Limitation de la fréquence d'opération Faible tenue en puissance	Procédé de fabrication compatible avec les circuits CMOS et BiCMOS
Références	[18-37]	[39-51]	[52-68]	[78-85]

Chapitre II

Technologie de Filtrage BAW : du Résonateur aux Techniques d'Intégration

***Résumé :** Ce chapitre présente un descriptif de technologie de filtrage BAW. Tout d'abord, les résonateurs BAW sont abordés en évoquant les structures et matériaux les plus utilisées. Les filtres à résonateurs sont ensuite présentés et leurs topologies, principes de fonctionnement, limitations et avantages dévoilés. Afin de mettre en évidence la flexibilité de cette technologie, les techniques d'intégration avec des chaînes radiofréquences sont décrites et un comparatif donné.*

II.1. Introduction

La forte tendance d'intégration et de miniaturisation des terminaux mobiles observée ces dernières années a accéléré le remplacement des technologies traditionnelles de filtrage radiofréquence par les filtres BAW. À l'heure actuelle, la croissance du marché mondial de filtres BAW dépasse celle des dispositifs SAW et céramiques réunis [1]. Ce chapitre présente un descriptif de la technologie de filtrage BAW décliné en deux parties qui évoqueront, respectivement :

- L'état de l'art des résonateurs et des différentes topologies de filtres BAW ;
- Les techniques d'intégration dans les modules radiofréquences ;

II.2. Résonateurs BAW

La brique de base du filtrage BAW est le résonateur éponyme (figure II-1). Ce résonateur est composé essentiellement d'une couche piézoélectrique prise en « sandwich » par les électrodes. Son principe d'opération est le suivant : un champ électrique est appliqué par ses électrodes, il s'en suit une perturbation mécanique sous la forme d'une onde acoustique. Celle-ci se propage dans l'épaisseur du résonateur. La résonance fondamentale s'établit quand la longueur de propagation correspond approximativement à une demi-longueur d'onde acoustique.

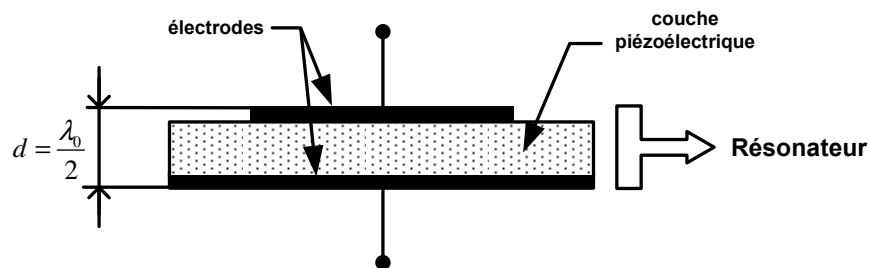


Figure II- 1. Structure de base d'un résonateur BAW.

Bien que la réponse fréquentielle de l'impédance d'un résonateur BAW varie en fonction des matériaux qui le composent, de la technique d'excitation électrique employée ainsi que de son type de structure de support, il s'avère possible d'analyser les performances d'un résonateur BAW générique et d'évaluer sa réponse théorique.

La courbe ci-dessous (Figure II-2) représente la réponse fréquentielle d'un résonateur BAW. Contrairement à un résonateur classique (distribué, diélectrique, etc.), la réponse en fréquence se caractérise par la présence de résonances (résonances séries) ainsi que d'anti-résonances (résonances parallèles). En dehors des ces plages de résonances, le résonateur se comporte comme une capacitance définie par la capacité entre ses électrodes.

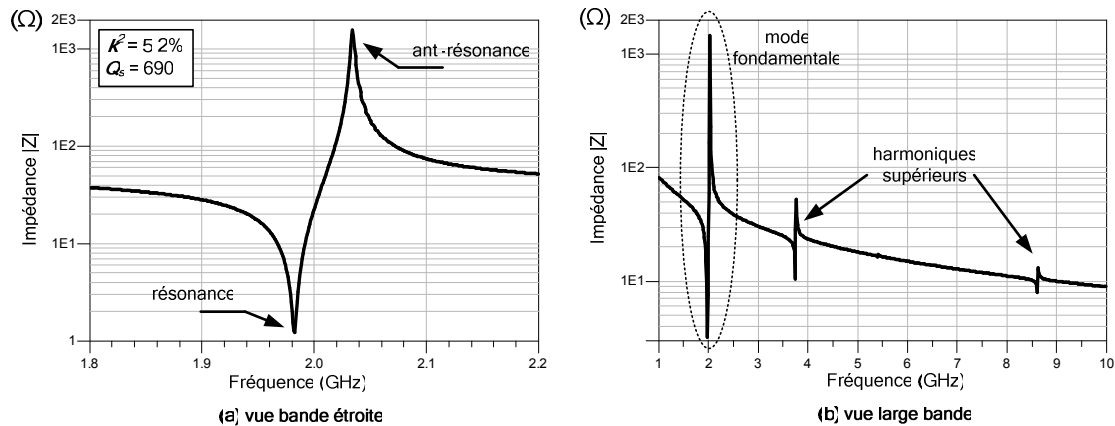


Figure II- 2. Réponse fréquentielle en impédance d'un résonateur BAW.

Les résonateurs BAW peuvent ainsi être caractérisés par l'intervalle de fréquence entre la résonance et l'anti-résonance. Cet intervalle est lié à son coefficient de couplage électromécanique k^2 qui exprime le degré d'interaction de l'énergie entre le domaine mécanique et le domaine électrique. Il est donné par le rapport entre l'énergie mécanique (électrique) capable être convertie en énergie électrique (mécanique) et l'énergie totale dans le volume du résonateur [2] :

$$k^2 = \frac{U_{em}^2}{U_m \cdot U_e} \quad (\text{II-1})$$

où :

U_{em} : énergie d'interaction électromécanique ;

U_m : énergie mécanique ;

U_e : énergie électrique.

Toutefois, vu la complexité de la détermination des valeurs d'énergies, ce rapport reste difficile à analyser. En revanche, il est possible d'avoir une valeur approximative pour le coefficient de couplage électromécanique à partir des valeurs des fréquences de résonance et d'anti-résonance des résonateurs BAW du mode de propagation acoustique [3] :

$$k^2 = \left(\frac{fa}{fr} \right)^2 - 1 \quad (\text{II-2})$$

où :

fr: fréquence de résonance ;

fa : fréquence d'anti-résonance.

En outre, comme tous les résonateurs, les résonateurs BAW sont caractérisés par leur coefficient de qualité (**Q**). Ce coefficient permet de mesurer l'influence des différentes pertes (électriques et mécaniques) intrinsèques du résonateur, ainsi que celles provenant de son couplage avec le substrat. Le coefficient de qualité est défini pour chacune de fréquences de résonance et d'anti-résonance [4] :

$$Q_r = \frac{f}{2} \frac{\partial \varphi_Z}{\partial f} \Big|_{f=f_r} \quad (\text{II-3})$$

$$Q_a = \frac{f}{2} \frac{\partial \varphi_Z}{\partial f} \Big|_{f=f_a} \quad (\text{II-4})$$

où :

φ_Z : représente la phase de l'impédance du résonateur ;

Afin d'obtenir coefficients de qualité élevés et d'importants coefficients de couplage électromécanique, les résonateurs BAW doivent être isolés mécaniquement de leur substrat. Essentiellement, deux types de structure de support sont possibles : le résonateur peut être entièrement suspendu (FBAR ou TFR) ou il peut être isolé par l'empilement d'un miroir acoustique (SMR). Ces deux configurations de support sont décrites dans le paragraphe suivant.

II.2.1. Les Structures de Support

II.2.1.1. Résonateur suspendu

Grâce à leur simplicité de réalisation, les résonateurs BAW à couche mince ont été premièrement basés sur des structures suspendues [5]. 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 II-3). 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 à son intérieur. Les résonateurs qui utilisent ce type de structure d'isolation sont connus sur le nom de FBAR (*Film Bulk Acoustic wave Resonator*) ou TFR (*Thin Film Resonator*).

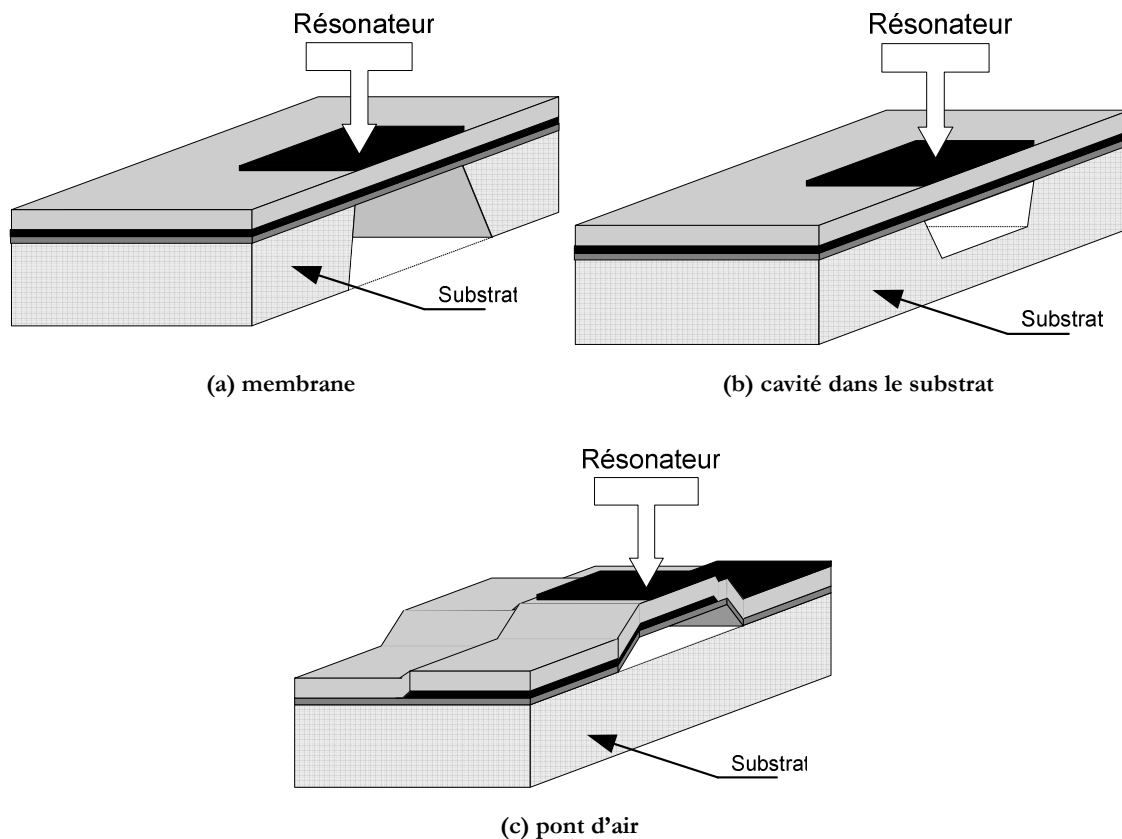


Figure II- 3. Types de structures d'isolation des résonateurs BAW suspendus.

Résonateur suspendu à membrane

Les résonateurs suspendus à membrane sont réalisés par micro-usinage en volume du substrat à partir de sa face arrière. La figure II-4 présente un schéma des étapes technologiques de réalisation de ce type de structure.

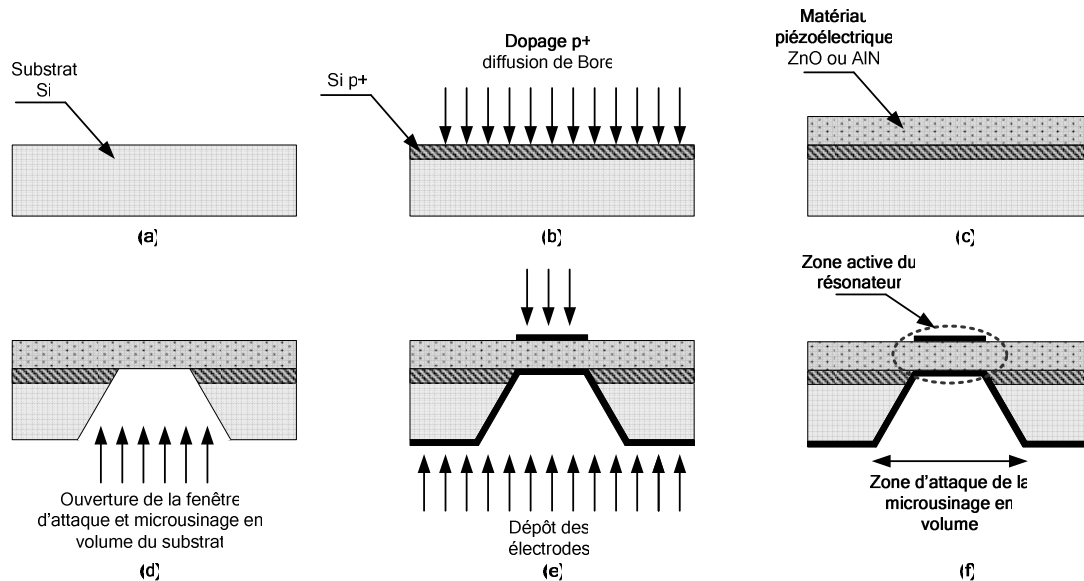


Figure II- 4. Procédé de réalisation des résonateurs suspendus (FBAR) à membrane.

Dans la réalisation de ces structures, la zone du substrat située directement au-dessous des résonateurs est entièrement enlevée. Ceci rend plus difficile leur intégration monolithique. En outre, la structure à membrane présente une zone active ainsi qu'une zone morte nécessaire au procédé de corrosion du substrat. Typiquement, la zone active du résonateur ne correspond qu'à 15% de la surface nécessaire à sa réalisation [5]. La zone inactive nécessaire à la réalisation du résonateur réduit considérablement le rendement pour la réalisation des résonateurs à membrane.

Résonateur suspendu sur cavité d'air dans le substrat

La structure du résonateur suspendu sur une cavité d'air dans le substrat réduit de façon significative le problème du faible rendement rencontré par le résonateur en membrane. Ce type de résonateur a été présenté pour la première fois par Kline et Lakin [6]. Le procédé de réalisation est fondé sur le micro-usinage en volume du substrat afin de créer une cavité au dessous du résonateur. La corrosion se fait à travers des vias d'ouverture dans la structure du résonateur. La surface occupée par ces vias est significativement moins importante que la zone de corrosion requise pour la libération du résonateur que dans le cas de la structure à membrane. La figure II-5 donne les étapes technologiques de réalisation de ce type de structure.

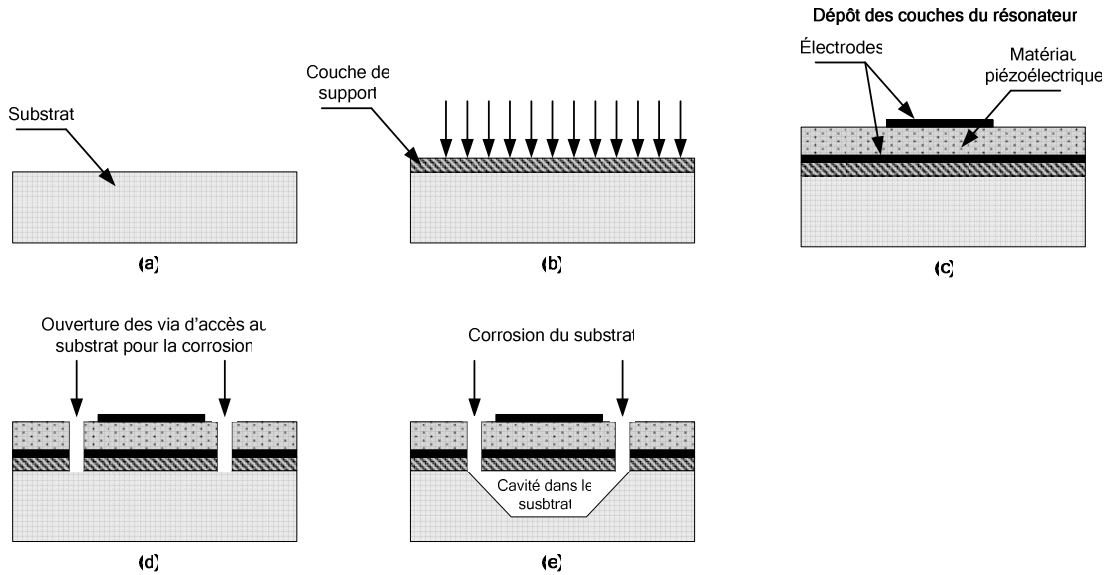


Figure II- 5. Procédé de réalisation des résonateurs suspendus (FBAR) sur une cavité d'air dans le substrat.

Résonateur suspendu sur un pont d'air

Contrairement aux deux types de résonateurs précédents, la structure à pont d'air utilise un procédé de micro-usinage en surface afin de libérer le résonateur du contact mécanique sur le substrat. L'attaque corrosive se fait sur une couche « sacrificielle » déposée au-dessous des couches actives du résonateur (figure II-6). Puis, celle-ci est entièrement enlevée [7-9] de façon à réaliser un pont d'air, en libérant le résonateur du contact du substrat.

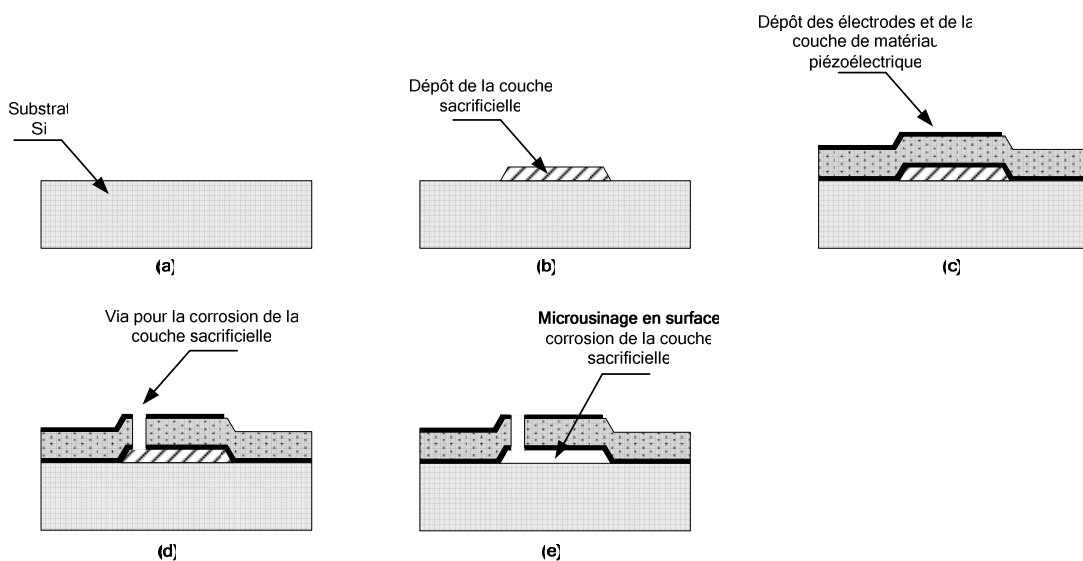


Figure II- 6. Procédé de réalisation des résonateurs suspendus (FBAR) sur un pont d'air.

Le micro-usinage en surface permet d'obtenir une surface totale occupée très proche de la zone active du résonateur, réduisant ainsi la surface totale nécessaire pour la réalisation des résonateurs. De plus, les réalisations [7], [8] ont montré que, contrairement au micro-usinage en volume, les « wafers » sont moins fragiles. Ainsi, leur intégration monolithique avec de circuits actifs sur des substrats pré-manufacturés est facilitée [9-11].

II.2.1.2. Résonateur monté sur le substrat

En envisageant une structure de résonateur plus robuste et plus adaptée à la production à large échelle, Lakin [12] introduit le concept de résonateur à film mince monté sur le substrat. Ce concept est basé sur la réalisation du résonateur directement sur une structure réfléchissante déposée sur le substrat (figure II-7). Cette structure (connue par Réflecteur de Bragg) présente un comportement de miroir acoustique. Ce réflecteur consiste en un empilement alterné de couches de matériaux de faible et de haute impédance acoustique. Il est basé sur le principe du transformateur quart d'onde. À la fréquence dans laquelle les épaisseurs des couches du Réflecteur de Bragg correspondent à un quart d'onde acoustique, ce dernier présente une impédance acoustique très faible réfléchi donc les ondes acoustiques vers l'intérieure du résonateur [13]. Les résonateurs qui utilisent ce type de structure d'isolation sont plus connus par SMR (*Solidly-Mounted Resonator*).

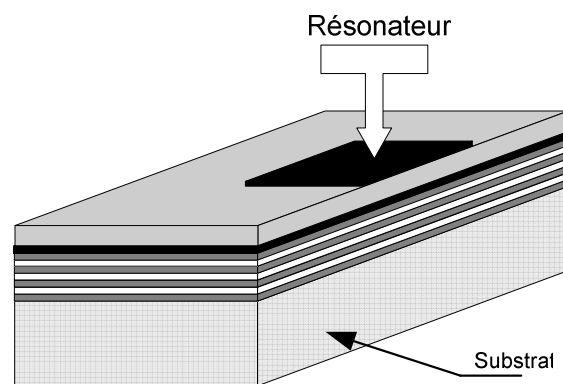


Figure II- 7. Résonateur BAW monté sur un miroir acoustique (Réflecteur de Bragg).

La configuration SMR rend le résonateur moins fragile et donc plus fiable aux efforts mécaniques des étapes de découpage et de mise en boîtier. En outre, le contact direct entre le résonateur et le substrat permet une dissipation thermique facilitée à travers le miroir acoustique. La structure SMR est donc plus adaptée que la structure FBAR pour les applications à forts niveaux de puissance. Leur inconvénient majeur provient du nombre élevé de couches nécessaires afin de réaliser l'isolation acoustique souhaitée.

La réalisation du résonateur SMR débute par le dépôt direct des couches du Réflecteur de Bragg sur le substrat silicium (figure II-8). Les électrodes et la couche piézoélectrique sont déposées par la suite.

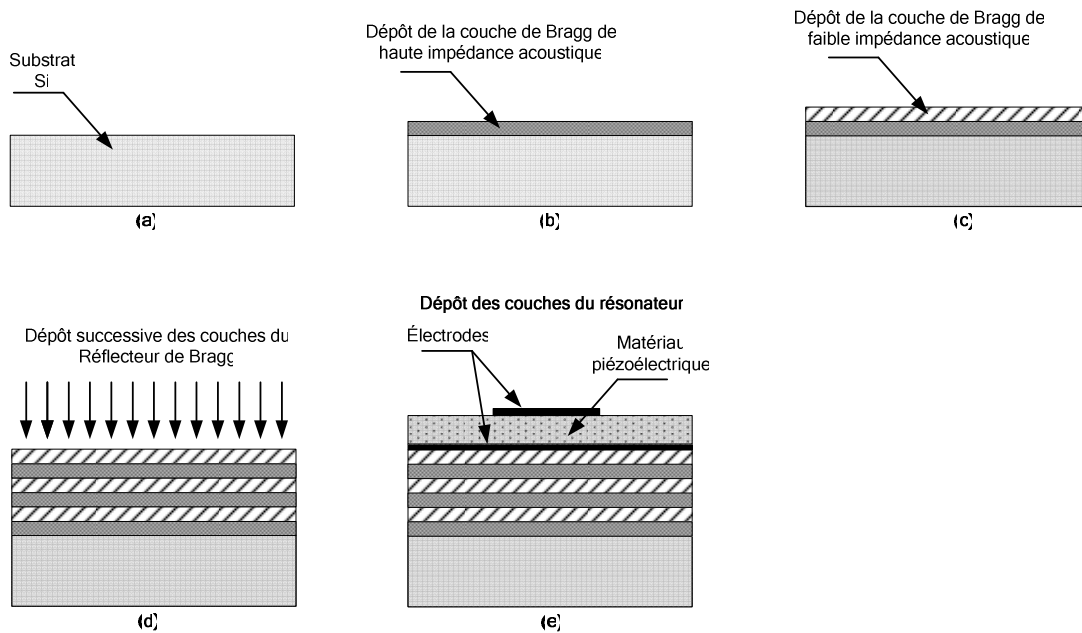


Figure II- 8. Procédé de réalisation des résonateurs solidement montés sur le substrat (SMR).

Le Réflecteur de Bragg sert également de support mécanique pour la structure du résonateur. De plus, le choix des matériaux qui composent le réflecteur permet de compenser les variations des fréquences de résonance du résonateur par rapport à la température [12]. En conséquence, dans le cas des SMR aucune couche n'est exclusivement dédiée au support ou à la compensation due aux variations thermiques, ce qui est contraire à la structure FBAR.

II.2.1.3. Comparatif entre les Types de Résonateur : FBAR x SMR

Les configurations de résonateurs FBAR et SMR présentent des avantages et des inconvénients distincts vis-à-vis de leurs performances électriques et mécaniques :

- Les caractéristiques des résonateurs BAW délimitent une plage de fréquence dans laquelle les résonances et les anti-résonances se situent. La limite supérieure de cette plage de fréquence est donnée par la fragilité mécanique des résonateurs [14-15], ce qui réduit la plage de fréquence des résonateurs FBAR par rapport à la structure SMR.
- Les résonateurs FBAR présentent une plus forte concentration de l'énergie mécanique dans la couche piézoélectrique, ce qui entraîne un coefficient de couplage électromécanique potentiellement plus important.
- La dissipation thermique est facilitée dans les résonateurs SMR, car ces derniers présentent un contact thermique direct entre le résonateur et le substrat, ce qui rend l'évacuation de la chaleur plus facile [15], [17-18].
- La suspension des résonateurs FBAR rend ces derniers plus vulnérables aux étapes qui suivent leur réalisation, notamment le découpage et la mise en boîtier [15], [19].

Le tableau suivant compare les deux configurations de structure des résonateurs BAW.

Tableau II- 1. Comparatif entre les Différents Types de Résonateur

Critère	FBAR Résonateur Suspendu	SMR Résonateur Monté sur le Substrat
Performances		
Fréquence de résonance	1 à 10 GHz	1 à 20 GHz
Couplage électromécanique (k^2)	bonne	bonne
Coefficient de qualité (Q)	élevée	élevée
Dissipation Thermique	faible	bonne
Robustesse	faible	bonne
Intégration avec des circuits actifs	bonne	bonne
Compatibilité avec les procédés CMOS et BiCMOS	bonne	bonne
Observation	fragilité du « wafer »	nombre plus élevé d'étapes technologiques

II.2.2. Les Matériaux

Outre leur structure de support, les résonateurs ont leur performance fortement influencée par les propriétés physiques des matériaux, notamment des matériaux piézoélectrique et le métal utilisé dans les électrodes. Les principales caractéristiques de ces matériaux et leur influence sur la réponse des résonateurs sont abordées dans les paragraphes suivants.

II.2.2.1. Matériau Piézoélectrique

La couche piézoélectrique consiste en l'élément moteur des résonateurs BAW, par conséquent celle-ci présente un rôle majeur dans leur performance en termes de couplage électromécanique (k^2), de coefficient de qualité (Q) et de fréquence de résonance (f_r) et d'anti-résonance (f_a). Les matériaux piézoélectriques actuels les plus largement employés (résonateurs du domaine microondes) sont : l'AlN (Nitrure d'Aluminium) [19], le KNbO₃ (Niobate de Potassium) [20], le PZT (Titano Zirconate de Plomb) [21], ZnO (Oxide de Zinc) [22]. Le choix parmi ces derniers est dicté par leurs caractéristiques électriques et mécaniques [23] :

- Le coefficient de couplage électromécanique k^2 du matériau piézoélectrique limite le degré d'échange d'énergie entre le domaine mécanique et le domaine électrique d'un résonateur BAW et, par conséquent, son propre couplage électromécanique. Nous verrons plus tard que ce coefficient influence la largeur de la bande passante et l'ondulation des filtres BAW.
 - La constante diélectrique ϵ_r . L'impédance moyenne du résonateur BAW est déterminée essentiellement par la capacitance entre les électrodes et la couche piézoélectrique. Pour une valeur d'impédance donnée, plus la constante diélectrique sera grande, moins le résonateur et le filtre seront encombrants.
 - Le coefficient de qualité de la couche piézoélectrique Q exprime les pertes diélectriques ainsi que les pertes mécaniques de la couche piézoélectrique. Vu la concentration de l'énergie du résonateur dans cette dernière, ces pertes présentent une importante influence sur son coefficient de qualité.
 - Le coefficient de variation en température des résonances TCF exprime la dérive en température des propriétés physiques de la couche piézoélectrique. Celle-ci influence significativement la variation des fréquences de résonance des résonateurs BAW.
-

- La vitesse de propagation acoustique va . L'épaisseur de la couche piézoélectrique est inversement proportionnelle à la vitesse acoustique de son matériau. Une couche piézoélectrique moins épaisse réduit son temps de dépôt et, par conséquent, le coût de fabrication du dispositif.

D'autres paramètres physiques de la couche piézoélectrique ont une influence indirecte sur les performances des filtres :

- La conductivité thermique σ_r . Une importante conductivité thermique de la couche piézoélectrique favorise la dissipation et permet une meilleure tenue en puissance.
- La stabilité chimique. Quelques étapes technologiques de la fabrication de filtres BAW utilisent un procédé d'attaque chimique humide. Il est donc préférable que le matériau piézoélectrique soit chimiquement stable à ce type d'attaque.
- La tension de claquage. Ce paramètre constitue le niveau maximal de tension supporté par la couche piézoélectrique sans être endommagée.

Le tableau suivant regroupe les principales caractéristiques des matériaux piézoélectriques les plus largement utilisés dans les filtres BAW.

Tableau II- 2. Caractéristiques des matériaux piézoélectriques les plus utilisés dans le domaine des microondes.

	AlN Nitrure Aluminium	KNbO₃ Niobate de Potassium	PZT Titano Zirconate e Plomb	ZnO Oxide de Zinc
Couplage électromécanique (k^2)	6,5 – 7,8 % [14]	49 %	25 % [21]	7,5 %
Coefficient diélectrique (ϵ_r)	9,5 [14]	41,5 [20]	400	9 [24]
Vitesse de propagation acoustique (va)	11.550 m/s [14]	7.820 m/s [20]	5.400 m/s [21]	6.080 m/s [35]
Coefficient de qualité (Q)	400 ~ 1500	~ 100 [14]	67 [30]	> 1000
Coefficient de variation en température (TCF)	-25 ppm/°C	-	-10 ~ -40 ppm/°C	-60 ppm/°C
Conductivité thermique (σ_r)	2.0 W/cm.K	-	-	-
Tension de claquage (V_c)	500 MV/m [14]	13 MV/m [14]	-	-
Stabilité chimique	oui	oui	non	non
Références	[14], [19], [24-26]	[14], [20], [27-29]	[21], [30-34]	[24], [35-36]

D'une manière générale, les performances du KNbO_3 le rendent très adapté pour la réalisation des filtres BAW. Cependant, le procédé de dépôt en couche mince de ce matériau n'est pas suffisamment mature. Les résultats rapportés jusqu'à présent annoncent un coefficient de couplage très inférieur (de l'ordre de 2 à 3 %) aux valeurs attendues [14], [28-29]. Ceci est essentiellement dû à la présence de grains de cristallographie en dehors de l'orientation primaire, ce qui réduit significativement le couplage électromécanique de ce matériau. En résumé, le KNbO_3 est un matériau très prometteur, mais son procédé de dépôt doit évoluer afin de pouvoir réaliser des couches minces avec les valeurs de couplage attendues.

Le PZT présente également un fort coefficient de couplage électromécanique. Toutefois, son faible coefficient de qualité limite son utilisation dans les filtres radiofréquences. Les deux autres cristaux (AlN et ZnO) présentent des performances comparables. Ces cristaux ont de faibles pertes mécaniques et électriques.

Finalement, le choix du matériau piézoélectrique dépend également de l'environnement technologique dans lequel il sera intégré. Les résonateurs et filtres BAW industriels sont fabriqués dans des centrales technologiques destinées aux matériaux semi-conducteurs. Il faut donc écarter tout risque de contamination provenant de la couche piézoélectrique. Le Zinc, le Zirconium et Plomb sont des matériaux à fort risque de contamination du fait de leur influence néfaste sur la diminution de la durée de vie des porteurs, et sont donc proscrits des salles d'intégration. L' AlN ne pose aucun problème de cet ordre.

Ainsi, bien que, à première vue, l' AlN ne semble pas être le matériau susceptible d'obtenir les meilleures performances de filtrage, il reste le seul matériau piézoélectrique capable de répondre à la fois aux exigences d'intégration dans des procédés de fabrication existants et aux exigences des filtres radiofréquences utilisés dans les terminaux des systèmes de communications mobiles actuels.

II.2.2.2. Les Couches Métalliques

La qualité cristalline de la couche piézoélectrique est déterminée par les conditions de son dépôt ainsi que par la couche métallique inférieure qui lui sert de vecteur de croissance. Donc, la compatibilité cristallographique entre ces couches est primordiale afin d'assurer la qualité cristalline de la couche piézoélectrique.

L'étude cristallographique de l'association des métaux et des matériaux piézoélectriques montre alors l'importance de leur compatibilité structurale de maille [37]. Par ailleurs, l'onde acoustique cheminant à la fois dans la couche piézoélectrique et dans le métal, il est nécessaire de tenir compte des qualités mécaniques des métaux. Bien évidemment, les qualités de conducteur électrique à faible résistivité sont également requises. On peut rajouter à cela la nécessité de la compatibilité technologique (température, pression, humidité) entre les techniques de dépôt du métal et celles de croissance du matériau piézoélectrique. Les critères auxquels le matériau métallique doit répondre sont ainsi résumés [37], [38] :

- L'impédance acoustique Z_a . Elle doit être la plus élevée possible afin de concentrer l'énergie mécanique à l'intérieure de la couche piézoélectrique en optimisant le couplage électromécanique ainsi que le coefficient de qualité des résonateurs BAW [38].
- La résistivité électrique ρ . Elle doit être minimisée afin de réduire les pertes résistives dans les électrodes et, par conséquent, d'augmenter le coefficient de qualité des résonateurs.
- La compatibilité de la structure de maille entre le métal et la couche piézoélectrique optimise les conditions de croissance et donc la qualité du matériau piézoélectrique.

Dans le cas de l'AlN, une étude concernant l'impact du métal utilisé dans l'électrode inférieure sur le comportement électrique d'un résonateur BAW a été développée [39]. Il montre que l'orientation de la couche d'AlN est fortement dépendante du substrat métallisé sur lequel la couche va croître. Le tableau II-3 résume cette analyse comparative.

D'une façon générale, nous remarquons que le Molybdène présente la meilleure performance vis-à-vis de l'ensemble de critères : mécaniques, électriques et cristallographiques. Il est important de noter que la dégradation des performances de l'AlN dépend de la contrainte résiduelle (stress) de la couche piézoélectrique par rapport au métal utilisé. Cette contrainte provient du désaccord de maille entre le métal et l'AlN, ainsi que de la différence entre les coefficients d'expansion thermique des matériaux. Le Molybdène présente le plus faible désaccord de maille estimé à 0,87%. De plus, l'AlN et le Mo possèdent approximativement le même coefficient de dilatation thermique.

Tableau II- 3. Comparatif de la compatibilité cristallographique des métaux et de la couche piézoélectrique en Nitrure d'Aluminium (AlN).

	Al Aluminium	Cu Cuivre	Mo Molybdène	Ti Titanium
Critère Mécanique : [40]				
impédance acoustique (Mkg/m ² s)	17,35	42,25	68,47	27,35
Critère Électrique : [40]				
résistivité ρ (m Ω .cm)	2,65	1,7	5	40
Critères Cristallographiques [37] :				
coefficient de texture (TC)	76%	83%	93%	84%
taille de grains de cristallisation de la couche piézoélectrique	32 nm	34 nm	40 nm	35 nm
Rugosité	13 nm	10,5 nm	10 nm	8,5 nm

Plus récemment [38], l'étude des matériaux métalliques et leur compatibilité avec l'AlN a été étendue avec l'analyse du Ruthenium (Ru). Ce métal présente une faible résistivité électrique (7,1 m Ω .cm) ainsi qu'une très haute impédance acoustique (86,27 Mkg/m²s). De plus, l'ensemble de ces résultats et sa compatibilité de maillage avec l'AlN en fait un très bon candidat pour son utilisation dans les résonateurs BAW.

II.2.3. État de l'Art des Résonateurs BAW

Nous pouvons ainsi constater la multitude de configurations possibles pour les résonateurs BAW concernant leurs techniques d'excitation électrique, structures de support et matériaux. Ainsi, afin d'établir un état de l'art de ce domaine, les dernières réalisations rapportées sont répertoriées dans le tableau II-4. Les configurations utilisées dans ces réalisations ainsi qu'une évaluation de la performance de ces résonateurs par rapport au couplage électromécanique et au coefficient de qualité sont présentées. Dans cette étude, certains points retiennent notre attention :

- L'utilisation prépondérante du mode d'excitation électrique longitudinale due à la maximisation du coefficient de couplage électromécanique promu par ce mode de propagation.
- L'utilisation de l'AlN comme matériau piézoélectrique est majoritaire.
- La fréquence la plus haute se situe autour de 20 GHz, mais les performances habituelles se présentent jusqu'à 8 GHz ;

Tableau II- 4. État de l'art des résonateurs BAW

Mode d'excitation électrique	Type de structures			Matériaux					Performances			Informations complémentaires		
	TE	LFE		électrodes	piézo.	support / Bragg	substrat	fréq. (GHz)	k ² (%)	Q	région géographique	année	Réf.	
●			●	Al	ZnO	AlN / SiO ₂	Si	1,8	4,2	n.c.	États-Unis	2001	[41]	
●		●		Mo	AlN	Si ₃ N ₄	Si	2	3,8	2000	États-Unis	2001	[7]	
●	●			Cr / Au	ZnO	Si ₃ N ₄	Si	1,5	7	350	Europe	2001	[42]	
●	●			Pt	PZT	Si ₃ N ₄ / TiO ₂	Si	1,5	19,8	54	Europe	2001	[42]	
●			●	Al	AlN	AlN / SiO ₂	SiGe	1,7	3,7	655	États-Unis	2001	[43]	
●			●	Pt / Al	AlN	AlN / SiO ₂	n.c.	7,4	5,5	545	Europe	2001	[44]	
●			●	Pt / Al	AlN	AlN / SiO ₂	Si	7,8	5,5	580	Europe	2002	[45]	
●	●			n.c.	AlN	-	Si	5,2	6,5	913	Japon	2002	[46]	
●	●			Al	AlN	-	Si	19,2	1,3	290	États-Unis	2002	[47]	
●		●		Mo	ZnO	Si ₃ N ₄	ver	1,1	7,8	160	Europe	2002	[48]	
●			●	Al	ZnO	AlN / SiO ₂	Si	1,8	5,1	200	États-Unis	2002	[49]	
●	●			Mo	AlN	-	Si	1,9	n.i.	1530	Corée	2003	[50]	
●				Al	ZnO	-	saphire	4,04	8	35	États-Unis	2004	[51]	
●				Ti / Pt	PZT	-	Si	1,4	7,3	85	Europe	2004	[52]	
●			●	Al / Pt	AlN	AlN / SiO ₂	Si	8	6	360	Europe	2005	[53]	

n.c. : non communiquée.

Mode d'excitation électrique : TE – Excitation Électrique Longitudinale (*Thickness Excitation*) ; LFE – Excitation Électrique Latérale (*Lateral Field Excitation*).

Types de structures : FBAR – Résonateur Suspendu (*Film Bulk Acoustic-wave Resonator*) ; Mb – Membrane ; CA – Cavité Acoustique ; PA – Pont d'Air ; SMR (*Solidly Mounted Resonator*) ;

II.3. Filtrés BAW

Le filtrage BAW est accompli par le couplage entre résonateurs. La figure II-9 présente une classification des filtres BAW selon le mode de couplage utilisé. Nous pouvons distinguer deux catégories des filtres : les filtres à résonateurs (*Ladder* et *Lattice*) et les filtres empilés à couplage direct ou indirect (SCF et CRF).

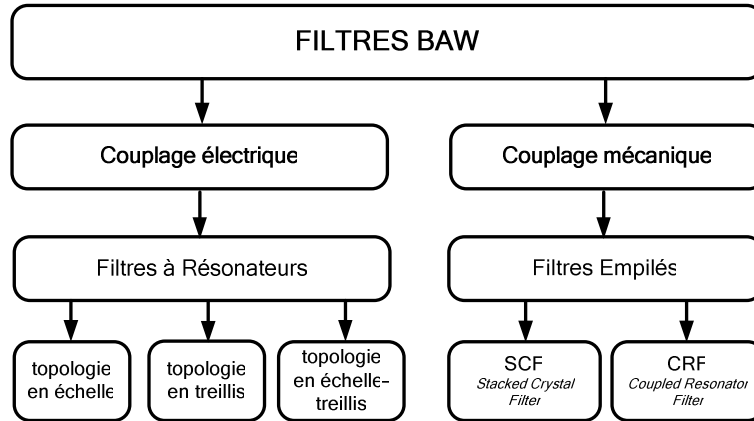


Figure II- 9. Classification des filtres BAW selon le mode de couplage des résonateurs.

Les filtres à couplage mécanique ont suscité dernièrement une forte attention des industriels vu leurs performances de filtrage et leur encombrement réduit. Néanmoins, le procédé de fabrication des filtres empilés est considérablement plus complexe. Par conséquent, dans le cadre de cette thèse, vu ses excellentes performances de filtrage et grâce à une technique de réalisation plus simple, l'étude de la synthèse des filtres BAW se concentre sur les topologies à résonateurs (en échelle, en treillis ou en échelle-treillis). Les paragraphes suivants abordent alors plus particulièrement ces topologies, en évoquant l'influence de la réponse fréquentielle d'impédance des résonateurs BAW sur la réponse en transmission (S_{21}) et en réflexion (S_{11}) des filtres.

II.3.1. Topologie en Échelle (*Ladder*)

Les filtres BAW en échelle (figure II-10.a) sont obtenus par l'association série-parallèle ou parallèle-série des résonateurs dans le cas des topologies en échelle-T et en échelle-II, respectivement. Cette association correspond à un réseau non-différentiel (les ports d'entrée et de sortie présentent une référence commune), toutefois, il est possible de dériver un réseau différentiel à partir du filtre en échelle classique (figure II-10.b).

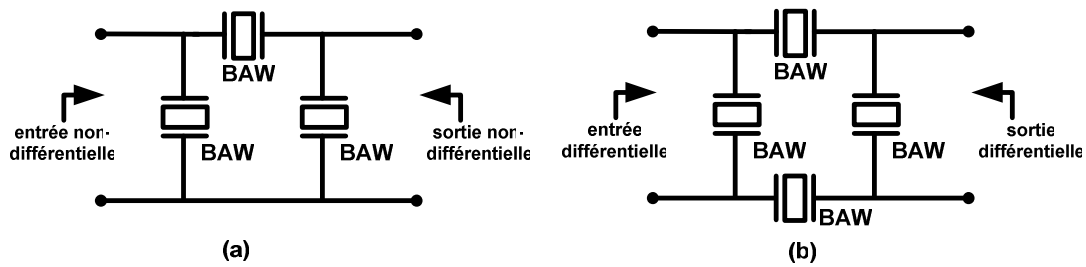


Figure II- 10. Filtre BAW en topologie échelle.
 (a) Réseau non-différentiel et (b) Réseau différentiel.

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 cette topologie est illustré par la figure II-11. Les résonateurs série et parallèle ne doivent pas présenter les mêmes fréquences de résonance et d'anti-résonance.

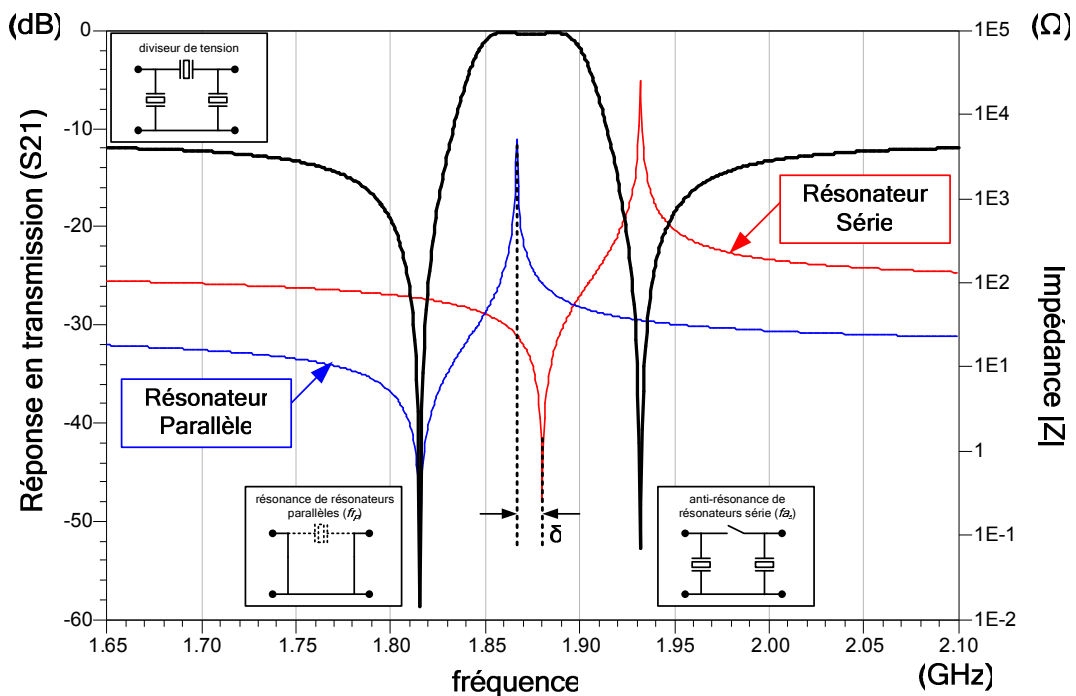


Figure II- 11. Principe de fonctionnement de la topologie en échelle.

Le décalage entre les résonance des résonateurs série et parallèle est essentiel, car tandis que la résonance de résonateurs parallèles (f_{r_p}) définit la fréquence du zéro de transmission à gauche de la bande passante, l'anti-résonance des résonateurs séries (f_{a_s}) est responsable du zéro de transmission à droite. Les fréquences d'anti-résonance des résonateurs parallèle (f_{a_p}) et de résonance des résonateurs série (f_{r_s}) sont alors placées approximativement au centre de la bande passante. Par conséquent, nous remarquons que le coefficient de couplage électromécanique des résonateurs (k^2) détermine la distance entre le centre de la bande passante et les zéros de transmission. En dehors de la bande passante le comportement des résonateurs est capacitif. La réjection hors-bande de ces filtres est alors définie par le diviseur de tension de capacités statiques des résonateurs série (C_{o_s}) et parallèle (C_{o_p}). La figure suivante résume alors une analyse qualitative de la variation de la réponse en transmission (S21) et en réflexion (S11) d'un filtre BAW en échelle par rapport à la variation de ces paramètres.

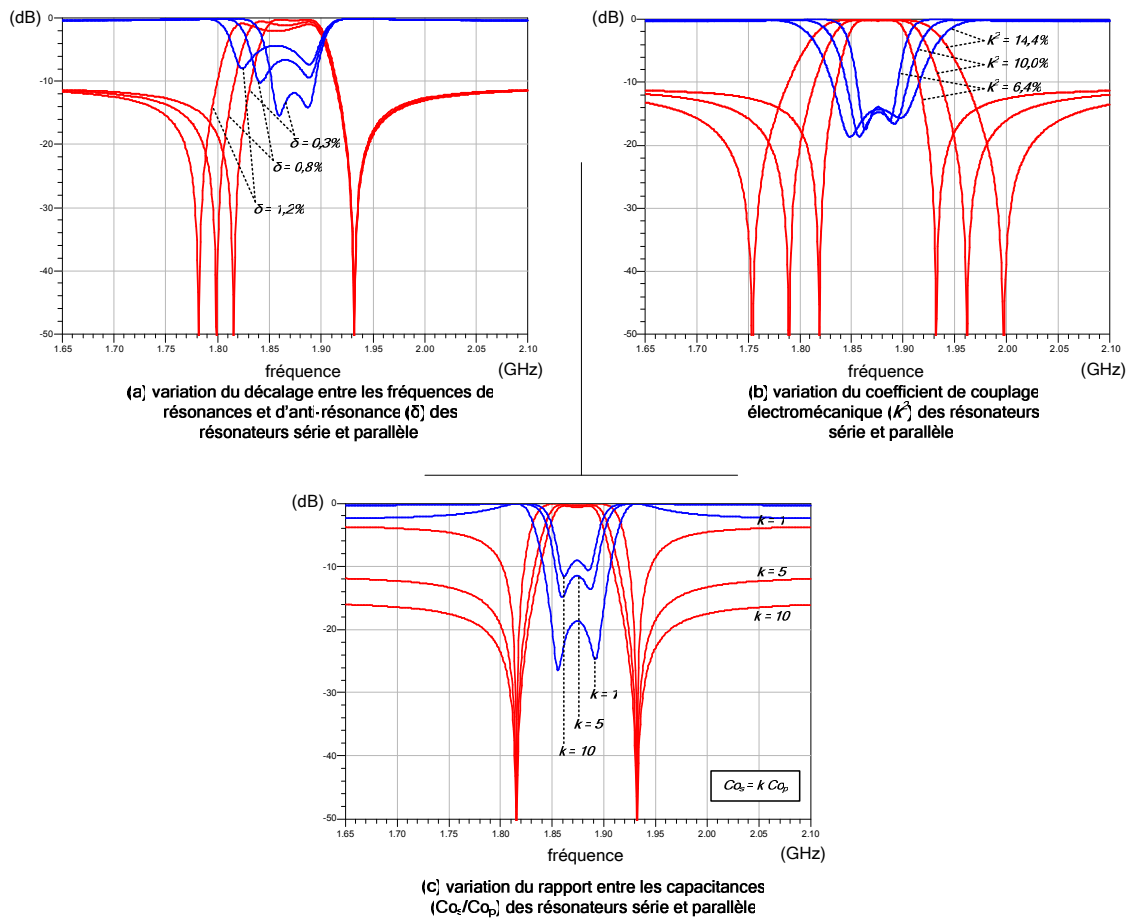


Figure II- 12. Analyse qualitative de la variation des caractéristiques en transmission (S21) et en réflexion (S11) des filtres BAW en échelle.

Nous remarquons (figure II-12.a) que le décalage entre les fréquences de résonance des résonateurs série et parallèle (δ) influence l'adaptation du filtre ainsi que la largeur de bande passante du filtre. Son augmentation produit un élargissement de la bande passante du filtre et une augmentation de ses pertes par retour. Nous constatons, par ailleurs, que la bande passante du filtre est directement liée au coefficient de couplage électromécanique (k^2) des résonateurs séries et parallèles. La largeur de la bande passante du filtre est d'autant plus grande que le coefficient de couplage électromécanique est élevé (figure II-12.b).

Nous notons aussi que la réjection hors-bande du filtre est fonction du diviseur d'impédance et donc du rapport entre les capacitances des résonateurs série et parallèle ($C_r = C_o_s/C_o_p$). En effet, plus ce rapport est significatif plus importante sera la réjection hors-bande (figure II-12.c). De même, le rapport entre les capacitances des résonateurs influence la caractéristique en réflexion du filtre et sa bande passante (Figure II-12.c).

Les filtres BAW en échelle sont alors caractérisés par une forte sélectivité et une atténuation hors-bande relativement faible, grâce à la proximité des zéros de transmission de leur bande passante. Comme nous avons pu le constater dans l'analyse qualitative présentée précédemment, la position des zéros est limitée par le faible coefficient de couplage électromécanique observé habituellement pour les résonateurs BAW (3% - 7,5%). Cette topologie est alors plus largement utilisée dans les duplexeurs où les deux bandes sont proches et la sélectivité nécessaire est élevée. À titre d'exemple, la figure II-13 présente un filtre duplexeur conçu sur une architecture en échelle pour application dans le standard CDMA PCS-1900 et sa caractéristique en transmission pour les voies de réception et d'émission [54].

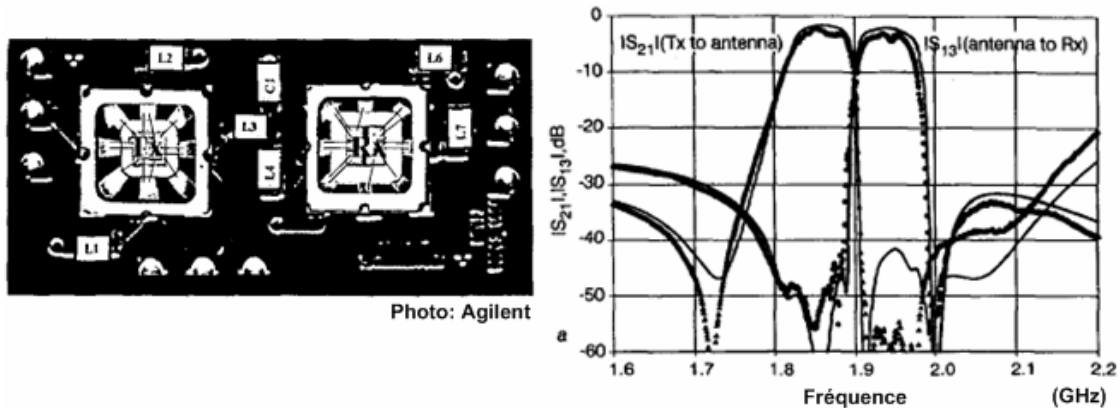


Figure II- 13. Exemple de filtre BAW en échelle utilisé dans un duplexeur.

II.3.2. Topologie en Treillis (*Lattice*)

Les filtres BAW en treillis sont obtenus par l'association croisée série-parallèle des résonateurs (figure II-14). Ces filtres constituent des réseaux différentiels (les ports d'entrée et de sortie n'ont pas de référence commune) où chaque couple de résonateurs croisés série-parallèle n'est capable que de synthétiser un pôle et un zéro de transmission dans la fonction de filtrage. Ainsi, pour une fonction de même ordre, les filtres en treillis doivent présenter le double de résonateurs que les filtres en échelle.

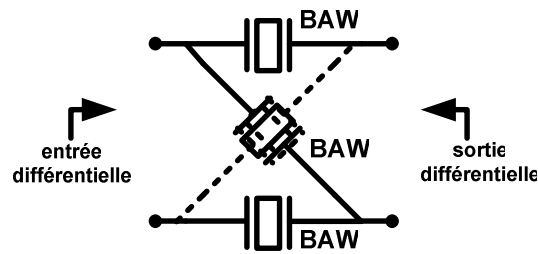


Figure II- 14. Filtre BAW en topologie treillis.

Le principe de fonctionnement de la topologie en treillis est illustré dans la figure ci-dessous.

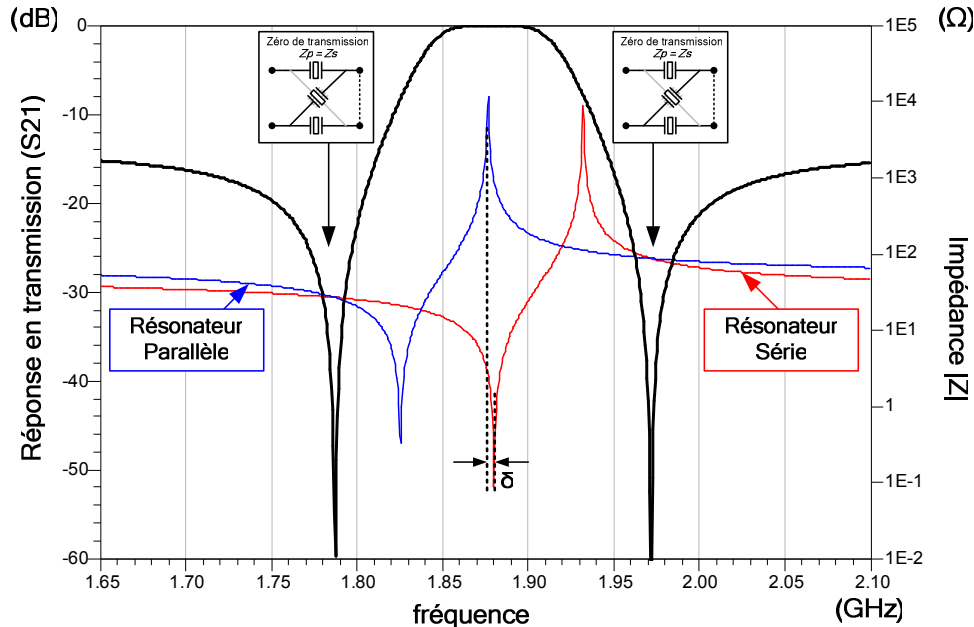


Figure II- 15. Principe de fonctionnement des filtres BAW en topologie treillis.

Contrairement aux filtres en échelle, les zéros de transmission des filtres en treillis sont obtenus à partir du couplage entre les résonateurs séries et croisés parallèles. En effet, lorsque ces résonateurs présentent une impédance identique ($Z_s = Z_p$), la différence de potentiel en sortie est

nulle, par conséquent, aucune puissance n'est délivrée à la charge. Les fréquences dans lesquelles ce phénomène se produit constituent alors les fréquences des zéros de transmission de cette topologie.

Par ailleurs, de façon similaire aux filtres en échelle, les fréquences de résonance des résonateurs doivent être décalées. Les fréquences de résonance du résonateur série (f_{r_s}) et d'anti-résonance de résonateur parallèle (f_{a_p}) sont placés au centre de la bande passante du filtre. La réjection hors-bande est alors proportionnelle au rapport entre la différence et la somme des capacités des résonateurs :

$$Cr = \frac{C_{0_p} - C_{0_s}}{C_{0_p} + C_{0_s}} \quad (\text{II-5})$$

La figure suivante résume alors une analyse qualitative de la variation de la réponse en transmission (S21) et en réflexion (S11) d'un filtre BAW en treillis.

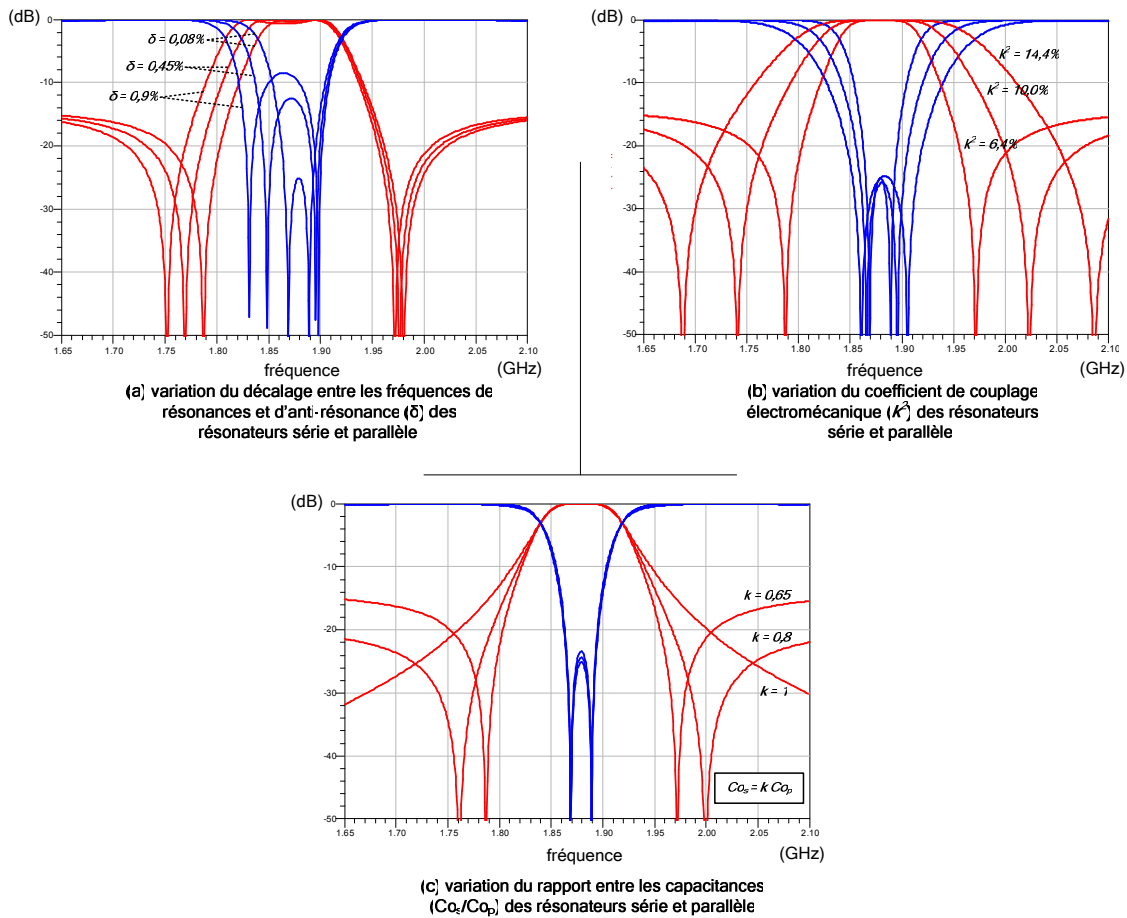


Figure II- 16. Analyse qualitative de la variation des caractéristiques en transmission (S21) et en réflexion (S11) des filtres BAW en treillis.

Nous remarquons ainsi que le décalage entre les fréquences de résonance des résonateurs série et parallèle (δ) influence l'adaptation du filtre ainsi que sa largeur de la bande passante du filtre (figure II-16.a). Similairement aux filtres en échelle, l'augmentation de ce décalage entraîne un élargissement de la bande passante du filtre et une réduction de son adaptation.

Par ailleurs, nous constatons que la bande passante du filtre est directement proportionnelle au coefficient de couplage électromécanique des résonateurs. Ainsi, une importante largeur de bande du filtre impose des résonateurs avec un couplage électromécanique plus élevé (figure II-16.b).

Toutefois, contrairement à la topologie en échelle, dans le cas des filtres en treillis, nous notons que la variation du positionnement des zéros de transmission n'est plus donné directement par les fréquences de résonances et d'anti-résonance, mais majoritairement influencé par les capacitances des résonateurs séries (C_{o_s}) et croisés parallèles (C_{o_p}). En effet, plus ce rapport est important, plus les zéros se rapprochent de la bande passante et, par conséquent, plus la réponse du filtre est plus sélective. En revanche, le rapport entre ces capacitances ne présente pas d'influence considérable ni sur la réponse en réflexion ni sur la largeur de la bande passante du filtre (figure II-16.c).

Les filtres BAW en treillis ont une sélectivité plus faible que les filtres en échelle. Par contre, ils présentent une plus grande réjection. En résumé, de façon complémentaire à l'architecture en échelle, les filtres en treillis sont moins sélectifs et plus efficaces pour la réjection hors bande. Ils rencontrent alors leur application au niveau des filtres inter-étages en émission et en réception. La figure II-17 présente un filtre intermédiaire de réception pour application dans le standard W-CDMA [55].

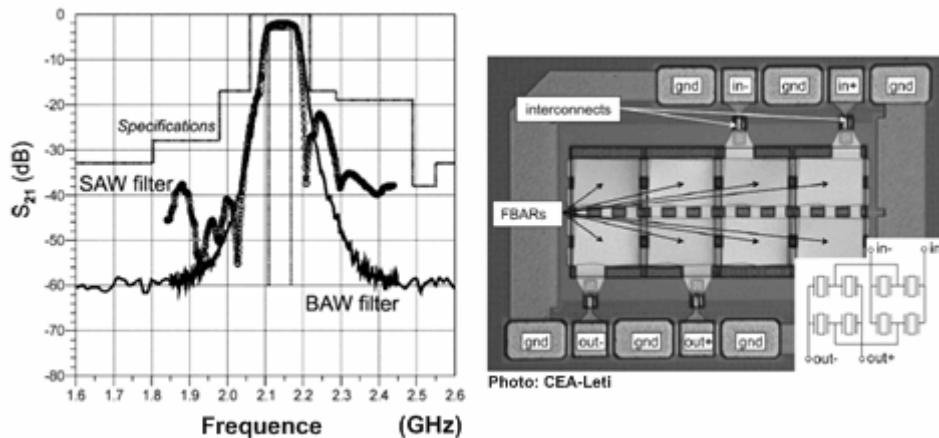


Figure II- 17. Exemple de filtre BAW en topologie treillis.

II.3.3. Topologie Échelle-Treillis (*Ladder-Lattice*)

Le descriptif des topologies échelle et treillis des filtres BAW à résonateurs montre que ces dernières présentent des caractéristiques de filtrage complémentaires. En effet, tandis que la topologie en échelle donne une forte sélectivité et une faible réjection hors-bande, les filtres en treillis ont d'important niveau de réjection malgré une sélectivité moins importante.

L'association de ces deux topologies permet d'allier ces performances de sélectivité et réjection hors-bande [56] (figure II-19). La topologie échelle-treillis pour les filtres BAW consiste en un réseau différentiel, dans lequel, l'étage en échelle doit être réalisé en mode différentiel (figure II-18) afin d'être connecté à l'étage en treillis.

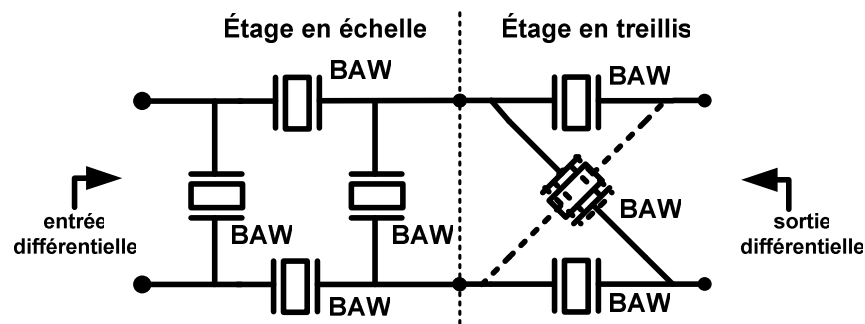


Figure II- 18. Filtre BAW en topologie échelle-treillis.

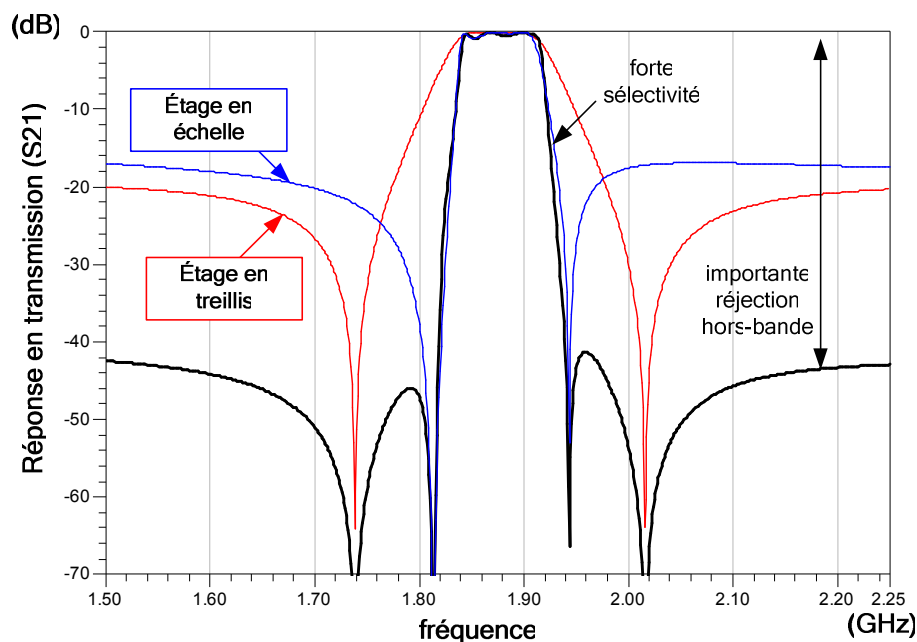


Figure II- 19. Caractéristique en transmission (S_{21}) des filtres BAW en topologie échelle-treillis.

Le principe de fonctionnement ainsi que l'analyse quantitative de la variation des caractéristiques de transmission (S_{21}) et en réflexion (S_{11}) de chaque étage ont été évoqués dans les paragraphes précédents. Les caractéristiques des filtres à résonateurs BAW sont résumées :

Tableau II- 4. Comparatif des caractéristiques des topologies des filtres à résonateurs BAW

	Échelle	Treillis	Échelle-Treillis
Type du réseau	non-différentiel	différentiel	différentiel
Sélectivité	excellente	bonne	excellente
Réjection hors-bande	faible	bonne	moyenne
Encombrement	très faible	faible	faible

II.3.4. Réalisation des filtres à résonateurs

Les filtres à résonateurs BAW, soit-il en topologie échelle, treillis ou échelle-treillis, sont réalisés à partir du dépôt successif des couches des résonateurs (Réflecteur de Bragg, électrodes, couche piézoélectrique, etc.) comme évoqué précédemment pour les structures de support des résonateurs. La figure suivante illustre ce procédé de réalisation dans le cas d'une structure SMR.

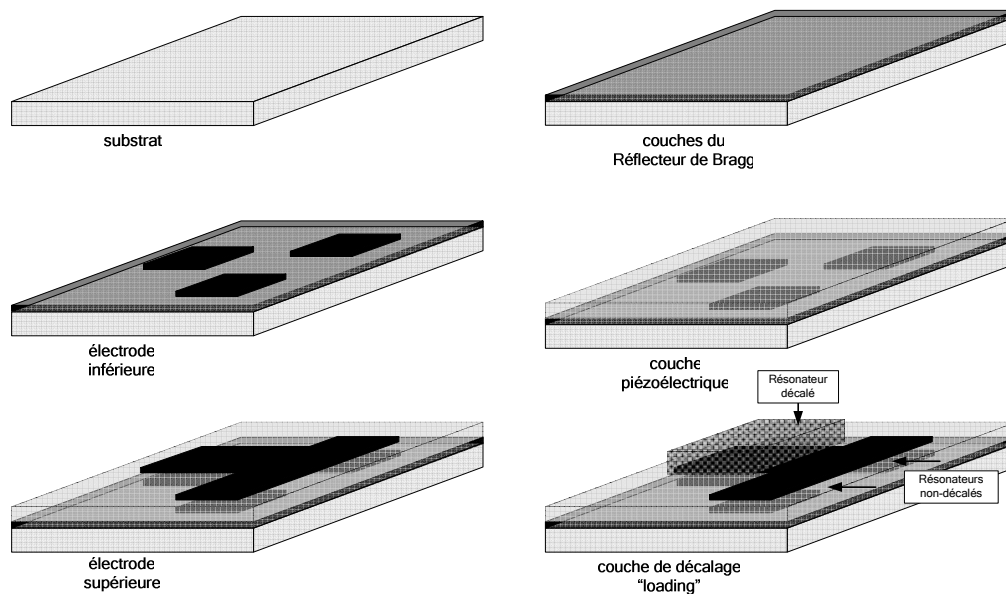


Figure II- 20. Réalisation des filtres à résonateurs BAW (exemple d'implémentation en technologie SMR).

Nous remarquons (figure II-20) que tous les résonateurs d'un filtre partagent les mêmes couches de leur structure de base, notamment la couche piézoélectrique et les électrodes. Néanmoins, les valeurs d'épaisseurs de ces couches déterminent les fréquences de résonance et d'anti-résonance de résonateurs, par conséquent, dans ce cas, aucun décalage entre les résonateurs série et parallèle ne serait observé.

Le décalage de fréquences de résonances et d'anti-résonances entre ces résonateurs est alors obtenu grâce au dépôt d'une couche supplémentaire à leur structure de base.

II.3.5. État de l'Art des Filtrés BAW

Les multiples topologies des filtres BAW, à savoir : les filtres à résonateurs en échelle, en treillis ou en échelle-treillis et les filtres empilés à couplage direct (SCF) ou indirecte (CRF) viennent se rajouter aux différents types des résonateurs et ouvrent une multiplicité de configurations disponibles pour la synthèse des fonctions de filtrage. Le tableau suivant répertorie alors les plus récentes réalisations des filtres BAW. Certains points retiennent notre attention en particulier :

- La fréquence d'opération la plus élevée des filtres BAW se situe autour de 8 GHz, en revanche les performances habituelles se présentent entre 1,5 et 2,2 GHz ;
 - Ni les résonateurs FBAR et ni les résonateurs SMR sont utilisés de façon prépondérante ;
 - Une réduction considérable des pertes d'insertion peut être observé pour les filtres réalisés depuis 2005, grâce à utilisation des techniques d'optimisation du facteur de qualité des résonateurs BAW ;
-

Tableau II- 5. État de l'art des filtres BAW

Architecture			Performances				Réalisation				Informations complémentaires				
Lad	Lat	SCF	CRF	fc (MHz)	BW _{3dB} (MHz)	IL (dB)	ondul. (dB)	réj. (dB)	structure d'isolation	Matériaux	substrat	taille (mm ²)	région géographique	année	Réf.
●				2100	51	-2,36	-1	-17,2	suspendu	AlN / n.c.	Si	n.c.	Corée	2002	[26]
●				2800	65	-5,5	-0,33	-35	Bragg	AlN / n.c.	Si	n.c.	Europe	2002	[57]
●				5200	60	-2	n.c.	-35	suspendu	AlN / n.c.	Si	1,4 x 0,9	Japon	2002	[25]
●				1000	25	-2,8	n.c.	-35	suspendu	ZnO / Mo	ver	3,6 x 1,4	Europe	2002	[49]
	●			8200	93	-5	n.c.	-45	n.i.	AlN / Al	Si	200 um ²	États-Unis	2002	[47]
●				1950	60	-2,8	-0,5	-50	suspendu	AlN / Mo	Si	1,2 x 1,4	Corée	2003	[50]
●				1880	60	-3	-0,1	-45	Bragg	AlN / n.c.	n.c.	1,5 x 0,9	Europe	2003	[58]
		●		1880	90	-4	-2	-40	Bragg	n.c.	SiGe	0,3 x 0,23	Europe	2004	[59]
		●		1880	80	-1	n.c.	-45	Bragg	n.c.	SiGe	0,32 x 0,42	Europe	2004	[59]
		●		1575	24	-0,8	-0,2	-35	Bragg	AlN / Al	n.c.	265 um ²	États-Unis	2004	[60]
				1200	8	-5	-0,05	-35	Bragg	AlN / Al / Pt	Si	n.c.	Europe	2004	[61]
●				1880	60	-3,5	n.c.	-35	suspendu	AlN / Mo	Si	2,0 x 1,6	États-Unis	2004	[62]
●				1960	60	-3,3	-0,5	-35	suspendu	AlN / Mo	Si	1,0 x 1,0	Corée	2005	[64]
●				8000	24	-5,5	n.c.	-26	Bragg	AlN / Al / Pt	Si	n.c.	Europe	2005	[53]
●	●			2190	60	-1,6	-0,15	-35	Bragg	AlN / Pt	n.c.	2,5 mm ²	Europe	2005	[56]
●				2140	60	-1,6	-0,5	-50	suspendu	AlN / Ru	n.c.	3,0 x 3,0 mm ²	Japon	2005	[64]
●				2140	60	-1,5	-0,2	-50	suspendu	AlN / Mo	n.c.	3,8 x 3,8 mm ²	États-Unis	2005	[68]
	●			2140	60	-3	-0,35	-55	suspendu	AlN / Al / Pt	SiGe	0,8 x 1,2	Europe	2006	[55]

n.c. : non communiquée.

Architecture des filtres : Lad – échelle (*ladder*) ; Lat – treillis (*lattice*) ; SCF – empilés directement couplés (*Stacked Resonator Filter*) et CRF – empilés indirectement couplés (*Coupled Resonator Filter*).

Performances : fc – fréquence centrale ; BW_{3dB} – largeur de bande à -3 dB ; IL – pertes d'insertion (insertion loss) ; ondul. – ondulation dans la bande et réj. – réjection hors bande.

II.4. Intégration des Filtres BAW dans les Chaînes RF

Dans le contexte actuel de développement de nouveaux terminaux de communications mobiles, l'intégration complète des chaînes de communication radiofréquence est fortement souhaitée. Grâce à leur flexibilité de réalisation, les filtres BAW sont considérés comme les seuls capables d'allier performance et intégration.

Deux méthodes d'intégration de filtres BAW sont utilisées : monolithique (SoC – *System on Chip*) [10] et hybride (SiP – *System in Package*) [66]. Le choix parmi ces méthodes est dicté par les performances électriques souhaitées ainsi que par les avantages et les inconvénients commerciaux de chaque approche. Ces deux méthodes ainsi qu'un comparatif sont dévoilées dans les paragraphes suivants.

II.4.1. Intégration Monolithique – SoC (« System on Chip »)

La flexibilité de réalisation des filtres BAW sur une multitude de matériaux de support a permis son intégration monolithique sur substrats pré-manufacturés (Si, SiGe, etc.) [9-11], [43], [55]. Les fonctions actives des chaînes radio (amplification faible bruit, changement de fréquence, génération d'horloge) peuvent être préalablement réalisées sur ces substrats. Les filtres et les résonateurs BAW sont ensuite déposés au-dessus de ce substrat et des vias sont alors nécessaires pour assurer leurs interconnexions. Cette technique d'intégration sur substrats pré-manufacturés est également connue sous le nom d'intégration *above-IC* ou *on-IC*.

L'intégration monolithique permet donc la réalisation de chaînes radio-fréquences de haute performance, à faible encombrement et à coût réduit. Ce concept a premièrement été employé dans la réalisation d'un oscillateur à résonateur BAW [9]. Plus récemment, l'évolution de procédés de dépôt et la compatibilité technologique des matériaux utilisés dans la réalisation des dispositifs BAW ont permis l'intégration d'un filtre avec une chaîne complète de réception [55] (figure II-21).

Nous remarquons que l'intégration monolithique s'avère très compacte ($2,44 \text{ mm}^2$), tout en ayant des performances de gain, de figure de bruit et de linéarité très satisfaisantes. L'approche monolithique est souhaitée pour les applications où la surface occupée par les « pads » d'interconnexions entre les étages actifs et le filtre est particulièrement importante.

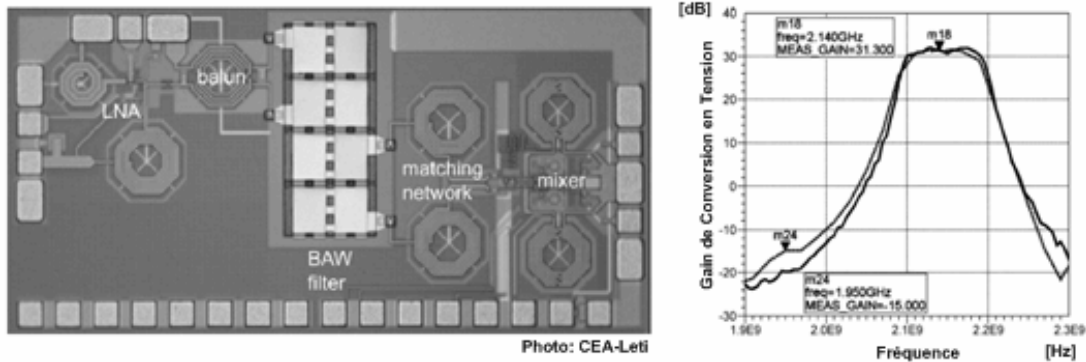


Figure II- 21. Intégration monolithique (SoC) d'un filtre BAW en treillis dans la chaîne de réception W-CDMA.

Néanmoins, si le procédé de dépôt de couches « acoustiques » n'entraîne pas de modification des performances de transistors réalisés dans le substrat, son utilisation au-dessus des substrats à faible résistivité ($< 200 \Omega \cdot \text{cm}$) intensifie les pertes capacitives des résonateurs vers le substrat [23]. De plus, même si les matériaux utilisés dans les deux procédés (BAW et circuit intégré) sont similaires, la synergie pour l'utilisation de même couches pour les fonctions acoustiques et électriques est très limitée. L'intégration monolithique n'apporte donc pas d'avantage de réduction de coût de production. Au contraire, les mécanismes de rendement des dispositifs acoustiques et électroniques sont différents. Par exemple, les défauts de densité réduisent fortement le rendement de « wafer » de circuits intégrés, pourtant, ils ne présentent aucune influence sur la partie acoustique. En revanche, les faibles variations d'épaisseur affectent sévèrement la performance de résonateurs BAW et n'influencent pas la performance des circuits intégrés. Ainsi, le rendement des deux procédés combinés est moins important que des deux procédés réalisés séparément. Ceci représente une augmentation significative du coût de production dans le cas de l'intégration monolithique.

Finalement, l'approche monolithique n'est pas adaptée à la réalisation des chaînes radio multi-standards. En effet, la fréquence centrale des filtres BAW est liée aux épaisseurs des couches des résonateurs, notamment de la couche piézoélectrique. Donc, dans le cas de la réalisation monolithique, tous les filtres réalisés sur un « wafer » doivent présenter les mêmes caractéristiques fréquentielles. Ceci rend donc impossible l'utilisation de cette approche pour la réalisation des terminaux mobiles multi-standards.

II.4.2. Intégration Hybride – SiP (System in Package)

Contrairement à l'intégration monolithique, l'intégration hybride est plus adaptée au contexte de nouveaux terminaux mobiles multi-standards. En effet, celle-ci se base sur l'implémentation du filtre et des circuits actifs de façon modulaire. Les circuits actifs et les filtres BAW sont réalisés séparément en modules indépendants. Leur intégration se fait à partir de leurs interconnexions en partageant le substrat de support et le boîtier (figure II-22) [66]. Par conséquent, la réalisation des filtres BAW est complètement indépendante du circuit actif.

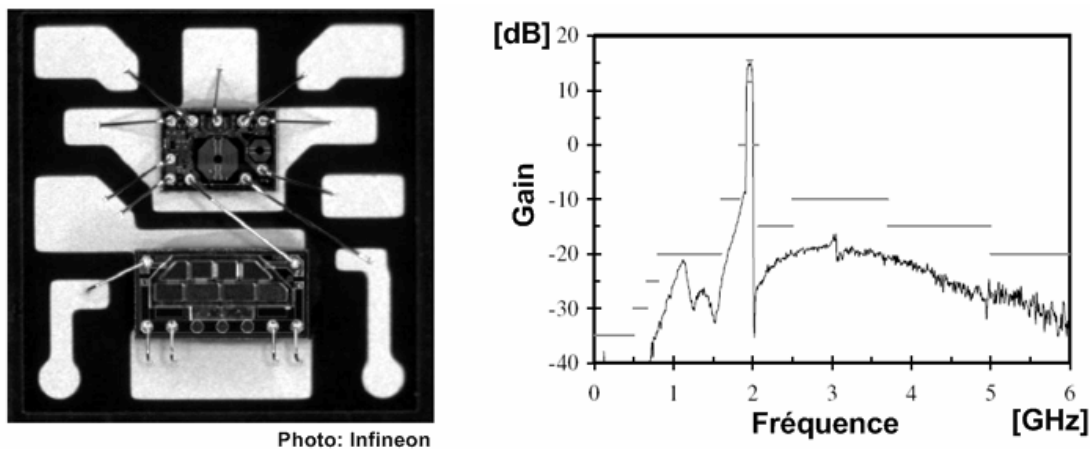


Figure II- 22. Intégration hybride (SiP) d'un filtre BAW en échelle et d'un amplificateur faible bruit.

La réalisation séparée des modules produit un gain de rendement du procédé complet d'intégration des filtres BAW. D'une part, le procédé de fabrication de chaque module (BAW et circuits intégrés) peut être optimisé afin de maximiser son rendement. D'autre part, le rendement global est maximisé à partir de la vérification des performances des modules séparément et leur intégration de ceux testés et vérifiés.

Toutefois, nous remarquons que l'intégration modulaire est, bien évidemment, plus encombrante ($9,0 \text{ mm}^2$) que l'approche monolithique. En revanche, la réalisation des filtres BAW peut se faire au-dessus des substrats de haute résistivité, ce qui réduit les pertes de couplage capacitif entre le filtre et son substrat de support [23]. La technique d'intégration hybride peut être optimisée à travers l'encapsulation des filtres BAW directement au niveau du « wafer » [66-69].

Néanmoins, le coût de l'assemblage modulaire peut devenir très élevé pour des modules où les filtres BAW présentent une surface inférieure à $0,5 \text{ mm}^2$. Dans ce cas l'intégration monolithique s'impose.

II.4.3. Comparatif : Intégration Monolithique x Hybride

Les techniques d'intégration de filtres BAW (monolithique et hybride) présentent certains avantages, mais aussi des inconvénients vis-à-vis des performances technologiques. Pourtant, leur évaluation doit se porter non seulement sur des critères de performances techniques, mais aussi à partir des avantages et des inconvénients commerciaux de chaque approche. Dans ce cadre, il devient important d'établir un coût relatif de chaque procédé d'intégration afin de pouvoir comparer leur performance commerciale. Le coût de fabrication d'un procédé (BAW ou circuit intégré/CMOS) peut être défini à partir du nombre d'étapes technologiques (n_{tech}) nécessaires à la réalisation multiplié par la surface utilisée (S) et divisé par le rendement du procédé ($rend$) [70] :

$$Coût = \frac{n_{tech} \cdot S}{rend} \quad (II-6)$$

Dans le cas de l'intégration hybride, les modules BAW et circuit intégré sont réalisés séparément. En conséquence, le coût de l'intégration revient à la somme des coûts de chaque procédé indépendant :

$$Coût_{hyb} = Coût_{BAW} + Coût_{CI}$$

$$Coût_{hyb} = \frac{n_{BAW} \cdot Surface_{BAW}}{rendement_{BAW}} + \frac{n_{CI} \cdot Surface_{CI}}{rendement_{CI}} \quad (II-7)$$

En revanche, dans le cas de l'intégration monolithique, le coût total correspond au coût du procédé combiné :

$$Coût_{mono} = \frac{(n_{BAW} + n_{CI}) \cdot (Surface_{BAW} + Surface_{CI})}{rendement_{BAW} \cdot rendement_{CI}} \quad (II-8)$$

Le tableau suivant compare les coûts d'intégration de deux approches décrits. Nous remarquons que le coût relatif de la solution monolithique est beaucoup plus élevé que celui de la solution hybride [70].

Tableau II- 5. Étude comparative du coût relatif des techniques d'intégration des filtres BAW et des circuits intégrés.

	Procédé	Nombre masque	Surface (mm ²)	rendement	Coût	
					Procédé	Total
Intégration Hybride (SiP)	BAW	10	0,5	80%	10*0,5 / 0,8	68,75
	CI	25	2,0	80%	25*2,0 / 0,8	
Intégration Monolithique (SoC)	BAW + CI	10+25 = 35	0,5+2,0=2,5	80% * 80% = 64%	35*2,5 / 0,64	136,7

Les performances des deux techniques d'intégration sont regroupées dans le tableau suivant. Il est possible de noter que même si du point de vue des performances technologiques l'intégration monolithique présente d'importants avantages par rapport à l'intégration hybride, son coût de réalisation limite son utilisation [23]. En outre, la flexibilité d'intégration de filtres avec différentes bandes de fréquence d'opération amène l'intégration hybride à être plus répandue et plus adaptée au contexte actuel de terminaux mobiles multi-standards [66].

Tableau II- 6. Comparatifs des techniques d'intégrations modulaires des filtres BAW.

	SiP Intégration Hybride	SoC Intégration Monolithique
Flexibilité	excellente	bonne
Encombrement	faible	très faible
Coût de Production	moyen	élevé
Observations	Plus adaptée au contexte de terminaux mobiles multi-standards.	-
Références	[66-70]	[9-11], [55]

II.5. Conclusion

Un descriptif de la technologie de filtrage BAW a fait l'objet de ce chapitre. D'abord, les deux configurations de structure de résonateurs (SMR et FBAR) ont été abordées et leurs techniques de réalisation présentées. Ensuite, les propriétés physiques du matériau piézoélectrique et des électrodes requises afin d'optimiser la performance des résonateurs BAW ont été évoquées. Ceci a permis de comparer les matériaux piézoélectriques et les métaux les plus largement employés dans la réalisation des résonateurs BAW microondes. L'état de l'art de ces résonateurs met en évidence l'évolution de la technique et son développement dans les dernières années.

La flexibilité de l'intégration de la technologie de filtrage BAW dans les chaînes radiofréquence a été évoquée par un descriptif des deux différentes techniques d'intégration (monolithique et hybride) les plus utilisées actuellement. Les performances de ces dernières ont été abordées à travers d'un comparatif de ses caractéristiques techniques et commerciales. Nous avons pu constater que, même si la technique d'intégration monolithique apporte une importante miniaturisation de la chaîne radiofréquence, la technique hybride se montre plus avantageuse, car elle présente un coût de réalisation plus faible et une flexibilité pour l'implémentation des terminaux multi-standards plus importante.

Les filtres à résonateurs BAW ont été abordés à travers un bref descriptif des topologies en échelle, en treillis et en échelle-treillis. Nous avons observé la multitude de paramètres du filtre et de ses résonateurs qui déterminent sa réponse de filtrage. Les choix technologiques, tels que : la structure des résonateurs (FBAR ou SMR), ses matériaux et les techniques de dépôt, constituent des critères fondamentaux pour l'optimisation de ses performances. Toutefois, nous avons constaté que la topologie et les dimensions des résonateurs s'avèrent aussi des enjeux majeurs. Le chapitre suivant présente ainsi une méthodologie innovante qui permet la synthèse de ces filtres.

Chapitre III

Synthèse des Filtres à Résonateurs BAW

Résumé : Ce chapitre présente une méthodologie innovante de synthèse des filtres à résonateurs BAW. Cette méthodologie est basée sur l'étude mathématique des fonctions pseudo-elliptiques de filtrage et sur la détermination des dimensions du filtre. L'illustration et la validation de cette méthodologie sont réalisées à travers un exemple de synthèse d'un filtre pour application dans la bande d'émission du standard W-CDMA (1,92 – 1,98 GHz).

III.1. Introduction

La synthèse d'un filtre à résonateurs BAW consiste en la détermination des dimensions des résonateurs, de la topologie et du dessin des masques du filtre capables de satisfaire un gabarit donné. Il existe une multitude de paramètres qui influencent la caractéristique de transfert des filtres BAW. Le principal défi de la synthèse des filtres BAW réside dans l'association intrinsèque des phénomènes électromagnétiques et mécaniques au sein des résonateurs. En [1], Larson présente la conception d'un filtre BAW à topologie en échelle à partir de la simple cascade d'une cellule de base et l'optimisation du réseau. Plus tard, Lee [2] a donné la synthèse des filtres BAW basée sur l'optimisation utilisant un algorithme génétique.

Ces approches sont essentiellement basées sur la synthèse par optimisation. Leur précision est donc directement déterminée par la méthode d'analyse employée dans la boucle d'optimisation. Or, la précision de l'analyse électromagnétique et mécanique est d'autant plus importante qu'elle est gourmande en ressources informatiques. Par conséquent, ces méthodologies demandent un temps de calcul considérable. En outre, l'optimisation étant un procédé « aveugle » de synthèse, elle peut aboutir à un résultat convenable au vu de la caractéristique de transfert du filtre, par contre, ce résultat peut être éloigné de la meilleure solution en termes d'encombrement et d'exploitation de la technologie de fabrication.

Une méthodologie innovante de synthèse capable d'élargir la flexibilité et de réduire le temps de calcul pour la conception des filtres BAW a été développée. Toutefois, contrairement à celles présentées actuellement dans la littérature, celle-ci se base sur une étude mathématique approfondie de la fonction de filtrage. Un filtre prototype est alors extrait. Ce prototype permet de remonter aux dimensions du filtre à résonateurs BAW.

III.2. Méthode de Synthèse de Filtres

La méthodologie de synthèse est divisée en quatre étapes, comme illustre l'organigramme de la figure III-1. Les paragraphes suivants détaillent chacune de ces étapes.

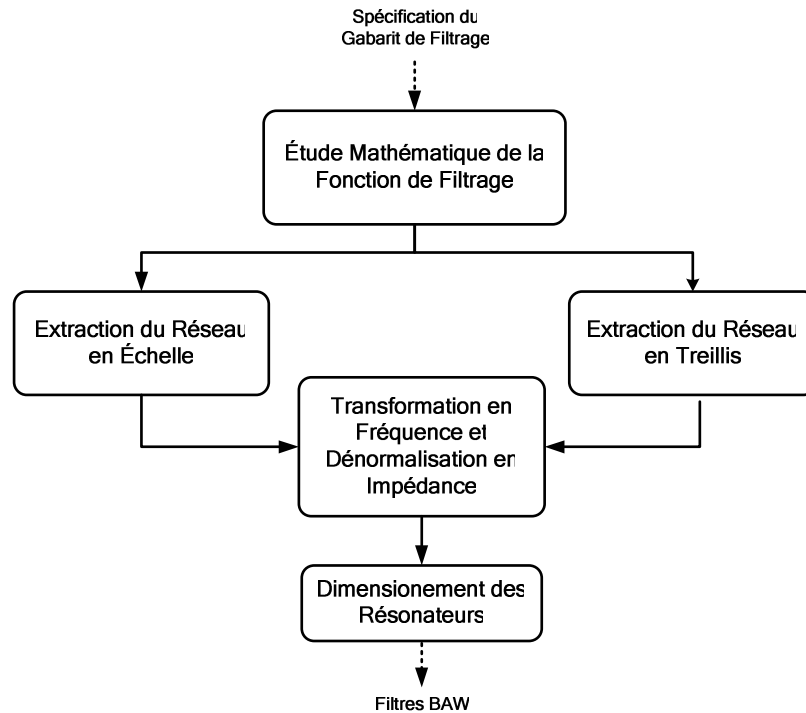


Figure III- 1. Procédure de synthèse.

III.2.1. Étude Mathématique de la Fonction de Filtrage

Un filtre passe-bande (BAW ou autres) est défini à partir du prototype passe-bas par transformation de fréquence [3]. Ce dernier simule l'approximation mathématique de filtrage. Les réponses en amplitude du passe-bas et du passe-bande idéaux sont données sur la figure III-2.

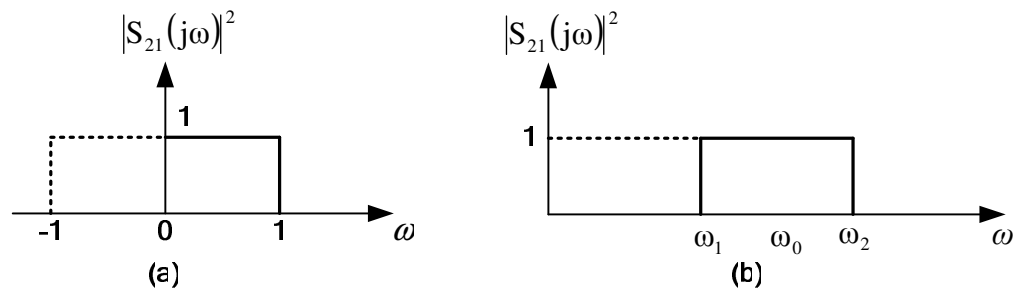


Figure III- 2. Réponse normalisée du prototype (a) passe-bas et (b) passe-bande idéaux.

Nous pouvons distinguer plusieurs types de réponses : Butterworth, Chebyshev, Bessel, etc. L'étude mathématique de la fonction de filtrage consiste à prévoir le comportement d'un filtre à l'aide d'une approximation de filtrage capable de respecter le gabarit souhaité. Les caractéristiques de propagation (transmission, réflexion, phase et temps de propagation) peuvent être déduites à partir du circuit électrique équivalent du filtre.

III.2.1.1. Filtres de Chebyshev

La fonction de transfert d'un filtre de Chebyshev est la suivante :

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\omega)} \quad (\text{III-1})$$

ε est un paramètre qui caractérise l'ondulation dans la bande passante du filtre, n est l'ordre du filtre et $T_n(\omega)$ est une fonction définie par :

$$T_n(\omega) = \begin{cases} \cos(n \arccos \omega) & \omega \leq 1 \\ \cosh(n \operatorname{argcosh} \omega) & \omega > 1 \end{cases} \quad (\text{III-2})$$

$T_n(\omega)$ oscille entre +1 et -1 et varie très vite lorsque $\omega > 1$, c'est-à-dire lorsqu'on est dans la bande d'atténuation. La figure III-3 montre la réponse de Chebyshev lorsque n varie de 1 à 4.

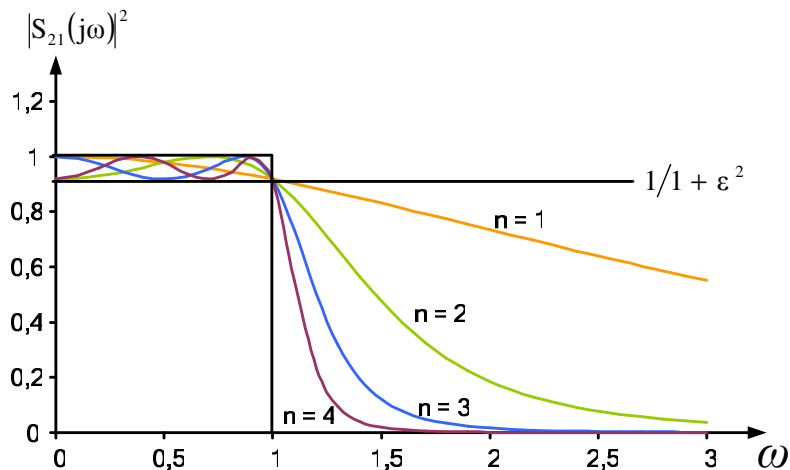


Figure III- 3. Réponse en transmission de Chebyshev pour n variant de 1 à 4.

III.2.1.2. Filtres Pseudo-Elliptiques – Notion de Zéro de Transmission

L'inconvénient des filtres de Chebyshev est leur sélectivité. Pour certaines applications, notamment les duplexeurs, celle-ci est primordiale. En effet, lorsque l'on désire isoler les bandes d'émission et de réception, il faut tenir compte du recouvrement des bandes passantes. Il est donc nécessaire d'améliorer la réponse au niveau des transitions latérales. Ainsi, deux solutions se présentent :

- Augmenter l'ordre du filtre. Cependant la réalisation d'un filtre est d'autant plus complexe que son ordre est élevé. Par ailleurs, la taille et les pertes d'insertion expérimentales du filtre augmentent avec son ordre ;
- Créer des zéros de transmission à des fréquences finies proches de la bande ;

$$S_{21} = 0 \Rightarrow A_{dB} = -20 \cdot \log |S_{21}| \rightarrow -\infty$$

Ceci nous conduit à déterminer les filtres pseudo-elliptiques.

III.2.1.2.1. Fonction caractéristique

La réponse pseudo-elliptique est basée sur l'approximation de Chebyshev [4-9] :

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_{n,n_z}^2(j\omega)} \quad (\text{III.3})$$

Avec :

$$F_{n,n_z}(\omega) = \begin{cases} \cos \left[(n - n_z) \arccos \omega + \sum_{i=1}^{n_z} \arccos \left(\frac{1 - \omega \omega_i}{\omega - \omega_i} \right) \right] & \text{pour } \omega \in \text{BP} \\ \cosh \left[(n - n_z) \operatorname{arccosh} \omega + \sum_{i=1}^{n_z} \operatorname{arccosh} \left(\frac{1 - \omega \omega_i}{\omega - \omega_i} \right) \right] & \text{pour } \omega \in \text{BA} \end{cases}$$

BP = Bande Passante

BA = Bande Atténuée

n est l'ordre du filtre, n_z est le nombre de zéros de transmission et ω_i ($1 < i < n_z$) est la pulsation de résonance du $i^{\text{ème}}$ zéro de transmission.

Il est possible de développer $F_{n,n_z}(\omega)$ sous la forme d'une fraction polynomiale.

$$F_{n,n_z}(\omega) = \frac{E_{n_z}^+ + E_{n_z}^-}{2Q_{n_z}} \quad (\text{III.4})$$

Avec:

$$Q_{n_z}(\omega) = \prod_{i=1}^{n_z} (1 - \omega/\omega_i)$$

$$E_{n_z}^+(\omega) = \prod_{i=1}^{n_z} \left[(\omega - 1/\omega_i) + (1 - 1/\omega_i^2)^{1/2} \cdot \omega' \right]$$

$$E_{n_z}^-(\omega) = \prod_{i=1}^{n_z} \left[(\omega - 1/\omega_i) - (1 - 1/\omega_i^2)^{1/2} \cdot \omega' \right]$$

$$\omega' = \sqrt{\omega^2 - 1}$$

La détermination des coefficients des polynômes de $F_{n,n_z}(\omega)$ passe par le calcul des fonctions $E_{n_z}^+(\omega)$ et $E_{n_z}^-(\omega)$. Ces polynômes sont calculés de façon itérative. Les paramètres initiaux qui permettent de les générer sont :

- l'ondulation dans la bande ;
- l'ordre du filtre ;
- les fréquences respectives des zéros de transmission.

Ecrivons :

$$E_{n_z}^+(\omega) = P_{n_z}(\omega) + M_{n_z}(\omega) \quad (\text{III.5})$$

$$E_{n_z}^-(\omega) = P_{n_z}(\omega) - M_{n_z}(\omega) \quad (\text{III.6})$$

Ce qui donne :

$$F_{n,n_z}(\omega) = \frac{P_{n_z}}{Q_{n_z}} \quad (\text{III.7})$$

Les polynômes $P_{n_z}(\omega)$ et $M_{n_z}(\omega)$ sont générés à l'aide des formules itératives :

$$P_1(\omega) = -\frac{1}{\omega_1} + \omega \quad M_1(\omega) = \left(1 - 1/\omega_1^2\right)^{1/2} \cdot \omega' \quad (\text{III.8})$$

$$\begin{cases} P_2(\omega) = \omega.P_1(\omega) - P_1(\omega)/\omega_2 + \omega' \cdot \left(1 - 1/\omega_2^2\right)^{1/2} \cdot M_1(\omega) \\ M_2(\omega) = \omega'.M_1(\omega) - M_1(\omega)/\omega_2 + \omega' \cdot \left(1 - 1/\omega_2^2\right)^{1/2} \cdot P_1(\omega) \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

$$\begin{cases} P_{n_z}(\omega) = \omega.P_{n_z-1}(\omega) - P_{n_z-1}(\omega)/\omega_{n_z} + \omega' \cdot \left(1 - 1/\omega_{n_z}^2\right)^{1/2} \cdot M_{n_z-1}(\omega) \\ M_{n_z}(\omega) = \omega'.M_{n_z-1}(\omega) - M_{n_z-1}(\omega)/\omega_{n_z} + \omega' \cdot \left(1 - 1/\omega_{n_z}^2\right)^{1/2} \cdot P_{n_z-1}(\omega) \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Le polynôme $Q_{n_z}(\omega)$ est généré comme suit :

$$Q_1(\omega) = 1 - \frac{\omega}{\omega_1} \quad (\text{III.11})$$

$$Q_2(\omega) = \left(1 - \frac{\omega}{\omega_2}\right) \cdot Q_1(\omega) \quad (\text{III.12})$$

Ceci se poursuit par itération jusqu'à l'ordre n_z (nombre de zéros de transmission).

$$Q_{n_z}(\omega) = \left(1 - \frac{\omega}{\omega_{n_z-1}}\right) Q_{n_z-1}(\omega) \quad (\text{III.13})$$

La programmation de la détermination de $P_{n_z}(\omega)$ et $Q_{n_z}(\omega)$ nous permet alors de déduire toutes les fonctions caractéristiques du filtre : le coefficient de réflexion $S_{11}(j\omega)$, le coefficient de transmission $S_{21}(j\omega)$, la phase $\varphi(\omega)$ et le temps de propagation de groupe $\tau(\omega)$:

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_{n,n_z}^2(j\omega)} = \frac{Q_{n_z}^2(j\omega)}{Q_{n_z}^2(j\omega) + \varepsilon^2 P_{n_z}^2(j\omega)} \quad (\text{III.14})$$

$$|S_{11}(j\omega)|^2 = 1 - |S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{\varepsilon^2 P_{n_z}^2(j\omega)}{Q_{n_z}^2(j\omega) + \varepsilon^2 P_{n_z}^2(j\omega)} \quad (\text{III.15})$$

En écrivant $S_{21}(j\omega) = \frac{P_{n_z}(j\omega)}{\varepsilon R_{n_z}(j\omega)}$ et en notant r_k les racines du polynôme $R_{n_z}(j\omega)$, on

obtient :

$$\varphi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \sum_{k=1}^n \arctan\left(\frac{\omega - \text{Im}(r_k)}{-\text{Re}(r_k)}\right) \quad (\text{III.16})$$

Le temps de propagation de groupe TPG (ou temps de retard de groupe ou temps de transit), noté τ , est une notion plus importante que la phase. Car, ceci exprime la façon dont les composantes fréquentielles sont retardées par le système. Il est déterminé grâce à la dérivée de la fonction phase :

$$\tau(\omega) = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} = \sum_{k=1}^n \frac{-\text{Re}(r_k)}{[\text{Re}(r_k)]^2 + [\omega - \text{Im}(r_k)]^2} \quad (\text{III.17})$$

Par conséquent, si nous avons une phase linéaire, le temps de transit sera invariant avec la fréquence. Chaque composante fréquentielle subit donc le même retard entre l'entrée et la sortie. Cette propriété n'est pas réalisable en pratique : le TPG n'est pas constant, en particulier à proximité des fréquences de coupure.

III.2.1.2.2. Extraction Numérique de Racines

Après avoir déterminé les polynômes $P_{n_z}(j\omega)$ et $Q_{n_z}(j\omega)$, nous pouvons calculer les fonctions de transfert et les pertes par réflexion. Pour cela, il faut tout d'abord s'assurer de la stabilité du système (réponse nulle lorsque $t \rightarrow \infty$). Dans le plan complexe de Laplace, ceci se traduit par le fait que toutes les racines en p doivent être à partie réelle négative et appartiennent donc au demi-plan gauche. Les polynômes $S_{21}(p)$ et $S_{11}(p)$ sont alors appelés polynômes de Hurwitz et ils sont reconstitués à partir toutes les racines extraites, en ne prenant que celles qui sont dans la partie gauche du plan complexe.

La méthode numérique adoptée pour extraire les racines deux à deux d'un polynôme d'ordre n est celle de Bairstow. Cette méthode est basée sur le principe suivant.

Nous désirons déterminer les racines d'un polynôme d'ordre n .

$$P_n(x) = a_0x^n + a_1x^{n-1} + a_2x^{n-2} + a_3x^{n-3} + \dots + a_{n-1}x + a_n \quad n > 2 \quad (\text{III.18})$$

Extrayons premier polynôme d'ordre 2. $P_n(x)$ s'écrit alors sous la forme:

$$P_n(x) = (x^2 + px + q)(b_0x^{n-2} + b_1x^{n-3} + \dots + b_{n-3}x + b_n) + Rx + S \quad (\text{III.19})$$

La détermination des coefficients p , q et b_i est obtenue lorsque $R=S=0$, Le trinôme x^2+px+q est alors facteur de $P_n(x)$. Cela nous ramène à un polynôme d'ordre inférieur d'un degré deux. On réitère l'opération jusqu'à ce que le polynôme restant soit du premier ou du second ordre selon que la parité de $P_n(x)$.

Une fois que toutes les racines sont extraites, seules celles du demi-plan gauche sont retenues afin d'assurer la stabilité du système.

La méthode de calcul et le fonctionnement du simulateur informatique sont données sur l'organigramme de la figure III-4 :

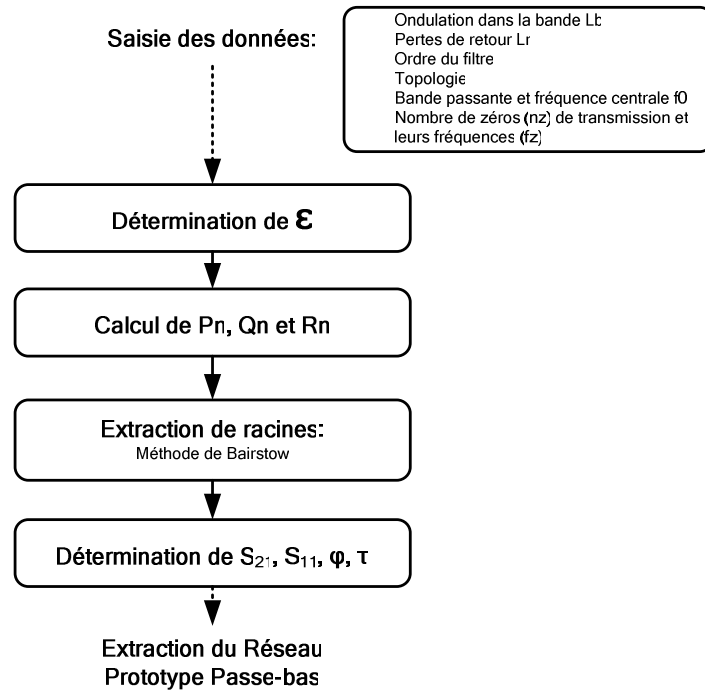


Figure III- 4. Organigramme de synthèse des fonctions de filtrage Pseudo-elliptiques.

III.2.1.2.3. Comparaison des réponses avec et sans zéros de transmission

La figure suivante présente deux filtres possédant les mêmes spécifications dans la bande passante (fréquence centrale = 10 GHz, bande passante = 400 MHz), l'un étant de Chebyshev et l'autre de type Pseudo-elliptique avec un zéro de chaque côté de la bande. Il apparaît qu'aux transitions entre bande passante et bande d'arrêt, la réjection est nettement améliorée grâce aux zéros.

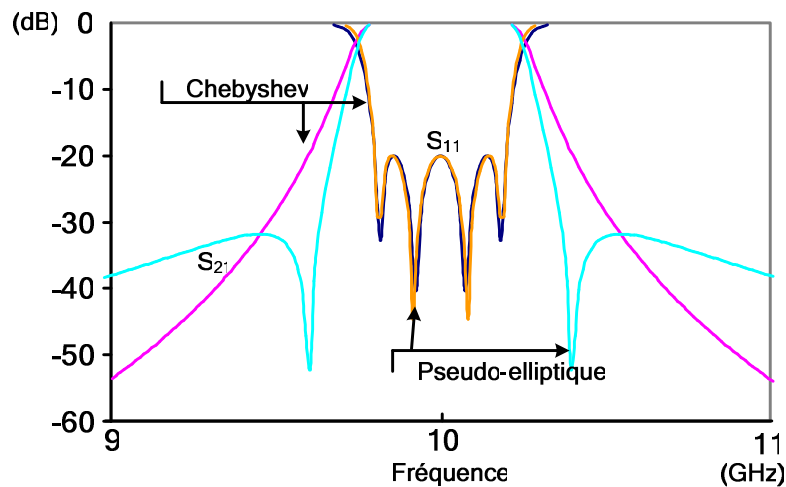


Figure III- 5. Comparaison des réponses avec et sans zéros de transmission.

III.2.2. Extraction du Réseau Prototype Passe-bas

Le réseau prototype passe-bas va permettre d'associer la fonction de filtrage synthétisée aux dimensions du filtre BAW. Ce prototype est constitué à partir de la modélisation passe-bas des résonateurs, le pseudo-résonateur BAW.

III.2.2.1. Le Pseudo-résonateur BAW

Le circuit équivalent est obtenu à partir de la transposition en fréquence du modèle BVD (*Butterworth Van-Dyke*) [10]. Les pseudo-résonateurs BAW ont bien sur, dans le domaine passe-bas, une réponse fréquentielle équivalente à celles des résonateurs BAW :

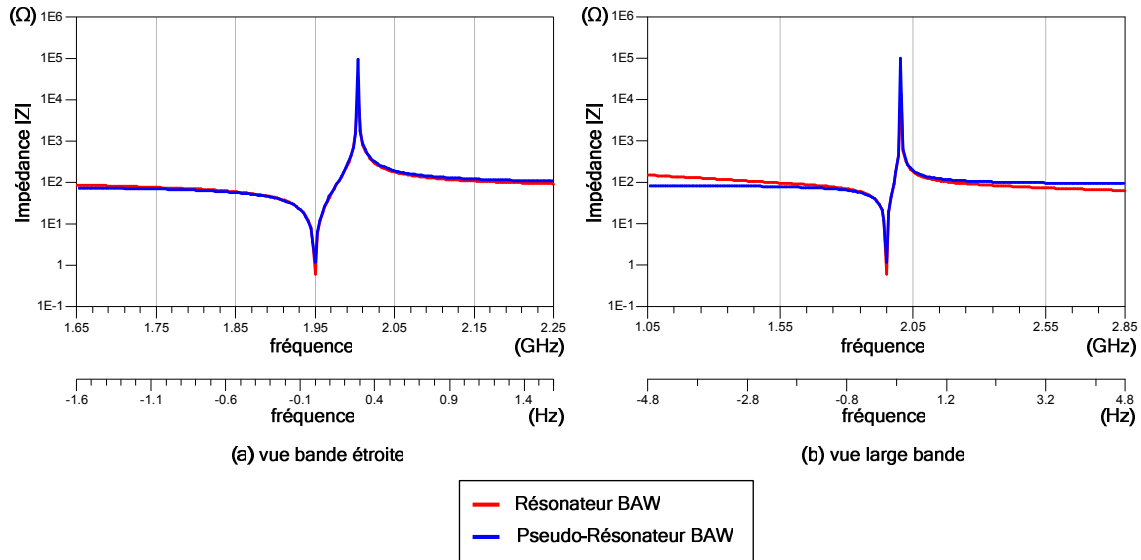


Figure III- 6. Impédance du pseudo-résonateur et du modèle BVD.

Deux configurations de pseudo-résonateur BAW sont possibles et présentent sous deux formes : l'association série ou l'association parallèle des éléments :

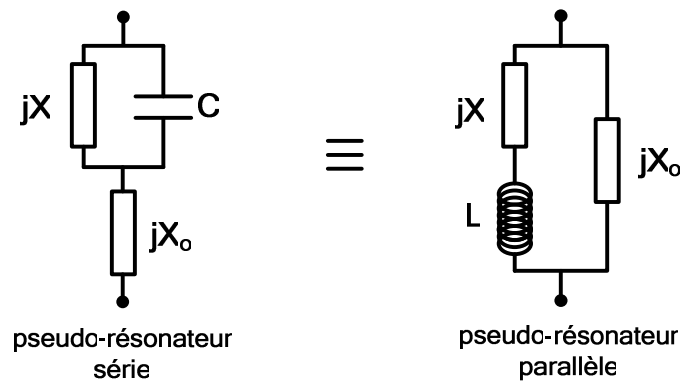


Figure III- 7. Circuit équivalent du pseudo-résonateur BAW.

Le pseudo-résonateur BAW série (C , jX , jX_o) présente une anti-résonance qui est donnée par la capacitance C et la susceptance jX . Sa résonance résulte de l'association de C et jX avec la susceptance série jX_o . Dans le cas du pseudo-résonateur BAW parallèle (L , jX , jX_o), la résonance est déterminée par l'association série de l'inductance L et de la réactance jX . La réactance jX_o , placée en contre-réaction produit l'anti-résonance du circuit.

III.2.2.2. Extraction des Filtres BAW en Échelle

La transposition des filtres BAW en échelle au domaine passe-bas est obtenue en remplaçant les résonateurs par des pseudo-résonateurs BAW. Toutefois, l'extraction du prototype passe-bas à partir de la fonction de filtrage synthétisée n'est possible que si on considère les impédances du générateur et de la charge complexes (figure III-8).

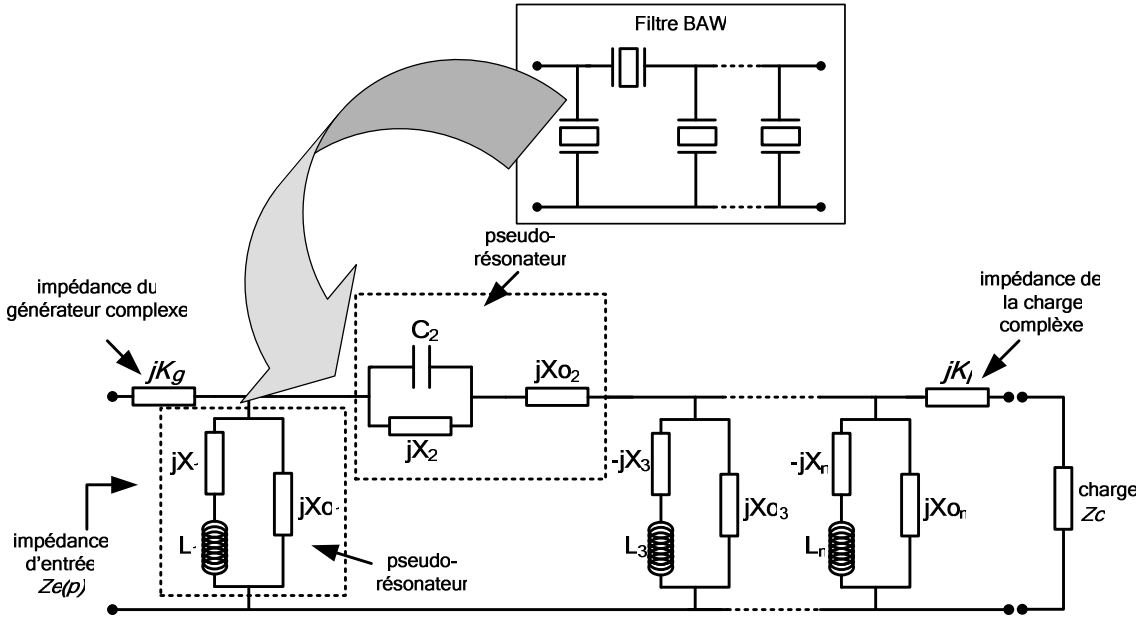


Figure III- 8. Réseau prototype passe-bas d'un filtre BAW à topologie en échelle.

L'impédance à l'entrée de ce réseau est exprimée par [11-12] :

$$Z_e(p) = jK_g + \frac{1}{\frac{1}{L_1 p + jX_1} + \frac{1}{jX_{o1}} + \frac{1}{\frac{1}{C_2 p + jX_2} + \frac{1}{jX_{o2}} + \dots + \frac{1}{\frac{1}{L_n p + jX_n} + \frac{1}{jX_{o_n}} + \frac{1}{jK_l + Z_c}}} \quad (III.20)$$

L'extraction des éléments du réseau prototype passe-bas est réalisée de forme successive :

1) tout d'abord, la partie imaginaire de l'impédance du générateur est extraite :

$$Z_e(p) \Big|_{p=j\omega_1} = jK_g \quad (III.21)$$

$$Z_{e1}(p) = Z_e(p) - jK_g \quad (III.22)$$

2) ensuite, les pseudo-résonateurs BAW sont extraits à partir d'une méthode récursive :

$$Y_{e_1}(p) = \frac{1}{Z_{e_1}(p)} = \frac{1}{L_1 p + jX_1} + \frac{1}{jX_{o_1}} + \frac{1}{\frac{1}{C_2 p + jX_2} + \frac{1}{jX_{o_2}} + \dots} \quad (\text{III.23})$$

Les pulsations de ces zéros de transmission ($p_i = j\omega_i$) sont connues, elles sont données par la résonance et l'anti-résonance des pseudo-résonateurs BAW parallèles :

$$L_i p + jX_i = 0 \Rightarrow p = -jX_i/L_i \quad (\text{III.24})$$

$$C_i p + jX_i = 0 \Rightarrow p = -jX_i/C_i \quad (\text{III.25})$$

les valeurs X_i sont alors déterminées à partir de l'extraction des éléments réactifs (L_i ou C_i) :

$$Y_{e_2}(p) = Y_{e_1}(p) \cdot (p - j\omega_1) = \frac{1}{L_1} + (p - j\omega_1) \cdot \left(\frac{1}{jX_{o_1}} + \frac{1}{\frac{1}{C_2 p + jX_2} + \frac{1}{jX_{o_2}} + \dots} \right) \quad (\text{III.26})$$

$$Y_{e_2}(p) \Big|_{p=j\omega_1} = \frac{1}{L_1} \quad (\text{III.27})$$

$$j\omega_1 = -jX_1/L_1 \quad (\text{III.28})$$

$$X_1 = -\omega_1 \cdot L_1 \quad (\text{III.29})$$

La valeur de la contre-réaction (X_{o_1}) est alors extraite :

$$Y_{e_3}(p) = Y_{e_1}(p) - \frac{1}{L_1 p + jX_1} = \frac{1}{jX_{o_1}} + \frac{1}{\frac{1}{C_2 p + jX_2} + \frac{1}{jX_{o_2}} + \dots} \quad (\text{III.30})$$

$$Y_{e_3}(p) \Big|_{p=j\omega_2} = \frac{1}{jX_{O_1}} \quad (\text{III.31})$$

$$Y_{e_4}(p) = Y_{e_3}(p) - \frac{1}{jX_{O_1}} = \frac{1}{\frac{1}{C_2(p-j\omega_2)} + \frac{1}{jX_{O_2}} + \dots} \quad (\text{III.32})$$

Cette procédure est répétée jusqu'à l'extraction du dernier pseudo-résonateur BAW.

3) après avoir extrait l'élément réactif (L_n ou C_n) du dernier résonateur, nous arrivons à l'expression suivante :

$$Y_{real} + jY_{imag} = \frac{1}{jX_{O_n}} + \frac{1}{jK_l + Z_l} \quad (\text{III.33})$$

$$Y_{real} + jY_{imag} = \frac{Z_l}{K_l^2 + Z_l^2} - j \left(\frac{K_l}{K_l^2 + Z_l^2} + \frac{1}{X_{O_n}} \right) \quad (\text{III.34})$$

Les valeurs de la susceptance en contre-réaction du dernier pseudo-résonateur BAW (X_{O_n}) et de la charge du réseau (Z_l) sont alors déterminées :

$$\frac{1}{X_{O_n}} = Y_{imag} - \frac{K_l}{K_l^2 + Z_l^2} \quad (\text{III.33})$$

$$Z_l = \frac{\sqrt{1 + 4.Y_{real}^2.K_l^2} + 1}{2.Y_{real}} \quad (\text{III.34})$$

Celles-ci sont fonction de la partie imaginaire de la charge (K) qui peut être alors considérée de façon arbitraire, car elle est par la suite re-intégrée au réseau prototype passe-bas.

III.2.2.3. Extraction des Filtres BAW en Treillis

Le réseau prototype d'un filtre en treillis est obtenu par une procédure analogue au prototype en échelle, en remplaçant les résonateurs par des pseudo-résonateurs BAW. Les impédances du générateur et de la charge du réseau sont également considérées complexes [11] :

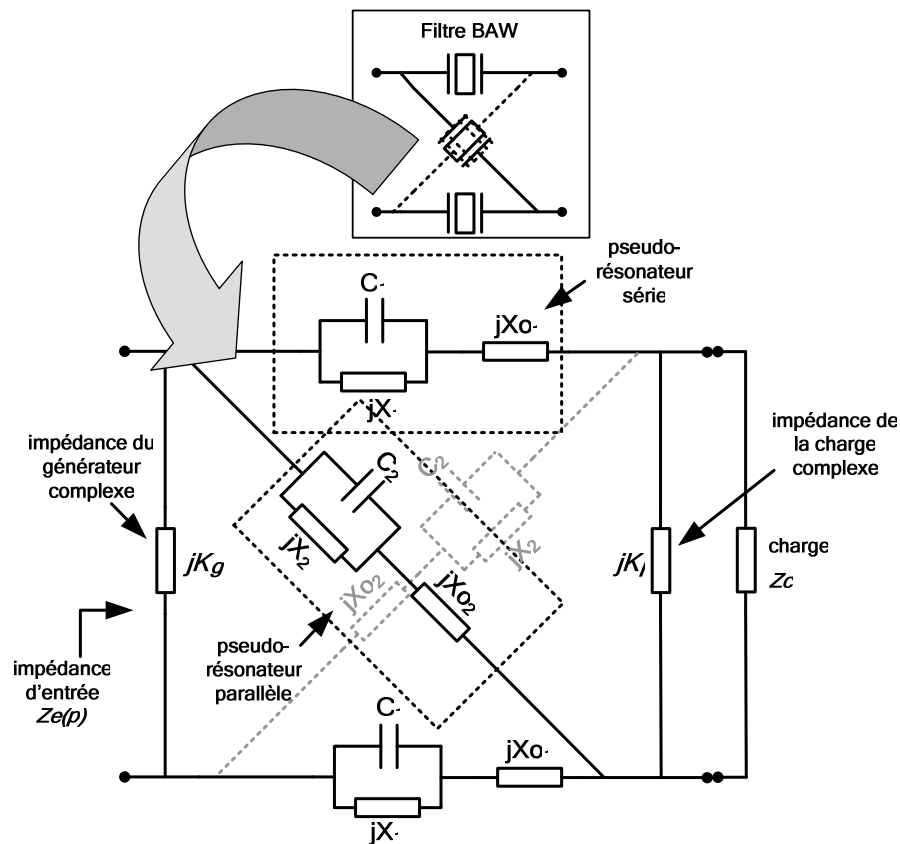


Figure III- 9. Réseau prototype passe-bas d'un étage d'un filtre BAW à topologie en treillis.

L'extraction du réseau prototype passe-bas en treillis se fait à partir de la répartition du filtre en plusieurs étages du deuxième ordre. L'impédance d'entrée de chaque étage du deuxième ordre peut être exprimée par :

$$Z_e(p) = jK_g + Z_1 + \frac{1}{\frac{2}{Z_1 - Z_2} + \frac{1}{Z_1 + \frac{1}{jK_l + Z_c}}} \quad (\text{III.35})$$

où :

$$Z_1 = \frac{1}{C_1 p + jX_1} + \frac{1}{jX_{o1}}$$

$$Z_2 = \frac{1}{C_2 p + jX_2} + \frac{1}{jX_{o2}}$$

L'extraction de ce réseau prototype passe-bas est réalisée de forme successive :

1) la partie imaginaire de l'impédance du générateur est déterminée arbitrairement. Toutefois, celle-ci est directement liée au coefficient de couplage électromécanique des résonateurs BAW (figure III-10). Nous observons que le coefficient de couplage électromécanique nécessaire aux résonateurs BAW atteint sa valeur minimale quand la partie imaginaire de l'impédance du générateur est approximativement égale à $-j$. Ainsi afin de relâcher la contrainte de couplage électromécanique des résonateurs, nous choisissons $K_g = 1$:

$$Z_{cheb}(p) = Z_{cheb}(p) - jK_g \quad (\text{III.36})$$

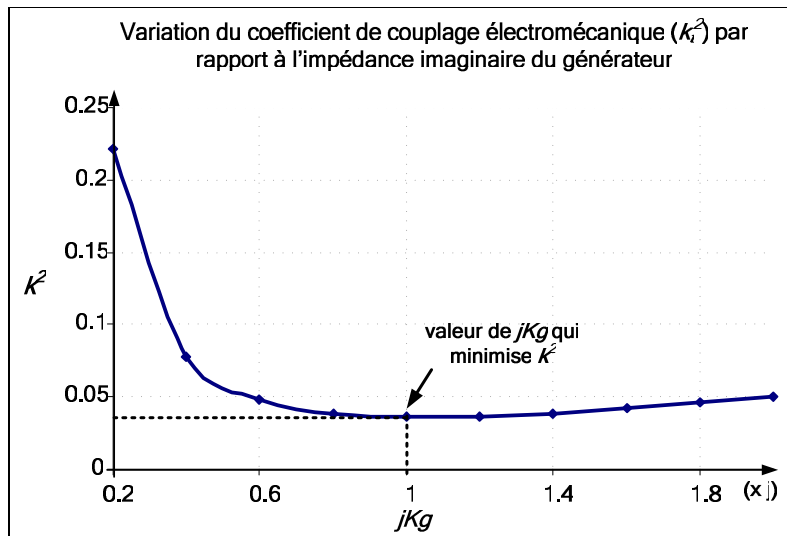


Figure III- 10. Variation du coefficient de couplage électromécanique des résonateurs (k^2) par rapport à la partie imaginaire de l'impédance du générateur.

2) L'extraction des pseudo-résonateurs BAW du prototype en treillis est donnée par la détermination des 6 inconnues. Ces valeurs correspondent aux éléments du pseudo-résonateur BAW croisé-série $(\mathbf{C}_b, \mathbf{X}_b, \mathbf{X}o_1)$ et croisé-parallèle $(\mathbf{C}_b, \mathbf{X}_b, \mathbf{X}o_2)$. Nous avons donc besoin de 6 équations reliant ces 6 inconnues. Ces équations sont données en considérant l'impédance d'entrée du réseau $Z_e(p)$ aux pulsations des zéros de transmission ($p=j\omega_1$ et $p=j\omega_2$), au centre de la bande passante ($p=0$) et à la réjection ($p=\infty$) :

$$Z_e(p)|_{p=j\omega_1} = \frac{1}{jC_1\omega_1 + jX_1} + \frac{1}{jXo_1} \text{ et } Z_e(p)|_{p=j\omega_2} = \frac{1}{jC_2\omega_2 + jX_2} + \frac{1}{jXo_2} \quad (\text{III.37})$$

$$Z_e(p)|_{p=j\omega_2} = \frac{1}{jC_1\omega_2 + jX_1} + \frac{1}{jXo_1} \text{ et } Z_e(p)|_{p=j\omega_1} = \frac{1}{jC_2\omega_1 + jX_2} + \frac{1}{jXo_2} \quad (\text{III.38})$$

$$Z_e(p)|_{p=0} = \frac{1}{jX_1} + \frac{1}{jXo_1} + \frac{1}{\frac{2}{\frac{1}{jX_1} + \frac{1}{jXo_1} + \frac{1}{jX_2} + \frac{1}{jXo_2}} + \frac{1}{\frac{1}{jX_1} + \frac{1}{jXo_1} + \frac{1}{jK_l + Z_c}}} \quad (\text{III.39})$$

$$Z_e(p)|_{p=\infty} = \frac{1}{jXo_1} + \frac{1}{\frac{2}{\frac{1}{jXo_1} + \frac{1}{jXo_2}} + \frac{1}{\frac{1}{jXo_1} + \frac{1}{jK_l + Z_c}}} \quad (\text{III.40})$$

A partir de la résolution de ce système d'équations, nous obtenons les valeurs des éléments des pseudo-résonateurs BAW croisé-séries et croisé-parallèles.

3) de façon à imposer la symétrie du réseau (caractéristique propre au réseau en treillis), la parties imaginaires de l'impédance de charge et du générateur sont égales ($K_l = K_g = 1$) :

$$jK_l = jK_g \quad (\text{III.41})$$

Finalement, les parties imaginaires de l'impédance du générateur et de la charge sont re-introduites dans le réseau en modifiant légèrement les valeurs des éléments $(\mathbf{C}_b, \mathbf{X}_b, \mathbf{X}o_i)$ des pseudo-résonateurs BAW extraits [12].

III.2.3. Transformation du Prototype Passe-bas au Passe-bande

La transposition en fréquence de la réponse de filtrage est réalisée par la transformation de fréquence suivante appliquée au prototype passe-bas [13] :

$$p' \rightarrow \alpha \left(\frac{p}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{p} \right) \quad \begin{cases} \omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \\ \alpha = \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} \end{cases} \quad (\text{III.42})$$

$1/\alpha$ est le rapport de bande et ω_0 la fréquence centrale.

Elle s'agit en fait d'une transformation approximative de fréquence, valable uniquement pour les bandes étroites. L'opération de transformation fait correspondre à la branche série du pseudo-résonateur BAW (L_p, X_j) un résonateur série (L_{mj}, C_{mj}).

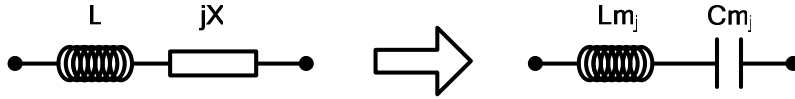


Figure III- 11. Transformation de fréquence appliquée à la branche série des pseudo-résonateurs BAW.

La transformation n'est possible que pour les réactances X_j de faibles valeurs. Analytiquement, elle s'exprime ainsi :

$$\alpha \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) L_i + X_j = L_{mj} \omega - \frac{1}{C_{mj} \omega} \quad (\text{III.43})$$

L'évaluation de la capacité C_{mj} et l'inductance L_{mj} fait appel à une deuxième équation qui est obtenue en dérivant la première par rapport à ω :

$$\alpha \left(\frac{1}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega^2} \right) L_i = L_{mj} + \frac{1}{C_{mj} \omega^2} \quad (\text{III.44})$$

Ces deux équations doivent être vraies pour tout ω , et en particulier pour $\omega = \omega_0$. Ceci nous conduit au système suivant :

$$\begin{cases} X_i = L_{mj} \omega_0 - \frac{1}{C_{mj} \omega_0} \\ \frac{2\alpha}{\omega_0} L_i = L_{mj} + \frac{1}{C_{mj} \omega_0^2} \end{cases} \quad (\text{III.45})$$

La résolution de ce système nous donne les valeurs des éléments du passe-bande en fonction de celles du passe-bas :

$$\boxed{\begin{cases} L_{mj} = \frac{1}{\omega_0} \left(\alpha L_i + \frac{X_i}{2} \right) \\ \frac{1}{C_{mj}} = \omega_0 \left(\alpha L_i - \frac{X_i}{2} \right) \end{cases}} \quad (\text{III.46})$$

Remarque : Validité de la transformation de fréquence

Si on injecte les valeurs précédemment trouvées dans l'équation d'identification des admittances on obtient $\frac{\omega}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{\omega} = 2$. En bande étroite, on peut écrire sous la forme d'un

développement limité : $\frac{\omega}{\omega_0} = 1 + \varepsilon + \varepsilon^2 + \dots$

Nous obtenons alors l'égalité : $2 = 1 + \varepsilon + \varepsilon^2 + \varepsilon^3 + \dots + \frac{1}{1 + \varepsilon + \varepsilon^2 + \varepsilon^3 + \dots}$

En développant, ceci revient à l'égalité : $2 = 1 + \varepsilon + \varepsilon^2 + \varepsilon^3 + \dots + 1 - \varepsilon + \varepsilon^2 - \varepsilon^3 + \dots$

soit $\varepsilon^2 + \varepsilon^4 + \varepsilon^6 + \dots = 0$. Autrement dit la relation est vraie si $\omega/\omega_0 = 1 + \varepsilon$ avec $\varepsilon \rightarrow 0$ ce qui se vérifie dans le cas des bandes étroites.

Il nous reste ainsi la transformation des réactances placées en contre-réaction (jX_0). En considérant toujours l'approximation bande étroite autour de ω_0 , ces réactances peuvent être exprimées par:

$$C_{0j} = -\frac{1}{\omega_0 \cdot X_{0i}} \quad (\text{III.47})$$

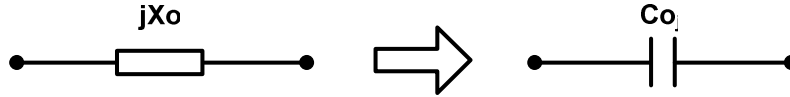


Figure III- 12. Transformation de fréquence appliquée aux réactances en contre-réaction (jX_o).

Ces deux transformations en fréquence (III.47) et (III.48) permettent de transposer le prototype passe-bas au domaine passe-bande. La dénormalisation du réseau par rapport à l'impédance caractéristique d'entrée et de sortie est donnée par les expressions :

$$L' = L.Z_0$$

$$C' = C \cdot \frac{1}{Z_0} \tag{III.48}$$

où Z_0 correspond à l'impédance caractéristique du filtre, typiquement 50 Ω .

La conversion du prototype passe-bas en passe-bande est résumée dans le tableau suivant :

Tableau III- 1 – Equations de transformation en fréquence et de dénormalisation du réseau prototype passe-bas au passe-bande.

Pseudo Résonateur Passe-bas	Résonateur Passe-bande
$X_{o_i} = \frac{1}{X'_i} \tag{III.49}$	$L_{m_j} = \frac{1}{\omega_0} \left(\alpha L_i + \frac{X_i}{2} \right) Z_0 \tag{III.52}$
$L_i = \frac{C'_i}{X_{o_i}^2} \tag{III.50}$	$\frac{1}{C_{m_j}} = \omega_0 \left(\alpha L_i - \frac{X_i}{2} \right) Z_0 \tag{III.53}$
$X_i = -\frac{X_{o_i} + X'_i}{X_{o_i}^2} \tag{III.51}$	$C_{o_j} = -\frac{1}{\omega_0 X_{o_i}} \cdot \frac{1}{Z_0} \tag{III.54}$

Le procédé d'extraction et de transformation donne alors un réseau électrique équivalent qui a les mêmes caractéristiques en transmission (S21) et en réflexion (S11) que la fonction de filtrage synthétisée. Le prototype passe-bande constitue alors une passerelle entre la modélisation mathématique du filtrage et les dimensions physiques de la structure du filtre.

Néanmoins, nous avons constaté dans le descriptif de la technologie de filtrage BAW, que les caractéristiques des résonateurs (notamment le coefficient de couplage électromécanique) sont limitées par les paramètres technologiques de réalisation (matériaux, type de structure de support, etc.). Par conséquent, lorsque les résonateurs du prototype passe-bande présentent une caractéristique qui va au delà des disponibilités technologiques, ils doivent être associés à des éléments externes (inductances et capacités) afin de relâcher ces contraintes.

III.2.4. Adaptation du Réseau Prototype Passe-bande

Les caractéristiques technologiques de résonateurs BAW limitent leur performance, notamment vis-à-vis de leur coefficient de couplage électromécanique (k^2) et leur facteur de qualité (Q). Toutefois, tandis que ce dernier est fonction presque exclusivement de la technologie, la limitation du coefficient de couplage électromécanique peut être réduite par l'association du résonateur BAW avec un élément externe (capacitance ou inductance). L'adaptation du réseau prototype passe-bande consiste alors à retrouver un nouveau réseau prototype exclusivement composé de résonateurs à coefficient de couplage électromécanique (k^2) compris dans la gamme réalisable par une technologie BAW (entre k_{min}^2 et k_{max}^2) et, si nécessaire, d'éléments externes.

Le coefficient de chaque résonateur extrait est analysé afin de vérifier si ce dernier peut être directement réalisé par la technologie BAW ou si l'association d'un élément externe est nécessaire. Le coefficient de couplage électromécanique des résonateurs extraits (k^2) peut être donné par le rapport entre leurs capacités C_m et C_o :

$$k_i^2 = \frac{C_{mi}}{C_{oi}} \quad (\text{III.55})$$

Selon les conditions $k^2 < k_{min}^2$ ou $k^2 > k_{max}^2$, l'élément externe à associer peut être soit une capacitance soit une inductance. Cette association peut se faire en série ou en parallèle. L'association en série entraîne une réduction plus importante du coefficient de qualité de l'ensemble, tandis que l'association en parallèle nécessite en général des éléments externes plus encombrants. Ces configurations d'association des éléments passifs avec des résonateurs BAW

sont évoquées en [14]. Le tableau suivant résume les équations utilisées pour l'adaptation du réseau prototype passe-bande à une technologie donnée.

Tableau III- 2 – Equations d'adaptation du passe-bande pour réalisation sur une technologie de résonateurs avec coefficient de couplage électromécanique compris entre k^2_{min} et k^2_{max} .

Condition d'adaptation	Association	Valeurs de nouveaux éléments
$k^2_{min} < k^2 < k^2_{max}$	pas nécessaire	-
$k^2 < k^2_{min}$		$C'_0 = \frac{\left(\sqrt{1+k'^2} - \frac{1+k^2}{1+k'^2} \right) \left(1 - \frac{k'^2}{k^2} \right)}{1+k'^2} C_0$ $C'_m = k'^2 \cdot C'_0 \quad L'_m = \frac{L_m C_m}{C'_m} \cdot \left(\frac{1+k'^2}{1+k^2} \right)$ $C_s = C'_0 \frac{k'^2 - k^2}{k^2(1+k'^2)}$
		$C'_0 = \frac{\sqrt{1+k^2}}{\left(1 - \frac{k^2}{k'^2} \right) - \sqrt{1+k^2}} \cdot C_0$ $C'_m = k'^2 \cdot C'_0 \quad L'_m = \frac{L_m C_m}{C'_m}$ $C_p = C'_0 \frac{k^2 - k'^2}{k'^2}$
$k^2 > k^2_{max}$		$C'_0 = \frac{\left(\sqrt{1+k'^2} - \frac{1+k^2}{1+k'^2} \right) \left(1 - \frac{k'^2}{k^2} \right)}{1+k'^2} C_0$ $C'_m = k'^2 \cdot C'_0 \quad L'_m = \frac{L_m C_m}{C'_m} \cdot \left(\frac{1+k'^2}{1+k^2} \right)$ $L_s = \frac{1}{(2\pi f_s)^2 \cdot C'_0} \cdot \frac{k^2 - k'^2}{k^2(1+k'^2)}$
		$C'_0 = \frac{\sqrt{1+k^2}}{\left(1 - \frac{k^2}{k'^2} \right) - \sqrt{1+k^2}} \cdot C_0$ $C'_m = k'^2 \cdot C'_0 \quad L'_m = \frac{L_m C_m}{C_0}$ $L_p = \frac{1}{(2\pi f_a)^2 \cdot C'_0} \cdot \frac{k'^2}{k'^2 - k^2}$

L'_m, C'_m et C'_0 : modélisation BVD du nouveau résonateur (adapté) ;

k^2 et k'^2 : coefficient de couplage électromécanique des résonateurs extrait et adapté, respectivement ;

L_p, L_s, C_p et C_s : éléments externes à associer ;

III.3. Dimensionnement du Filtre BAW

Les dimensions des filtres BAW comprennent non seulement la géométrie des résonateurs mais aussi les épaisseurs des couches de la structure du filtre. Ce paragraphe présente la procédure de transition entre le prototype passe-bande et les dimensions du filtre BAW [11].

Le dimensionnement se fait suivant deux étapes : la première concerne la détermination des valeurs d'épaisseurs des couches et, la deuxième permet la détermination de la géométrie des résonateurs et le dessin des masques (« layout ») du filtre complet.

III.3.1. Épaisseurs de Couches

Les épaisseur des couches se montrent très importantes pour la conception des filtres BAW. Ces dernières déterminent les fréquences de résonance et d'anti-résonance des résonateurs et, donc donnent également leur coefficient de couplage électromécanique. La figure ci-dessous présente l'organigramme du procédé de calcul :

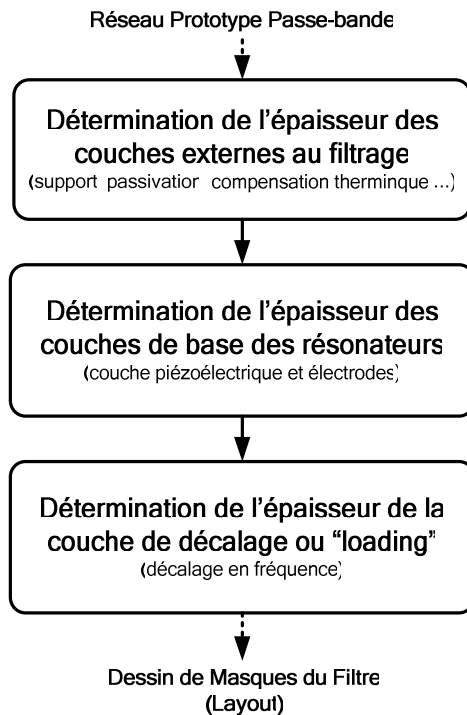


Figure III- 13. Organigramme du procédé de détermination des épaisseurs des couches des résonateurs.

Le procédé de dimensionnement décrit dans ce paragraphe s'adresse à la détermination des valeurs d'épaisseur des couches directement liées au filtrage.

Détermination de l'épaisseur de la couche piézoélectrique et des électrodes :

Le bref descriptif du procédé de réalisation des filtres BAW à résonateurs donné dans le chapitre précédent nous permet de remarquer que les résonateurs partagent leurs couches de base, notamment la couche piézoélectrique et les électrodes. Ceci demeure une contrainte majeure lors de la détermination de leurs épaisseurs. En effet, celles-ci étant les mêmes pour tous les résonateurs, elles doivent être fixées par la performance la plus contraignante. Ce résonateur correspond à celui qui possède la fréquence d'anti-résonance (f_a) la plus élevée et ayant le plus important coefficient de couplage électromécanique (k^2).

Notre objectif consiste alors à déterminer les épaisseurs de la couche piézoélectrique et des électrodes capables d'atteindre les fréquences de résonance et d'anti-résonance de ce résonateur critique. Pour cela, l'étude de la propagation électro-acoustique est indispensable. La modélisation de la propagation électro-acoustique à travers le résonateur peut être donnée par la cascade de lignes de transmission acoustiques (figure III-14) [15]. Chacune de ces lignes correspond à la modélisation de la propagation acoustique à travers une couche de l'empilement des résonateurs. Elles sont caractérisées par une longueur d , une impédance acoustique Za et une vitesse de propagation de phase acoustique va . Ces deux derniers paramètres (Za et va) sont obtenus par les propriétés physiques relatives au matériau de la couche modélisée [16].

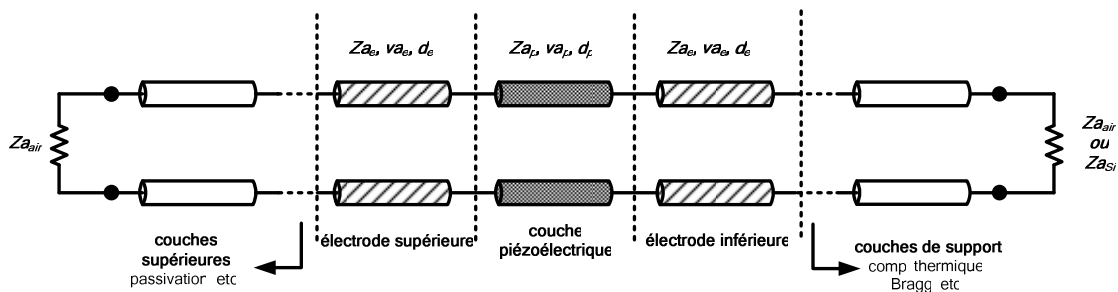


Figure III- 14. Modélisation unidimensionnelle de la propagation acoustique dans un résonateur BAW.

La fréquence de résonance de ce réseau équivalent correspond alors à la résonance de l'empilement. Toutefois, dans le cas des matériaux piézoélectriques, il est possible d'attribuer, selon la condition d'application d'un champ électrique, deux valeurs pour la vitesse acoustique de propagation de phase (va) et pour l'impédance acoustique du matériau (Za) :

- Dans le cas où le champ électrique est nul (constante piézoélectrique $e_{33} = 0$). Ceci correspond à une d'impédance nulle du résonateur ($Z_{BAW} = 0$). La fréquence dans laquelle se produit la résonance du réseau (figure III-14) est la fréquence de résonance du résonateur. Il est donc possible de déterminer les épaisseurs des électrodes et de la couche piézoélectrique permettant d'atteindre cette fréquence de résonance :

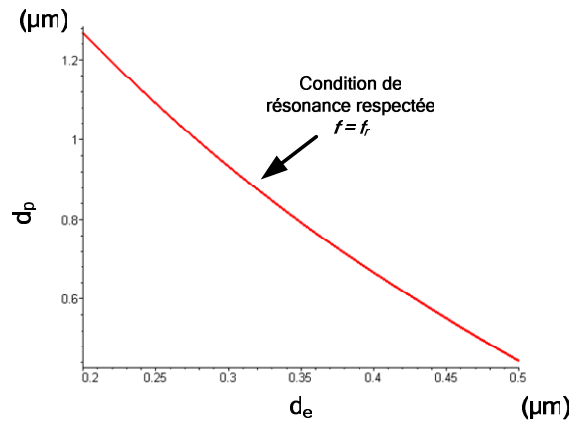


Figure III- 15. Épaisseur de la couche piézoélectrique (d_p) en fonction de l'épaisseur des électrodes (d_e) à la condition de résonance.

- Dans le cas où le champ électrique est non-nul (constante piézoélectrique $e_{33} = e_{33}$). Ceci correspond une impédance maximale du résonateur ($Z_{BAW} = max$). La fréquence dans laquelle se produit la résonance du réseau (figure III-14) est la fréquence d'anti-résonance du résonateur. Il est également possible d'associer des valeurs d'épaisseur des électrodes et de la couche piézoélectrique permettant d'atteindre cette fréquence d'anti-résonance :

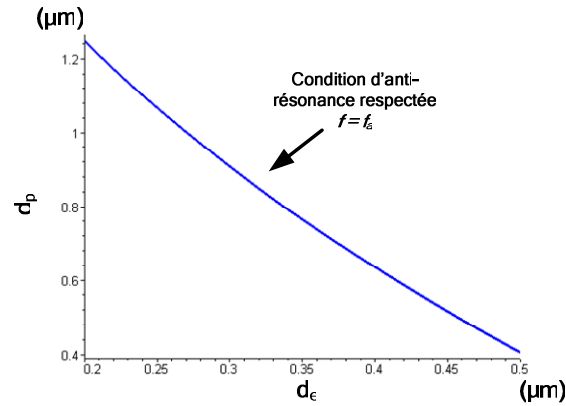


Figure III- 16. Épaisseur de la couche piézoélectrique (d_p) en fonction de l'épaisseur des électrodes (d_e) à la condition d'anti-résonance.

Or, l'analyse de ces conditions de propagation acoustique permet de distinguer deux cas pour la détermination de valeurs d'épaisseur de ces couches (figure III-17) :

- un couple de valeurs d'épaisseur des électrodes et de la couche piézoélectrique est capable de respecter simultanément les deux conditions ou,
- un couple de valeurs d'épaisseur des électrodes et de la couche piézoélectrique donne un écart minimal entre les fréquences de résonance et d'anti-résonance. Ce couple d'épaisseurs correspond ainsi aux valeurs recherchées.

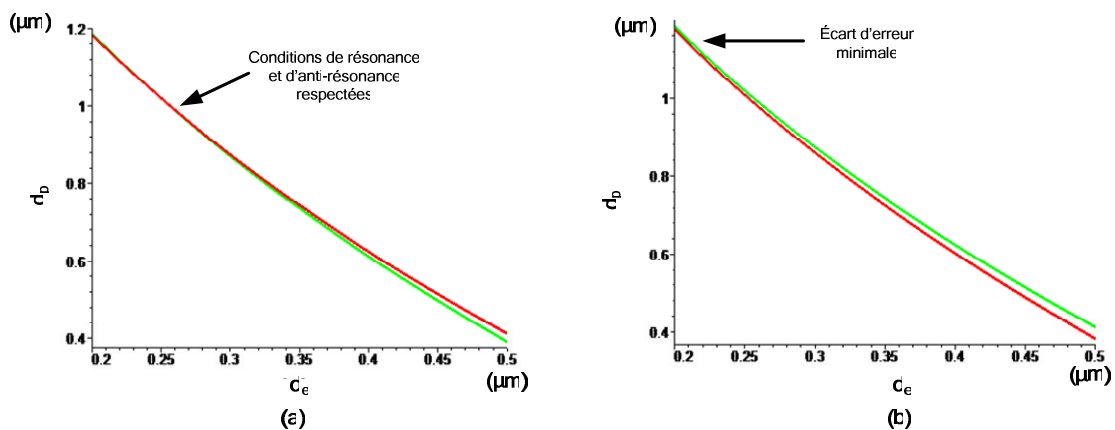


Figure III- 17. (a) Les conditions de résonance et d'anti-résonance sont respectées simultanément.
(b) Les conditions de résonance et d'anti-résonance sont respectées avec une erreur minimale.

Détermination de l'épaisseur de la couche de décalage ou « loading » :

Les résonateurs correspondant aux fréquences de résonance et d'anti-résonance différentes de celles du résonateur de spécification sont obtenus par le dépôt d'une couche de décalage ou de « loading ». Cette couche de décalage permet d'augmenter la longueur acoustique de la structure du résonateur et, par conséquent, de réduire les valeurs de leurs fréquences de résonance et d'anti-résonance (figure III-18).

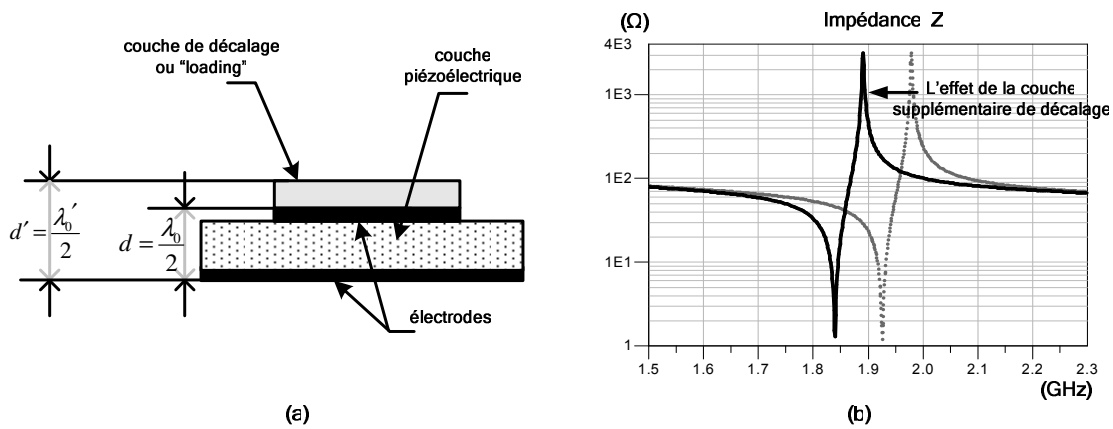


Figure III- 18. (a) Structure du résonateur BAW avec une couche supplémentaire de décalage ou « loading ». (b) Déplacement des fréquences de résonance et d'anti-résonance.

La valeur de l'épaisseur de la couche de décalage est alors donnée par l'analyse de la propagation électro-acoustique à travers la structure du résonateur. Celle-ci est représentée par une cascade de lignes de transmission :

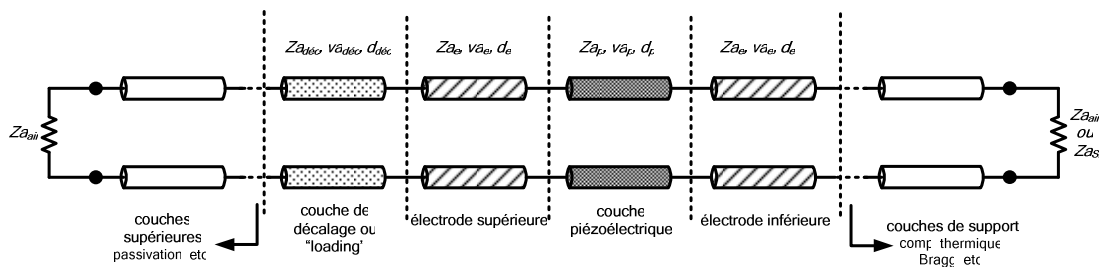


Figure III- 19. Modélisation unidimensionnelle de la propagation acoustique dans un résonateur BAW avec une couche de décalage ou « loading ».

Il est donc possible d'établir un rapport entre les fréquences de résonance et d'anti-résonance et la valeur de l'épaisseur de la couche de décalage :

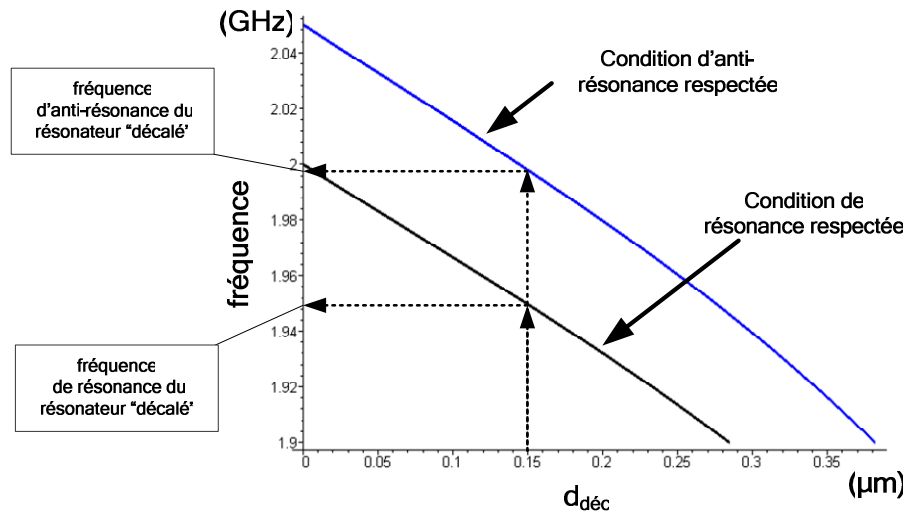


Figure III- 20. Épaisseur de la couche de décalage ou « loading » ($d_{\text{déc}}$) en fonction des fréquences de résonance et d'anti-résonance.

Toutefois, la couche de décalage ne permet pas de respecter les conditions de résonance et d'anti-résonance simultanément. Par conséquent, une des conditions (résonance ou anti-résonance) doit être choisie comme prioritaire.

III.3.2. Dessin des Masques du Filtre (« Layout »)

Le dessin des masques des filtres BAW est un facteur essentiel. Un dessin de masques optimisé permet de réduire les couplages entre les résonateurs, de minimiser l'excitation des modes parasites et d'améliorer la dissipation thermique du filtre.

Ce procédé de dessin est divisé en trois étapes : la détermination des surfaces de cavités acoustiques des résonateurs, l'évaluation de leur géométrie et de la distance entre résonateurs (figure III-21).

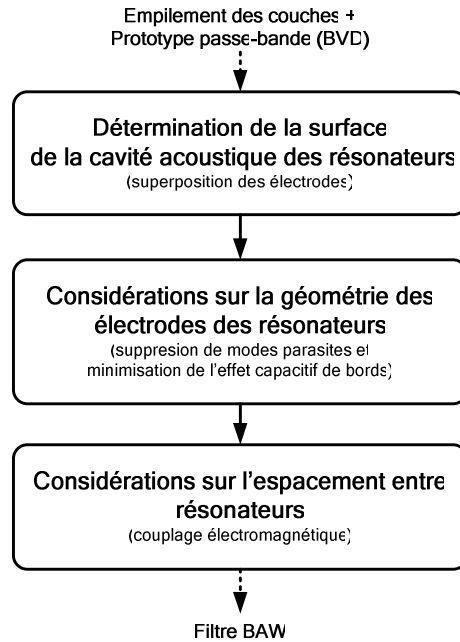


Figure III- 21. Organigramme du procédé de réalisation du dessin des masques (« layout ») des filtres à résonateurs BAW.

Détermination de la surface de la cavité acoustique des résonateurs :

La surface de la cavité acoustique des résonateurs correspond à la zone de superposition des électrodes supérieure et inférieure. Cette surface (A_i) est déterminée à partir de la valeur de la capacitance C_{0i} donnée par le résonateur extrait du prototype passe-bande, l'épaisseur de la couche piézoélectrique (d_p) calculée précédemment et la constante diélectrique du matériau piézoélectrique (ϵ_R) :

$$A_i = \frac{1}{\epsilon_0 \cdot \epsilon_R} \cdot \frac{d_p}{C_{0i}} \text{ [m}^2\text{]} \quad (\text{III-56})$$

Géométrie des électrodes :

La géométrie des électrodes est d'importance majeure pour la suppression des résonances parasites de la réponse en impédance du résonateur. En effet, l'application du champ électrique entraîne l'excitation du mode principal de propagation acoustique longitudinal ainsi que des modes latéraux. Lorsque ces modes latéraux rencontrent une discontinuité (limites de la cavité acoustique), ils se réfléchissent. Si les faces opposées de la cavité acoustique sont parallèles, une

résonance peut s'établir (figure III-22). Ceci explique la présence des multiples résonances parasites dans la réponse de l'impédance des résonateurs, avec ses fréquences données par :

$$f = n \frac{v_{\text{latéral}}}{W} \text{ avec } n \in \mathbb{N} \quad (\text{III-57})$$

où :

W : distance entre les discontinuités ;

$v_{\text{latéral}}$: vitesse de propagation acoustique du mode latéral ;

n : distance acoustique entre les discontinuités ($n = W/\lambda_a$) ;

L'amplitude de ces résonances parasites est inversement proportionnelle à la distance acoustique entre les discontinuités. Pour une grande distance (W) par rapport à la longueur d'onde acoustique (λ_a), les résonances parasites sont supprimées [17]. Alors, la distance W est fonction de la géométrie de la surface de cavité acoustique du résonateur (figure III-22.b). L'utilisation d'une forme apodisée avec les faces opposées non-parallèles augmente la distance W et, par conséquent, supprime les résonances parasites (figure III-23) [18].

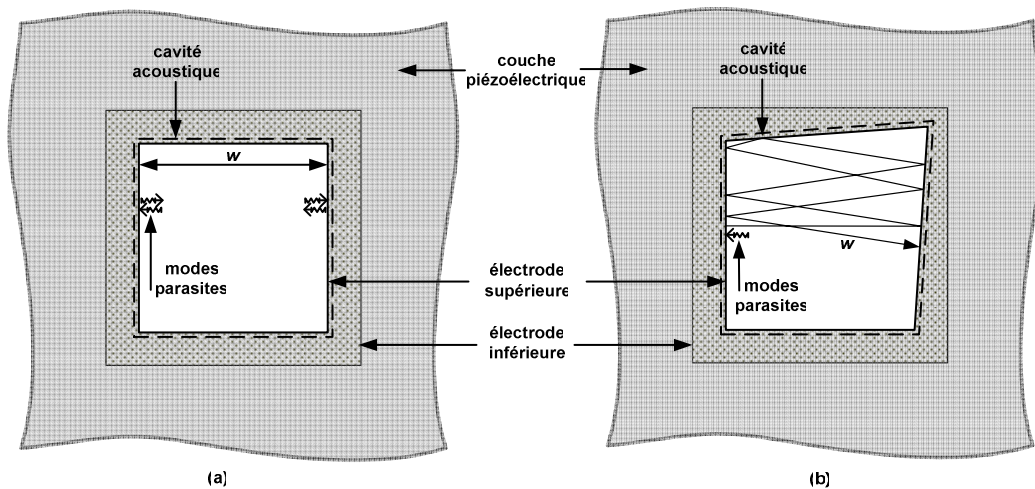


Figure III- 22. Vue supérieure de la structure d'un résonateur BAW et distance de propagation du mode latéral parasite (w). (a) Géométrie avec des faces opposées parallèles. (b) Géométrie avec des faces opposées non-parallèles.

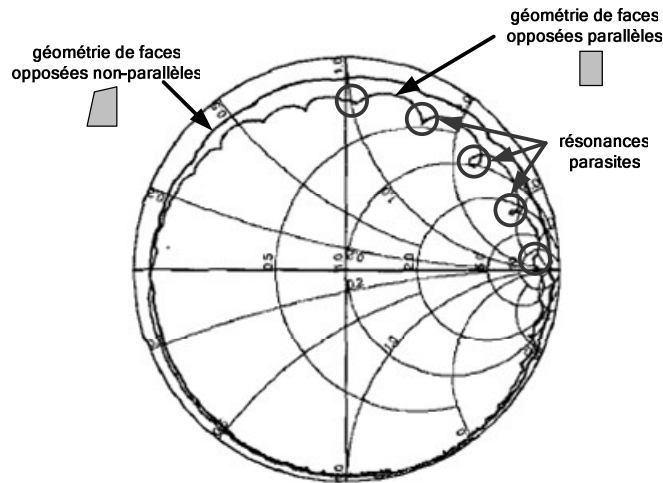


Figure III- 23. Suppression des modes parasites à travers la modification de la géométrie des résonateurs.

Un autre aspect important de la géométrie des électrodes concerne l'effet capacitif à la périphérie de la cavité acoustique du résonateur (Figure III-24). Cet effet entraîne une réduction du couplage électromécanique du résonateur. Cette réduction est directement proportionnelle au périmètre de leur cavité acoustique (figure III-25). Cet effet est diminué en utilisant des formes géométriques qui minimisent le rapport du périmètre sur la surface de la cavité acoustique du résonateur.

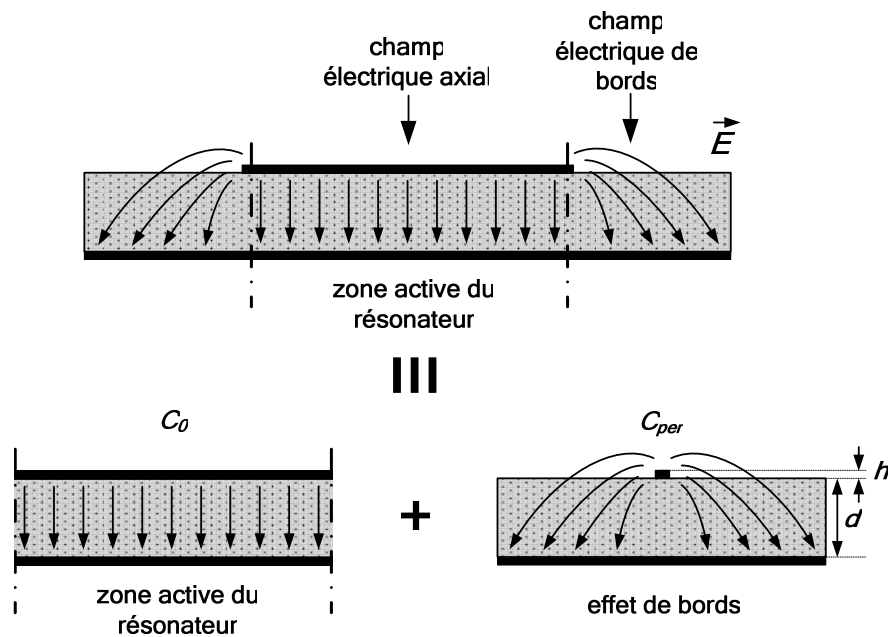


Figure III- 24. Distribution du champ électrique dans le résonateur BAW.

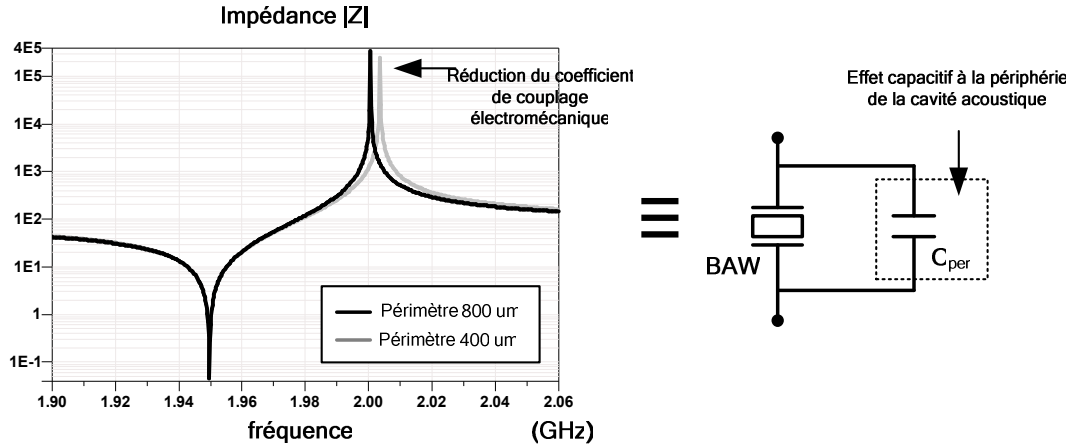


Figure III- 25. Effet de la distribution du champ électrique aux bords de la zone active des résonateurs sur leur coefficient de couplage électromécanique.

La modélisation de cette caractéristique peut se faire par une capacitance associée en parallèle avec le résonateur [19] :

$$C_{per} = \epsilon_r \cdot \epsilon_0 \left(\frac{\pi}{\cosh^{-1}\left(\frac{2d_p}{d_e}\right)} - \frac{d_e}{d_p} \right) \cdot P \quad (\text{III-59})$$

où :

ϵ_r : constante diélectrique du matériau ;

d_p : épaisseur de la couche piézoélectrique ;

d_e : épaisseur de l'électrode supérieure ;

P : périmètre de la zone active du résonateur ;

Considérations sur l'espacement entre résonateurs :

La définition de l'espacement entre résonateurs doit tenir compte de trois aspects essentiels : les pertes résistives d'interconnexion, leur couplage électromagnétique et la dissipation thermique du filtre. Vu l'insuffisance des données disponibles dans la littérature pour une étude approfondie de la dissipation thermique des résonateurs et des filtres BAW, les considérations évoqués dans ce paragraphe ne concernent que les deux premiers aspects.

Les deux premiers aspects sont contradictoires vis-à-vis de l'espacement entre les résonateurs. En effet, si la minimisation des pertes résistives des interconnexions entre les résonateurs BAW exige la réduction de la distance entre les résonateurs, la réduction du couplage électromagnétique entre résonateurs adjacents, pour sa part, demande un espacement plus important.

La détermination donc de l'espacement entre résonateurs est donnée par l'étude du couplage capacitif. Ce couplage capacitif alors est modélisé par une capacitance (C_{coup}) placée entre les électrodes inférieures des résonateurs (figure III-26) exprimée par [21] :

$$C_{coup} = \frac{\epsilon_{sub} \cdot \epsilon_0}{\pi} L \cosh^{-1} \left(\frac{d + 2 \cdot W}{d} \right) \quad (\text{III-60})$$

où :

ϵ_{sub} : constante diélectrique du substrat ;

d : distance entre deux électrodes adjacentes ;

L : largeur de l'électrode ;

W : longueur de l'électrode ;

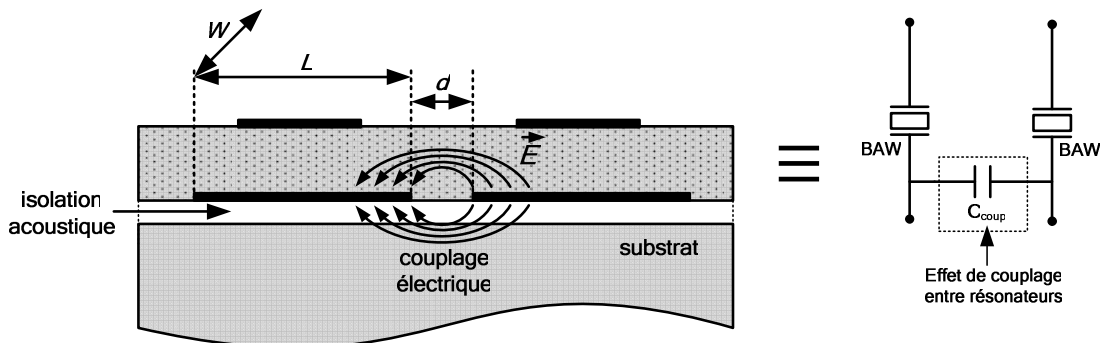


Figure III- 26. Couplage électrique entre les deux électrodes des résonateurs adjacents.

Cette capacitance (C_{coup}) donne ainsi le couplage électrique en fonction de la distance entre les résonateurs, ceci permet de définir la distance minimale requise pour limiter le couplage capacitif.

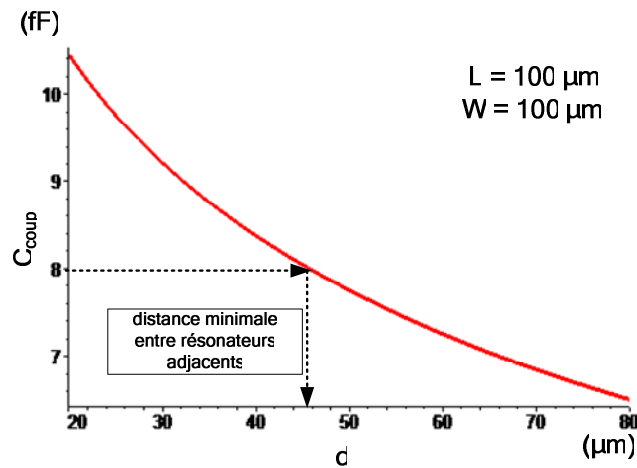


Figure III- 27. Exemple de variation du couplage capacitif entre deux résonateurs BAW-SMR adjacents posés sur un substrat Silicium de haute résistivité ($\epsilon_{sub} = 12$ et $\rho = 5 \text{ k}\Omega\cdot\text{m}$).

III.4. Exemple d'application de la méthodologie de synthèse

L'objectif de ce paragraphe consiste en mettre en évidence les avantages de cette nouvelle méthodologie de synthèse des filtres à résonateurs BAW. L'application désirée est dans la bande d'émission du standard de 3^{ème} génération W-CDMA (1,92 – 1,98 GHz).

Le gabarit de filtrage est résumé par le tableau ci-dessous :

Tableau III- 3. Gabarit du filtre BAW.

Range de fréquences	S21	S11
1,5 – 1,7 GHz	< -10 dB	-
1,92 – 1,98 GHz	> -2 dB	< -10 dB
2,11 – 2,17 GHz	< -40 dB	-
2,3 – 2,6	< -30 dB	-
au delà de 2,7 GHz	< -10 dB	-

La synthèse mathématique permet d'obtenir une fonction de filtrage pseudo-elliptique du troisième ordre avec 3 zéros de transmission, dont deux zéros de transmission placés dans la bande de réjection (fz_1 à 2,13 GHz et fz_2 à 2,15 GHz). Les caractéristiques en transmission et en réflexion sont données (figure III-28).

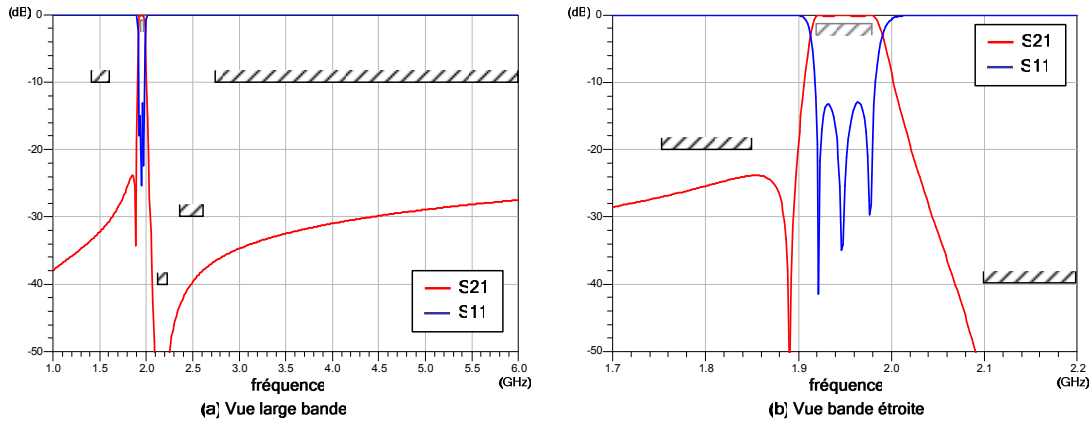


Figure III- 28. Fonction de filtrage pseudo-Chebyshev.

Cette fonction de filtrage est donc synthétisée par un filtre en topologie échelle composé par trois résonateurs associés en T (figure III-29). Le tableau suivant résume les spécifications du filtre synthétisé.

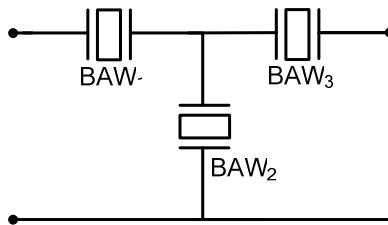


Figure III- 29. Topologie du filtre BAW synthétisé.

Tableau III- 4. Résumé des spécifications du filtre BAW.

Paramètre	Valeur
Bande passante	1,918 – 1,982 GHz
Ordre du filtre	3
Topologie	Échelle-T
Pertes en réflexion	-12 dB
Impédance d'entrée	50 Ω (non-diff)
Impédance de sortie	50 Ω (non-diff)
Zéros de transmission :	1 @ 1,890 GHz 1 @ 2,130 GHz 1 @ 2,150 GHz

À partir de la fonction mathématique et de la topologie du filtre, nous extrayons le prototype passe-bas. Le prototype passe-bande est obtenu par transposition en fréquence. Les valeurs des éléments du prototype passe-bas et du prototype passe-bande sont données par les tableaux suivants (tableaux III-5 et III-6) :

Tableau III- 5. Valeurs des éléments du prototype passe-bas.

	Résonateurs		
	BAW ₁	BAW ₂	BAW ₃
Lm	1,183	0,348	1,192
Xm	0,264	0,652	0,280
Xo	-6,944	-1,969	-7,752

Tableau III- 6. Valeurs des éléments du prototype passe-bande.

	Résonateurs		
	BAW ₁	BAW ₂	BAW ₃
Lm (nH)	143,5	45,36	143,5
Cm (fF)	46,77	156,2	46,81
Co (pF)	0,232	3,159	0,207

L'implémentation de ce filtre est réalisée sur une technologie à résonateurs BAW-SMR. Ces résonateurs sont composés par une couche piézoélectrique en Nitrure d'Aluminium (AlN) et des électrodes en Molybdène (Mo). Le réflecteur de Bragg est constitué d'un empilement diélectriques (SiOC et Si₃N₄). Cette technologie permet la réalisation des résonateurs avec un coefficient de couplage électromécanique compris entre 3% et 7,5%.

Néanmoins, nous constatons que les résonateurs extraits BAW₁ et BAW₃ présentent des coefficients de couplage électromécanique élevés (20,2% et 22,6%, respectivement). Les résonateurs BAW₁ et BAW₃ sont alors associés à des inductances en parallèle Lp_1 et Lp_3 (figure III-30). Les valeurs des nouveaux éléments du réseau prototype passe-bande sont données par le tableau suivant :

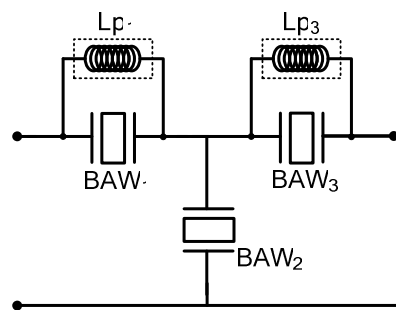


Figure III- 30. Prototype passe-bande du filtre BAW et association avec des éléments externes.

Tableau III- 7. Valeurs des éléments du prototype passe-bande après adaptation.

	Résonateurs		
	BAW ₁	BAW ₂	BAW ₃
Lm (nH)	113,6	50,29	105,9
Cm (fF)	59,07	140,8	63,35
Co (pF)	1,089	2,860	1,168
Lp (nH)	6,4	-	6,4

La modification du réseau prototype passe-bande entraîne une légère modification des caractéristiques du filtre (figure III-31).

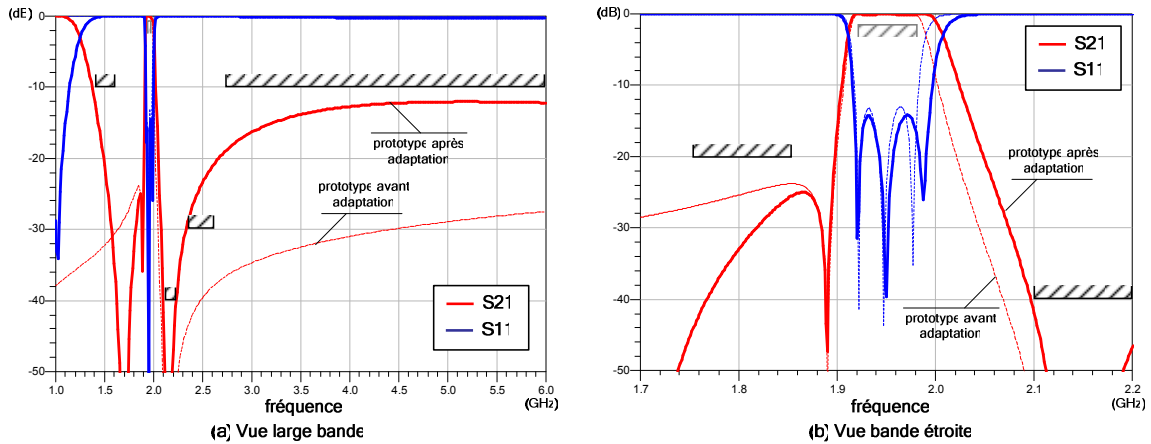


Figure III- 31. Caractéristiques en transmission et en réflexion du prototype passe-bande final.

Les dimensions de l'empilement des couches et des cavités acoustiques des résonateurs sont résumées par les tableaux suivants :

Tableau III- 8. Épaisseurs des couches de l'empilement acoustique.

Empilement	Matériau	Épaisseur
Couche de passivation	Si ₃ N ₄	0,200 μm
Couche de décalage	SiO ₂	0,142 μm
Électrode supérieure	Mo	0,289 μm
Couche piézoélectrique	AlN	1,232 μm
Électrode inférieure	Mo	0,289 μm
Réflecteur de Bragg		
Faible impédance acoustique	SiOC	0,308 μm
Haute impédance acoustique	Si ₃ N ₄	1,225 μm

Tableau III- 9. Surface de la cavité acoustique des résonateurs

	Résonateurs		
	BAW ₁	BAW ₂	BAW ₃
Surface (um) ²	14.120	37.085	15.145

L'implémentation du filtre se limite à la partie BAW, les inductances sont réalisées dans le substrat externe au filtre. Nous pouvons remarquer le faible encombrement du filtre (0,64 mm²) (figure III-32).

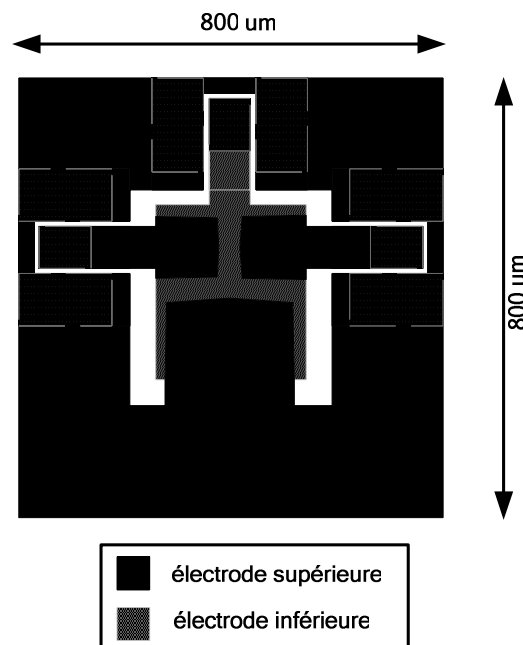


Figure III- 32. Dessin des masques (« layout ») du filtre BAW.

La figure suivante compare les caractéristiques de transfert du filtre BAW obtenus par la simulation électromagnétique et mécanique et les caractéristiques de transfert obtenues par la synthèse. Nous observons dans les résultats de simulation, des pertes d'insertion qui sont inférieures au gabarit imposé. Ces pertes sont dues à la résistivité des électrodes, aux interconnexions entre les résonateurs ainsi qu'aux pertes diélectriques dans le matériau piézoélectrique. Par ailleurs, nous notons que les pertes d'insertion sont plus importantes au voisinage de la limite supérieure de la bande passante du filtre. Cet effet est dû à la capacitance périphérique des résonateurs et aux couplages électriques entre les résonateurs et entre les résonateurs et le plan de masse.

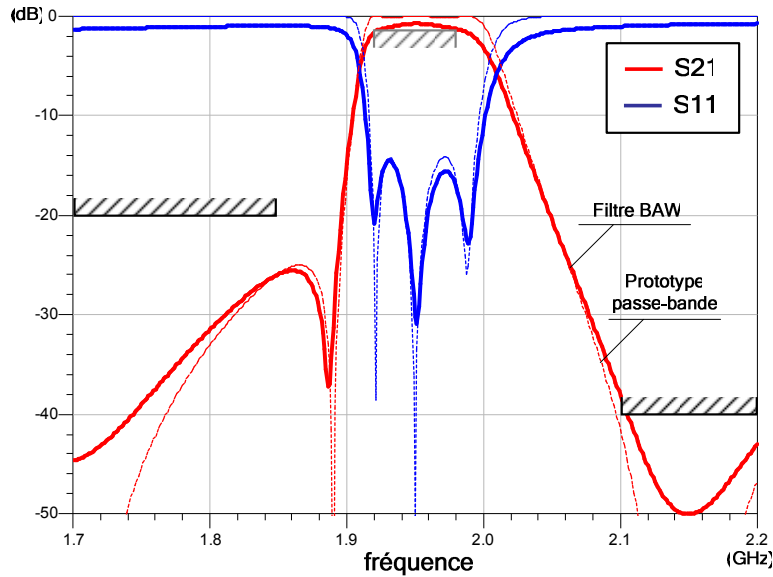


Figure III- 33. Comparatif entre les caractéristiques en transmission (S21) et en réflexion (S11) du filtre BAW et du prototype passe-bande.

III.5. Implémentation Logicielle

Afin de rendre l'application de la méthodologie de synthèse plus simple et conviviale, celle-ci a été implémentée sur la forme d'un logiciel, SF-BAW – Synthèse de Filtres BAW. Ce logiciel est constitué d'une série d'outils adaptés à chaque étape de la méthodologie présentée. L'interaction entre les outils se fait essentiellement par le biais des fichiers du type texte d'entrée et de sortie.

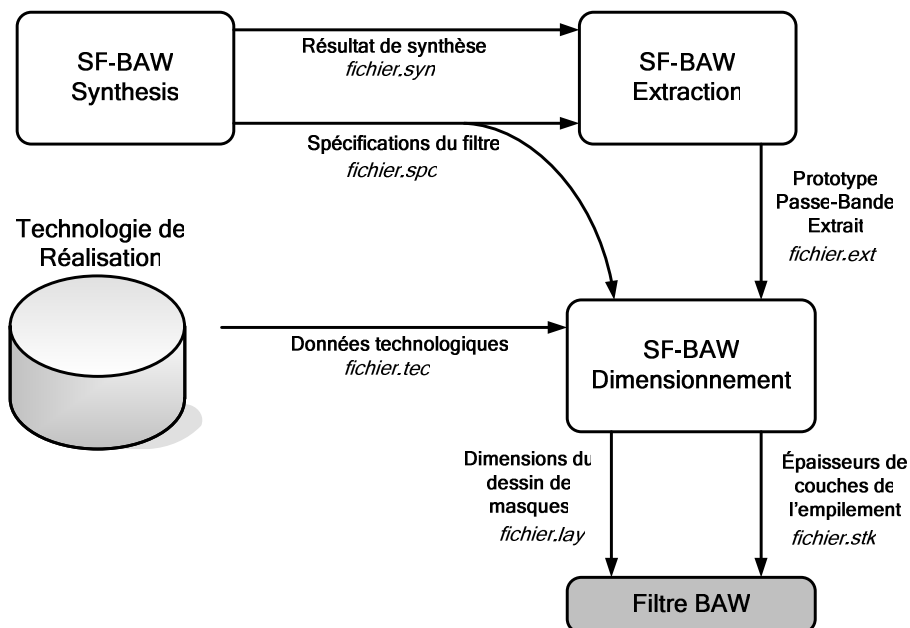


Figure III- 34. Organigramme de fonctionnement de la Plateforme de Synthèse de Filtres BAW (SF-BAW).

La plateforme SF-BAW est donc divisée en quatre modules :

- SF-BAW Synthesis : dédié à l'étude mathématique de la synthèse ;
- SF-BAW Extraction : dédié à l'extraction du prototype passe-bas, ainsi que sa transformation en fréquence pour le domaine passe-bande ;
- SF-BAW Dimens : dédié à la détermination des dimensions de l'empilement de la structure du filtre et à la réalisation du dessin de masques ;

Un bref descriptif de ces modules est donné en annexe.

III.6. Conclusion

Une méthodologie de synthèse innovante de filtres BAW fait l'objet de ce chapitre. Tout d'abord, la synthèse des fonctions de filtrage pseudo-elliptique a été détaillée. L'introduction des zéros de transmission à des fréquences finies permet de synthétiser des filtres à réponse très sélective. L'extraction et la transposition en fréquence d'un réseau prototype des filtres BAW est ensuite abordée. La caractéristique bande étroite des filtres BAW (largeur de bande maximale inférieure entre 3% et 4% de la fréquence centrale) a permis de simplifier le traitement mathématique de ces procédures. Le prototype synthétisé constitue alors une transition entre la fonction pseudo-elliptique et les dimensions du filtre BAW réel.

La détermination des dimensions du filtre BAW est ensuite abordée en évoquant une procédure qui permet d'obtenir les épaisseurs de la structure de l'empilement du filtre ainsi que des surfaces des cavités acoustiques des résonateurs. Les aspects les plus importants du dessin des masques du filtre ont été abordés. L'optimisation de la forme géométrique des résonateurs permet de réduire les modes latéraux parasites ainsi que l'effet capacitif. Le couplage électromagnétique du filtre complet permet d'extraire une valeur minimale d'espacement entre les résonateurs.

La méthodologie de synthèse a été illustrée par la synthèse d'un filtre pour application dans la bande d'émission du standard W-CDMA (1,92 – 1,98 GHz). Les caractéristiques en transmission (S21) et en réflexion (S11) obtenues par la simulation électromagnétique et mécanique du filtre répondent globalement au cahier des charges. Finalement, dans la dernière partie de ce chapitre l'implémentation logicielle de la méthodologie dans une plateforme SF-BAW (Synthèse de Filtres BAW) est donnée. Le chapitre suivant aborde l'application de cette méthodologie à la synthèse des filtres à résonateurs BAW à travers leur réalisation sur une technologie SMR.

Chapitre IV

Synthèse et Réalisations de Filtres à Résonateurs BAW

***Résumé :** Ce chapitre présente la synthèse et la réalisation de cinq filtres BAW à résonateurs SMR, fabriqués dans le cadre de la Plateforme CNRS BAW. Les topologies en échelle, en treillis et en échelle-treillis sont étudiées. Les caractéristiques en transmission et en réflexion simulées et mesurées sont comparées. Ces résultats sont alors confrontés aux réalisations existantes dans la littérature.*

IV.1. Introduction

Ce chapitre présente cinq réalisations de filtres à résonateurs BAW-SMR destinés à l'application dans les bandes de fréquences d'émission (1,92 – 1,98 GHz) et de réception (2,11 – 2,17 GHz) du standard W-CDMA [1]. Ces filtres ont été fabriqués par le CEA-Leti dans le cadre de la Plateforme CNRS d'Étude et de Développement de la Technologie BAW.

Nous avons utilisé, comme fonction objectif de l'optimisation, la méthodologie de synthèse décrite dans le chapitre III. Cependant, certains paramètres, notamment les épaisseurs des couches, ont été définis par notre partenaire le CEA-Leti. Les calculs des surfaces des cavités acoustiques des résonateurs et les dessins des masques ont été également réalisés.

Ce chapitre débute par un bref descriptif de la technologie utilisée pour la réalisation des filtres à résonateurs BAW-SMR. Les réalisations dans les deux bandes de fréquences du standard W-CDMA sont abordées en présentant leurs caractéristiques simulées et mesurées. L'analyse électromagnétique et mécanique de la structure du filtre permet de comprendre le décalage entre ces réponses simulées et mesurées. Finalement, les réalisations sont confrontées à l'état de l'art des filtres BAW.

IV.2. Technologie de Réalisation BAW-SMR (CEA-Leti)

La Plateforme CNRS d'Étude et de Développement de la Technologie BAW est un réseau coordonné par le CNRS constitué des institutions de recherche telles que le CEA-Leti, le XLim, le LAAS et l'IXL, ainsi que des industriels (STMicroelectronics et Alcatel Space). Cette plateforme a pour objectif d'étudier la technologie de filtrage BAW ainsi que son intégration sur des substrats de faible coût (Si, SiGe,...).

C'est dans ce cadre que l'Équipe Circuits en Hyperfréquence du Laboratoire IXL a participé à la réalisation des filtres BAW. Ces filtres ont été fabriqués à l'aide d'une technologie en cours de développement au sein du CEA-Leti. Cette technologie utilise de résonateurs en structure SMR [2] :

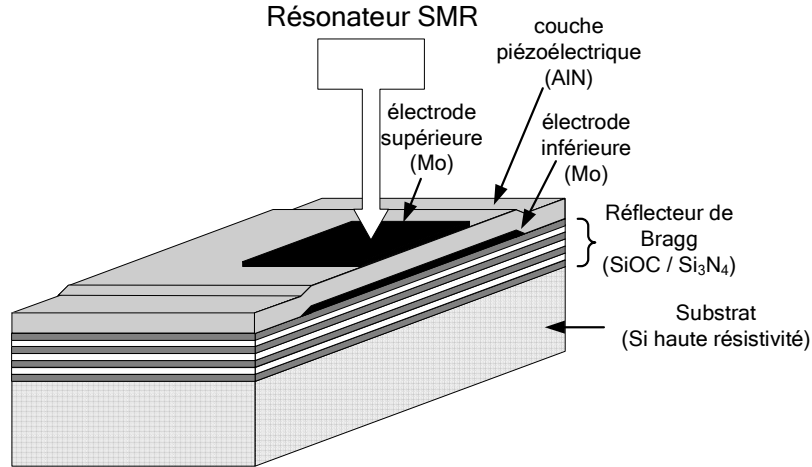


Figure IV-1. Résonateur de base de la technologie BAW-SMR du CEA-Leti.

Ces résonateurs SMR (Figure IV-1) sont composés d'une couche piézoélectrique en Nitrure d'Aluminium (AlN) et d'électrodes en Molybdène (Mo). Nous remarquons dans le deuxième chapitre que ces matériaux sont traditionnellement employés dans la réalisation de filtres BAW à cause de leurs excellentes performances mécaniques et électriques [4-6]. Cette structure de base du résonateur est posée au-dessus d'un Réflecteur de Bragg composé exclusivement par des matériaux diélectriques (Si₃N₄-SiOC). Le rapport des impédances acoustiques de ces matériaux est important, ce qui lui donne un très bon comportement en réflexion [3], [7] :

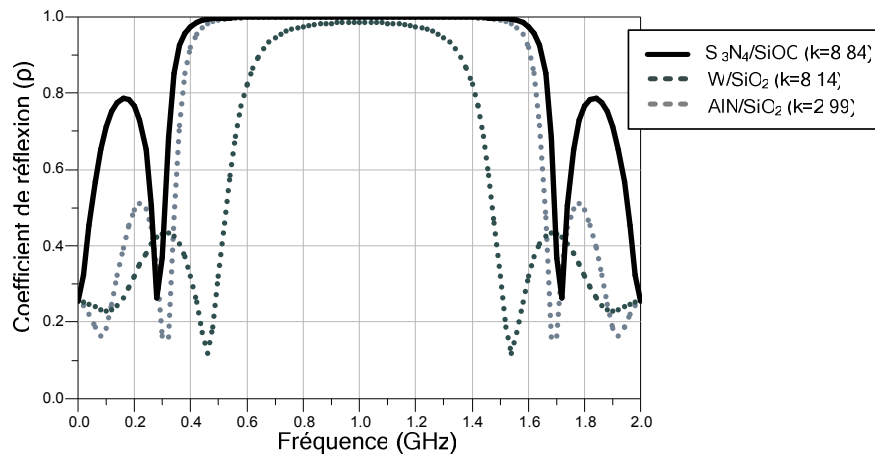


Figure IV- 2. Comparatif du coefficient de réflexion (ρ) pour des Réflecteurs de Bragg en Si₃N₄/SiOC, W/SiO₂ et AlN/SiO₂. k correspond au rapport entre les impédances acoustiques des matériaux qui constituent le réflecteur.

En outre, contrairement à la structure classique (W-SiO₂) qui présente une couche métallique, le Réflecteur de Bragg (Si₃N₄-SiOC) qui est exclusivement diélectrique permet de réduire considérablement le couplage électrique entre résonateurs adjacents.

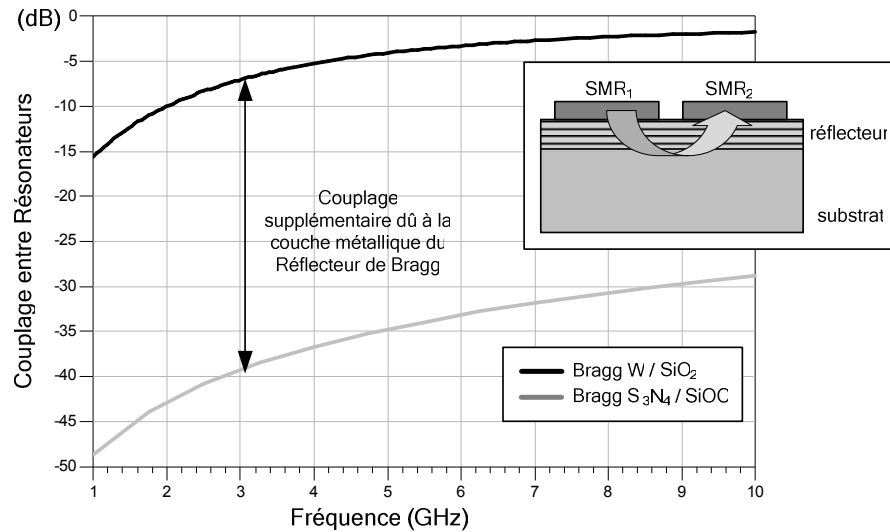


Figure IV- 3. Comparatif entre le couplage EM des résonateurs SMR adjacents posés sur un Réflecteur de Bragg W-SiO₂ (avec une couche métallique) et Si₃N₄-SiOC (exclusivement diélectrique).

La réalisation des résonateurs ayant des fréquences de résonances distinctes implique dans le dépôt d'une couche de décalage ou « loading » au-dessus de la structure de base. Cette technologie BAW-SMR utilise une couche d'Oxyde de Silicium (SiO₂) pour réaliser ce décalage. Cette couche définit alors deux types de résonateurs : les résonateurs décalés ou « loadés » (Figure IV-4.a) et les résonateurs non-décalés ou « non-loadés » (Figure IV-4.b). Bien évidemment, une couche de passivation recouvre tout le filtre ; elle est seulement ouverte aux points d'accès.

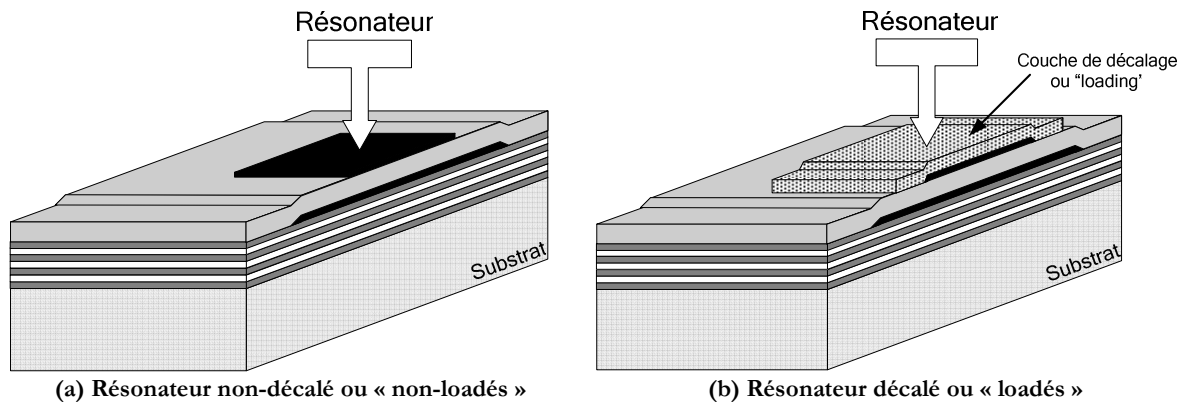


Figure IV- 4. Structure des résonateurs de la technologie BAW-SMR « DULAC ».

Les fréquences de résonance et d'anti-résonance des résonateurs sont définies par les épaisseurs de couches. Afin d'obtenir les bandes de fréquences de réception (2,11 – 2,17 GHz) et d'émission (1,92 – 1,98 GHz) du standard W-CDMA, deux réalisations sont nécessaires (wafers « RX » et « TX »). Ces derniers font l'objet du « run DULAC », qui a été fabriqué au cours de l'année 2005-2006. Les filtres « DULAC-TX » dédiés à la bande d'émission sont présentés dans un premier temps suivis par les filtres « DULAC-RX » dédiés à la bande de réception.



IV.3. Filtres d'Émission (1,92 – 1,98 GHz)

Les topologies échelle, treillis et échelle-treillis ont été appliquées à la réalisation de filtres dans la bande de fréquence d'émission (1,92 – 1,98 GHz) du standard W-CDMA. Les caractéristiques des résonateurs « DULAC-TX » sont données dans le paragraphe suivant.

IV.3.1. Résonateurs « DULAC-TX » - Émission

Les caractéristiques des résonateurs « loadés » et « non-loadés » « DULAC-TX », fournies par le CEA-Leti, sont résumées dans le tableau suivant :

Tableau IV- 1. Caractéristiques des résonateurs « DULAC-TX ».

	« Non-loadés » 	« Loadés » 
Résonance		
Fréquence	1,979 GHz	1,910 GHz
Coefficient de qualité	700 (estimé)	700 (estimé)
Anti-Résonance		
Fréquence	2,033 GHz	1,961 GHz
Coefficient de qualité	700 (estimé)	700 (estimé)
Capacitance surfacique (pF/mm ²)	66.0	66.0

IV.3.2. Filtré Échelle (« Ladder ») d'Émission

IV.3.2.1. Caractéristiques du Filtré Échelle d'Émission

Un filtré d'ordre cinq avec cinq zéros de transmission en topologie échelle-T a été réalisé. Ce filtré est constitué de cinq résonateurs et présente quatre « bonding wires » (Figure IV-5).

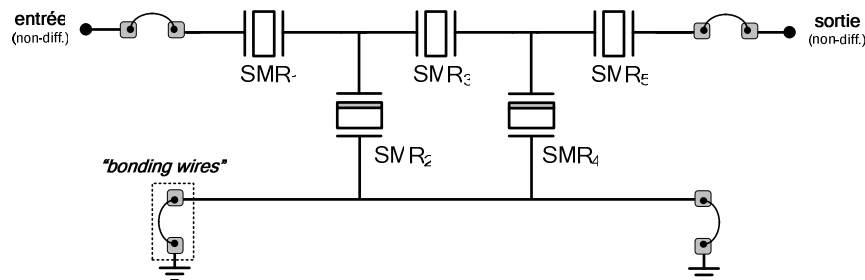


Figure IV- 5. Filtré d'émission en topologie échelle.

IV.3.2.2. Spécifications du Filtré Échelle d'Émission

A partir des spécifications du standard W-CDMA [1], un cahier de charges pour le filtré en échelle a été établi. Néanmoins, vu les fréquences de résonance et d'anti-résonance données par les résonateurs « DULAC-TX », la bande passante définie par le standard ne peut pas être atteinte. Les spécifications de ce filtré sont alors décalées en fréquence (bande passante entre 1,935 GHz et 2,005 GHz) tout en gardant des caractéristiques initiales d'adaptation et d'isolation (tableau IV-2).

Tableau IV- 2. Spécifications du filtré en échelle dans la bande d'émission W-CDMA.

Spécifications	Valeurs
Bande passante	1,935 – 2,005 GHz
Pertes de retour	-10 dB
Isolation RX-TX (atténuation @ 2,11 – 2,17 GHz)	-25 dB
Sélectivité (atténuation @ 1.970 ± 60 MHz)	-20 dB

IV.3.2.3. Synthèse du Filtré Échelle d'Émission

Ce filtré présente les résonateurs parallèles et séries réalisés par des résonateurs « loadés » et « non-loadés », respectivement. Les fréquences de résonance et d'anti-résonance des résonateurs

sont données par la technologie de réalisation (« DULAC-TX »). La longueur des « bonding wires » est de 0,8 mm, ce qui représente un effet inductif de 0,8 nH approximativement. La synthèse du filtre se fait par optimisation des surfaces des cavités acoustiques des résonateurs et du dessin des masques du filtre. La fonction objectif de l'optimisation est donnée par la synthèse des fonctions pseudo-elliptiques présentée dans le chapitre précédent. Les valeurs finales des surfaces des cavités acoustiques sont données par le tableau ci-dessous :

Tableau IV- 3. Surfaces des cavités acoustiques des résonateurs du filtre échelle d'émission.

	$SMR_1 = SMR_5$	$SMR_2 = SMR_4$	SMR_3
Surface active (μm^2)	36.000	29.500	15.000

Les résultats des simulations des caractéristiques en transmission (S_{21}) et en réflexion (S_{11}) du filtre sont donnés par la figure IV-6. Nous observons que l'introduction des « bonding wires » permet l'optimisation du positionnement des zéros de transmission et donc améliore de l'isolation TX-RX du filtre. En outre, l'effet inductif donné par les « bonding wires » donne une meilleure réponse en réflexion. Les faibles pertes d'insertion obtenues en simulation sont dues aux coefficients de qualité importants de résonateurs ($Q = 700$).

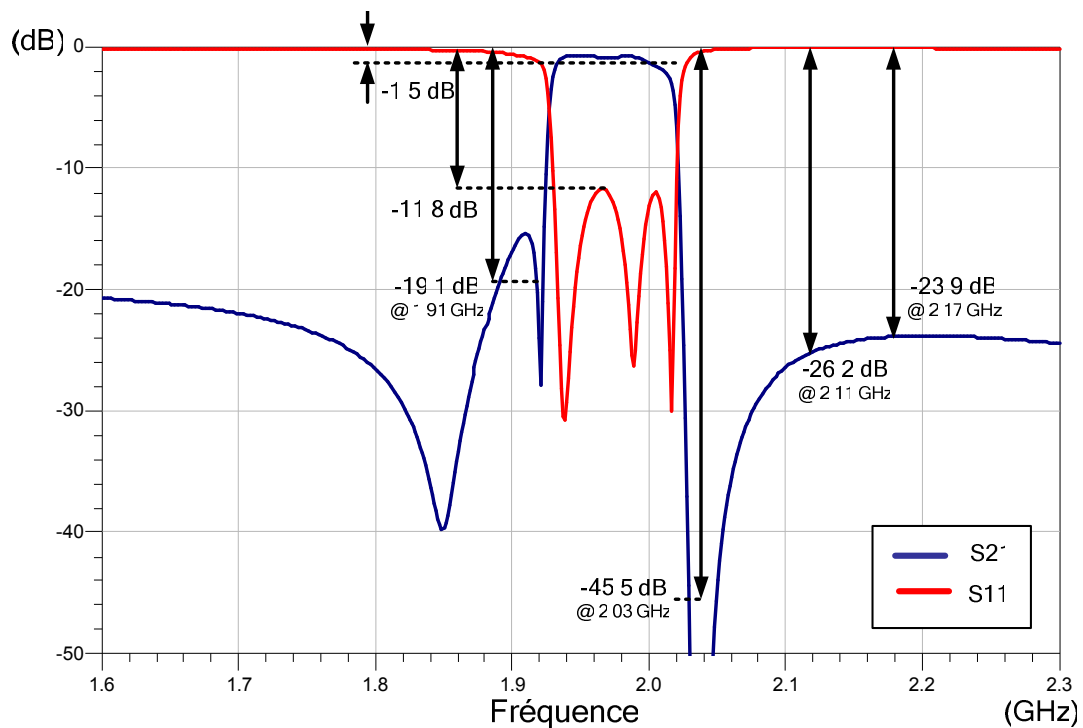


Figure IV- 6. Simulation bande étroite du filtre en échelle d'émission.

L'effet inductif des accès à la masse entraîne une réduction importante de l'atténuation pour les fréquences supérieures à 3 GHz (Figure IV-7).

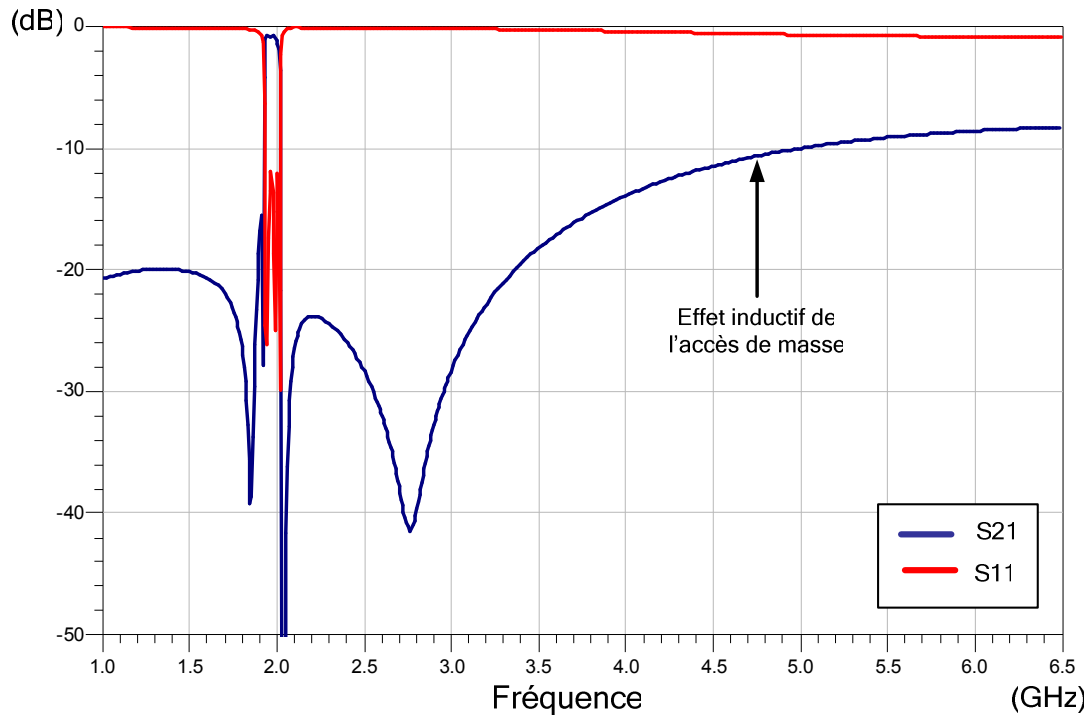
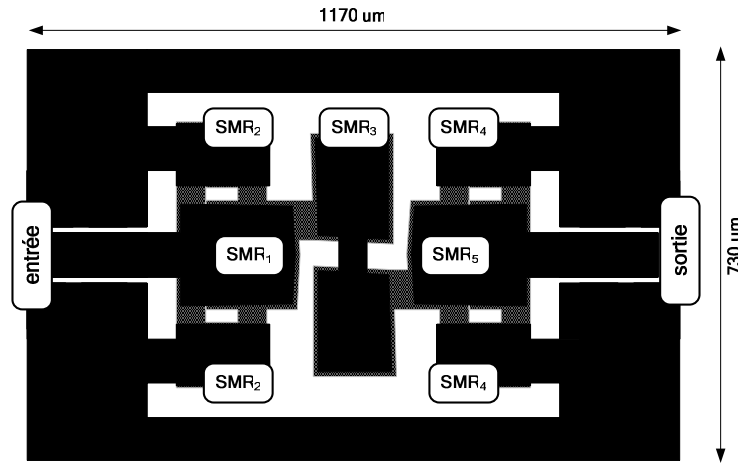


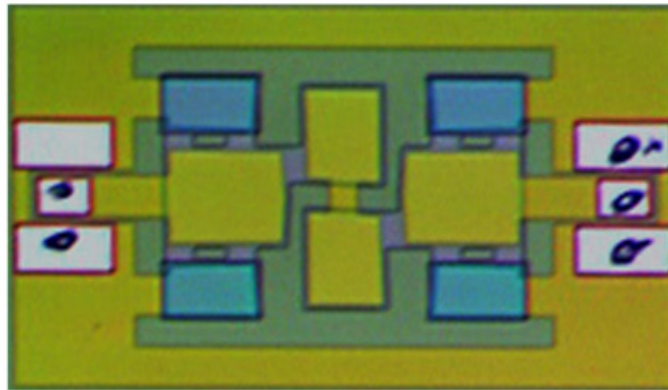
Figure IV- 7. Simulation large bande du filtre échelle d'émission.

Le dessin de masques et la microphotographie du filtre sont donnés sur la figure IV-8. Nous remarquons le faible encombrement de cette topologie ($730 \mu\text{m} \times 1170 \mu\text{m}$). Ce dessin a été réalisé de façon symétrique par rapport au plan de masse. Le résonateur double SMR_3 est utilisé afin d'avoir les accès d'entrée et de sortie du filtre au même niveau métallique.

Afin de réduire l'effet capacitif à la périphérie des résonateurs, nous avons pratiqué une ouverture sur les interconnexions. Ceci permet de réduire le périmètre effectif du couplage et donc la capacité périphérique des résonateurs. Toutefois, cette technique entraîne la diminution de largeur effective des interconnexions en augmentant les pertes d'insertion du filtre.



(a) Dessin des masques.



(b) Microphotographie.

Figure IV- 8. Réalisation du filtre échelle d'émission.

IV.3.2.4. Résultats des Mesures du Filtre Échelle d'Émission

La caractérisation du filtre a été faite en deux parties : premièrement, les résultats expérimentaux ont été obtenus à partir d'un banc de mesures « sous-pointe », ensuite, ces résultats ont été associés avec la modélisation des « bonding wires » [8]. Ces caractéristiques en transmission (S_{21}) et en réception (S_{11}) sont données sur la figure IV-9.

Nous notons à partir des résultats expérimentaux des pertes d'insertion supérieures à celles estimées lors des simulations ($I.L. = 3,55 \pm 0,85$ dB). Nous remarquons aussi sur la caractéristique en transmission (S_{21}) que le zéro initialement prévu à 2,060 GHz se trouve décalé à 2,100 GHz. Ce décalage améliore l'isolation TX-RX du filtre (isolation simulée -25,5 dB et mesurée -29,9 dB). Le tableau IV-4 résume ces caractéristiques.

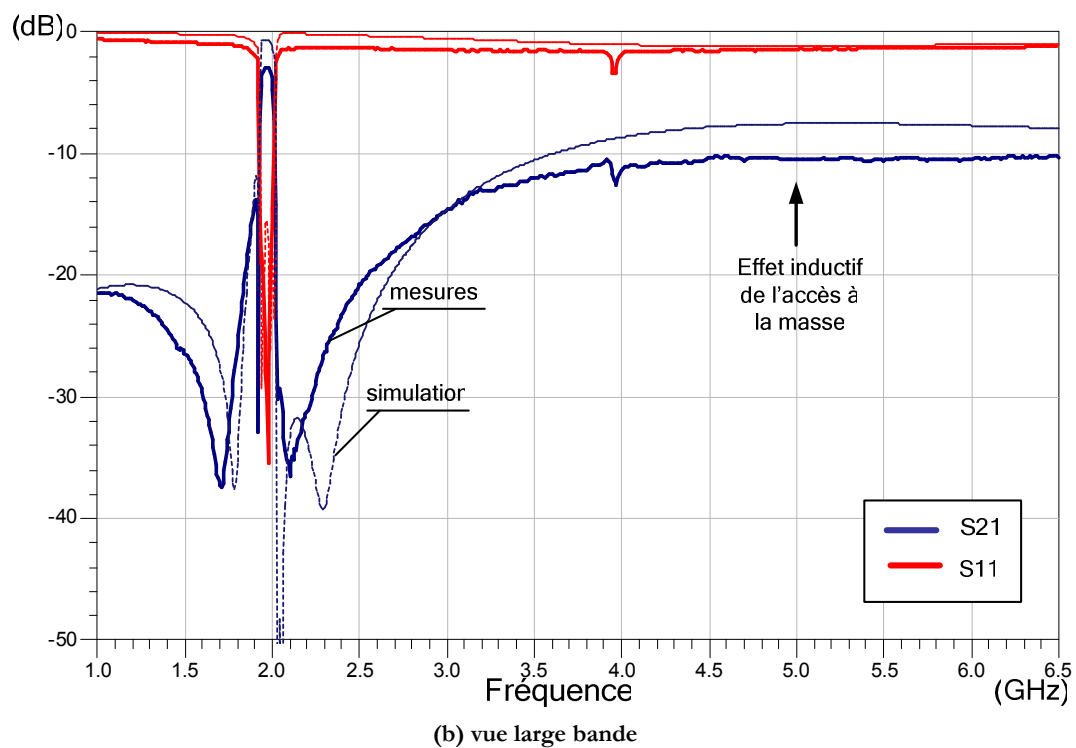
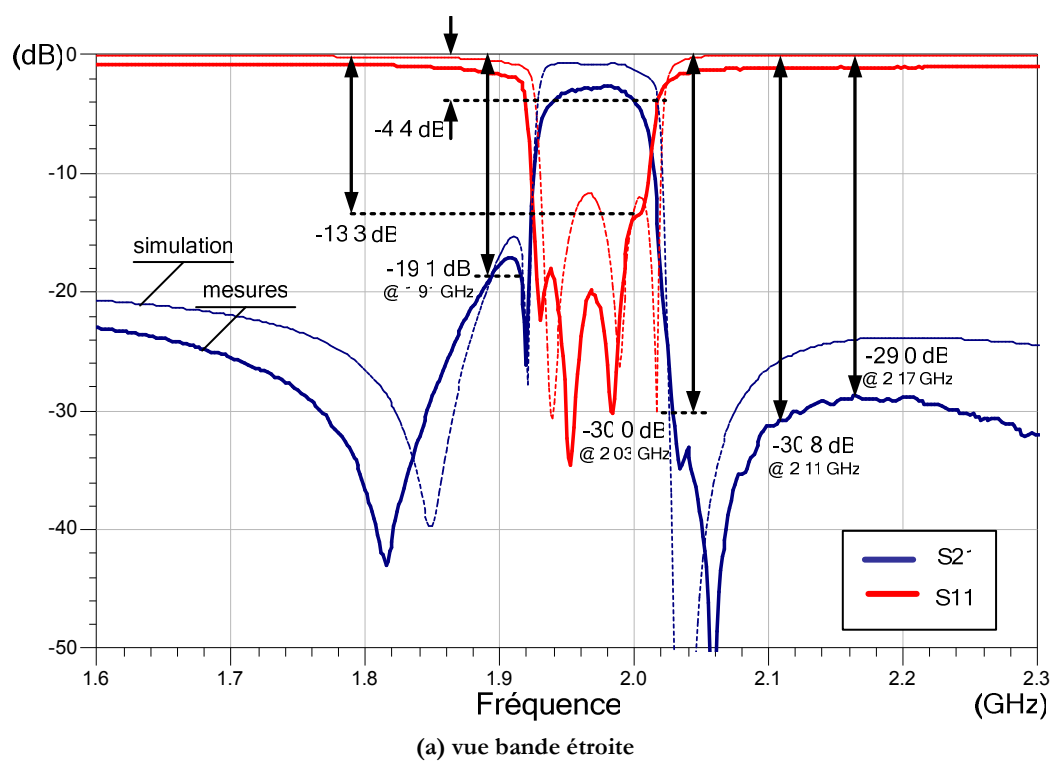


Figure IV- 9. Comparatif des réponses simulées et mesurées du filtre échelle d'émission.

Tableau IV- 4. Résumé des résultats des mesures et des simulations du filtre échelle d'émission.

Paramètre	Spécifications	Résultats	
		Simulations	Mesures
Bande passante	1,935 – 2,005 GHz	1,935 – 2,005 GHz	1,935 – 2,005 GHz
Pertes d'insertion	-	1,0 ± 0,5 dB	3,55 ± 0,85 dB
Pertes par retour	-10,0 dB	-11,8 dB	-13,3 dB
Isolation RX-TX (atténuation @ 2,11 – 2,17 GHz)	< -25 dB	-25,1 dB	-29,9 dB
Sélectivité (atténuation @ 1.970 ± 60 MHz)	-20 dB	-19,1 dB @ 1,91 GHz -45,5 dB @ 2,03 GHz	-19,1 dB @ 1,91 GHz -30,0 dB @ 2,03 GHz
Zéros de transmission	-	1 @ 1,780 GHz 1 @ 1,921 GHz 1 @ 2,034 GHz 1 @ 2,060 GHz 1 @ 2,290 GHz	1 @ 1,700 GHz 1 @ 1,921 GHz 1 @ 2,034 GHz 2 @ 2,100 GHz

IV.3.2.5. Analyse Électromagnétique et Mécanique du Filtre Échelle d'Émission

Afin de comprendre les décalages entre les résultats des mesures et des simulations, une analyse du comportement électromagnétique et mécanique du filtre a été réalisée. Cette analyse EMM correspond à la simulation électromagnétique 2,5D de la structure complète du filtre en utilisant le logiciel Momentum (HP-ADS) et à l'association de l'effet mécanique à partir de la modélisation BVD des résonateurs (voir annexe 1).

Ces résultats sont comparés à ceux de mesures « sous-pointe » (figure IV-10). Nous observons dans l'analyse EMM bande étroite une réponse en transmission similaire à celle obtenue à partir des mesures. En effet, les pertes d'insertion assez importantes du filtre observées expérimentalement (I.L. = 3,55 ± 0,85 dB) sont retrouvées dans cette analyse. Nous remarquons que ces dernières peuvent être attribuées au nombre plus élevé de résonateurs dans le chemin direct et à leur coefficient de qualité plus faible ($Q_{\text{mesuré}} = 350$ et $Q_{\text{simulé}} = 700$). Par ailleurs la caractéristique résistive des ouvertures des interconnexions du filtre augmente aussi ses pertes d'insertion.

Au sujet de la réponse en réflexion, nous remarquons un comportement identique entre l'analyse EMM et les mesures. Ces deux réponses divergent dans la partie haute de la bande passante. Cette divergence est due à la caractérisation du couplage périphérique des résonateurs.

Dans l'analyse EMM large bande, la caractéristique en transmission (S21) suit globalement celle obtenue expérimentalement.

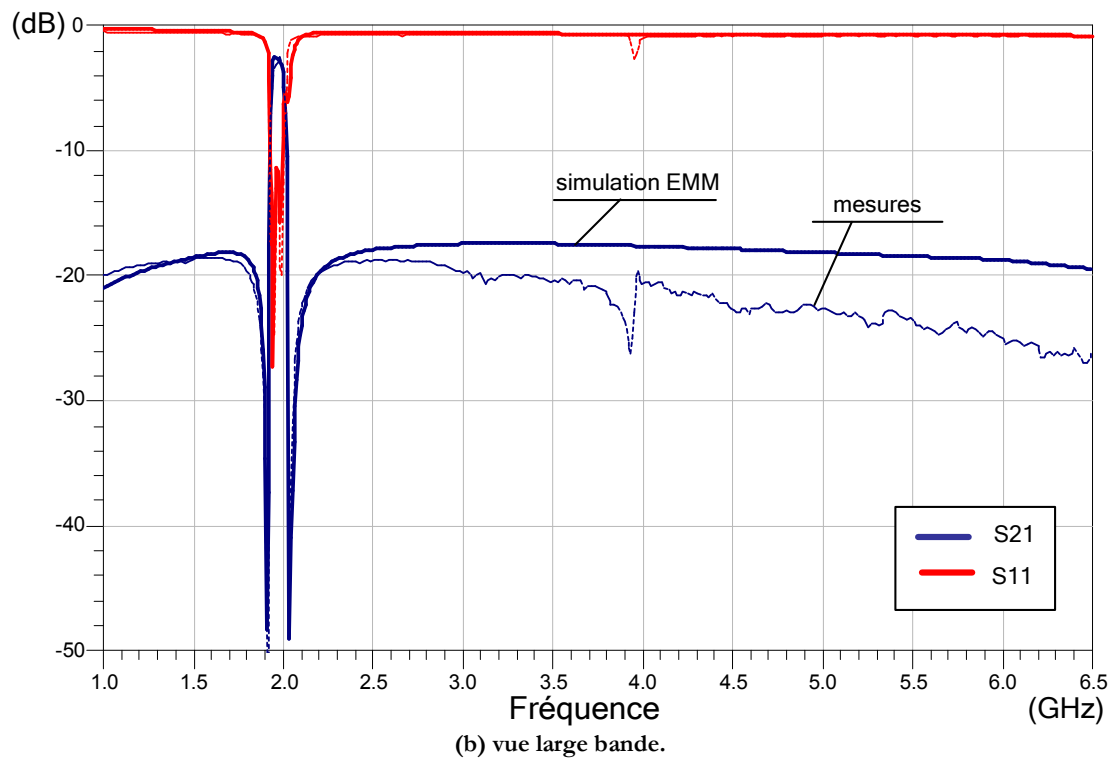
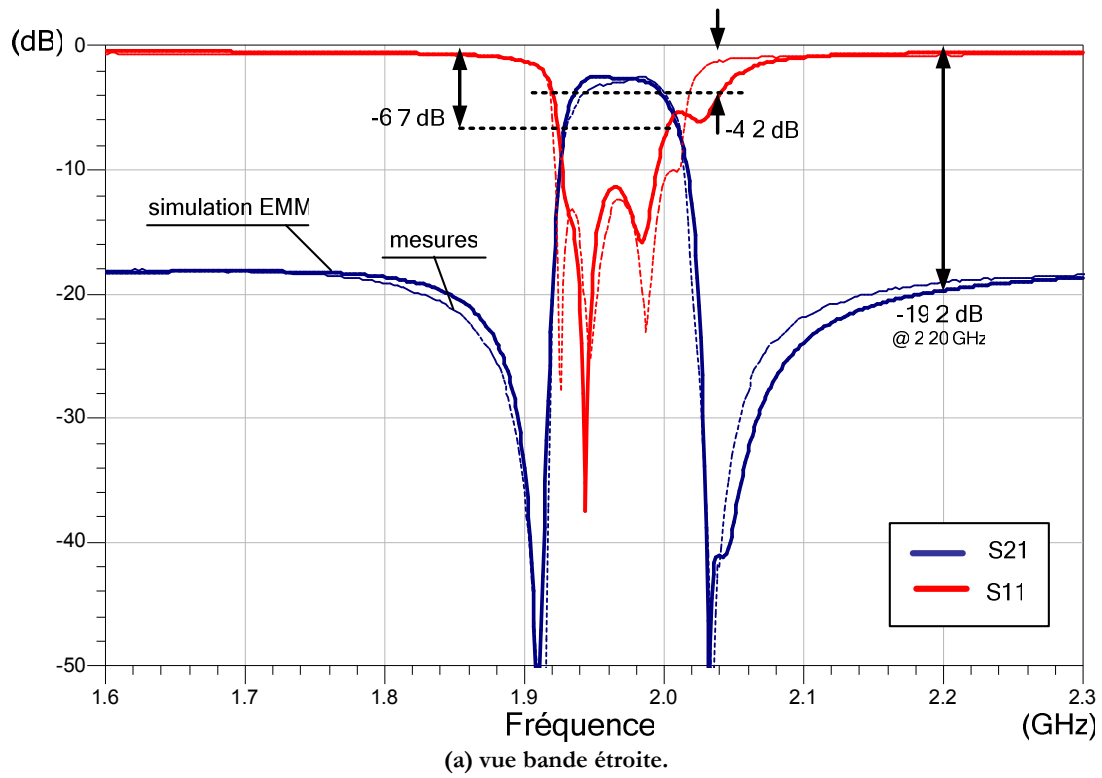


Figure IV- 10. Comparatif des réponses simulées (analyse EMM) et mesurées du filtre échelle d'émission.

Par ailleurs, cette analyse électromagnétique et mécanique du filtre nous fournit une cartographie de la distribution du courant électrique à travers sa structure. Celle-ci permet de prévoir la formation des points de forte chaleur qui peuvent endommager le filtre dans le cas de forts niveaux de puissance. Nous ne notons aucun problème particulier de concentration du courant électrique dans la structure du filtre en topologie échelle-T. En effet, même dans le cas le plus critique (à la fréquence de résonance des résonateurs parallèles), aucun point de concentration de courant électrique n'est observé (figure IV-11).

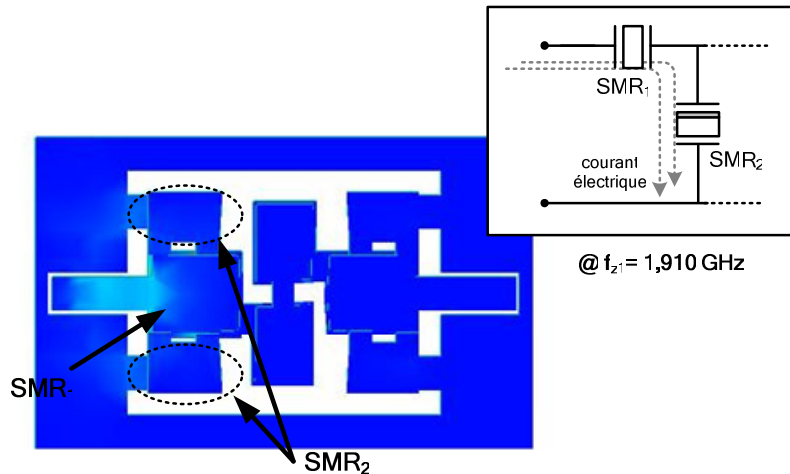


Figure IV- 11. Distribution de courant électrique à travers la structure du filtre échelle d'émission à la fréquence de résonance du résonateur parallèle ($f_s = 1,910$ GHz).

IV.3.2.6. Conclusion du Filtre Échelle d'Émission

La conception du filtre échelle en émission est importante à cause de sa sélectivité et de son faible encombrement. Par contre, cette topologie a une faible réjection hors-bande. Les pertes d'insertion de l'ordre de $3,55 \text{ dB} \pm 0,85 \text{ dB}$ sont très élevées. Ceci est dû notamment au nombre important de résonateurs connectés en série, au faible coefficient de qualité de ces résonateurs et à la résistivité des interconnexions du filtre. Nous notons aussi que l'accès inductif à la masse implique une réjection moins importante pour des fréquences supérieures à 3 GHz.

Les décalages entre les résultats de simulations et expérimentaux ont été étudiés à partir de l'analyse électromagnétique et mécanique (EMM) du filtre. Cette analyse EMM donne des caractéristiques en transmission (S21) et en réflexion (S11) similaires à celles observées. Nous avons pu ainsi identifier des pertes d'insertion plus importantes et le déplacement des zéros de transmission. La cartographie de la distribution du courant électrique met en évidence l'adaptation de la topologie en échelle-T pour les applications à forts niveaux de puissance.

IV.3.3. Filtres Treillis (« Lattice ») d'Émission

IV.3.3.1. Caractéristiques du Filtre Treillis d'Émission

Un filtre d'ordre quatre avec quatre zéros de transmission en topologie treillis a été réalisé. Ce filtre est constitué par huit résonateurs et présente quatre « bonding wires » (figure IV-12). Ce type de topologie présente des accès d'entrée et de sortie en mode différentiel.

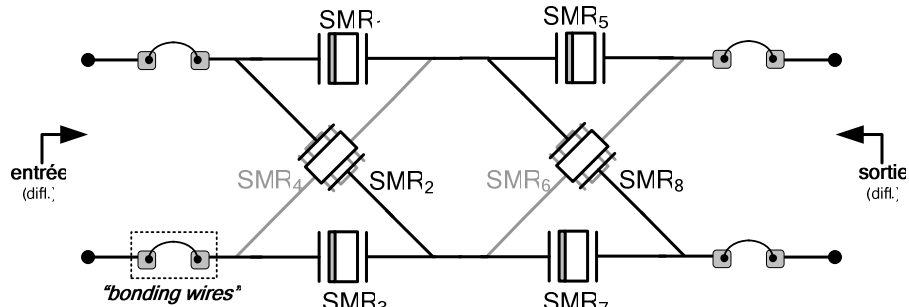


Figure IV- 12. Filtre d'ordre 4 en topologie treillis d'émission.

IV.3.3.2. Spécifications du Filtre Treillis d'Émission

Les spécifications du filtre en treillis dans la bande d'émission du standard W-CDMA sont données sur le tableau suivant. Grâce à l'utilisation de la topologie en treillis, ce filtre peut atteindre un niveau d'isolation RX-TX beaucoup plus important que la topologie en échelle. Cette isolation accrue permet la réduction des contraintes de linéarité imposées à la chaîne de réception.

De façon analogue au cas du filtre en échelle, la bande passante définie par le standard ne peut pas être atteinte. Les spécifications de ce filtre sont alors décalées en fréquence (bande passante entre 1,935 GHz et 2,005 GHz) tout en gardant des caractéristiques initiales d'adaptation et d'isolation (tableau IV-5).

Tableau IV- 5. Spécifications du filtre en treillis dans la bande d'émission W-CDMA.

Spécifications	Valeurs
Bande passante	1,935 – 2,005 GHz
Pertes de retour	-16 dB
Isolation RX-TX (atténuation @ 2,11 – 2,17 GHz)	-45 dB
Sélectivité (atténuation @ 1.970 ± 60 MHz)	-10 dB

IV.3.3.3. Synthèse du Filtre Treillis d'Émission

Le fonctionnement des filtres à résonateurs BAW en treillis nécessite que les résonateurs séries (indices impairs) et les résonateurs croisés-parallèles (indices pairs) n'aient pas les mêmes fréquences de résonance et d'anti-résonance. Les résonateurs croisés-parallèles et série sont réalisés respectivement par des structures « non-loadés » et « loadés ». Les fréquences de résonance et d'anti-résonance des résonateurs sont déterminées par la technologie « DULAC-TX ». La longueur des « bonding wires » est de 1,0 mm, ce qui représente un effet inductif de 1,0 nH approximativement.

La synthèse du filtre est donnée par l'optimisation des valeurs des surfaces des cavités acoustiques et par la réalisation du dessin des masques. La fonction objectif de l'optimisation est donnée par la synthèse des fonctions pseudo-elliptiques présentée dans le chapitre précédent. Les valeurs finales des surfaces des cavités acoustiques sont données par le tableau IV-6.

Tableau IV- 6. Surfaces des cavités acoustiques des résonateurs du filtre treillis d'émission.

	SMR1 = SMR3 = SMR5 = SMR7	SMR2 = SMR4 = SMR6 = SMR8
Surface active (μm^2)	19.400	23.600

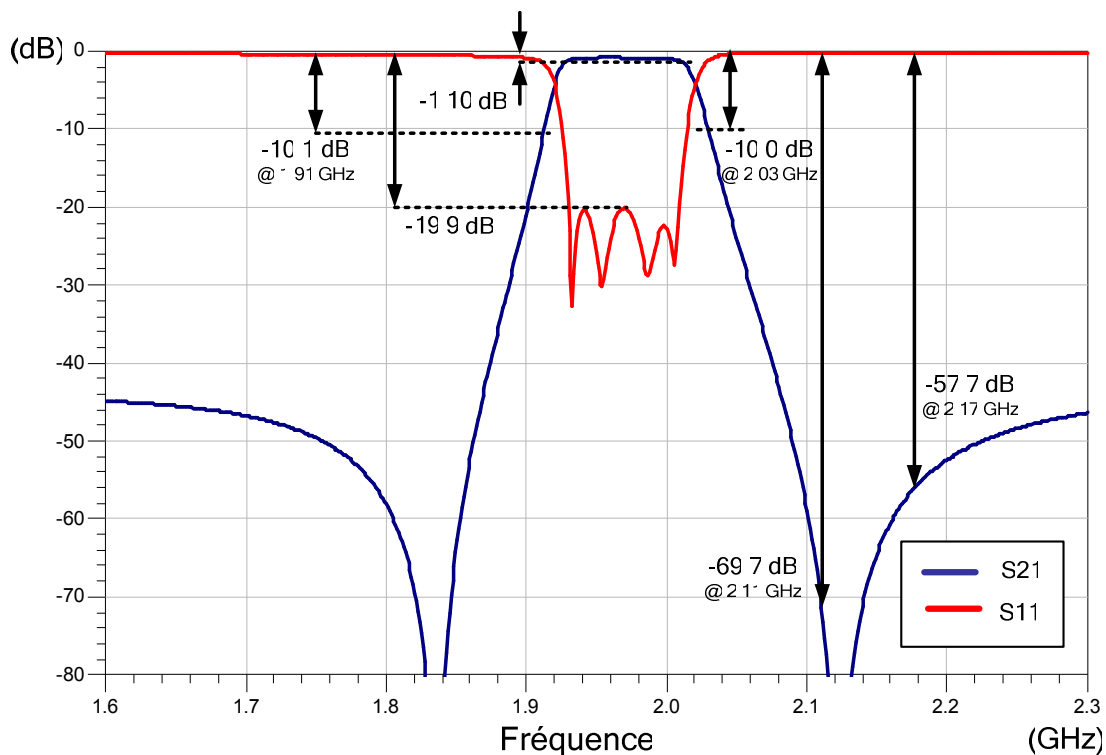


Figure IV- 13. Simulation bande étroite du filtre treillis d'émission.

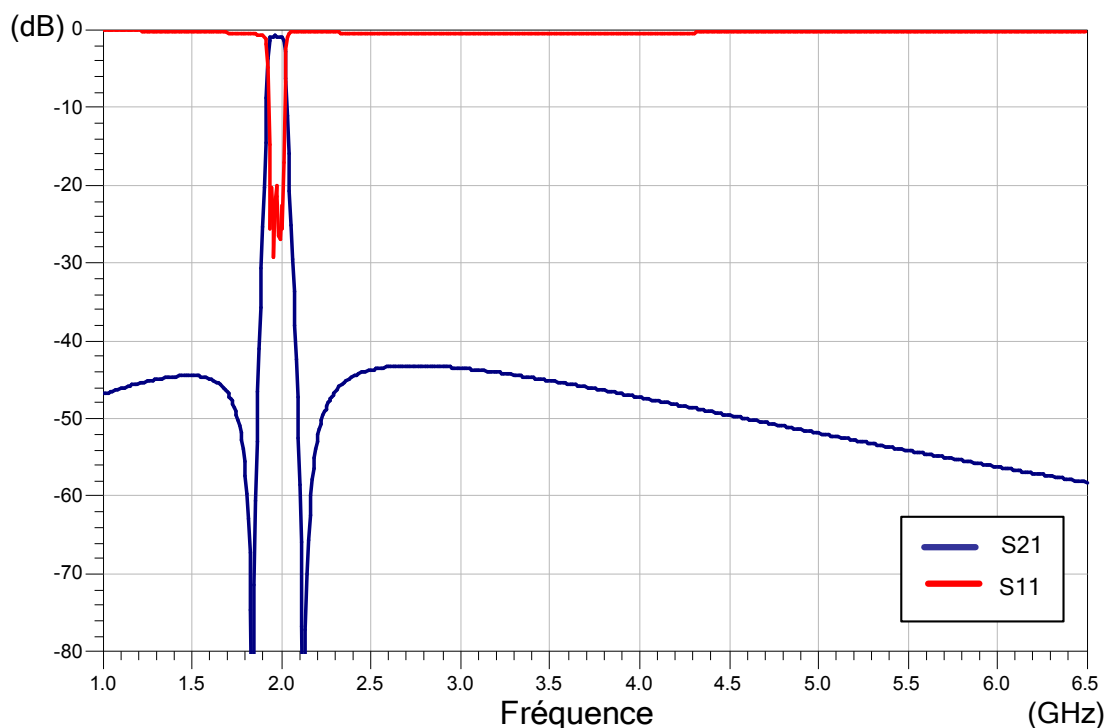


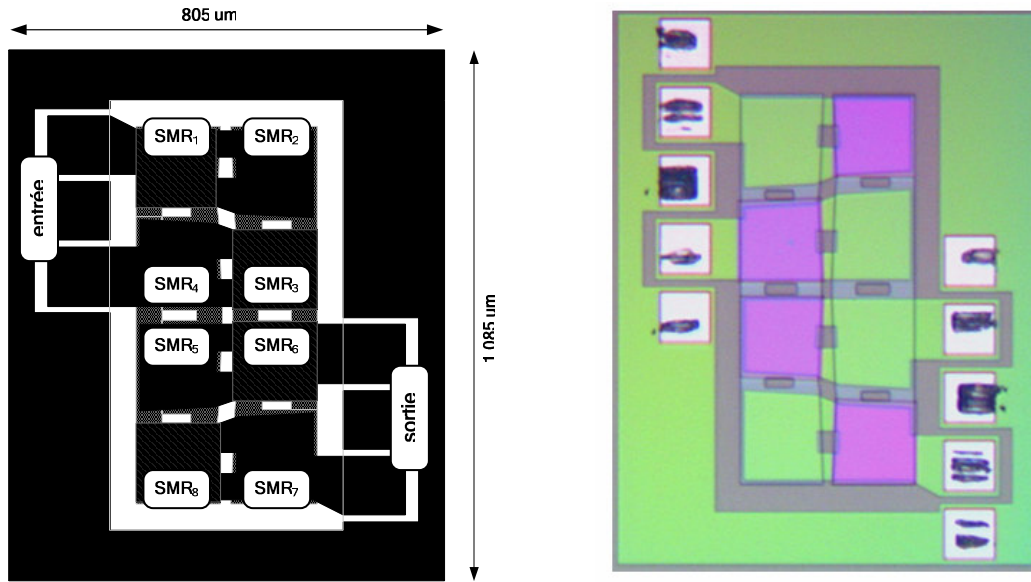
Figure IV- 14. Simulation large bande du filtre treillis d'émission.

Nous remarquons sur les caractéristiques en transmission (S21) et en réflexion (S11) simulées (Figures IV-13 et IV-14) de faibles pertes d'insertion (I.L. = -1,10 dB) et une isolation accrue (-67,3 dB). Celle-ci est due grâce au positionnement de deux zéros de transmission. Nous notons que l'effet inductif des « bonding wires » permet de faibles pertes par retour (R.L. = -19,9 dB).

En outre, vu la caractéristique différentielle de ce filtre et contrairement à la topologie en échelle, les « bonding wires » ne produisent pas de modification majeure dans la réponse en transmission hors bande passante.

Le dessin des masques et la microphotographie du filtre sont présentés sur la figure IV-15. Ce dessin des masques a été réalisé de façon symétrique (par rapport à ses accès d'entrée et de sortie). De façon analogue au cas du filtre en échelle « DULAC-TX », nous utilisons une ouverture dans les interconnexions du filtre en treillis afin de réduire le couplage capacitif à la périphérie des résonateurs.

Par ailleurs, nous remarquons la couche de décalage ou « loading » déposée sur les résonateurs parallèles (SMR₁, SMR₃, SMR₅ et SMR₇) ainsi que le faible encombrement de cette topologie (825 μm x 1130 μm).



(a) Dessin des masques

(b) Microphotographie

Figure IV- 15. Réalisation du filtre treillis en émission.

IV.3.3.4. Résultats des Mesures du Filtre Treillis en Émission

La réponse du filtre a aussi été obtenue en utilisant un banc de mesures « sous-pointe ». Ces résultats expérimentaux ont été intégrés à la modélisation des « bonding wires ». Ces derniers sont considérés ayant une longueur de 1,0 mm, ce qui correspond à un effet inductif de 1,0 nH approximativement [8]. Les résultats expérimentaux de caractéristiques en transmission (S21) et en réception (S11) sont donnés sur la figure IV-16.

Nous observons dans la caractéristique en transmission (S21) des pertes d'insertion significativement supérieures à celles estimées lors des simulations ($I.L. = 2,7 \pm 0,4$ dB). Mais, grâce à la réduction du couplage capacitif à la périphérie des résonateurs, le filtre treillis en émission ne présente pas de décalage significatif des fréquences des zéros de transmission. Nous remarquons aussi que la réjection hors-bande est considérablement réduite.

Par ailleurs, nous observons une réponse parasite de filtrage donnée par le mode harmonique du deuxième ordre autour de 3,75 GHz. Celle-ci est relativement plus prononcée que dans le cas du filtre échelle.

Le tableau IV-7 fait une comparaison des résultats des simulations et des mesures du filtre treillis.

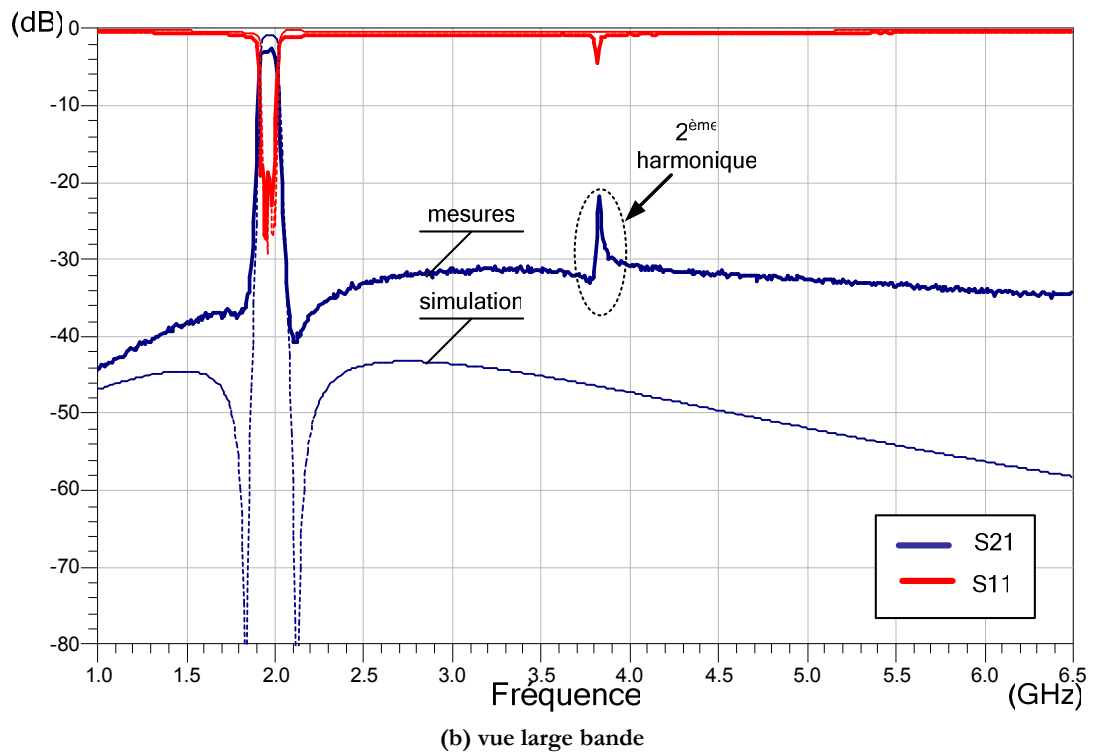
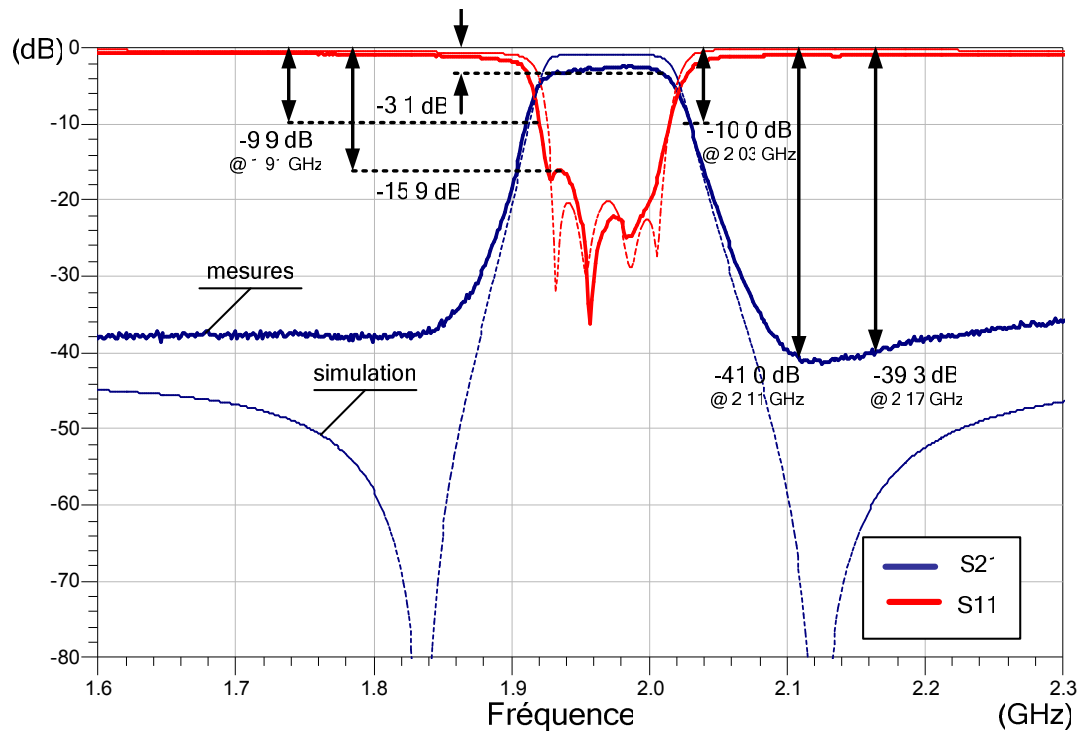


Figure IV- 16. Comparatif des réponses simulées et mesurées du filtre treillis d'émission.

Tableau IV- 7. Résumé des résultats des mesures et des simulations du filtre treillis d'émission.

Paramètre	Spécifications	Résultats	
		Simulations	Mesures
Bande passante	1,935 – 2,005 GHz	1,935 – 2,005 GHz	1,935 – 2,005 GHz
Pertes d'insertion	-	$0,9 \pm 0,2$ dB	$2,7 \pm 0,4$ dB
Pertes de retour	-16 dB	-19,9dB	-15,9 dB
Isolation RX-TX (atténuation @ 2,11 – 2,17 GHz)	-45 dB	-67,3 dB	-40,15 dB
Sélectivité (atténuation @ 1.970 ± 60 MHz)	-10 dB	-10,1 dB @ 1,91 GHz -10,0 dB @ 2,03 GHz	-9,9 dB @ 1,91 GHz -10,0 dB @ 2,03 GHz
Zéros de transmission	-	2 @ 1,835 GHz 2 @ 2,125 GHz	2 @ 1,840 GHz 2 @ 2,120 GHz

IV.3.3.5. Analyse Électromagnétique et Mécanique du Filtre Treillis d'Émission

Afin de comprendre les décalages entre les résultats des mesures et des simulations, une analyse électromagnétique et mécanique (EMM) du filtre treillis en émission a été réalisée. Cette analyse EMM correspond à la simulation électromagnétique 2,5D de la structure complète du filtre en utilisant le logiciel Momentum (HP-ADS) et à l'association de l'effet mécanique à partir de la modélisation BVD des résonateurs.

Nous observons que les caractéristiques en transmission (S21) et en réflexion (S11) de l'analyse EMM bande étroite sont très proches des résultats obtenus expérimentalement (figure IV-17).

Les pertes d'insertion obtenues expérimentalement (I.L. = $2,7 \pm 0,4$ dB) sont retrouvées dans l'analyse EMM. Nous pouvons attribuer ces dernières aux faibles coefficients de qualité intrinsèques des résonateurs ($Q = 350$) et aux résistances d'interconnexions du filtre. En effet, les ouvertures dans les interconnexions produisent une largeur effective moins importante, donc des résistances d'interconnexion plus grandes. En revanche, l'utilisation de ce type d'interconnexion permet la réduction du couplage capacitif à la périphérie des résonateurs. Ceci peut être observé par la diminution du déplacement du zéros de transmission entre les simulations et les mesures.

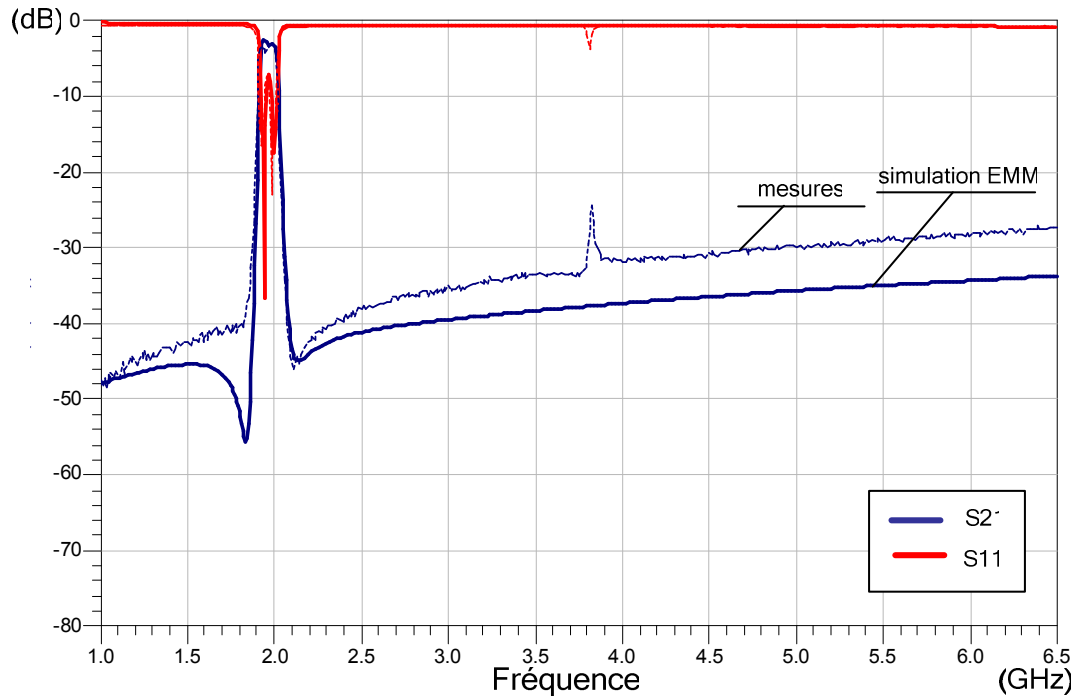
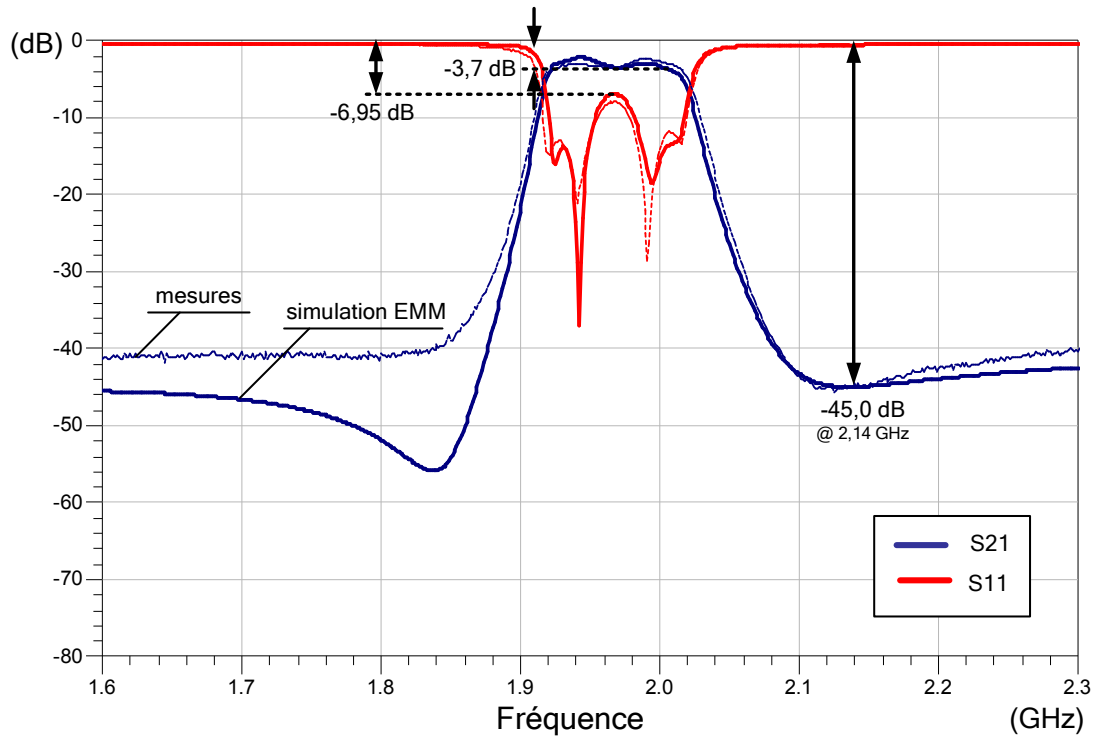


Figure IV- 17. Comparatif des réponses simulées (analyse EMM) et mesurées du filtre treillis d'émission.

IV.3.3.6. Conclusion du Filtre Treillis d'Émission

La réalisation de ce filtre treillis en émission nous a permis de remarquer l'importante réjection hors-bande, un faible encombrement, mais une faible sélectivité. Ce type de réponse de filtrage se relève très intéressant lors de la conception des filtres où la bande de réjection (ou d'isolation) est plus éloignée de la bande passante. La réjection hors bande peut alors être augmentée au détriment de la sélectivité.

Les décalages entre les simulations et les mesures ont été étudiés à l'aide d'une analyse électromagnétique et mécanique du filtre. La réduction de l'effet capacitif à la périphérie des résonateurs à travers les ouvertures dans les interconnexions permet de maintenir sensiblement le positionnement des zéros de transmission.

IV.3.4. Filtres Échelle-Treillis (« Ladder-Lattice ») d'Émission

IV.3.4.1. Caractéristiques du Filtre Échelle-Treillis d'Émission

Un filtre échelle-treillis d'ordre cinq avec cinq zéros de transmission a été réalisé. La configuration complète du filtre et l'intégration des « bonding wires » est donnée (Figure IV-18). Ce filtre est constitué d'un étage en échelle-T différentiel du troisième ordre suivi par un étage en treillis du deuxième ordre.

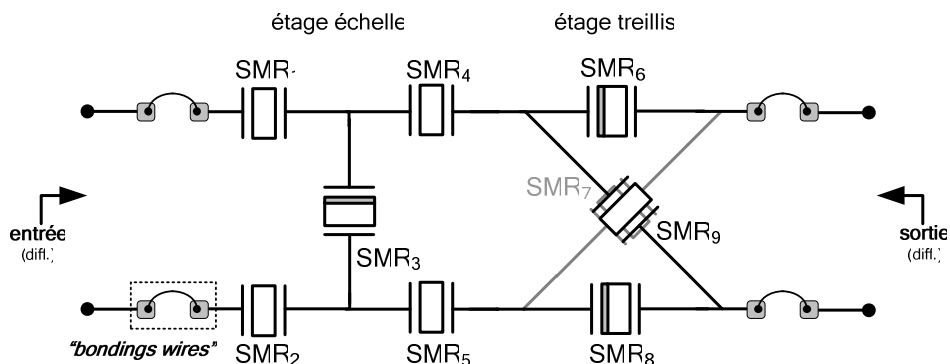


Figure IV- 18. Filtre échelle-treillis d'émission.

L'étage en échelle présente trois zéros de transmission qui sont responsables de la sélectivité du filtre. Ces zéros de transmission sont donc placés à des fréquences proches de la bande passante. De façon analogue au filtre en échelle, les résonateurs en parallèle sont réalisés par les résonateurs « loadés » et les résonateurs en série par les résonateurs « non-loadés ».

L'étage en treillis présente, pour sa part, deux zéros de transmission permettant d'augmenter l'isolation RX-TX du filtre. Les résonateurs croisés-parallèles (indices impairs) sont réalisés par les résonateurs « non-loadés » et les résonateurs séries (indices pairs) par les résonateurs « loadés ».

IV.3.4.2. Spécifications du Filtre Échelle-Treillis d'Émission

Les spécifications du filtre échelle-treillis dans la bande d'émission du standard W-CDMA sont données dans le tableau suivant. Grâce à l'utilisation de la topologie combinée, une importante sélectivité et un fort niveau d'isolation RX-TX peuvent être atteints. Cette isolation et cette sélectivité accrues permettent de relâcher les contraintes de linéarité imposées à la chaîne de réception.

Toutefois, de façon analogue aux spécifications des filtres en échelle ou en treillis, la bande passante définie par le standard ne peut pas être atteinte. Les spécifications de ce filtre sont alors décalées en fréquence (bande passante entre 1,935 GHz et 2,005 GHz) tout en gardant les caractéristiques initiales d'adaptation et d'isolation (tableau IV-8).

Tableau IV- 8. Spécifications du filtre échelle-treillis dans la bande d'émission W-CDMA.

Spécifications	Valeurs
Bande passante	1,935 – 2,005 GHz
Pertes par retour	-16 dB
Isolation RX-TX (atténuation @ 2,11 – 2,17 GHz)	-45 dB
Sélectivité (atténuation @ 1.970 ± 60 MHz)	-30 dB

IV.3.4.3. Synthèse du Filtre Échelle-Treillis d'Émission

La synthèse du filtre est donnée par optimisation. Les fréquences de résonance et d'anti-résonance des résonateurs sont déterminées par la technologie « DULAC-TX ». La longueur des « bonding wires » est de 1,0 mm, ce qui représente un effet inductif de 1,0 nH approximativement.

L'optimisation permet de déterminer les valeurs des surfaces des cavités acoustiques des résonateurs et de réaliser le dessin des masques du filtre. La fonction objectif de l'optimisation est donnée par la synthèse des fonctions pseudo-elliptiques présentée dans le chapitre précédent. Les valeurs finales des surfaces des cavités acoustiques sont données par le tableau IV-9.

Tableau IV- 9. Surfaces des cavités acoustiques des résonateurs du filtre échelle-treillis d'émission.

	Étage en échelle		Étage en treillis	
	SMR ₁ = SMR ₃	SMR ₂ = SMR ₄	SMR ₅ = SMR ₇	SMR ₆ = SMR ₈
Surface active (µm) ²	19.000	19.000	16.000	14.500

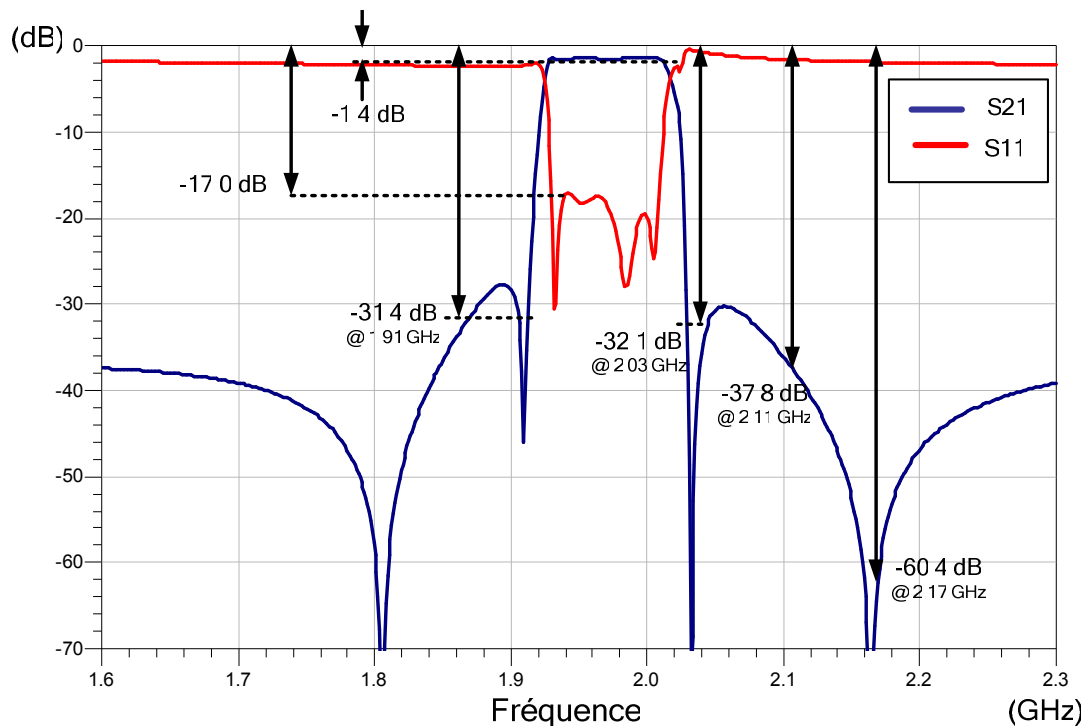


Figure IV- 19. Simulation bande étroite du filtre échelle-treillis d'émission.

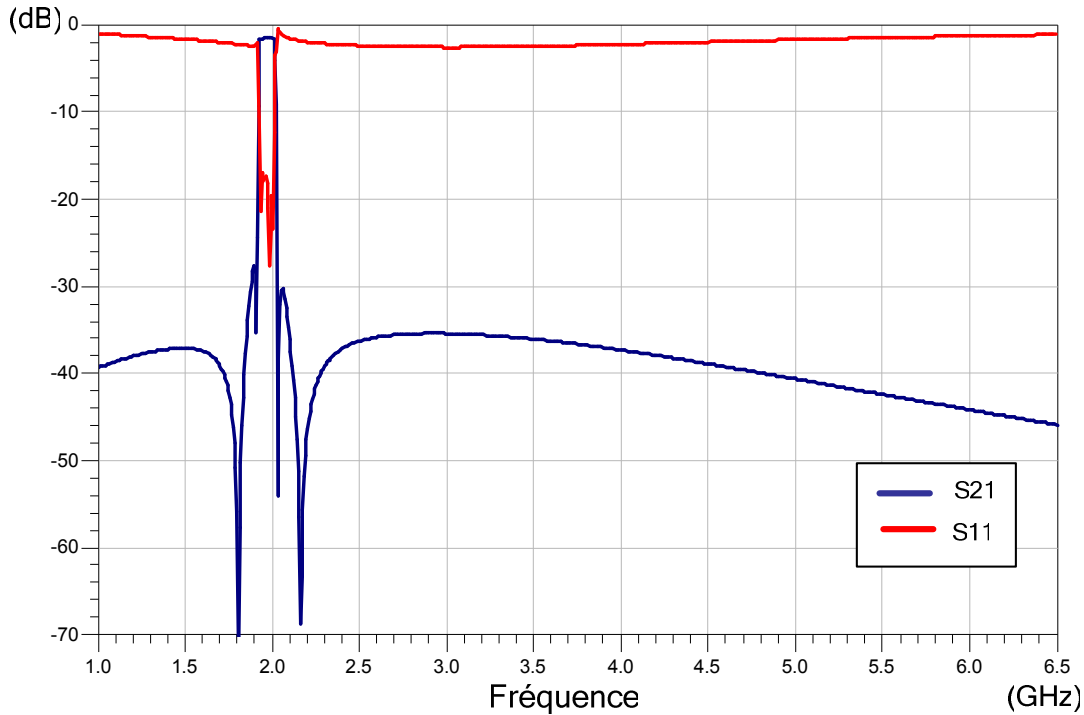
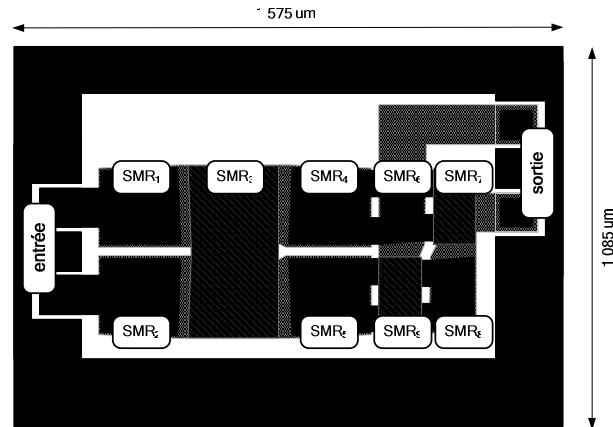


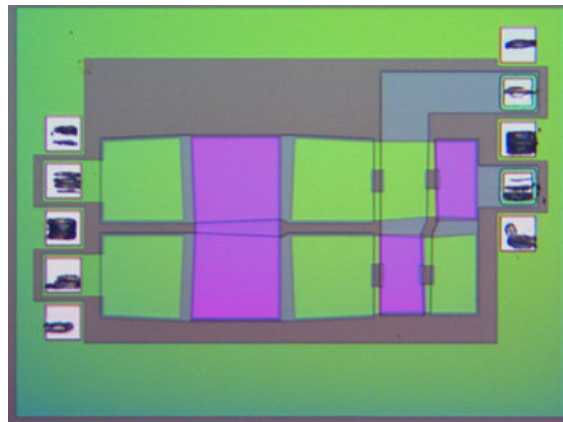
Figure IV- 20. Simulation large bande du filtre échelle-treillis d'émission.

Les caractéristiques en transmission (S21) et en réflexion (S11) simulées sont données par les figures IV-19 et IV-20. Nous observons des faibles pertes d'insertion (I.L. = 1,4 dB) vu le coefficient de qualité élevé considéré ($Q = 700$). Nous notons l'importante sélectivité (approx. -30 dB à 60 MHz de la fréquence centrale du filtre) et l'isolation accrue dans la bande de réception (-49,10 dB). De même, nous constatons que l'utilisation de l'effet inductif des « bondings wires » permet d'améliorer l'adaptation du filtre (-17,0 dB). En outre, vu la structure différentielle du filtre, nous notons que l'utilisation des « bondings wires » ne produit pas de remontées dans les bandes des fréquences plus élevées, contrairement au comportement observé dans le cas du filtre en échelle.

Le dessin de masques et la microphotographie du filtre sont donnés par la figure IV-21. Nous remarquons son faible encombrement ($1.515 \mu\text{m} \times 1.000 \mu\text{m}$). L'étage en échelle est réalisé de façon symétrique par rapport au plan de masse. Les résonateurs doubles SMR_1 et SMR_4 permettent d'avoir les accès d'entrée et de sortie du filtre au même niveau métallique. Nous notons aussi l'utilisation des ouvertures dans les interconnexions de l'étage en treillis afin de réduire l'effet capacitif à la périphérie des résonateurs.



(a) Dessin de masques.



(b) Microphotographie.

Figure IV- 21. Filtre échelle-treillis d'émission.

IV.3.4.4. Résultats des Mesures du Filtre Échelle-Treillis d'Émission

La réponse du filtre a été obtenue en utilisant un banc de mesures « sous-pointe ». Ces résultats expérimentaux ont été intégrés à la modélisation des « bonding wires » [8]. La combinaison des résultats expérimentaux et de la modélisation des « bondings wires » constitue alors la réponse finale du filtre. Les caractéristiques en transmission (S21) et en réception (S11) mesurées sont données par la figure IV-22.

Nous remarquons aussi des pertes d'insertion importantes ($3,3 \pm 0,5$ dB). De même, nous voyons un faible déplacement des zéros de transmission de l'étage en treillis, qui réduit l'isolation du filtre.

Par ailleurs, nous observons une réponse parasite de filtrage donnée par le mode harmonique du deuxième ordre. Celle-ci se situe autour de 3,75 GHz. De façon similaire au filtre treillis, elle est relativement plus prononcée que dans le cas du filtre échelle.

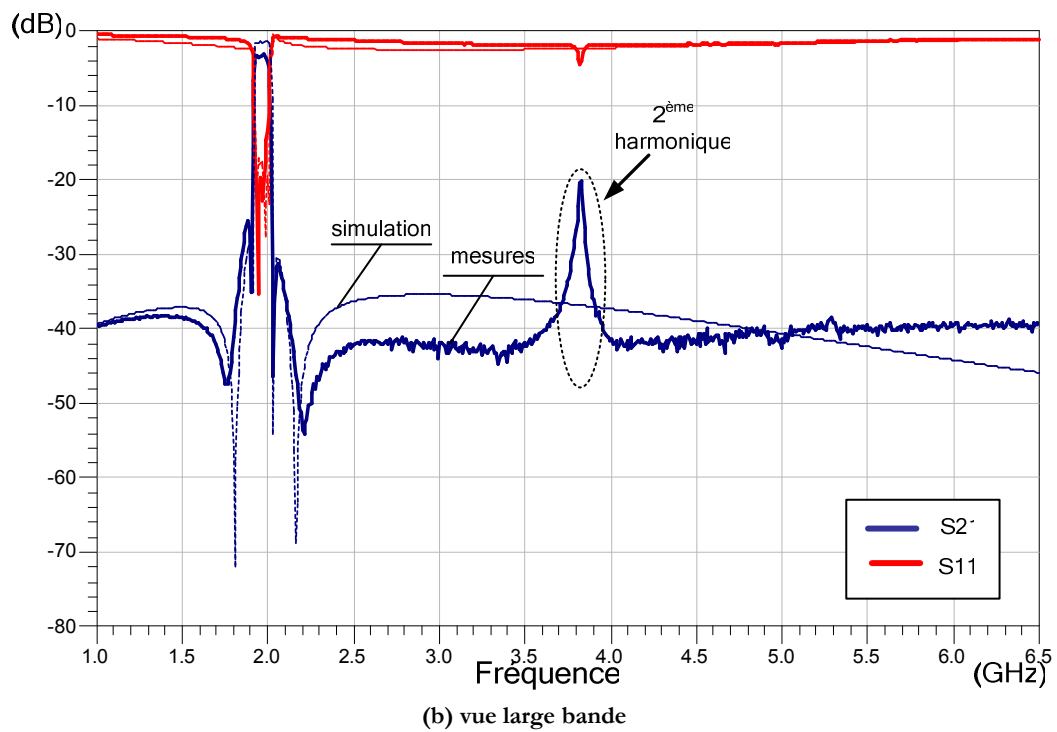
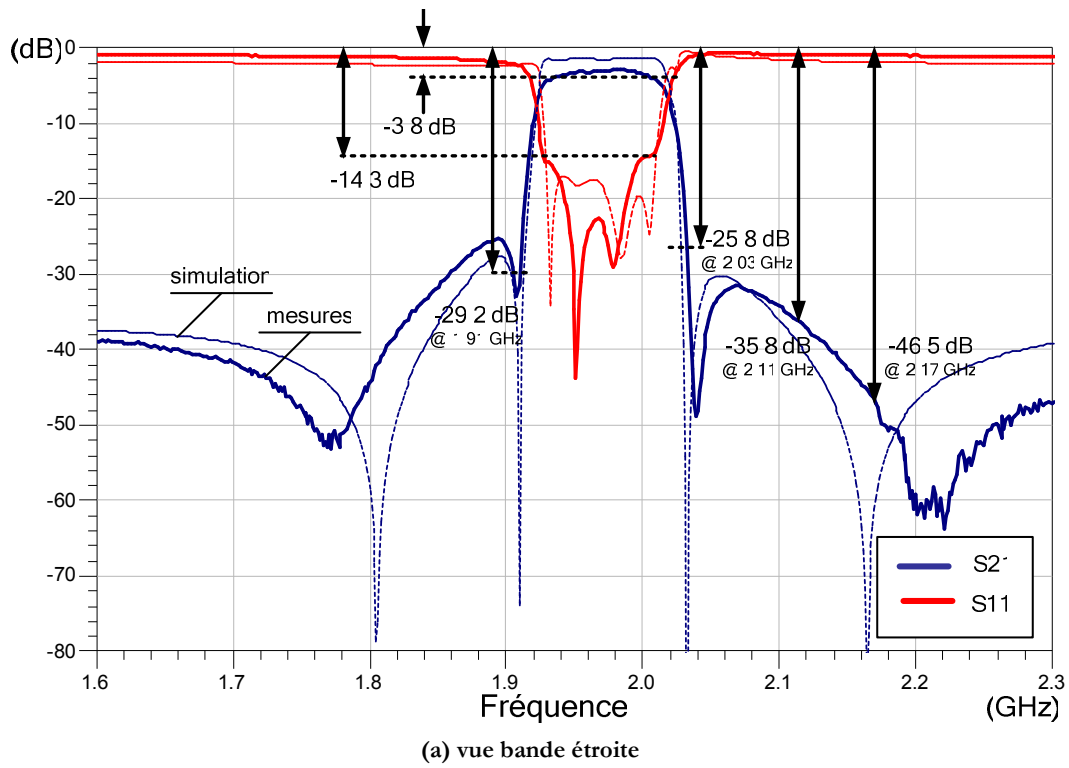


Figure IV- 22. Comparatif des réponses simulées et mesurées du filtre échelle-treillis d'émission.

Le tableau IV-10 compare les résultats de simulations et des mesures du filtre en échelle-treillis d'émission.

Tableau IV- 10. Comparatif des résultats des mesures et des simulations du filtre échelle-treillis d'émission.

Paramètre	Spécifications	Résultats	
		Simulations	Mesures
Bande passante	1,935 – 2,005 GHz	1,935 – 2,005 GHz	1,935 – 2,005 GHz
Pertes d'insertion	-	1,1 ± 0,3 dB	3,3 ± 0,5 dB
Pertes par retour	-16 dB	-17,0 dB	-14,3 dB
Isolation RX-TX (atténuation @2,11 – 2,17GHz)	-45 dB	-49,10 dB	-41,15 dB
Sélectivité (atténuation @1.970 ± 60 MHz)	-30 dB	-31,4 dB @ 1,91 GHz -32,1 dB @ 2,03 GHz	-29,2 dB @ 1,91 GHz -25,4 dB @ 2,03 GHz
Zéros de transmission	-	1 @ 1,805 GHz 1 @ 1,910 GHz 1 @ 2,033 GHz 1 @ 2,165 GHz	1 @ 1,770 GHz 1 @ 1,909 GHz 1 @ 2,039 GHz 1 @ 2,207 GHz

IV.3.4.5. Analyse Électromagnétique et Mécanique du Filtre Échelle-Treillis d'Émission

Afin de comprendre les décalages entre les résultats des mesures et des simulations, une analyse électromagnétique et mécanique (EMM) du filtre échelle-treillis en émission a été réalisée.

Nous observons que les caractéristiques en transmission (S21) et en réflexion (S11) de l'analyse EMM bande étroite sont très proches (figure IV-23). Les pertes d'insertion importantes sont dues aux valeurs plus faibles de coefficients de qualité des résonateurs « DULAC » ($Q = 350$) que celles attribuées lors de simulations. De même, le déplacement des zéros de transmission issus de l'étage en treillis est retrouvé à l'aide de l'analyse EMM. Cette analyse nous permet d'attribuer ce déplacement aux couplages électromagnétiques de la structure du filtre (entre les résonateurs et le plan de masse).

Par ailleurs, l'analyse EMM du filtre a permis d'établir une cartographie de la distribution du courant électrique (Figure IV-24). D'une façon analogue aux topologies en échelle-T et en treillis, la topologie en échelle-treillis ne présente aucun problème particulier de concentration du courant électrique.

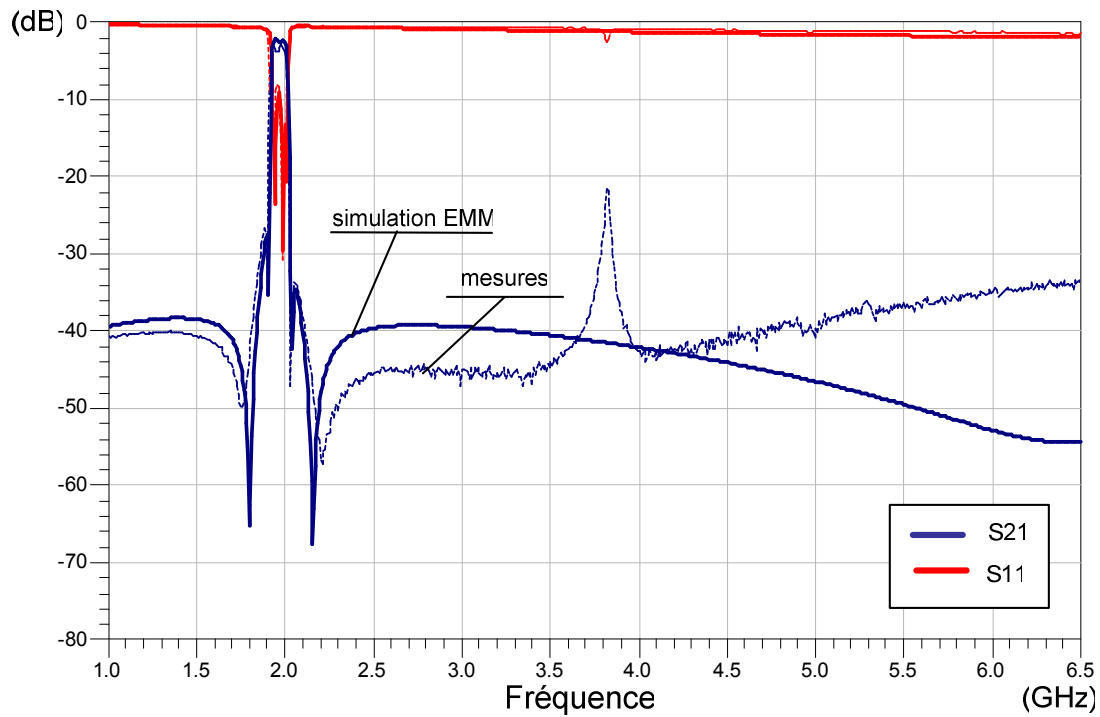
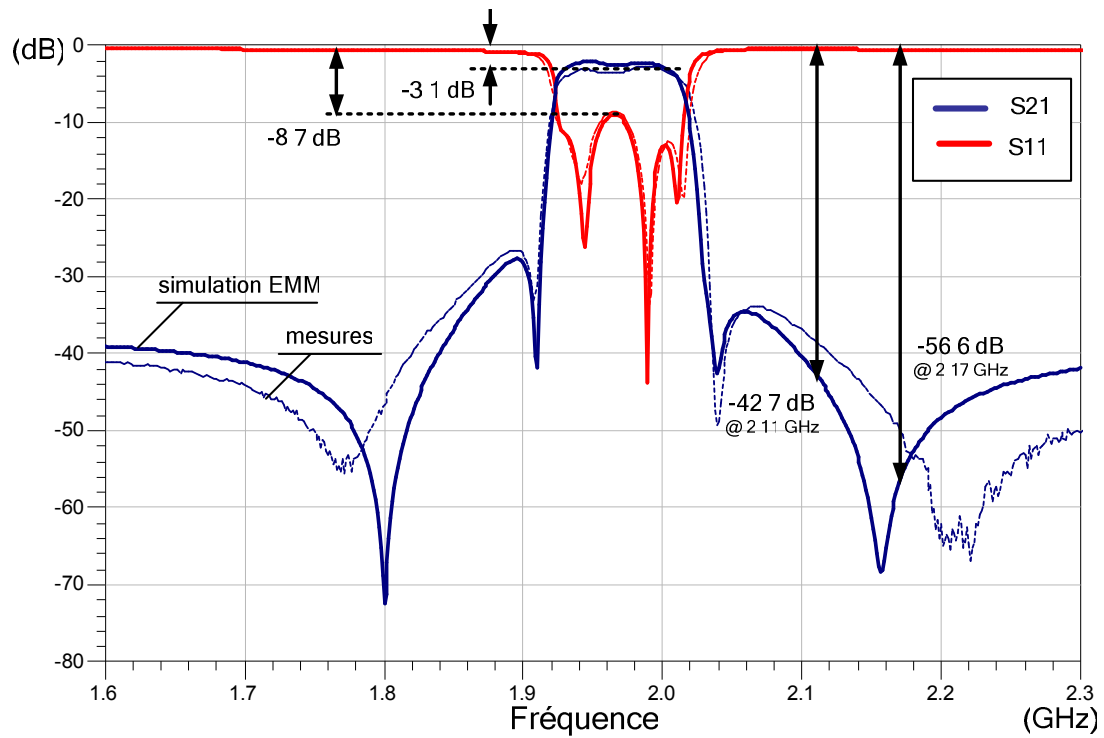


Figure IV- 23. Comparatif des réponses simulées (analyse EMM) et mesurées du filtre échelle-treillis d'émission.

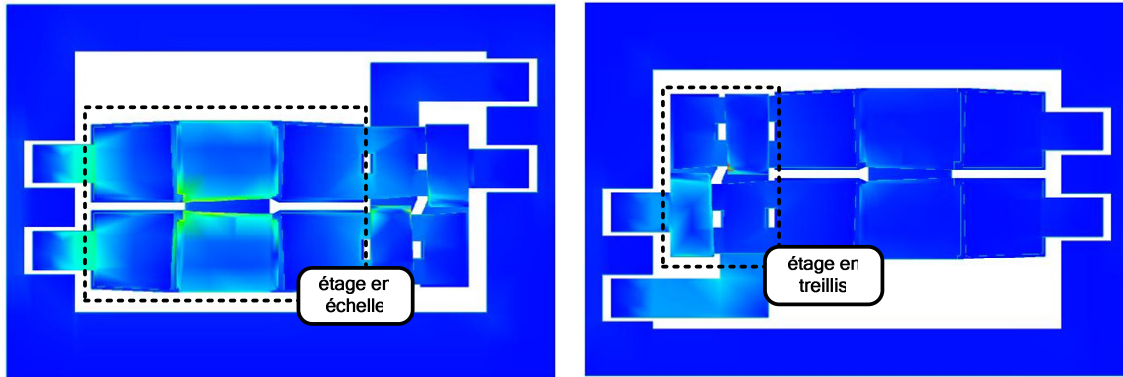


Figure IV- 24. Distribution du courant électrique dans le filtre échelle-treillis d'émission lorsque les résonateurs parallèles se rencontrent en condition de résonance.

IV.3.4.6. Conclusion du Filtre Échelle-Treillis d'Émission

Le filtre échelle-treillis en émission nous a permis de remarquer l'importante réjection hors-bande, la forte sélectivité et le faible encombrement de ce type de topologie. Cette réponse de filtrage se relève très intéressante pour la conception des filtres ayant une bande d'isolation éloignée de la bande passante, mais à sélectivité importante.

Les pertes d'insertion du filtre ($I.L. = 3,3 \pm 0,5$ dB) sont relativement importantes. Cependant, elles peuvent être considérablement réduites avec des techniques d'amélioration du coefficient de qualité des résonateurs [10], [11]. Par ailleurs, l'isolation RX-TX du filtre (-41,15 dB) est bonne grâce au positionnement de son zéro de transmission.

Une analyse électromagnétique et mécanique (EMM) du filtre a permis de comprendre les décalages rencontrés entre les simulations et les mesures. En effet, nous constatons l'influence des couplages électromagnétiques à travers la structure du filtre pour le positionnement du zéro de transmission. De même, la cartographie du courant électrique, nous permet de noter que la topologie combinée échelle-treillis ne présente pas de problème particulier de concentration du courant électrique.

IV.3.5. Comparatif des Filtres d'Émission avec l'État de l'Art

Les performances des trois réalisations des filtres en émission (échelle, treillis et échelle-treillis) ont été confrontées aux résultats obtenus dans l'état de l'art [10], [11] et [13].

Tableau IV- 11. . Comparatif des performances des réalisations avec l'état de l'art des filtres BAW pour applications dans la bande d'émission du standard W-CDMA (1,92 – 1,98 GHz).

	Topologie			Performance			Technologie			Réf.
	Lad	Lat	ordre	IL (dB)	RL (dB)	réj. (dB)	structure d'isolation	Matériaux	taille (mm ²)	
1	●		5	-3,3	-7,9	-35	suspendu	AlN / Mo	1,0 x 1,0	[13]
2	●		7	-1,5	-	-42	suspendu	AlN / Ru	1,5 x 3,0	[10]
3	●		7	-1,5	~ -15,0	-50	suspendu	AlN/ Mo	1,9 x 3,8	[11]
4	●		5	-3,55	-14,2	-30	Bragg	AlN / Mo	0,7 x 1,2	
5		●	4	-2,7	-15,9	-40	Bragg	AlN / Mo	0,8 x 1,1	
6	●	●	5	-3,3	-14,3	-41	Bragg	AlN / Mo	1,6 x 1,1	

Nous remarquons que les trois filtres « DULAC » d'émission présentent des pertes d'insertion plus importantes que pour les réalisations [10] et [11]. Ces dernières utilisent des résonateurs BAW à coefficients de qualité nettement supérieurs (Q entre 900 et 1200). Par ailleurs, la réjection plus importante observée dans les réalisations [10] et [11] peut être attribuée à un ordre plus élevé. Toutefois, nous remarquons le faible encombrement des réalisations des filtres « DULAC » dans la bande d'émission.



IV.4. Filtres de Réception (2,11 – 2,17 GHz)

Ce paragraphe présente les réalisations des filtres pour application dans les bandes de réception (2,11 – 2,17 GHz) du standard W-CDMA. Elles concernent les deux topologies de base de filtres à résonateurs : échelle et treillis. Les caractéristiques des résonateurs « DULAC-RX » sont données dans le paragraphe suivant.

IV.4.1. Résonateurs « DULAC-RX » - Réception

Les caractéristiques des résonateurs « loadés » et « non-loadés » « DULAC-RX » fournies par le CEA-Leti sont résumées dans le tableau suivant :

Tableau IV- 12. Caractéristiques des résonateurs « DULAC-RX ».

	« Non-loadés » 	« Loadés » 
Résonance		
Fréquence	2,147 GHz	2,077 GHz
Coefficient de qualité	700 (estimé)	700 (estimé)
Anti-Résonance		
Fréquence	2,204 GHz	2,130 GHz
Coefficient de qualité	700 (estimé)	700 (estimé)
Capacitance surfacique (pF/mm ²)	77.3	77.3

IV.4.2. Filtre Échelle (« Ladder ») de Réception

IV.4.2.1. Caractéristiques du Filtre Échelle de Réception

Un filtre d'ordre cinq avec cinq zéros de transmission en topologie échelle- Π a été réalisé. Ce filtre est constitué par cinq résonateurs et présente quatre « bonding wires » (Figure IV-25). Ce type de topologie présente ses accès d'entrée et de sortie avec une référence commune (mode non-différentiel).

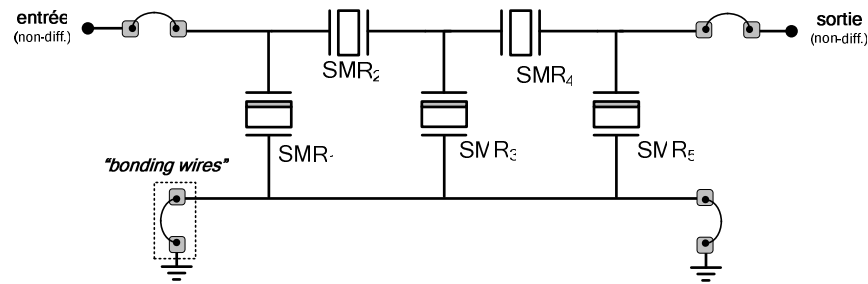


Figure IV- 25. Filtré échelle-II de réception.

IV.4.2.2. Spécification du Filtré Échelle de Réception

Les spécifications du filtré en échelle dans la bande de réception du standard W-CDMA [1] sont données par le tableau IV-13. Grâce à l'utilisation de la topologie en échelle, ce filtré permet d'obtenir une importante sélectivité.

Tableau IV- 13. Spécifications du filtré en échelle dédié à la bande de réception W-CDMA.

Spécifications	Valeurs
Bande passante	2,105 – 2,175 GHz
Pertes par retour	-14 dB
Isolation RX-TX (atténuation @ 1,92 – 1,98 GHz)	-25 dB
Sélectivité (atténuation @ 2.140 ± 60 MHz)	-20 dB

IV.4.2.3. Synthèse du Filtré Échelle de Réception

Ce filtré présente les résonateurs parallèles et séries réalisés respectivement par les résonateurs « loadés » et « non-loadés ». Les fréquences de résonances et d'anti-résonances des résonateurs sont données par la technologie « DULAC-RX ». La longueur des « bonding wires » est de 0,8 mm, ce qui représente un effet inductif de 0,8 nH approximativement [8]. La synthèse du filtré est obtenue par optimisation des valeurs des surfaces des cavités acoustiques des résonateurs et par la réalisation du dessin des masques du filtré. La fonction objectif de l'optimisation est donnée par la synthèse des fonctions pseudo-elliptiques présentée dans le chapitre précédent. Les valeurs finales des surfaces des cavités acoustiques sont donnés par le tableau IV-14 :

Tableau IV- 14. Surfaces de cavités acoustiques des résonateurs du filtre en échelle-II de réception.

	$SMR_1 = SMR_5$	$SMR_2 = SMR_4$	SMR_3
Surface active (μm) ²	10.500	12.500	29.750

Les caractéristiques en transmission (S21) et en réflexion (S11) simulées sont données :

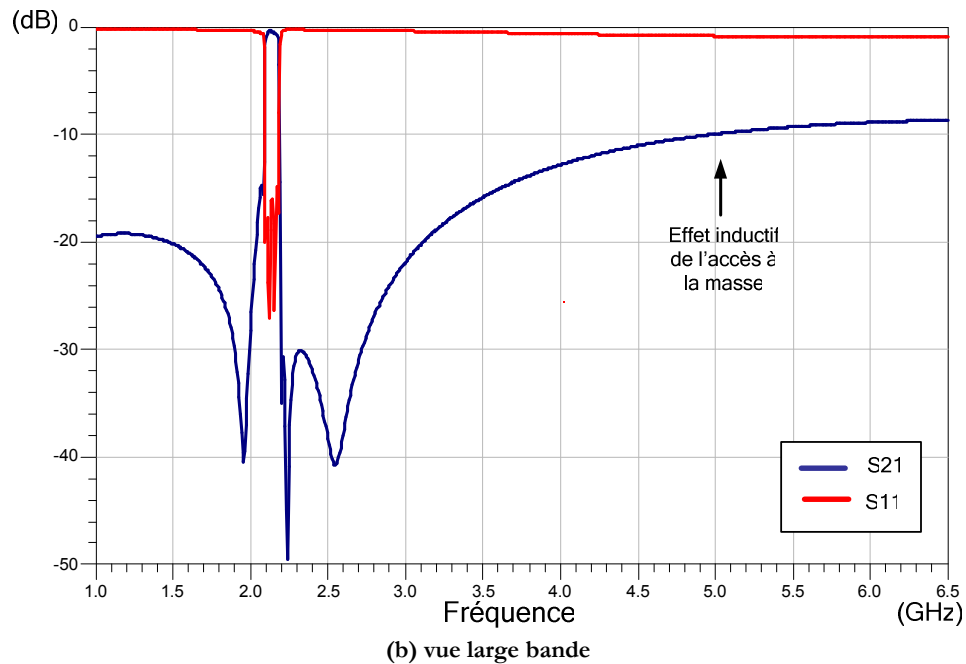
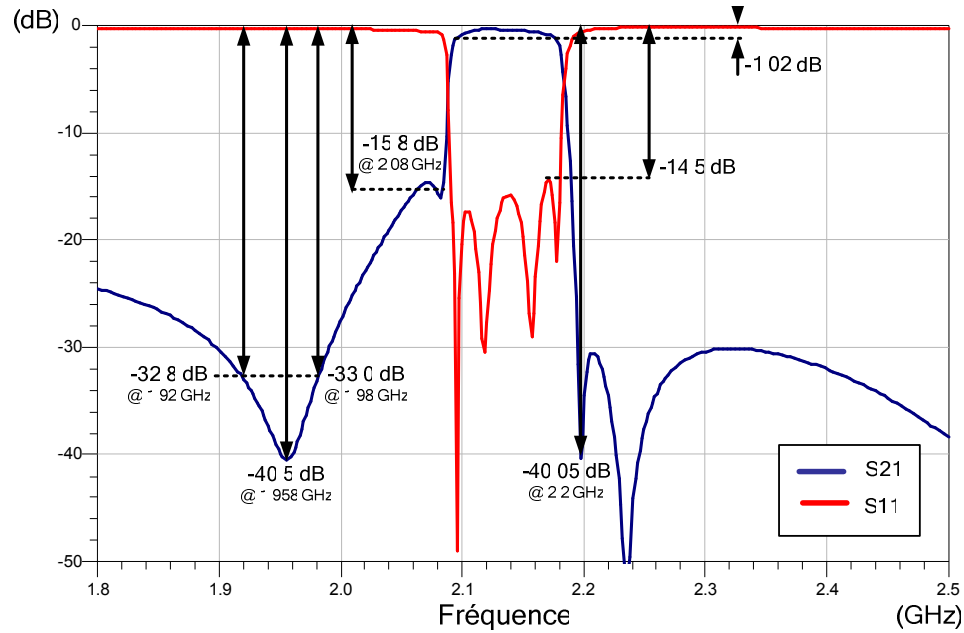
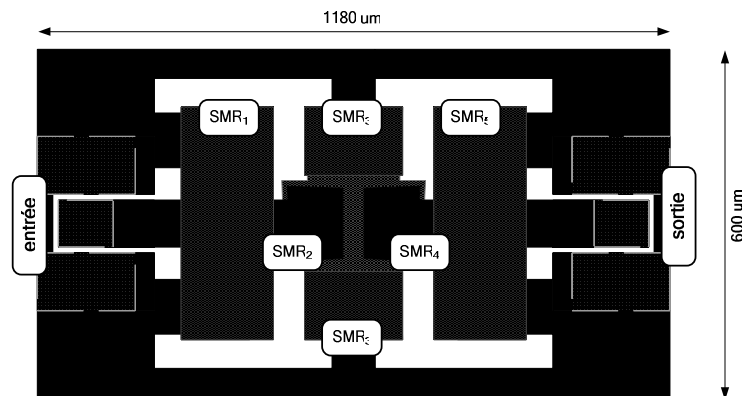


Figure IV- 26. Simulation du filtre échelle en réception.

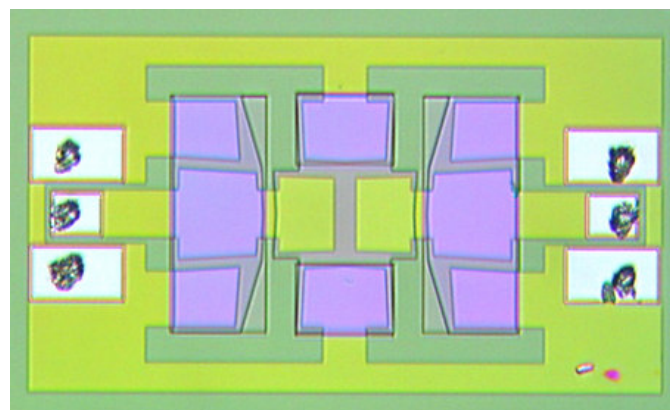
La caractéristique en transmission (S_{21}) présente de faibles pertes d'insertion grâce aux coefficients de qualité élevés des résonateurs ($Q = 700$). Les « bonding wires » permettent un repositionnement des zéros de transmission, en augmentant l'isolation du filtre.

L'effet inductif donné par les « bonding wires » permet de diminuer les pertes par retour (S_{11}) du filtre. Toutefois, les accès inductifs à la masse entraînent une faible atténuation pour les fréquences au delà de 3 GHz.

L'implémentation du dessin de masques et la microphotographie de la réalisation du filtre sont données (Figure IV-27). L'utilisation des résonateurs doubles SMR_1 et SMR_5 permet d'avoir les accès d'entrée et de sortie du filtre au même niveau métallique. Nous remarquons la couche de décalage ou « loading » déposée sur les résonateurs parallèles (SMR_1 , SMR_3 et SMR_5).



(a) Dessin de masques



(b) Microphotographie

Figure IV- 27. Filtre en échelle-II de réception.

IV.4.2.4. Résultats des Mesures du Filtre Échelle de Réception

La réponse du filtre a été obtenue en utilisant un banc de mesures « sous-pointe ». Ces résultats expérimentaux ont été intégrés à la modélisation des « bonding wires » [8]. La combinaison des résultats expérimentaux et de la modélisation des « bondings wires » constitue alors la réponse finale du filtre. Les caractéristiques en transmission (S21) et en réception (S11) sont données par la figure IV-28.

Nous remarquons des pertes d'insertion supérieures (I.L. = $2,8 \pm 0,7$ dB) à celles estimées (I.L. = $0,5 \pm 0,5$ dB). Nous notons aussi un décalage du zéro de transmission initialement prévu au centre de la bande d'émission (1,95 GHz) à la fréquence de 1,9 GHz. Ce déplacement entraîne, par conséquent, une réduction de l'isolation RX-TX du filtre. Par ailleurs, la sélectivité à gauche de la bande passante du filtre est améliorée.

Dans la réponse de réflexion, nous remarquons le chevauchement des pôles à la partie droite de la bande passante. Les résultats expérimentaux et de simulations sont résumés dans le tableau IV-15.

Tableau IV- 15. Résumé des résultats des mesures du filtre en échelle de réception.

Paramètre	Spécifications	Résultats	
		Simulations	Mesures
Bande passante	2,105 – 2,175 GHz	2,105 – 2,175 GHz	2,105 – 2,175 GHz
Pertes d'insertion	-	$0,5 \pm 0,5$ dB	$2,8 \pm 0,7$ dB
Pertes par retour	-14,0 dB	-14,3 dB	-12,9 dB
Isolation RX-TX (atténuation @ 1,92 – 1,98GHz)	-25 dB	-33,2 dB	-33,1 dB
Sélectivité (atténuation @ $1,970 \pm 60$ MHz)	-20 dB	-15,8 dB @ 2,08 GHz -40,0 dB @ 2,20 GHz	-19,9 dB @ 2,08 GHz -29,8 dB @ 2,20 GHz
Zéros de transmission	-	1 @ 1,958 GHz 1 @ 2,084 GHz 1 @ 2,197 GHz 1 @ 2,236 GHz 1 @ 2,570 GHz	1 @ 1,901 GHz 1 @ 2,083 GHz 1 @ 2,201 GHz 2 @ 2,415 GHz

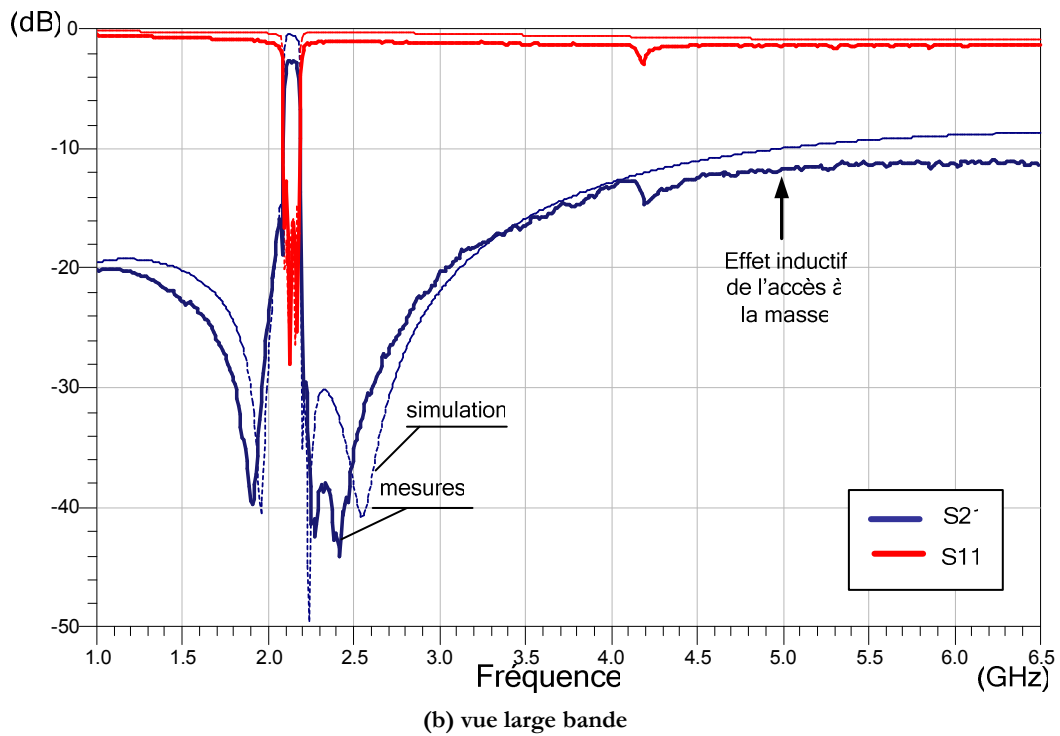
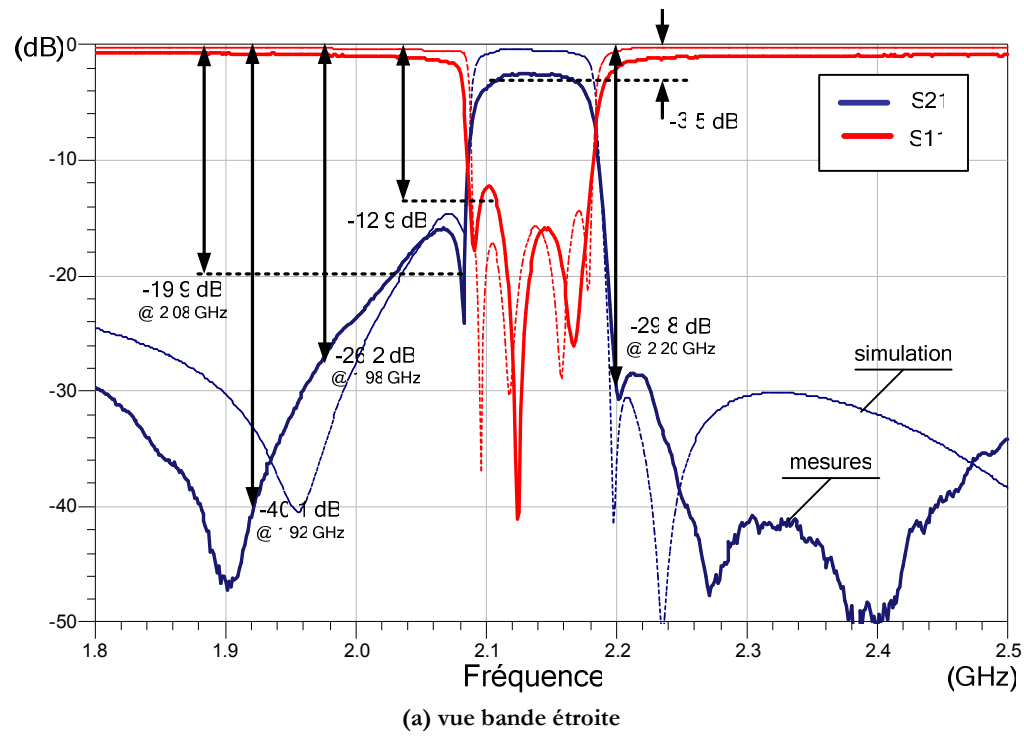


Figure IV- 28. Comparatif des réponses simulées et mesurées du filtre en échelle de réception.

IV.4.2.5. Analyse Électromagnétique et Mécanique du Filtre Échelle de Réception

Une analyse électromagnétique et mécanique (EMM) du filtre a été réalisée afin de comprendre les décalages entre les mesures et les simulations (figure IV-29). L'analyse EMM bande étroite donne les mêmes caractéristiques en transmission et en réflexion que celles obtenues lors des mesures.

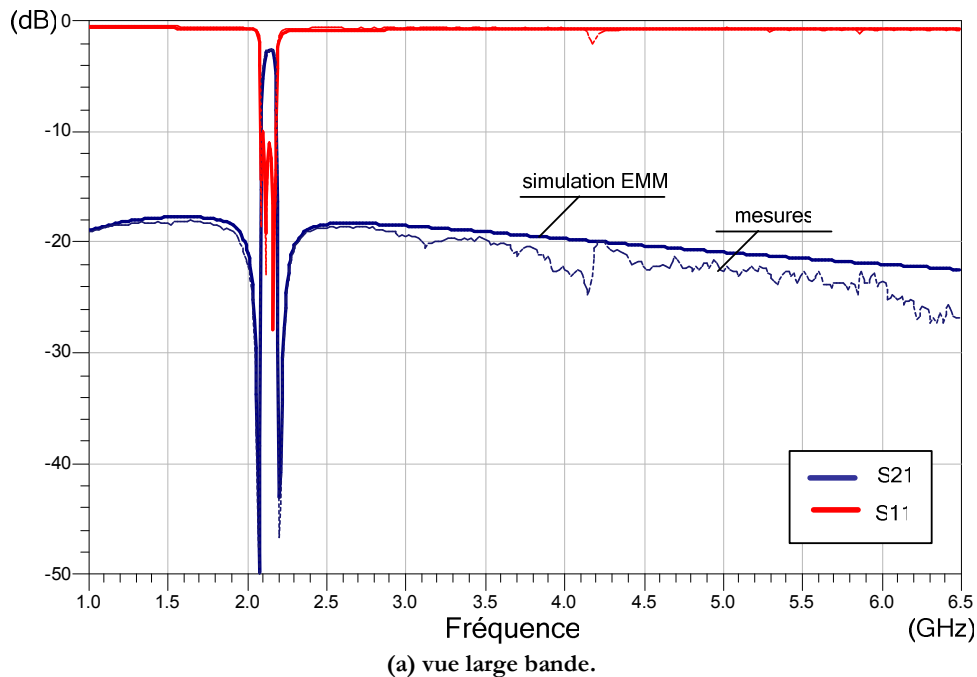
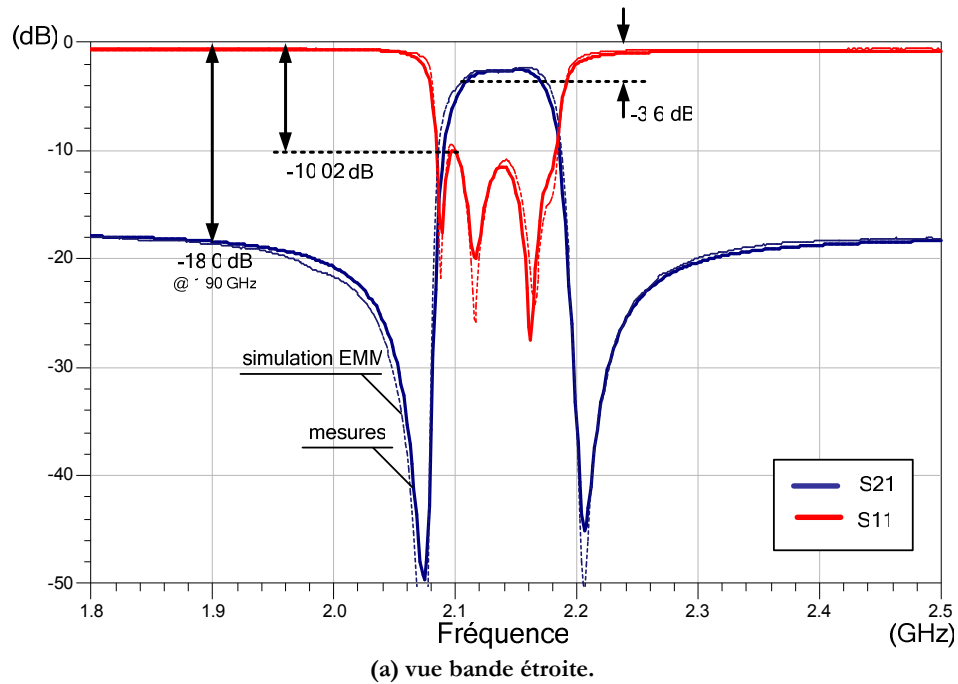


Figure IV- 29. Résultats de l'analyse EMM du filtre échelle en réception.

Les pertes d'insertion observées sont retrouvées par l'analyse EMM. Celles-ci sont attribuées, aux faibles coefficients de qualité des résonateurs ($Q = 350$) et, mais de moindre mesure, aux interconnexions du filtre.

Le chevauchement des pôles dans la partie droite de la bande passante observé par les résultats expérimentaux est retrouvé par l'analyse EMM. Ceci est dû aux couplages électromagnétiques à travers la structure du filtre, notamment à l'effet capacitif observé à la périphérie des résonateurs. L'analyse EMM large bande nous permet de remarquer que les caractéristiques simulées et expérimentales (mesures « sous-pointe ») sont similaires.

Cette analyse EMM du filtre fournit également la distribution du courant électrique à travers la structure. Nous constatons ainsi une forte concentration du courant électrique dans le premier résonateur du montage (SMR_1) (Figure IV-30) à la fréquence du zéro de transmission placé à gauche de la bande passante. En effet, celui-ci se produit à la fréquence de résonance des résonateurs parallèles (résonateurs « loadés », $f_z = 2,077$ GHz) et lorsque leur impédance est très faible et donc le courant électrique important.

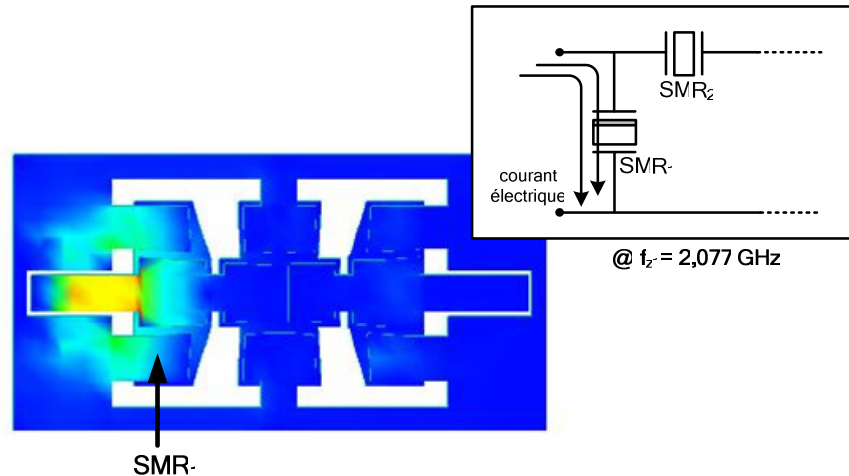


Figure IV- 30. Distribution de courant électrique à travers la structure du filtre à la fréquence du zéro de transmission à gauche de la bande passante. Forte concentration de courant dans le résonateur SMR_1 .

Ce phénomène entraîne une densité de courant localisée importante dans le résonateur (SMR_1). Ceci conduit à la formation de « point chauds » qui peuvent, dans le cas des applications à forts niveaux de puissance, endommager le filtre. Dans ce contexte, il est nécessaire d'utiliser des résonateurs doubles, car leur grande surface permet de réduire significativement la densité du courant donc des points de forte chaleur.

IV.4.2.6. Conclusion du Filtre Échelle de Réception

Le filtre échelle en réception nous permet d'obtenir d'importantes sélectivités, de faibles encombrements, par contre, cette topologie a une faible réjection hors-bande. Les pertes d'insertion de l'ordre de $2,8 \text{ dB} \pm 0,7 \text{ dB}$ démontrent l'intérêt de son utilisation. Nous notons toutefois que les accès inductifs de la masse impliquent une remontée importante de la réponse en transmission (S_{21}) pour les fréquences supérieures à 3 GHz.

Les décalages entre les résultats des simulations et des mesures ont été étudiés à partir d'une analyse électromagnétique et mécanique du filtre. La cartographie de la distribution du courant électrique obtenue par cette analyse, nous permet d'identifier les précautions à prendre lors de la réalisation du dessin de masques des filtres en topologie échelle-II pour des applications à forts niveaux de puissance.

IV.4.3. Filtre Treillis (« Lattice ») de Réception

IV.4.3.1. Caractéristique du Filtre Treillis de Réception

Un filtre d'ordre quatre avec quatre zéros de transmission en topologie treillis a été réalisé. Ce filtre est constitué par huit résonateurs et présente quatre « bonding wires » (figure IV-31). Ce type de topologie présente des accès d'entrée et de sortie en mode différentiel.

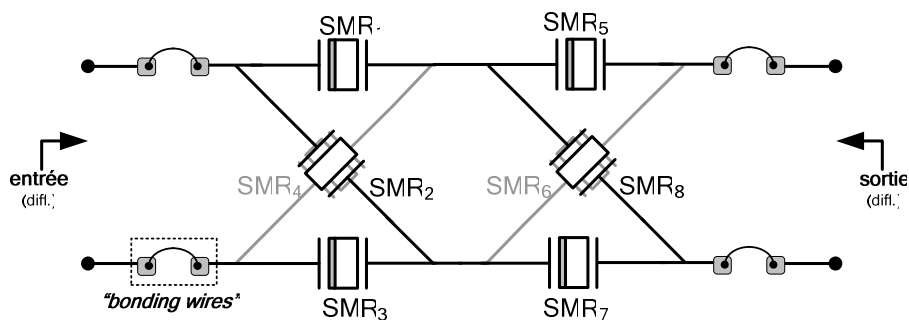


Figure IV- 31. Filtre d'ordre 4 treillis de réception.

IV.4.3.2. Spécifications du Filtre Treillis de Réception

Les spécifications du filtre en treillis dans la bande de réception du standard W-CDMA sont données par le tableau suivant. L'utilisation de la topologie en treillis permet d'augmenter le niveau d'isolation RX-TX.

Tableau IV- 16. Spécifications du filtre treillis dans la bande de réception W-CDMA.

Spécifications	Valeurs
Bande passante	2,105 – 2,175 GHz
Pertes par retour	-16 dB
Isolation RX-TX (atténuation @ 1,92 – 1,98 GHz)	-45 dB
Sélectivité (atténuation @ 2.140 ± 60 MHz)	-10 dB

IV.4.3.3. Synthèse du Filtre Treillis de Réception

Le fonctionnement des filtres en treillis nécessite que les résonateurs séries (indices impairs) et les résonateurs croisé-parallèles (indices pairs) n'aient pas les mêmes fréquences de résonance et d'anti-résonance. Les résonateurs croisé-parallèles sont alors réalisés par les résonateurs « non-loadés » et les résonateurs séries par les résonateurs « loadés ». Les fréquences de résonances et d'anti-résonances des résonateurs sont déterminées par la technologie de réalisation « DULAC-RX ». La longueur des « bonding wires » est de 1,0 mm, ce qui représente un effet inductif de 1,0 nH approximativement.

La synthèse du filtre est obtenue par l'optimisation des valeurs des surfaces des cavités acoustiques et par la réalisation du dessin des masques du filtre. La fonction objectif de l'optimisation est donnée par la synthèse des fonctions pseudo-elliptiques présentée dans le chapitre précédent. Le tableau IV-17 fournit les valeurs finales des surfaces des cavités acoustiques des résonateurs.

Tableau IV- 17. Surfaces des cavités acoustiques des résonateurs du filtre treillis de réception.

	SMR1 = SMR3 = SMR5 = SMR7	SMR2 = SMR4 = SMR6 = SMR8
Surface active (um) ²	16.000	17.600

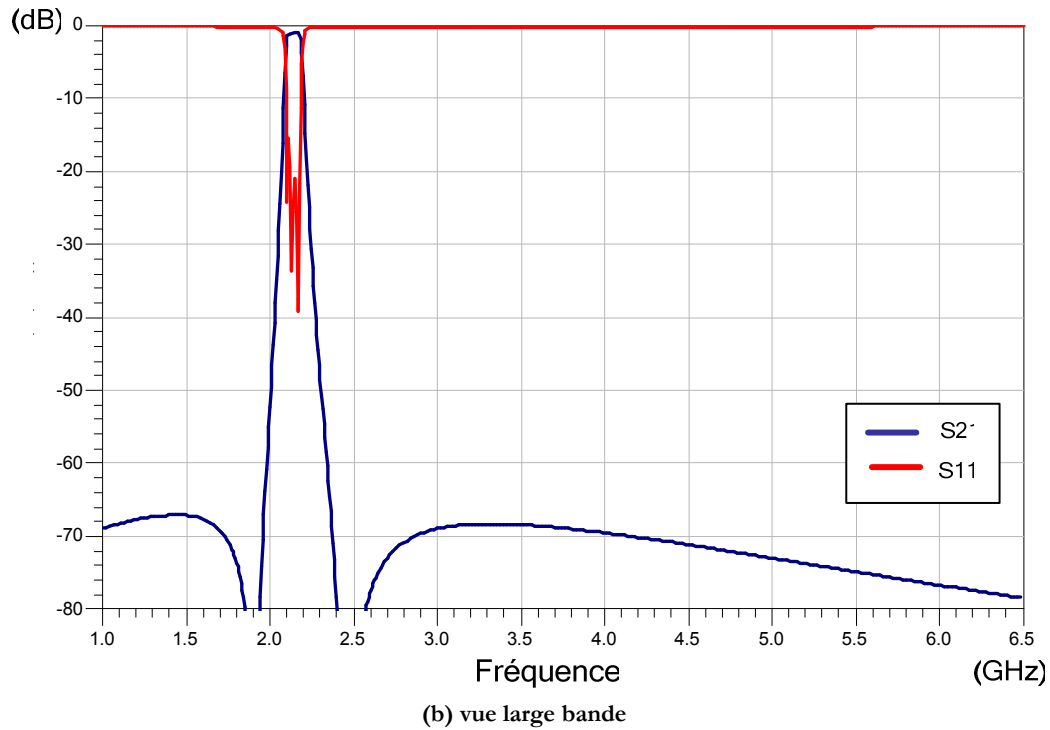
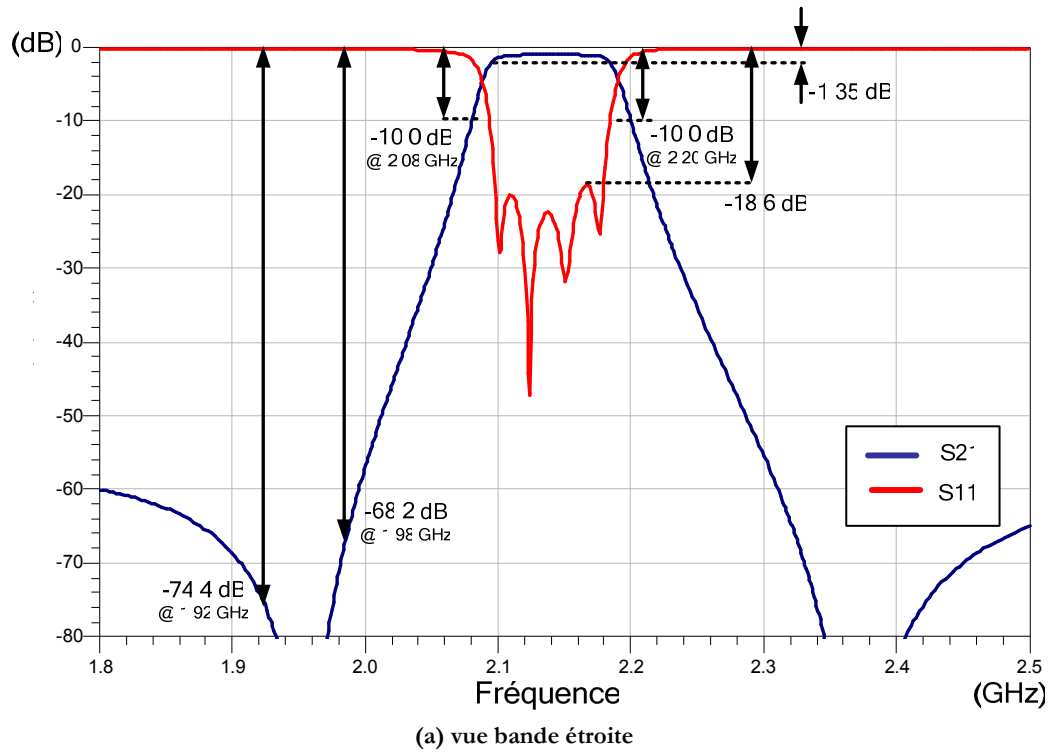


Figure IV- 32. Simulation du filtre treillis de réception.

Nous remarquons lors des simulations de faibles pertes d'insertion (I.L. = -1,35 dB), celles-ci sont dues aux importants coefficients de qualité des résonateurs ($Q = 700$). L'effet inductif apporté par les « bonding wires » permet une diminution des pertes par retour du filtre (R.L. = -18,6 dB). En outre, contrairement aux filtres en échelle et grâce à sa structure différentielle, les « bonding wires » dans les filtres en treillis ne produisent pas de remontées au delà des 3 GHz (Figure IV-32).

Le dessin des masques et la microphotographie du filtre sont présentés par la figure IV-33. Ce dessin a été réalisé de façon symétrique par rapport à ses accès d'entrée et de sortie. Nous notons la couche de décalage ou « loading » déposée sur les résonateurs parallèles (SMR_1, SMR_3, SMR_5 et SMR_7) et le faible encombrement ($825 \mu\text{m} \times 1130 \mu\text{m}$) de cette topologie.

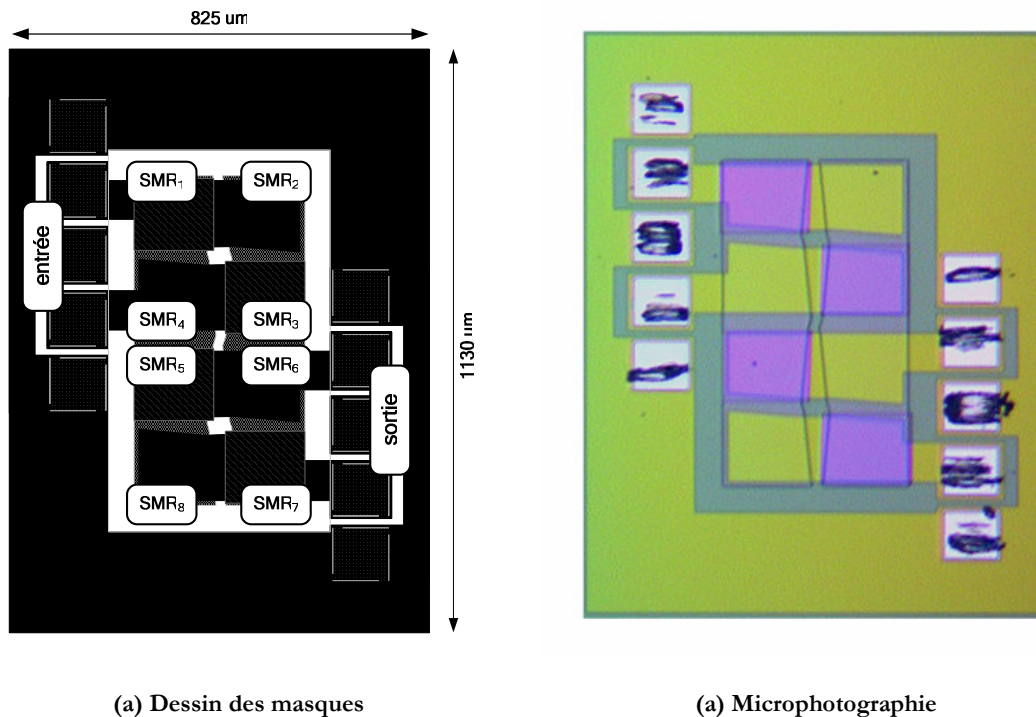


Figure IV- 33. Dessin des masques du filtre treillis de réception.

IV.4.3.4. Résultats des Mesures du Filtre Treillis de Réception

La réponse du filtre a été obtenue en utilisant un banc de mesures « sous-pointe ». Ces résultats expérimentaux ont été intégrés à la modélisation des « bonding wires » [8]. La combinaison des résultats expérimentaux et de la modélisation des « bondings wires » constitue alors la réponse finale du filtre. Les caractéristiques en transmission (S_{21}) et en réception (S_{11}) sont données par la figure IV-34.

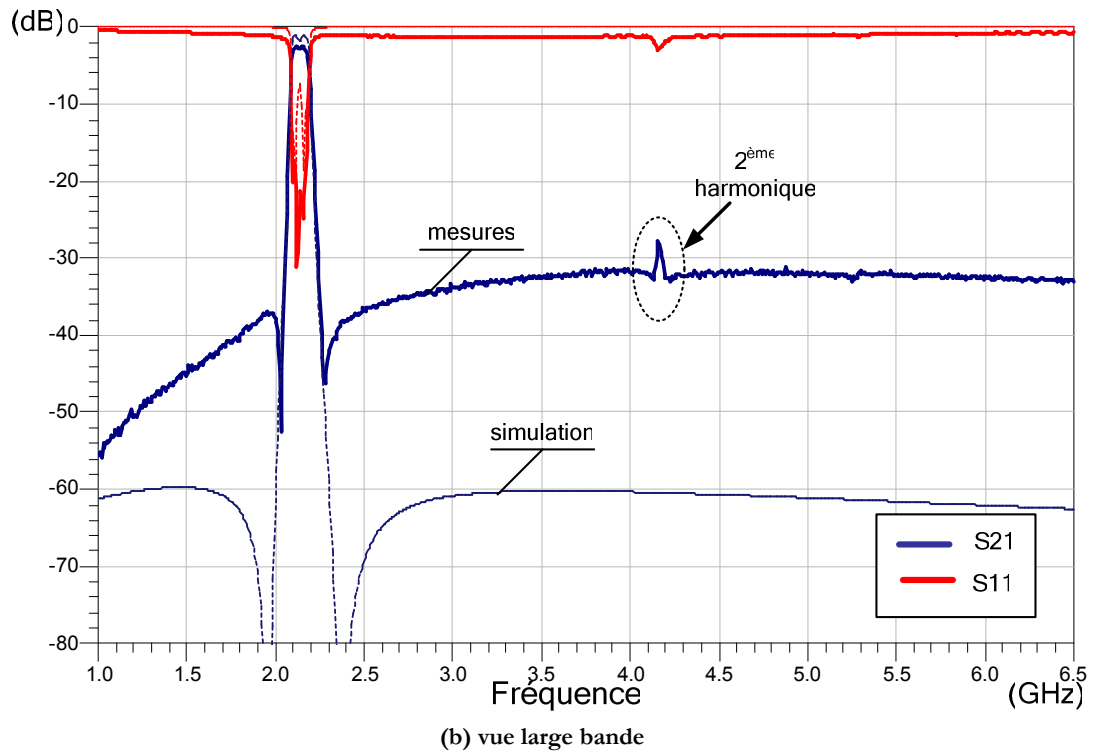
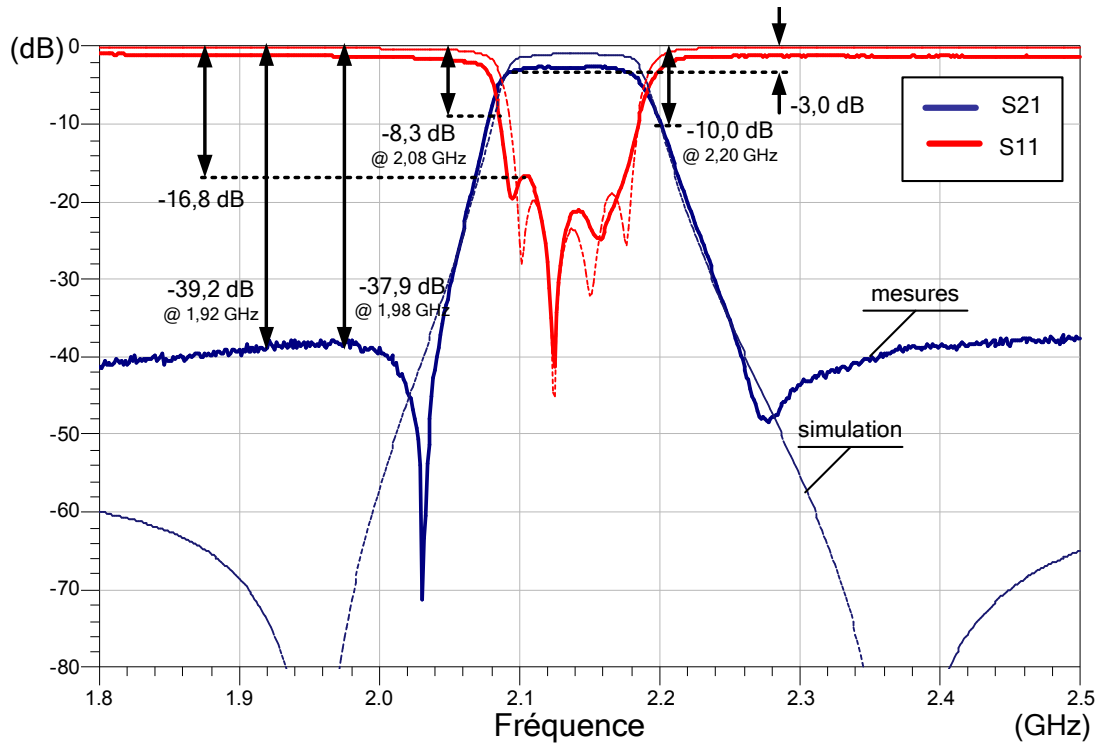


Figure IV- 34. Comparatif des réponses simulées et mesurées du filtre treillis de réception.

De façon similaire au filtre échelle- Π en réception, les résultats de mesures du filtre treillis présentent des pertes d'insertion supérieures aux résultats de simulations. Cette augmentation est la conséquence des faibles coefficients de qualité des résonateurs « DULAC-RX » ($Q = 350$). De même, nous pouvons noter une réjection dans la bande d'émission inférieure à celle attendue. Cette réduction de la réjection hors-bande est due au déplacement des zéros de transmission (de 1,950 GHz à 2,030 GHz). Le tableau suivant compare les résultats des mesures et des simulations :

Tableau IV- 18. Comparatif des résultats des mesures et des simulations du filtre en treillis de réception.

Paramètre	Spécifications	Résultats	
		Simulations	Mesures
Bande passante	2,105 – 2,175 GHz	2,105 – 2,175 GHz	2,105 – 2,175 GHz
Pertes d'insertion	-	$1,3 \pm 0,3$ dB	$2,8 \pm 0,7$ dB
Pertes par retour	-16 dB	-18,6 dB	-16,8 dB
Isolation RX-TX (atténuation @ 1,92 – 1,98GHz)	-45 dB	-71,3 dB	-38,5 dB
Sélectivité (atténuation @ 1.950 \pm 60 MHz)	-10 dB	-10,0 dB @ 2,08 GHz -10,0 dB @ 2,20 GHz	-8,3 dB @ 2,08 GHz -10,0 dB @ 2,20 GHz
Zéros de transmission	-	2 @ 1,950 GHz 2 @ 2,230 GHz	2 @ 2,031 GHz 2 @ 2,278 GHz

IV.4.3.5. Analyse Électromagnétique et Mécanique du Filtre Treillis de Réception

L'analyse EMM bande étroite (figure IV-35) donne des caractéristiques en transmission (S_{21}) et en réflexion (S_{11}) similaires à celles obtenues par les mesures. Les pertes d'insertion peuvent être ainsi attribuées aux faibles coefficients de qualité des résonateurs obtenus par la réalisation « DULAC » ($Q = 350$).

Nous notons aussi dans l'analyse EMM bande étroite le même déplacement des zéros de transmission observés dans les mesures. Ce décalage est produit par les couplages électromagnétiques de la structure du filtre, notamment il est dû à l'effet capacitif à la périphérie des résonateurs. Ces effets de couplage EM entraînent une modification la valeur relative de la capacitance statique des résonateurs (C_0). Dans le cas de la topologie en treillis, ceci produit une modification du positionnement des zéros de transmission, ce qui implique ainsi une réduction de l'isolation RX-TX.

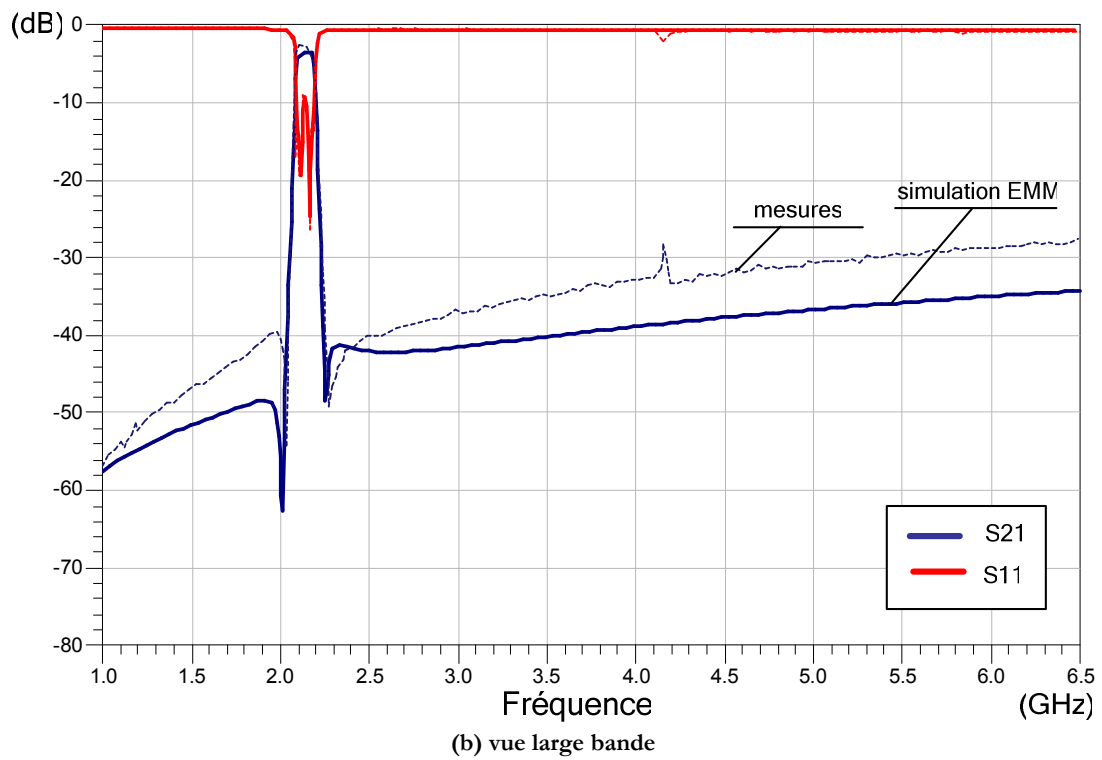
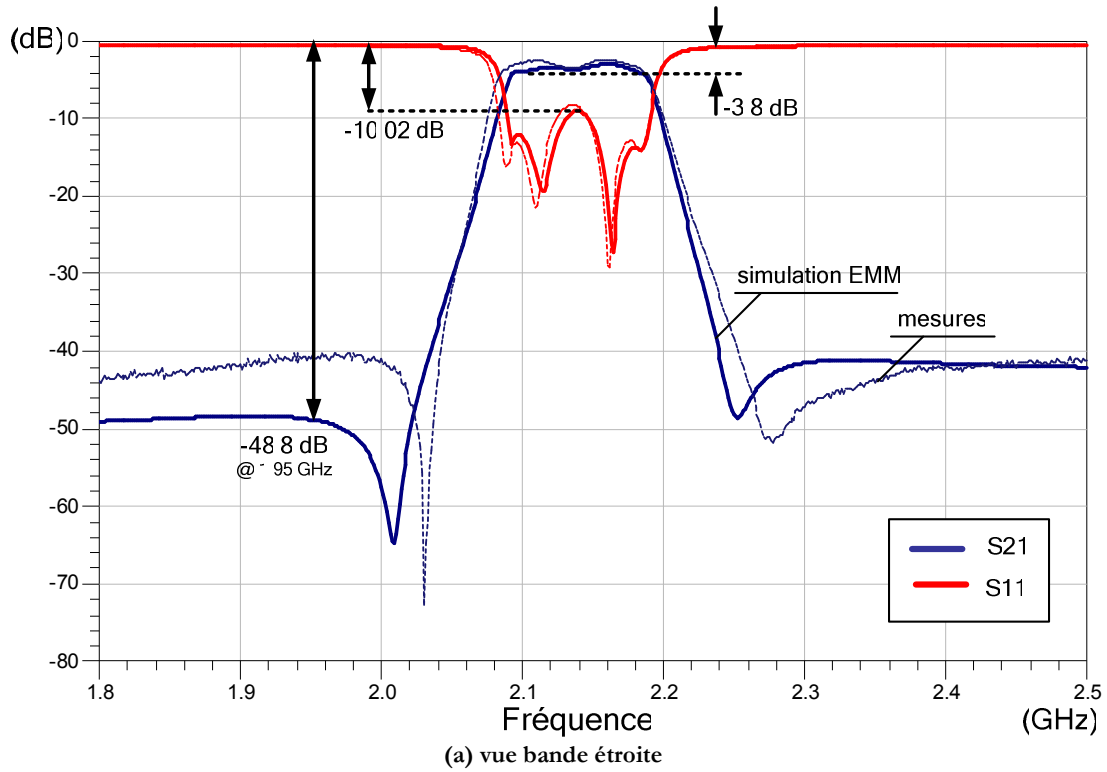


Figure IV- 35. Résultats de l'analyse EMM du filtre treillis de réception.

Dans l'analyse EMM large bande (figure IV-39.b), nous notons une réduction de la réjection hors bande. Cette réduction est aussi observée dans les résultats expérimentaux. Elle peut être attribuée au déplacement des zéros de transmission qui entraîne une plus faible réjection et à un couplage électromagnétique direct entre l'entrée et la sortie du filtre.

L'analyse de la cartographie de la distribution du courant électrique nous indique que, contrairement à la topologie en échelle, les filtres en treillis ne présentent pas de fortes concentrations du courant électrique. Cependant, au vu de sa caractéristique différentielle, le courant électrique doit traverser deux fois plus de résonateurs que dans le cas d'un filtre en échelle (Figure IV-36). Ceci produit des pertes d'insertion plus importantes.

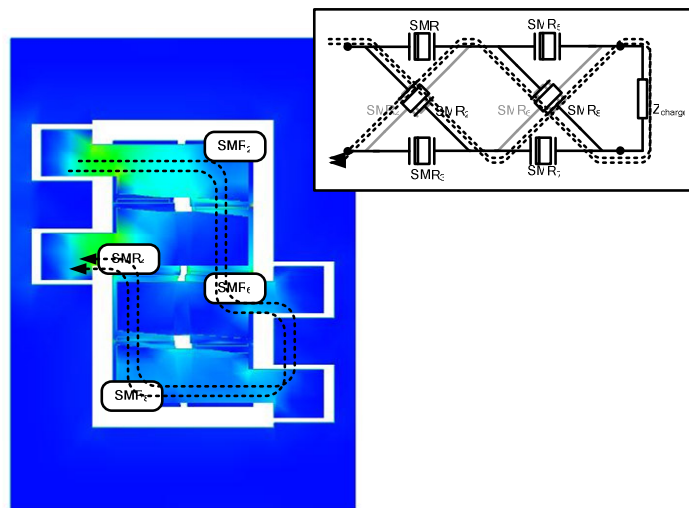


Figure IV- 36. Distribution du courant électrique dans le filtre treillis de réception lors des résonateurs série se rencontrent en condition de résonance.

IV.4.3.6. Conclusion du Filtre Treillis de Réception

Le filtre treillis en réception nous a permis d'obtenir une importante réjection hors-bande, un faible encombrement mais une sélectivité réduite. Cette caractéristique de filtrage se relève très intéressante dans le cas des filtres où la bande de réjection ou d'isolation est plus éloignée de la bande passante. La sélectivité peut alors être sacrifiée au détriment d'une réjection hors-bande plus importante. C'est le cas du duplexeur pour le standard W-CDMA. La séparation entre les bandes de fréquence de réception et d'émission est de 130 MHz ce qui correspond approximativement au double de la bande passante. Dans ce cas, la topologie en treillis présente une alternative intéressante qui peut allier de faibles pertes d'insertion et une importante isolation RX-TX.

Les décalages entre les résultats expérimentaux et simulés ont été étudiés à l'aide d'une analyse électromagnétique et mécanique du filtre. Nous constatons que, dans le cas de la topologie treillis, la modélisation du couplage capacitif périphérique des résonateurs s'avère primordiale. En effet, ce couplage présente un rôle majeur sur le positionnement des zéros de transmission et donc de la réjection hors-bande. De même, nous remarquons que contrairement à la topologie en échelle, les filtres en treillis ne présentent pas de problème de forte concentration du courant électrique. Toutefois, avec un ordre inférieur aux filtres en échelle, les filtres en treillis ont des pertes d'insertion plus importantes.

IV.4.4. Comparatif des Filtres de Réception avec l'État de l'Art

Les performances des deux réalisations des filtres en réception du standard W-CDMA en topologie échelle et en treillis ont été confrontées aux résultats de la littérature [9-12].

Tableau IV- 19. . Comparatif des performances des réalisations avec l'état de l'art des filtres BAW pour applications dans la bande de réception du standard W-CDMA (2,11 – 2,17 GHz).

	Topologie			Performance			Technologie			Réf.
	Lad	Lat	ordre	IL (dB)	RL (dB)	réj. (dB)	structure d'isolation	Matériaux	taille (mm ²)	
1	●	●	5	-1,6	-	-35	Bragg	AlN / Pt	2,5	[9]
2	●		7	-1,6	-	-49	Suspendu	AlN / Ru	1,5 x 3,0	[10]
3	●		7	-1,5	-13,0	-51	Suspendu	AlN/ Mo	1,9 x 3,8	[11]
4		●	4	-3	-	-50	Suspendu	AlN / Al-Pt	0,8 x 1,2	[12]
5	●		5	-2,8	-12,9	-33,1	Bragg	AlN / Mo	0,6 x 1,1	
6		●	4	-2,8	-16,8	-38,5	Bragg	AlN / Mo	0,8 x 1,1	

Nous remarquons que les deux réalisations « DULAC » en réception (5 et 6) présentent des pertes d'insertion plus importantes par rapport aux réalisations [10] et [11]. Comme nous avons remarqué précédemment dans le comparatif des filtres en émission, ces réalisations ont de meilleures performances grâce à une technologie utilisant des résonateurs BAW de coefficients de qualité nettement supérieurs (Q entre 900 et 1200). Toutefois, nous notons le faible encombrement des réalisations « DULAC-RX » par rapport aux filtres habituels.

IV.5. Conclusion

Ce chapitre a abordé la réalisation de cinq filtres en technologie BAW-SMR. Tout d'abord, un aperçu de la technologie BAW du CEA-Leti a été présenté. Cette technologie est basée sur des résonateurs type SMR. Les filtres réalisés concernent les bandes d'émission (1,92 – 1,98 GHz) et de réception (2,11 – 2,17 GHz) et du standard W-CDMA.

Les trois topologies de filtres à résonateurs BAW (échelle, treillis et échelle-treillis) ont été étudiées. Ces réalisations nous ont permis de constater le faible encombrement de la technologie BAW. Nous avons toutefois remarqué un coefficient de qualité des résonateurs inférieur à celui prévu lors des simulations ($Q_{\text{mesuré}} = 350$ et $Q_{\text{simulé}} = 700$). Ceci a entraîné des pertes d'insertion plus importantes que celles qui ont été prévues. Nous avons pu remarquer cependant l'importante sélectivité des filtres en échelle ainsi que la forte réjection obtenue avec la topologie en treillis.

L'analyse électromagnétique et mécanique (EMM) nous a permis de comprendre les décalages entre mesures et simulations. Nous avons aussi remarqué l'importance de la modélisation de l'effet capacitif périphérique des résonateurs et des pertes acoustiques dans les résonateurs pour la conception du filtre. L'analyse EMM nous a fourni une cartographie de la distribution du courant électrique en identifiant les points de forte concentration du courant. Lors de la montée en puissance, ces derniers constituent les niveaux de cassure du circuit. Ces résultats seront utilisés lors de la conception des filtres BAW-SMR pour les applications à forts courants.

Finalement, les réalisations d'émission et de réception « DULAC » ont été confrontées à l'état de l'art des filtres pour applications dans le standard W-CDMA. Nous constatons que les réalisations « DULAC » présentent des pertes d'insertion plus élevées et de réjection sensiblement plus faibles que celles observées dans la littérature. Toutefois, les filtres existant avaient été réalisés en utilisant une technologie qui possède des résonateurs avec des coefficients de qualité supérieurs à ceux des réalisations « DULAC ». En outre, ces filtres présentent un ordre plus élevé et donc une réjection plus importante. Cependant, les filtres réalisés présentent des performances satisfaisantes par rapport aux technologies BAW-SMR existantes.

Conclusion Générale

Bilan des travaux de thèse

Dans le **premier chapitre** de ce mémoire, nous donnons un aperçu des principaux compromis pour l'application des filtres RF dans les nouvelles chaînes d'émission et de réception multi-standards des systèmes de communications mobiles. Nous remarquons le rôle majeur de ces filtres et notamment du filtre duplexeur. Ensuite, un rappel des différentes technologies de filtrage radiofréquences miniaturisées actuelles a mis en évidence les principaux avantages de la technologie de filtrage BAW. En effet, les filtres BAW commencent à acquérir leurs lettres de noblesse dans le domaine des applications mobiles (importante gamme de fréquences d'opération, forte tenue en puissance, stabilité en température et très faible encombrement). Par ailleurs, il est possible d'ajouter à ces avantages, la compatibilité du procédé de réalisation des filtres BAW en termes de contamination et de température avec les techniques VLSI de fabrication des circuits CMOS et BiCMOS. Ceci permet d'envisager à terme l'intégration de la fonction de filtrage sur la même puce que les circuits actifs et, par conséquence, la réalisation des chaînes radiofréquences multi-standards complètement intégrées.

Une étude sur l'état de l'art de la technologie de filtrage BAW fait l'objet du **deuxième chapitre**. Les deux configurations de résonateurs (SMR et FBAR) sont abordées et leurs techniques de réalisation présentées. L'impact des matériaux dans les caractéristiques des résonateurs BAW a été analysé à travers un rappel des matériaux piézoélectriques et des métaux les plus utilisés dans les applications microondes. Nous constatons ainsi leur grand développement. Les principes de fonctionnement et les architectures de filtres BAW sont évoqués. Nous avons pu remarquer que les paramètres technologiques (matériaux et leurs techniques de dépôt) ainsi que les techniques de conception constituent des facteurs déterminants pour la synthèse de fonctions de filtrage.

L'intégration de ces filtres dans les chaînes radiofréquences est abordée à l'aide d'un comparatif basé sur les performances technologiques et sur des défis commerciaux des deux techniques d'intégration existantes : monolithique (SoC) et hybride (SiP). Nous notons que ces techniques présentent des caractéristiques complémentaires. En effet, la technique monolithique maximise la miniaturisation de la chaîne radiofréquence mais présente un coût plus élevé, alors que la technique hybride des avantages contraires. En plus, la technique hybride a une flexibilité plus importante pour application dans les terminaux radiofréquences multi-standards.

La synthèse des filtres à résonateurs BAW est alors présentée dans le **troisième chapitre**. En reprenant les travaux développés au sein de l'Équipe Hyperfréquences sur les filtres

microondes bi-modes en ligne, nous développons une méthodologie innovante de synthèse des filtres à résonateurs BAW. La fonction de filtrage pseudo-elliptique est étudiée. Celle-ci nous permet d'extraire les paramètres des réseaux prototypes passe-bas et passe-bande d'un filtre qui sont capables de respecter un gabarit donné. Ensuite le dimensionnement du filtre BAW a été abordé. Les épaisseurs de couches d'empilement du filtre ainsi que les surfaces des cavités acoustiques des résonateurs sont ainsi déterminées. Les techniques de dessin des masques des filtres BAW sont évoquées à travers l'optimisation de la forme géométrique des résonateurs et leur intégration dans le filtre.

La méthodologie de synthèse est alors illustrée par la conception d'un filtre pour application dans la bande d'émission du standard W-CDMA (1,92 – 1,98 GHz). Ces travaux de synthèse ont abouti à l'élaboration d'une plateforme logicielle qui permet la synthèse de filtres BAW à résonateurs (SMR ou FBAR) : la Plateforme SF-BAW (Synthèse de Filtres BAW). Cette plateforme est actuellement en phase d'évaluation et l'implémentation d'un module d'optimisation est envisagée afin de compléter son développement.

Ces travaux de recherche sur la synthèse des filtres se sont achevés par la réalisation de cinq filtres en technologie BAW-SMR. Ces filtres font l'objet du **quatrième chapitre** de ce mémoire. Ils concernent les bandes d'émission (1,92 – 1,98 GHz) et de réception (2,11 – 2,17 GHz) du standard de 3^{ème} génération W-CDMA. La réalisation de ces filtres est donnée dans le cadre de la Plateforme CNRS d'Études et Développement de la Technologie BAW. Les trois topologies de filtres à résonateurs BAW (échelle, treillis et échelle-treillis) ont été étudiées. Ces réalisations nous ont permis constater le faible encombrement de la technologie BAW. Nous avons toutefois remarqué un coefficient de qualité des résonateurs inférieur à celui prévu lors des simulations et observé dans la littérature ($Q_{\text{mesuré}} = 350$ et $Q_{\text{simulé}} = 700$).

Les résultats expérimentaux ont, par conséquent, présentés des pertes d'insertion plus élevées. L'importante sélectivité des filtres en échelle ainsi que la forte réjection de la topologie en treillis ont été observées. Nous avons pu noter que la topologie combinée échelle-treillis côté émission permet d'allier ces deux caractéristiques. Ce type de réponse de filtrage s'avère très intéressante pour la réalisation des filtres où la bande de réjection ou d'isolation est plus éloignée de la bande passante, mais la sélectivité constitue également un facteur déterminant quand à leur performance.

Afin de comprendre le décalage entre les résultats expérimentaux et les simulations une technique d'analyse électromagnétique et mécanique a été utilisée. Celle-ci nous a permis de remarquer l'importance de la modélisation de l'effet capacitif périphérique des résonateurs et des

pertes acoustiques dans les résonateurs. Ces analyses nous ont donné la cartographie de la distribution du courant électrique à travers la structure du filtre. Nous pouvons ainsi identifier les points de forte localisation du courant qui peuvent endommager le filtre lors de forts niveaux puissance. Ces résultats permettent de concevoir des dessins de masques des filtres BAW-SMR pour les applications à fortes puissances. La comparaison des performances des filtres réalisés permet de se positionner par rapport aux filtres actuels utilisant les technologies BAW-SMR à coefficient de qualité moyen (Q entre 300 et 400).

Par ailleurs, au cours de cette thèse, nous avons participé à l'élaboration de deux brevets en partenariat avec STMicroelectronics qui sont en cours de dépôt : l'un portant sur les filtres CRF et l'amélioration de leur sélectivité [B.3] et l'autre sur la génération des résonances latérales dans résonateurs BAW-SMR [B.4]. Ces thèmes faisant l'objet ne sont donc pas abordés dans ce mémoire.

Perspectives

Ces travaux se sont concentrés sur la synthèse de filtres à résonateurs BAW, cependant, des axes de recherche qui restent à développer ont été identifiés. Les paragraphes suivants évoquent certaines actions en cours ainsi que des perspectives de nouveaux travaux dans ce domaine.

Reconfiguration des filtres BAW

Dans ce nouveau contexte de l'émergence de terminaux multi-standards, des filtres reconfigurables sont souhaités. La capacité d'intégration de la technologie de filtrage BAW avec des circuits actifs la rend capable d'allier des excellentes performances, faible encombrement et reconfiguration. En effet, à l'aide des circuits actifs, les filtres BAW peuvent avoir leurs caractéristiques de filtrage modifiées en couvrant plusieurs standards à partir du même circuit. Ceci fait actuellement l'objet d'une thèse. La participation à cette étude a permis le dépôt de deux brevets [B.1], [B.2].

Intégration des filtres BAW dans les frontaux radiofréquences multi-standards

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 frontaux 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 reconfigurables. Dans le cas de la chaîne de réception, ces deux approches sont abordées à travers le développement d'une chaîne de réception complète reconfigurable en technologie hybride BAW-FBAR / BiCMOS pour les deux standards mentionnés [1], [2].

Cependant, un des atouts majeurs de la technologie BAW est sa tenue en puissance. Il est alors important d'explorer l'intégration de cette technologie surtout dans l'étage d'émission des chaînes radiofréquences multi-standards. En effet, ceci fait l'objet du Projet Européen Mobilis [3], dans lequel le Laboratoire IXL participe à travers la conception et réalisation de filtres duplexeur BAW-SMR et d'amplificateurs de puissance reconfigurables pour une chaîne d'émission multi-standards DCS 1800 et W-CDMA.

Oscillateurs BAW à harmoniques supérieures

Les excellentes performances de résonateurs BAW et leur capacité d'intégration avec des circuits actifs en technologie CMOS ou BiCMOS sont actuellement à l'étude et trouvent leur utilité dans la synthèse de fréquences. En effet, l'utilisation des résonateurs BAW dans les circuits des oscillateurs accordés sur la résonance fondamentale a été présentée [4] avec une intégration hybride des technologies BAW/FBAR et CMOS. Toutefois, la montée en fréquence des oscillateurs s'avère une importante contrainte pour l'utilisation de ce type de résonateur. L'investigation des oscillateurs BAW à harmonique supérieur peut alors représenter une solution pour les fréquences d'oscillation plus élevées. Ceci fait l'objet des travaux de recherche dans une action de l'Équipe Conception du Laboratoire IXL. Actuellement, la conception du premier oscillateur BAW à harmonique supérieur est terminée et étude des contraintes d'intégration hybride ou monolithique de cette solution est en cours.

Filtres BAW au-delà de 8 GHz

Les fréquences au-delà de 8 GHz joueront un rôle important dans le cadre des applications sans fils. Cependant, aucune réalisation de filtres à résonateurs BAW a franchit cette limite. 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 [5].

Références

Références Chapitre I

- [1] Wireless Intelligence, 2005. <https://www.wirelessintelligence.com/>.
 - [2] K. M. Lakin. "Thin Film Resonators and Filters". Proceedings IEEE Ultrasonics Symposium, pp. 895-906. 1999.
 - [3] S. Mattisson. "Architecture and Technology for Multistandard Transceivers", IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting BCTM 5.1, pp 82-85, 2001.
 - [4] T. Yamada, T. Ishizaki et M. Sakakura. "Miniaturization Technology of RF Devices for Mobile Communication Systems". Int. Symp. Acoustic Wave Devices for Future Mobile Communication Systems, paper 1D-1. 2001.
 - [5] L. Leyssenne, J-M. Pham, P. Jarry, E. Kerherve, D. Saias, "A multi-standard SiGe Power Amplifier for GSM900/DSC/PCS/PCS/WCDMA applications", XIX Conference on Design of Circuits and Integrated Systems, DCIS2004, Bordeaux, France, November 24-26 2004, pp.60-63
 - [6] N. Deltimple, E. Kerherve, Y. Deval, P. Jarry, D. Belot, "Multi-mode, Multi-standard RF Reconfigurable Power Amplifier" dans Microwave Filters and Amplifiers 2005, published by Research Signpost, India, 2005, éditeur P. Jarry, Chapter 7, pp. 119-131, 2005
 - [7] C. Pavão Moreira, E. Kerhervé, P. Jarry, D. Belot, "Design of a dual-standard RF receiver front-end for wireless applications". Ouvrage: Microwave Filters and Amplifiers 2005, Research Signpost, India, 2005, éditeur P. Jarry, chapitre 6, pp. 93-118, 2005.
 - [8] R. Ruby. "Duplexers : Importance in cellular phone performance. WCA : Innovations in Wireless Components". WCA : http://www.wca.org/year2005/WCA_05-%20Agilent.pdf. 2005.
 - [9] P. Bradley, R. Ruby, J. D. Larson, Y. Oshmyansky, D. Figueredo, "A film bulk acoustic resonator (FBAR) duplexer for USPCS handset applications". IEEE MTT-S 2001. vol.: 1. p. 367-370.
 - [10] S. Inoue, J. Tsutsumi, Y. Iwamoto, T. Matsuda, M. Miura, Y. Satoh, M. Ueda et O. Ikata. "1.9 GHz Range Ultra-Low-Loss and Steep Cut-Off Double Mode SAW Filter for the Rx Band in the PCS Antenna Duplexer". IEEE UFFC Symposium, pp. : 389-392. 2003.
 - [11] R. Aigner, J. Kaitila, J. Ellä, L. Elbrecht, W. Nessler, M. Handtmannm T-R. Herzog et S. Marksteiner. "Bulk-Acoustic-Wave Filters : Performance Optimization and Volume Manufacturing". MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. : 2001-2004. 2003.
 - [12] K. Wakino, M. Katsube, H. Tamura, T. Nishikawa et Y. Ishikawa. "Microwave dielectric materials". IEE Four Joint Conv. Rec., papier: 235. 1977.
 - [13] H. Tamura, D. A. Sagala et K. Wakino. "High-Q dielectric resonator material for millimetre-wave frequency". 3rd US-Japan Seminar on Dielectric Piezoelectric Ceramics, pp.: 69-72. 1986.
 - [14] S. Kawashima, M. Nishida, I. Ueda et H. Ouchi. "Ba(Zn,Ta)O₃ ceramic with low dielectric loss". Journal of American Ceramics Society, vol.: 6, pp.: 421-423. 1983.
-

-
- [15] H. M. O'Bryan, J. Thomson et J. K. Plourde. "A new BaO-TiO₂ compound with temperature-stable high permittivity and low microwave loss". *Journal of American Ceramics Society*, vol.: 57, pp.: 450-453. 1974.
- [16] K. Wakino, K. Minai et H. Tamura. "Microwave characteristics of (Zr,Sn)TiO₄ and BaO-PbO-Nd₂O₃-TiO₂ dielectric resonator". *Journal of American Ceramics Society*, vol.: 67, pp.: 278-281. 1984.
- [17] I. Bahl et P. Bhartia. "Microwave Solid State Circuit Design". Wiley and Sons, New Jersey, pp.: 906. 2003.
- [18] A. Fukasawa. "Analysis and composition of a new microwave filter configuration with inbornogeneous dielectric medium". *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-30, pp. 1367-1375, Sept. 1982.
- [19] R. Levy, "Simplified analysis of inhomogeneous dielectric block combline filters," 1990 IEEE MTT-S, Int. Microwave Symp. Dig., pp. 135-138. 1990.
- [20] C-C. You, C.-L. Huang et C.-C. Wei, "Single-block ceramic microwave bandpass filters" *Microwave J.*, pp. 24-35, Nov. 1994.
- [21] Y. Konishi. "Novel dielectric waveguide components – Microwave applications of new ceramic materials". *Proceedings IEEE*, vol.: 79, pp.: 726-740. 1991.
- [22] K. Sano et Meiji Miyashita. "Dielectric Waveguide Filter with Low Profile and Low-Insertion Loss". *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. : 47, n. : 12, pp. : 2299-2303. 1999.
- [23] A. C. Kundu. "Broadband TEM-Mode Planar-Rectangular Dielectric Waveguide Bandpass Filter and Its Miniaturization". *IEEE MTT-S Digest*, pp. : 381-384. 2002.
- [24] T. Ishizaki, M. Fujita, H. Kagata, T. Uwano et H. Miyake. "A very small dielectric planar filter for portable telephones". *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. :42, No.11, pp.2017-2022. 1994.
- [25] T. Ishizaki and K. Ogawa. "Miniaturization Technique of RF Devices for Portable Telephone". *MWE'99 Microwave Workshop Digest*, WS13-3, pp.383-388. 1999.
- [26] J. W. Sheen. "LTCC-MLC Duplexer for DCS-1800". *IEEE MTT-S Transactions*, vol.: 47, n.: 9. Sept, 2000.
- [27] K. Wakino *et al.* "800 MHz band elliptic function type bandpass filter using high K monoblock ceramics". *IEEE Denshi Tokyo*, no. : 25, pp. : 117-120. 1986.
- [28] H. Matsumoto, H. Ogura et T. Nishikawa. "A miniaturized dielectric monoblock bandpass filter for 800 MHz band cordless telephone system". *IEEE MTT-S Digest*, pp. :249-252. 1994.
- [29] K. Wakino, T. Nishikawa et Y. Ishikawa. "Miniaturization Technologies of Dielectric Resonator Filters for Mobile Communications". *Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. : 42, n. : 7, pp. : 1295-1300. 1994.
- [30] S. Kobayashi et K. Sato. "A miniaturized ceramic bandpass filter for cordless phone systems". *IEEE MTT-S Digest*, pp. : 391- 394. 1995.
- [31] A. Enokihara, H. Nanba, T. Nakamura, T. Ishizaki et T. Uwano. "26 GHz TM_{0110d0} mode dielectric resonator filter and duplexer with high-Q performance and compact configuration". *Proceedings of IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium*, pp.: 1781-1784. 2002.
-

- [32] A. C. Kundu et K. Endou. "TEM-Mode Planar Dielectric Waveguide Resonator BPF for W-CDMA". IEEE MTT-S Digest, pp. : 191-194. 2000.
- [33] S. Scrantom, G. Gravier, et T. Valentine. "Manufacture of embedded integrated passive components into low temperature co-fired ceramic systems". International Microelectronics Symposium, pp. 459–466. 1998.
- [34] A. Ritter, A. Templeton et B. Smith. "Multilayer cofired RC's for line termination," in Int. Microelectron. Symp, pp. 447–452. 1998.
- [35] W. Wersing, S. Gohlke, R. Matz, W. Eurskens et V. Wannemacher. "Integrated passive components using low temperature co-fired ceramics". in Int. Microelectron. Symp., pp. 193–199. 1998.
- [36] J. Mizoe, S. Amano, T. Kuwabara, T. Kaneko, K. Wada, A. Kato, K. Sato et M. Fujise. "Miniature 60 GHz Transmitter/Receiver Modules on AlN Multi-layer High Temperature Co-fired Ceramic". IEEE MTT-S, vol.: 2, pp.: 475-478. 1999.
- [37] J. Hattori. "Recent Dielectric Filter Technology and Relationship with SAW Technology in the Future". Int. Symp. Acoustic Wave Devices for Future Mobile Communication Systems, paper 2D-4. 2001.
- [38] C. Ruppel, P. Hagn, P. Heide, S. Seitz. "Integration of SAW (BAW) Devices. Int. Symp. Acoustic Wave Devices for Future Mobile Communication Systems", invited paper, pp.: 1-4. 2004.
- [39] S. Pipilos, Y. P. Tsividis, J. Fenk et Y. Papananos. "A Si 1.8 GHz RLC Filter with Tunable Center Frequency and Quality Factor". IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. : 31, n. : 10, pp. : 1517-1525. 1996.
- [40] C. Chang et T. Itoh. "Microwave active filters based on coupled negative resistance method". IEEE Transactions MTTs, vol. : 38, pp. : 1879–1884. Déc. 1990.
- [41] B. P. Hopf, I. Wolff et M. Guglielmi. "Coplanar MMIC active bandpass filters using negative resistance circuits". IEEE Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium, pp. 229–231. 1994.
- [42] U. Karacaoglu et I. D. Robertson. "MMIC active bandpass filters using varacter-tuned negative resistance elements". IEEE Transactions MTTs., vol. : 43, pp. : 2926–2932. Déc. 1995.
- [43] W. B. Kuhn, N. K. Yanduru, et A. S. Wyszynski. "Q-Enhanced LC Bandpass Filters for Integrated Wireless Applications". IEEE Transactions MTTs, vol : 46, n. : 12, pp. :2577-2586. 1998.
- [44] W. B. Kuhn. "Design of Integrated RF Bandpass Filters and Oscillators for Low-Power Radio Receivers". Proceedings of the Ninth Annual IEEE International ASIC Conference, pp. 87 - 91, September 1996.
- [45] E. Abou-Allam, E. El-Masry et T. Manku. "CMOS front-end RF amplifier with on-chip tuning". IEEE ISCAS, pp.: 148-151. 1996.
- [46] C. Leifso, et J. W. Haslett. "A Fully Integrated Active Inductor with Independent Voltage Tunable Inductance and Series-Loss Resistance". IEEE Transactions MTTs, vol. : 49, n. : 4 pp. : 671-676. 2001.
- [47] S. Hara, *et. al.* "Broad Band Monolithic Microwave Active Inductor and Application to a Minituarized Wide Band Amplifier". IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. MTT-36, No. 12, p.1920-1924, 1988.
-

-
- [48] M. Grözing, A. Pascht et M. Berroth. "A 2.5 V CMOS Differential Active Inductor with Tunable L and Q for Frequencies up to 5 GHz". *IEEE Microwave Theory and Tech. Symp.*, pp.: 575-578. 2001.
- [49] Y. Wu, M. Ismail et H. Olsson. "A Novel CMOS Fully Differential Inductorless RF Bandpass Filter". *IEEE ISCAS*, pp.: 149-152. 2000.
- [50] A. Thanachayanont. "Low-voltage low-power high-Q CMOS RF bandpass filter". *IEEE Electronics Letters*, vol. : 38, no. : 13, pp. : 615-616, 2002.
- [51] R. Kaunisto, P. Alinikula, K. Stadius et V. Porra, "A Low-Power HBT MMIC Filter Based on Tunable Active Inductors". *IEEE Trans. Microwave and Guided Waves Letters*, vol.: 7, n.: 8, pp.: 209-211, 1997.
- [52] M. Feldmann et J. Henaff. "Surface acoustic waves for signal processing". Ouvrage. New York Academic. 1989.
- [53] C. K. Campbell. "Surface acoustic wave for mobile and wireless communications". Ouvrage. New York Academic. 1998.
- [54] K. Hashimoto. "Surface acoustic wave devices in telecommunications". Berlin, Allemagne. Springer-Verlag. 2000.
- [55] P. V. Wright. "A Review of SAW Resonator Filter Technology". *IEEE Ultrasonics Symposium*, pp. : 29-39. 1992.
- [56] O. Ikat, Y. Satoh, T. Miyashita, T. Matsuda et Y. Fujiwara. "Development of 800 MHz band SAW filters using weighting for the number of finger pairs". *IEEE Ultrasonics Symposium*, pp. : 83-86. 1990.
- [57] 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.
- [58] H. Wachi, S. Orito, T. Tanaka , K. Wada, T. Ooura, S. Ichikawa, T. Takezaki, S. Mitobe, M. Koshino et Y. Ebata. "High Attenuation SAW IF Filter for Digital Terrestrial TV". *IEEE Ultrasonics Symposium*, pp. :811-816. 2003.
- [59] E. A. Ash. "Surface wave grating reflectors and resonators". *IEEE International Microwave Symposium*, pp. : 385-386. 1970.
- [60] A. Springer, F. Hollerweger, R. Weigel, S. Berek, R. Thomas, W. Ruile, C. C. W. Ruppel et M. Guglielmi. "Design and Performance of a SAW Ladder-Type Filter at 3.15 GHz Using SAW Mass-Production Technology". *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech*, vol.: 47, n.: 12, pp.: 2312-2316. 1999.
- [61] J. Tsutsumi, S. Inoue, Y. Iwamoto, M. Miura, T. Matsuda, Y. Satoh, T. Nishizawa, M. Ueda et O. Ikata. "A Miniaturized 3 x 3-mm SAW Antenna Duplexer for the US-PCS band with Temperature-Compensated LiTaO₃/Sapphire Substrate". *IEEE UFFC Symposium*, pp. : 954-958. 2004.
- [62] T. Morita, Y. Watanabe, M. Tanaka et Y. Nakazawa. "SAW resonator filters for mobile communications. International Symposium of SAW Devices for Mobile Communications", pp. : 186-193. 1992.
- [63] O. Ikata, T. Miyashita, T. Matsuda, T. Nishikawa et Y. Satoh. "Development of Low-loss Band-pass Filters Using SAW Resonators for Portable Telephone". *IEEE UFFC Symposium*, pp. : 112-115. 1992.
-

-
- [64] K. Hashimoto. "Surface Acoustic Wave Devices in Telecommunications – Modelling and Simulation". Chapitre 7 : Coupling-modes Theory. Springer Verlag Heidelberg, pp : 191-235. 2000.
- [65] Y. Satoh, O. Ikata, T. Matsuda, T. Nishihara et T. Miyashita. "Resonator-type low-loss filters". International Symposium of SAW Devices for Mobile Communications, pp. : 179-185. 1992.
- [66] Y. Taguchi, S.-I. Seki, K. Onishi and K. Eda. "A New Balanced-Unbalanced Type RF-Band SAW Filter." 1996 MTT-S International Microwave Symposium Digest 96.2 (1996 Vol. II [MWSYM]): 417-420.
- [67] K. Hashimoto, T. Omori et M. Yamaguchi. "Operation Mechanism of Double-Mode Surface Acoustic Wave Filters with Pitch-Modulated IDTs and Reflectors". IEEE Ultrasonics Symposium, (PI3-6). 2005.
- [68] K. Yamanouchi. "Generation, Propagation and Attenuation of 10 GHz-range SAW LiNbO₃". IEEE Ultrasonics Symposium, pp.: 57-62. 1993.
- [69] D. M. Li, F. Pan, J. B. Niu et M. Liu. "Ion Bombardment-Induced High Orientation of Al/Ti Films for Surface Acoustic Wave Device Applications". Journal of Electronic Materials. Juillet, 2005.
- [70] Y. Satoh, T. Nishihara et O. Ikata. "SAW duplexer metalizations for high power durability". IEEE Ultrasonics Symposium, pp.: 17-26. 1998.
- [71] K. M. Lakin et J. S. Wang. "UHF composite bulk wave resonators". IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings. Pages 834-837. IEEE, 1980.
- [72] R. Aigner, J. Ella, H.-J. Timme; L. Elbrecht, W. Nessler, S. Marksteiner. "Advancement of MEMS into RF-filter applications". Electron Devices Meeting, 2002. IEDM '02. Digest. International. p 897-900.
- [73] P. Bradley, R. Ruby, J. D. Larson, Y. Oshmyansky, D. Figueredo, ."A film bulk acoustic resonator (FBAR) duplexer for USPCS handset applications". IEEE MTT-S 2001. vol.: 1. p. 367-370.
- [74] J. F. Carpentier *et al.* "A SiGe:C BICMOS WCDMA Zero-IF RF Front-End Using an Above-IC BAW Filter". IEEE ISSCC 2005. pp. 394-395.
- [75] K. Lakin, J. Belsick. "Integration of Thin Film Resonator Devices onto SiGe substrates". Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems. 2001. pp. 37-41.
- [76] P. Ancey, G. Bouche. "Above-IC RF MEMS, status and prospects", MEMSWAVE 2003 Conference, Juin 2003, Toulouse.
- [77] L. Elbrecht, R. Aigner, C.-I. Linm H.-J. Timme. "Integration of Bulk Acoustic Wave Filters: Concepts and Trends". MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp.: 395-398. 2004.
- [78] G. G. Fattinger, J. Kaitila, R. Aigner et W. Nessler. "Thin Film Bulk Wave Devices for Applications at 5.2 GHz". IEEE UFFC Symposium. 2003. pp. : 174-177.
- [79] A. A. Shirakawa, J-M. Pham, P. Jarry, E. Kerherve, E. Hanna. "FBAR Ladder-type Filters Synthesis Methodology". Proceedings of the XIX Conference on Design of Circuits and Integrated Systems 2004. Bordeaux, France. pp. 519-523.
-

-
- [80] M. Ylilammi, J. Ellä, M. Partanen et J. Kaitila. "Thin Film Bulk Acoustic Wave Filter". IEEE Trans. Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, vol. : 49, no. : 4, pp. : 535-539. 2002.
- [81] K. W. Kim, J. G. Yook, M. G. Gu, W. Y. Song, Y. J. Yoon et H. K. Park. "TFBAR filters for 2 GHz wireless applications". MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp.: 1181- 1184. 2002.
- [82] R. Ruby, P. Bradley, J. D. Larson III et Y. Oshmaynsky. "PCS 1900 MHz duplexer using thin film bulk acoustic resonators (FBARs)". IEEE Electronics Letters, vol. : 35, no. : 10, pp. : 794-795. 1999.
- [83] G. G. Fattering, J. Kaitila, R. Aigner and W. Nessler. "Single-to-balanced Filters for Mobile Phones using Coupled Resonator BAW Technology". IEEE UFFC Symposium, pp. : 416-419. 2004.
- [84] K. Lakin. "Bulk Acoustic Wave Coupled Resonator Filters". IEEE IFCS 2002. pp. 8-14.
- [85] A. A. Shirakawa, J-M. Pham, P. Jarry, E. Kerherve. "Bulk Acoustic Wave Coupled Resonator Filters Synthesis Methodology". 35th European Microwave Conference, EuMC, pp.: 459-462. 2005.
-

Références Chapitre II

- [1] Navian Co. Japan. "Navian Market Report : Market and Technology of BAW Filter 2005". Japan. 2005. <http://www.navian.co.jp/>.
 - [2] D. A. Berlincourt, D. R. Curran et H. Jaffe. "Piezoelectric and piezomagnetic materials and their function as transducers". Physical Acoustics, W. P. Mason. Ed. New York, Academic Press. 1964.
 - [3] A. H. Meizler, D. Berlincourt, F. S. Welsh, H. F. Tiersten, G. A. Coquin, A. W. Warner. "IEEE Standard on Piezoelectric". IEEE Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control Society. New York, États Unis. 1987.
 - [4] K. M. Lakin. "Modeling of thin film resonators and filters". IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium Proceedings, vol.: 1, pp.: 149-152. 1992.
 - [5] 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 Proceedings. Pages : 466-475. 1982.
 - [6] G. R. Kline et K. M. Lakin. "1.0-GHz thin film bulk acoustic wave resonators on GaAs". Applied Physics Letters, vol.: 43, n.: 8, pp.: 750-751. 1983.
 - [7] R. Ruby et P. Merchant. "Micromachined thin film bulk acoustic resonators". IEEE Frequency Control Symposium Proceedings, pp.: 135-138. 1994.
 - [8] C. Peng, L. Yanxiang, D. Yong, X. Yang, R. Tianling, L. Litian. "Study of BAW Filter Using Surface Micromachining". IEEE ISSCT, vol.: 2, pp.: 839-842. 2001
 - [9] H. Satoh, H. Suzuki, C. Takahashi, C. Narahara et Y. Ebata. "A 400 MHz one-chip oscillator using an air-gap type thin film resonator". IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings, pp.: 363-368. 1987.
 - [10] M. A. Dubois, C. Billard, C. Muller, G. Parat et P. Vincent. "Integration of High-Q BAW Resonators and Filters Above-IC". IEEE ISSCC Proceedings. Pages: 392-393. 2005.
 - [11] J. F. Carpentier, A. Cathelin, C. Tilhac, P. Garcia, P. Persechini, P. Conti, P. Ancey, G. Bouche, G. Caruyer, D. Belot, C. Arnaud, C. Billard, G. Parat, J. B. David, P. Vincent, M. A. Dubois et C. Enz. "A SiGe:C BICMOS WCDMA Zero-IF RF Front-End Using an Above-IC BAW Filter". IEEE ISSCC Proceedings. Pages: 394-395. 2005.
 - [12] K. M. Lakin, K. T. McCarron et R. E. Rose. "Solidly mounted resonators and filters". IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings, vol.: 2, pp.: 905-908. Seattle, 1995.
 - [13] W. E. Newell. "Face-mounted piezoelectric resonators". Proceedings of the IEEE, vol.: 53, pp.: 575-581. 1965.
 - [14] R. Lanz. "Piezoelectric Thin Films for Bulk Acoustic Wave Resonator Applications : from Processing to Microwave Filters". Thèse de Doctorat no. 2991. EPFL. Lausanne, Suisse.
 - [15] R. Aigner et al. "Bulk-Acoustic-Wave Filters: Performance Optimization and Volume Manufacturing". IEEE MTT-S 2003. pp. 2001-2004.
 - [16] J. S. Wang et K. M. Lakin. "Sputtered AlN films for bulk acoustic wave devices". IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings, vol.: 1, pp.: 502-505. Chicago, 1981.
-

-
- [17] K. M. Lakin, K. T. McCarron, J. F. McDonald et J. Belsick. "Temperature Coefficient and Ageing of BAW Composite Materials". IEEE Frequency Control Symposium Proceedings, pp.: 605-608. 2001.
- [18] G. G. Fattinger, J. Kaitila, R. Aigner et W. Nessler. "Thin Film Bulk Wave Devices for Applications at 5.2 GHz". IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings, pp.: 174-177. 2003.
- [19] H. P. Loebel, M. Klee, C. Metzmacher, W. Brand, R. Milsom et P. Lok. "Piezoelectric thin AlN film for bulk acoustic wave (BAW) resonators" *Materials Chemistry and Physics*, Vol. 79, pp. 143-146, 2003.
- [20] K. Nakamura, T. Tokiwa et Y. Kawamura. "Domain structures in KNbO₃ crystals and their piezoelectric properties". *Journal of Applied Physics*, vol.: 91, n.: 11, pp.: 9272-9276. 2002.
- [21] H. P. Loebel, M. Klee, O. Wunnicke, R. Kiewitt, R. Dekker et E. v. Pelt. "Piezoelectric AlN and PZT films for micro-electronic applications". *Proceedings of Ultrasonics Symposium*, vol.: 2, pp.:1031– 1036, 1999.
- [22] S.-H. Kim, J.-S. Lee, H.-C. Choi et 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.
- [23] M.-A. Dubois. "Aluminum Nitride Lead Zirconate-Titanate Thin Films for Ultrasonic Applications: Integration, Properties and Devices". Thèse de doctorat n. 2086, EPFL, Suisse. 1999.
- [24] R. Aigner. "High performance RF-Filters suitable for above IC integration: Film Bulk Acoustic Resonators (FBAR) on silicon". *IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, pp.: 141-146. 2003.
- [25] D. Liufu et K. C. Cao. "Piezoelectric, dielectric, and interfacial properties of aluminum nitride films". *Journal of Vacuum Science Technology*, vol.: 16, n.: 4, pp.: 2360-2365. 1998.
- [26] J.-H. Kim, S.-H. Lee, J.-H. Ahn et J.-K. Lee. "AlN piezoelectric materials for wireless communication thin film components". *Journal of Ceramic Processing Research*, vol: 3, n.: 1, pp.: 25-28. 2002.
- [27] M. Zgonik, R. Schlessler, I. Biaggio, E. Voit, J. Tscherry et P. Günter. "Materials constants of KNbO₃ relevant for electro- and acousto-optics". *J. Appl. Phys.*, vol. : 74, n. : 2, pp.:1287–1297. 1993.
- [28] K. Yamanouchi, H. Odagawa, T. Kojima et Y. Cho. New piezoelectric KNbO₃ films for SAW device applications. In *Eleventh IEEE International Symposium on Applications of Ferroelectrics, ISAF 98.*, pp.: 385–388. 1998.
- [29] H. Odagawa, K. Kotani, Y. Cho et K. Yamanouchi. Observation of ferroelectric polarization in KNbO₃ thin films and surface acoustic wave properties. *Japanese Journal of Applied Physics*, 38(Part 1, No 5B):3275–3278. 1999.
- [30] H. P. Loebel, M. Klee, C. Metzmacher, W. Brand, R. Milsom, P. Lok, et F. van Straten. "Piezoelectric materials for BAW resonators and filters". *IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings*, pp.: 807–811. 2001.
-

-
- [31] K. Yamanouchi et H. Odagawa. “KNbO₃ and Super High Coupling Single Crystals for SAW and BAW Devices”. International Symposium on Acoustic Wave Devices for Future Mobile Communication Systems. 2001.
- [32] J. Cho, M. Anderson, R. Richards, D. Bahr et C. Richards. “Optimization of electromechanical coupling for a thin-film PZT membrane: II. Experiment”. Journal of Micromechanics and Microengineering, vol.: 15, pp.: 1804-1809. 2005.
- [33] J. D. Larson III, S. R. Gilbert et B. Xu. “PZT Material Properties at UHF and Microwave Frequencies Derived from FBAR Measurements”. Proceedings of IEEE Ultrasonics Symposium, pp.: 1698-1701. 2004.
- [34] T. Omori, K. Hashimoto et M. Yamaguchi. “PZT Thin Films for SAW and BAW Devices”. International Symposium on Acoustic Wave Devices for Future Mobile Communication Systems. 2001
- [35] K. M. Lakin. “Thin film resonators and filters”. Proceedings of IEEE Ultrasonics Symposium, vol.: 2, pp.: 895–906, 1999.
- [36] J. B. Lee, H. J. Kim, S. G. Kim, C. S. Hwang, S.-H. Hong, Y. H. Shin et N. H. Lee. “Deposition of ZnO thin films by magnetron sputtering for a thin bulk acoustic resonator”. Thin Solid Films – Elsevier, n.: 435, pp.: 179-185. 2003.
- [37] J. B. Lee, J. P. Jung, M.-H. Lee, J.-S. Park. “Effects of bottom electrodes on the orientation of AlN films and the frequency responses of resonators in AlN-based FBARs”. Thin Solid Films – Elsevier, n.: 447-448, pp.: 610-614. 2004.
- [38] T. Yokoyama, T. Nishihara, S. Taniguchi, M. Iwaki, Y. Satoh, M. Ueda et T. Miyashita. “New Electrode Material for Low-loss and High-Q FBAR Filters”. IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings, pp.: 429-432. 2004.
- [39] J.B. Lee, J.P. Jung, M.H. Lee et J.S. Park. “Effects of bottom electrodes on the orientation of AlN films and the frequency responses of resonators in AlN-based FBARs”. Thin Solid Films 447 –448 (2004) 610–614. Elsevier. 2004.
- [40] WebElements periodic table. <http://www.webelements.com/>.
- [41] S. L. Pinkett et W. D. Hunt. “Temperature Characteristics of ZnO-based Thin Film Bulk Acoustic Wave Resonators”. IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings, pp.: 823-826. 2001.
- [42] Q. X. Su, P. Kirby, E. Komuro, M. Imura, Q. Zhang et R. Whatmore. “Thin-film Bulk Acoustic Resonators and Filters Using ZnO and Lead-Zirconium-Titanate Thin Films”. IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol.: 49, n.: 4, pp.: 769-778. 2001.
- [43] K. Lakin et J. Belsick. “Integration of Thin Film Resonator Devices onto SiGe substrates”. Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, pp. 37-41. 2001.
- [44] R. Lanz, M. A. Dubois, P. Muralt. “Solidly Mounted BAW Filters for the 6 to 8 GHz Range Based on AlN Thin Films”. IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings, pp.: 843-846. 2001.
- [45] R. Lanz, P. Cazzaretti et P. Muralt. “Surface Micromachined BAW Resonator Based on AlN”. IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings, pp.: 981-983. 2002.
- [46] T. Nishihara, T. Yokoyama, T. Miyashita et Y. Satoh. “High Performance and Miniature Thin Film Bulk Acoustic Wave Filters for 5 GHz”. IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings, pp.: 969-972. 2002.
-

-
- [47] K. M. Lakin, J. R. Belsick, J. P. McDonald, K. T. McCarron et C. W. Andrus. "Bulk Acoustic Wave Resonators and Filters for Applications Above 2 GHz". IEEE Intl. Microwave Symposium Digest, pp.: 1487–1490. 2002.
- [48] M. Ylilammi, J. Ellä, M. Partanen et J. Kaitila. "Thin Film Bulk Acoustic Wave Filter". IEEE Trans. Ultrasonics, Ferroelectrics and Freq. Control, vol.: 49, n.: 4, pp.: 535-539. 2002.
- [49] S. L. Pinkett, W. D. Hunt, B. P. Barber et P. L. Gammel. "Determination of ZnO Temperature Coefficients Using Thin Film Bulk Acoustic Wave Resonators". IEEE Trans. UFFC, vol.: 49, n.: 11, pp.: 1491-1496. 2002.
- [50] J. Y. Park, H. C. Lee, K. H. Lee, Y. J. Ko et J. U. Bu. "Silicon Bulk Micromachined FBAR Filters for W-CDMA Applications". 33rd European Microwave Conference, pp.: 907-910. 2003.
- [51] W. Pang, H. Yu, J. W. Kwon, H. Zhang et E. S. Kim. "Self-Aligned Lateral Field Excitation Film Acoustic Resonator with Very Large Electromechanical Coupling". IEEE Frequency Control Symposium Proceedings, pp.: 558-561. 2004.
- [52] C. Zinck, E. Defay, A. Volatier, G. Caruyer, D. Pellissier, L. Figuiere. "Design, Integration and Characterization of PZT tunable FBAR". IEEE Intl. Symposium on Applications of Ferroelectrics (ISAF), pp.: 29-32. 2004.
- [53] R. Lanz et P. Muralt. "Bandpass Filters for 8 GHz Using Solidly Mounted Bulk Acoustic Wave Resonators". IEEE Trans. Ultrasonics, Ferroelectrics and Freq. Control, vol.: 52, n.: 6, pp.: 936-946. 2005.
- [54] R. Ruby, P. Bradley, J. D. Larson III et Y. Oshmyansky. "PCS 1900 MHz duplexer using thin film bulk acoustic resonators (FBARs)". IEEE Electronics Letters, vol.: 35, n.: 10, pp.: 794-795. 1999.
- [55] M. A. Dubois, J. F. Carpentier, P. Vincent, C. Billard, G. Parat, C. Muller, P. Ancey et P. Conti. "Monolithic Above-IC Resonator Technology for Integrated Architectures in Mobile and Wireless Communication". IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.: 41, n.: 1, pp.: 7-16. 2006.
- [56] C. Muller, M. A. Dubois, Y. Ueshima et K. Takasuka. "A high performance WCDMA hybrid differential BAW filter". IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings, pp.: 81-84. 2005.
- [57] H. P. Loebel, C. Metzmacher, D. N. Peligard, R. Mauczok, M. Klee, W. Brand, R. F. Milsom, P. Lok, F. van Straten, A. Tuinout, J. W. Lobeek. "Solidly Mounted Bulk Acoustic Wave Filters for the GHz Frequency Range". IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings, pp.: 919-923. 2002.
- [58] S. Marksteiner, M. Handtmann, H. J. Timme, R. Aigner, R. Welzer, J. Portmann et U. Bauernschmitt. "A miniature BAW duplexer using flip-chip on LTCC". IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings, pp.: 1794-1797. 2003.
- [59] G. G. Fattinger, R. Aigner et W. Nessler. "Coupled Bulk Acoustic Wave Resonator Filters: Key Technology for single-to-balanced RF Filters". IEEE Intl. Microwave Symposium Digest, pp.: 927-929. 2004.
- [60] K. M. Lakin, C. Andrus, J. R. Belsick, K. T. McCarron et W. Thorhill. "Wide Bandwidth Thin Film BAW Filters". IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings, pp.: 407-410. 2004.
-

-
- [61] H. P. LoebI, C. Metzmacher, R. F. Milsom, R. Mauczok, W. Brand, P. Lok, A. Tuinhout et F. Vanhelmont. "Narrow Band Bulk Acoustic Wave Filters". IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings, pp.: 411-415. 2004.
- [62] D. Feld, P. Bradley, B. Yu et D. Lee. "Demonstration of a Novel 2,0 mm x 1,6 mm x 0,9 mm PCS Tx Filter with Step Pass Band Rolloffs & High Rejection". IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings, pp.: 420-424. 2004.
- [63] D. Shim, Y. Park, K. Nam, S. Yun, D. Kim, B. Ha et I. Song. "Ultra-miniature Monolithic FBAR Filters for Wireless Applications". IEEE Intl. Microwave Symposium. 2005.
- [64] J. Tsutsumi, M. Iwaki, Y. Iwamoto, T. Yokoyama, T. Sakashita, T. Nishihara, M. Ueda et Y. Satoh. "A Miniaturized FBAR Duplexer with Reduced Acoustic Loss for the W-CDMA Application". IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings, pp.: 93-96. 2005.
- [65] D. Feld, T. Jamneala, C. Wade, S. Fazzio, D. Hula et A. Chien. "Low insertion loss, high rejection handset duplexer for UMTS-1 (WCDMA) band". IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings, pp.: 101-104. 2005.
- [66] L. Elbrecht, P. Aigner, C. I. Lin et H. J. Timme. Integration of Bulk Acoustic Wave Filters : Concepts and Trends. IEEE MTT-S. Pages: 395-398. 2004.
- [67] D. Feld, P. Bradley, A. Barknecht et R. Ruby. "A wafer Level Encapsulated FBAR Chip Molded into a 2.0 mm x 1.6 mm Plastic Package for Use as PCS Full Band Tx Filter". IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings, pp.: 1798-1801. 2003.
- [68] K. Wang, M. Frank, P. Bradley, R. Ruby, W. Mueller, A. Barfknecht et M. Gat. "FBAR Rx Filters for Handset Front-End Modules with Wafer-Level Packaging". IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings, pp.: 162-165. 2003.
- [69] C.-H. Lin, J.-M. Lu et W. Fang. "Encapsulation of film bulk acoustic resonator filters using a wafer-level microcap array". Journal of Micromechanics and Microengineering, Institute of Physics Publishing, vol.: 15, pp.: 1433-1438. 2005.
- [70] K. Y. Hashimoto. "Simulation of Surface Acoustic Wave Devices: Current Status and Future Prospects". 2005-2006 UFFC International Distinguished Lecturer Program.
-

Références Chapitre III

- [1] J. D. Larson III; R. Ruby, P. Bradley et Y. Oshmyansky. "A BAW antenna duplexer for the 1900 MHz PCS band". Proceedings of Ultrasonics Symposium, 1999. vol. 2. p. 887-890.
 - [2] J. Lee et H. Kim. "Thin-film Bulk Acoustic Resonator RF Bandpass Filter Design Technique Using Genetic Algorithm". IEEE Electronic Letters. Vol.39. 2003. pp. 444-445.
 - [3] G. L. Matthaei, L. Young et E. M. T. Jones, "Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures." *Artech House*, 1985.
 - [4] R. J. Cameron, "Fast Generation of Chebyshev Filter Prototypes with Asymmetrically Prescribed Transmission Zeros", *ESA Journal*, Vol.6, pp. 83-95, 1982.
 - [5] R. J. Cameron, "General Coupling Matrix Synthesis Methods for Chebyshev Filtering Functions", *IEEE-Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 47, No.4, pp.433-442, April 1999.
 - [6] L. Franti et G. Paganuzzi, "Odd-Degree Pseudo-elliptic Phase-Equalised Filter with Asymmetric Band-Pass Behaviour." *European Microwave Conference*, Amsterdam-The Netherlands, pp.111-116, September 1981.
 - [7] C. Guichaoua, P. Jarry et C. Boschet, "Approximation, Synthèse et Réalisation de Filtrés Microondes à Réponses Pseudo-Elliptiques Dissymétrique." Note Technique n° 124 du CNES, DCAF02583, pp.188-192, 1990.
 - [8] D. Lo Hine Tong, "Méthodes d'Analyse des Structures Multicouches-Multiconducteurs. Applications au Filtrage Microonde en Microruban Suspensé." Thèse de Doctorat, Université de Brest, 1989.
 - [9] R. J. Cameron, "Dual-Mode Realisations for Asymmetric Filter Characteristics." *ESA Journal*, Vol. 6, pp. 339-356, 1982.
 - [10] S. Butterworth, "On electrically-maintained vibrations," *Proc. Phys. Soc. (London)*, vol. 27, pp. 410-424, Dec. 1914-Aug. 1915.
 - [11] A. A. Shirakawa, J-M. Pham, P. Jarry, E. Kerhervé, "FBAR Filters Synthesis and Optimization Methodologies". Ouvrage: *Microwave Filters and Amplifiers*. Editeur: P. Jarry. Research Signpost, ISBN : 81-308-0009-8. p. 19-47. Kerala, Inde. 2005.
 - [12] J. F. Carpentier, C. Tilhac, G. Caruyer, F. Dumont, G. Parat, P. Ancey. "A Tunable Bandpass BAW-Filter Architecture and Its Application to WCDMA Filter". *IEEE International Microwave Symposium IMS'2005*. TU3D-4. 2005.
 - [13] M. Guglielmi, P. Jarry, E. Kerherve, O. Roquebrun, D. Schmitt, "Direct EM Design of a New Class of Dual Mode Filters", *Workshop IEEE International Microwave Symposium IMS'2001- Phoenix - USA*, 20-25 May 2001.
 - [14] A. A. Shirakawa, J-M Pham, P. Jarry, E. Kerhervé, C. P. Moreira. "FBARs Performance Evaluation: Applications on Microwave Filters and Circuits". *Proceedings of the Asia-Pacific Microwave Conference*, p. :1051. New Delhi, Inde, 2004.
 - [15] A. Ballato, H. L. Bertoni et T. Tamir. "Systematic Design of Stacked-Crystal Filters by Microwave Network Methods". *IEEE Trans. MTT*, vol.: 22, n.: 1, pp.: 14-25. 1974.
 - [16] J. Rosenbaum. « Bulk Acoustic Theory and Devices ».
-

-
- [17] K. M. Lakin et K. G. Lakin. "Numerical Analysis of Thin Film BAW Resonators". Proceedings of Ultrasonics Symposium, vol. 1. p. 74-79. 2003.
- [18] D. Cushman et J. D. Crawford. "Lateral mode suppression in semiconductor bulk acoustic resonator (SBAR) devices using tapered electrodes, and electrodes damping materials". US Patent. 6.150.703. 2000.
- [19] S. Ramo, J. R. Whinnery et T. Van Duzer. "Fields and Waves in Communication Electronics". New York, Wiley, 1994.
- [20] www.mobilis.org
- [21] C. Muller, M.-A. Dubois, Y. Ueshima et K. Takasuka. "A high performance W-CDMA hybrid differential BAW filter". Proceedings of Ultrasonics Symposium, 2005. p.: 81-84.
-

Références Chapitre IV

- [1] 3GPP UE Radio Transmission and Reception (FDD) TS 25.101. <http://www.3gpp.org>.
 - [2] K. M. Lakin, K. T. McCarron et R. E. Rose. "Solidly mounted resonators and filters". IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings, vol.: 2, pp.: 905-908. Seattle, 1995.
 - [3] 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 2006. pp.: 905-908. Manchester, Angleterre. 2006.
 - [4] J. B. Lee, J. P. Jung, M.-H. Lee, J.-S. Park. "Effects of bottom electrodes on the orientation of AlN films and the frequency responses of resonators in AlN-based FBARs". Thin Solid Films – Elsevier, n.: 447-448, pp.: 610-614. 2004.
 - [5] R. Lanz. "Piezoelectric Thin Films for Bulk Acoustic Wave Resonator Applications : from Processing to Microwave Filters". Thèse de Doctorat no. 2991. EPFL. Lausanne, Suisse.
 - [6] H. P. Loebel, M. Klee, C. Metzmacher, W. Brand, R. Milsom et P. Lok. "Piezoelectric thin AlN film for bulk acoustic wave (BAW) resonators" Materials Chemistry and Physics, Vol. 79, pp. 143-146, 2003.
 - [7] R. Aigner, J. Kaitila, J. Ellä, L. Elbrecht, W. Nessler, M. Handtmannm T-R. Herzog et S. Marksteiner. "Bulk-Acoustic-Wave Filters : Performance Optimization and Volume Manufacturing". MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. : 2001-2004. 2003.
 - [8] 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.
 - [9] C. Muller, M. A. Dubois, Y. Ueshima et K. Takasuka. "A high performance WCDMA hybrid differential BAW filter". IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings, pp.: 81-84. 2005.
 - [10] J. Tsutsumi, M. Iwaki, Y. Iwamoto, T. Yokoyama, T. Sakashita, T. Nishihara, M. Ueda et Y. Satoh. "A Miniaturized FBAR Duplexer with Reduced Acoustic Loss for the W-CDMA Application". IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings, pp.: 93-96. 2005.
 - [11] D. Feld, T. Jamneala, C. Wade, S. Fazzio, D. Hula et A. Chien. "Low insertion loss, high rejection handset duplexer for UMTS-1 (WCDMA) band". IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings, pp.: 101-104. 2005.
 - [12] M. A. Dubois, J. F. Carpentier, P. Vincent, C. Billard, G. Parat, C. Muller, P. Ancy et P. Conti. "Monolithic Above-IC Resonator Tehnology for Integrated Architectures in Mobile and Wireless Communication". IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.: 41, n.: 1, pp.: 7-16. 2006.
 - [13] D. Shim, Y. Park, K. Nam, S. Yun, D. Kim, B. Ha et I. Song. "Ultra-miniature Monolithic FBAR Filters for Wireless Applications". IEEE Intl. Microwave Symposium. 2005.
-

Références Conclusion Générale

- [1] M. El Hassan, C. P. Moreira, A. A. Shirakawa, E. Kerhervé, Y. Deval, A. Cathelin. “A Multistandard RF Receiver Front-End Using a Reconfigurable FBAR Filter”. NEWCAS 2006. Northeast Workshop on Circuits and Systems 2006. Gatineau, Canada.
 - [2] M. El Hassan, E. Kerhervé, Y. Deval, A. A. Shirakawa, P. Jarry. “A Study of FBAR Filters Reconfiguration”. Proceedings of the International Conference on Electronics Circuits and Systems 2005. Tunis, Tunisie.
 - [3] www.mobilis.org
 - [4] A.P.S. Khanna, E. Gane, T. Chong, H. Ko, P. Bradley, R. Ruby et J.D. Larson, “A Film Bulk Acoustic Resonator (FBAR) L-band Low Noise Oscillator for Digital Communications,” Proc. 32nd European Microwave Conference, 2002.
 - [5] A. A. Shirakawa, J-M. Pham, P. Jarry, E. Kerhervé, “Design of FBAR Filters at Microwave Bands”. RF and Microwave Computer Aided Engineering. Special Issue : Microwave Filters. 2007, à paraître.
-

Communications et Brevets

Chapitre d'Ouvrage

- [O.1] A. A. Shirakawa, J-M. Pham, P. Jarry, E. Kerhervé, "FBAR Filters Synthesis and Optimization Methodologies". Ouvrage: Microwave Filters and Amplifiers. Editeur: P. Jarry. Research Signpost, ISBN : 81-308-0009-8. p. 19-47. 2005. Kerala, Inde.

Article

- [A.1] A. A. Shirakawa, J-M. Pham, P. Jarry, E. Kerhervé, "Design of FBAR Filters at Microwave Bands". RF and Microwave Computer Aided Engineering. Special Issue on RF and Microwave Filters. Editeurs invités: P. Jarry et H. Baher. 2007, à paraître.

Communications

- [C.1] 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 2006. pp.: 905-908. Manchester, Angleterre. 2006.
- [C.2] M. El Hassan, C. P. Moreira, A. A. Shirakawa, E. Kerhervé, Y. Deval, A. Cathelin. "A Multistandard RF Receiver Front-End Using a Reconfigurable FBAR Filter". NEWCAS 2006. Northeast Workshop on Circuits and Systems 2006. Gatineau, Canada. à paraître
- [C.3] A. A. Shirakawa, J-M. Pham, P. Jarry, E. Kerhervé. "Bulk Acoustic Wave Coupled Resonator Filters Synthesis Methodology". Proceedings of the 34th European Microwave Conference, pp. : 459-462. Paris, France. 2005.
- [C.4] M. El Hassan, E. Kerhervé, Y. Deval, A. A. Shirakawa, P. Jarry. "A Study of FBAR Filters Reconfiguration". Proceedings of the International Conference on Electronics Circuits and Systems 2005. Tunis, Tunisie.
- [C.5] C. P. Moreira, A. A. Shirakawa. E. Kerhervé. J-M. Pham, P. Jarry, D. Belot, P. Ancey. "Design of a Fully-Integrated BiCMOS/FBAR Reconfigurable RF". Proceedings of the 18th Symposium on Integrated Circuits and Systems Design, pp. : 138-143. Florianópolis, Brésil. 2005.
- [C.6] A. A. Shirakawa, J-M. Pham, P. Jarry, E. Kerhervé. "Design of a Bulk Acoustic Wave Coupled-Resonator Filter for Application in the WLAN Band (5.15 – 5.35 GHz)". Proceedings of the International Microwave and Optoelectronics Conference 2005. Brasilia, Brésil
- [C.7] A. A. Shirakawa, J-M. Pham, P. Jarry, E. Kerhervé. "Design of FBAR Filters Using Higher Harmonic Modes". Proceedings of the Mediterranean Microwave Conference 2005. pp. : 112-117. Athènes, Grèce.
- [C.8] M. El Hassan, A. A. Shirakawa, E. Kerhervé, Y. Deval, P. Jarry. "BAW Filters Reconfiguration Using RF-MEMS Switches". Proceedings of the Mediterranean Microwave Conference – MMS'2005. p. 95-99. Athènes, Grèce.
- [C.9] A. A. Shirakawa, J-M Pham, P. Jarry, E. Kerhervé, C. P. Moreira. "FBARs Performance Evaluation: Applications on Microwave Filters and Circuits". Proceedings of the Asia-Pacific Microwave Conference, p. :1051. New Delhi, Inde, 2004.
-

- [C.10] A. A. Shirakawa, J-M. Pham, P. Jarry, E. Kerhervé, E. Hanna. "Ladder-type FBAR Filter Synthesis Methodology". Proceedings of the Conference in Design of Circuits and Integrated Systems, pp. : 519-523. Bordeaux, France, 2004.
- [C.11] A. A. Shirakawa, J-M. Pham, P. Jarry, E. Kerhervé. "FBAR Ladder-type Filter Design Methodology". Proceedings of the International Workshop on Microwave Filters – CNES 2004. Toulouse, France, 2004.
- [C.12] A. A. Shirakawa, J-M. Pham, P. Jarry, E. Kerhervé. "Filtre Duplexeur pour l'Application dans le Standard W-CDMA". Anales du XIV Journées Nationales des Microondes. 2005, XIV JNM. Nantes, France.

Brevets

- [B.1] D. Belot. A. Cathelin, Y. Deval, M. El Hassan, E. Kerhervé et A. A. Shirakawa. B05-4062FR - "Résonateur acoustique en volume à fréquence de résonance réglable et utilisation d'un tel résonateur dans le domaine de la téléphonie". 2006. Brevet développé dans le cadre du Laboratoire Commun STMicroelectronics et IXL-CNRS.
- [B.2] D. Belot. Y. Deval, M. El Hassan, E. Kerhervé et A. A. Shirakawa. "Reconfiguration of BAW filters using CMOS transistors". Brevet en cours de dépôt développé dans le cadre du Laboratoire Commun STMicroelectronics et IXL-CNRS.
- [B.3] D. Belot. M. El Hassan, P. Jarry, E. Kerhervé, J. M. Pham, A. A. Shirakawa. "Method of Improving the Selectivity of BAW-CRF Filters". Brevet en cours de dépôt développé dans le cadre du Laboratoire Commun STMicroelectronics et IXL-CNRS.
- [B.4] D. Belot. M. El Hassan, P. Jarry, E. Kerhervé, J. M. Pham, A. A. Shirakawa. "Excitation of BAW-SMR Lateral Modes". Brevet en cours de depot développé dans le cadre du Laboratoire Commun STMicroelectronics et IXL-CNRS.
-

Annexe 1

Analyse Électromagnétique et Mécanique de Filtres à Résonateurs BAW

Analyse Électromagnétique et Mécanique (EMM)

Le principal défi de l'analyse EMM de filtres BAW réside dans l'association de ces phénomènes aux dimensions très réduites. En effet, la complexité des équations matricielles de la piézoélectricité, l'asymétrie des matériaux et les conditions limites de la structure du filtre requièrent l'utilisation de méthodes numériques. Toutefois, la discrétisation de la structure du filtre en éléments infinitésimaux demande d'importantes ressources informatiques, ce qui rend cette technique inadaptée à la synthèse des filtres.

Néanmoins, nous observons que la célérité des phénomènes électromagnétique ($v_{EM} \sim 10^8$) est supérieure en quatre décades à celle des phénomènes mécaniques ($v_{méc} \sim 10^4$). Nous pouvons alors découpler ces deux phénomènes et traiter les deux analyses séparément. Les résultats (paramètres-S) des analyses EM et mécanique sont alors associés afin de composer la réponse finale du filtre. Le schématique ci-dessous résume ce procédé d'analyse EMM de filtres à résonateurs BAW.

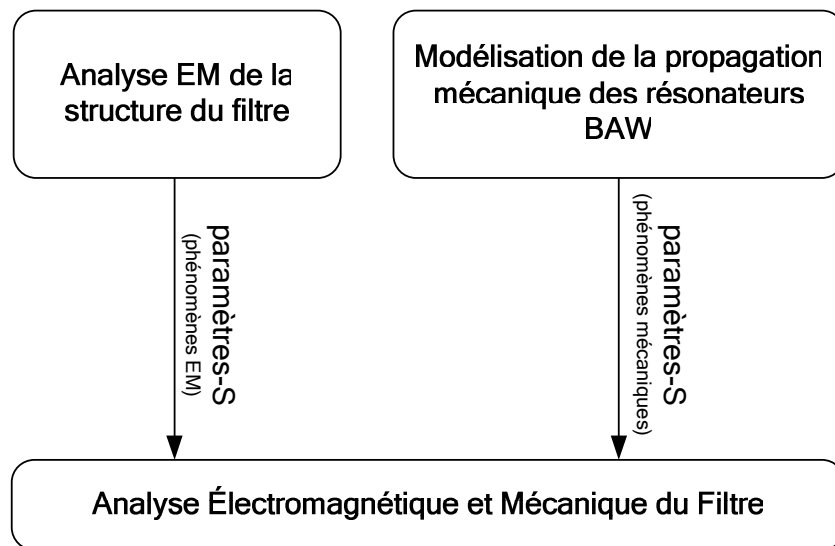


Figure A1-1. Technique d'analyse électromagnétique et mécanique de filtres à résonateurs BAW.

Analyse Électromagnétique

L'analyse électromagnétique est réalisée à partir de la structure complète du filtre. Elle est basée sur la méthode des moments et elle est implémentée à l'aide du logiciel Momentum (HP-ADS). Il s'agit donc d'une analyse 2,5D. L'exemple d'une structure de filtre simulée est donné sur la figure A1-2.

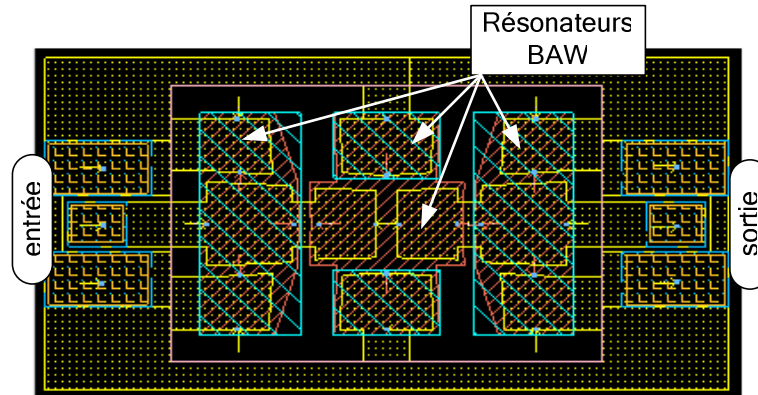


Figure A1-2. Dessin des masques d'un filtre BAW.

Afin de pouvoir coupler l'effet mécanique produit dans les résonateurs, des ports sont prévus sur les électrodes supérieures et inférieures (Figure A1-3).

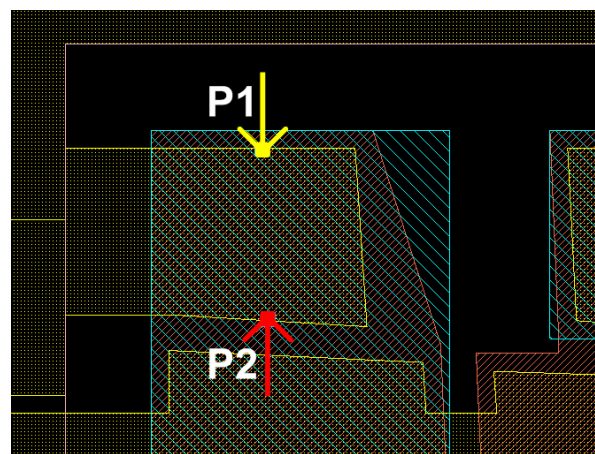


Figure A1-3. Détail des ports sur les électrodes inférieure (en rouge) et supérieure (en jaune).

L'Analyse Mécanique

L'analyse mécanique de la structure complète du filtre exige un nombre très élevé d'éléments finis pour sa discrétisation. Cependant, la propagation latérale des perturbations mécaniques est très fortement atténuée même pour des distances très faibles (20 μm). Par conséquent, l'échange d'énergie mécanique entre résonateurs adjacents est très réduit. L'analyse mécanique du filtre est donc donnée par l'effet électrique de la réponse mécanique de chaque résonateur séparément.

La modélisation la plus simple de l'effet électrique de la réponse mécanique de résonateurs est donnée par le circuit électrique équivalent suivant. Cette modélisation est valable seulement autour d'une fréquence de résonance, car un seul mode de propagation est considéré (par exemple : la résonance du mode fondamentale).

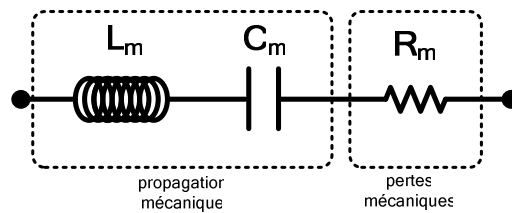


Figure A1-4. Circuit électrique équivalent des résonateurs BAW (effet électrique donné par la propagation mécanique).

L'association série de l'inductance L_m et C_m représente alors la résonance série du résonateur et la résistance R_m les pertes mécaniques de propagation. Ces éléments (L_m , C_m , R_m) sont obtenus à partir de la fréquence de résonance (f_r), du coefficient de couplage électromécanique (k^2), du coefficient de qualité à la résonance (Q_r) et de la capacitance statique (C_0) des résonateurs :

$$L_m = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 \cdot C_m} \quad (\text{A1-1})$$

$$C_m = k^2 \cdot C_0 \quad (\text{A1-1})$$

$$R_m = \frac{1}{2\pi f_r \cdot Q_r \cdot C_m} \quad (\text{A1-1})$$

L'Analyse Électromagnétique et Mécanique

Les réponses électromagnétique et mécanique du filtre sont alors données par de matrices-S. La réponse EMM combinée est alors obtenue par la co-simulation de toute l'ensemble (figure A1-5).

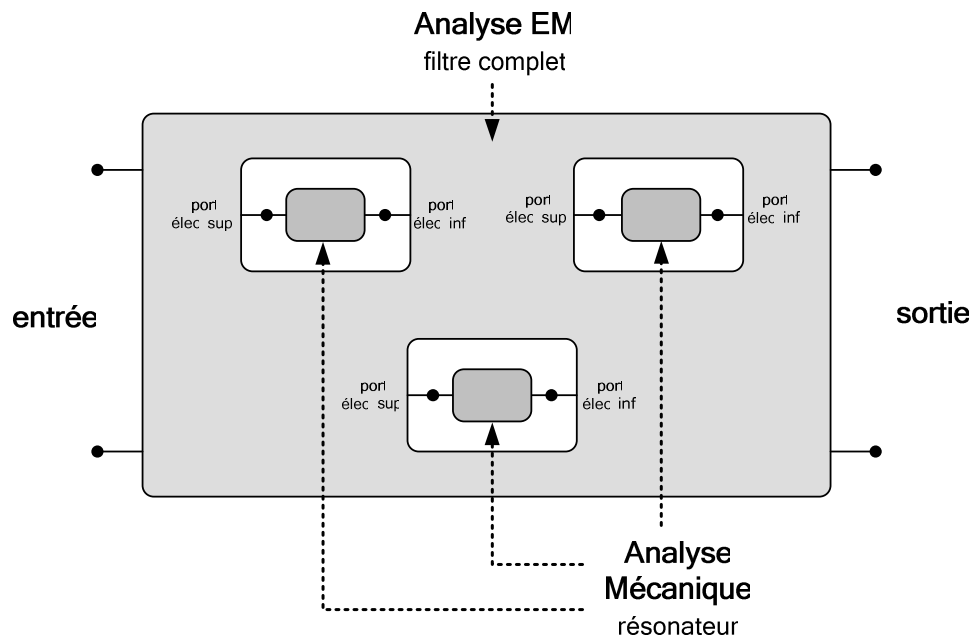


Figure A1-5. Schématisation de l'analyse combinée électromagnétique et mécanique.

Cette technique d'analyse EMM est valable pour les filtres à résonateurs BAW FBAR et SMR.

Annexe 2

Plateforme Logicielle de
Synthèse de Filtres BAW –
SF-BAW

SF-BAW Synthesis : Module de Synthèse

Ce module consiste en un outil dédié à la synthèse des fonctions de filtrage pseudo-elliptiques. Il est divisé en deux volets concernant, respectivement :

- l'entrée de donnée du gabarit de filtrage ;
- l'étude de la fonction de filtrage ;

Le gabarit de filtrage est défini par des objectifs de la caractéristique de transfert du filtre. Le volet du gabarit de filtrage est dédié à la définition des caractéristiques en transmission (S21) et en réflexion (S11) du filtre (Figure A2-1). Le gabarit de filtrage est enregistré sur un fichier format texte « .gab ».

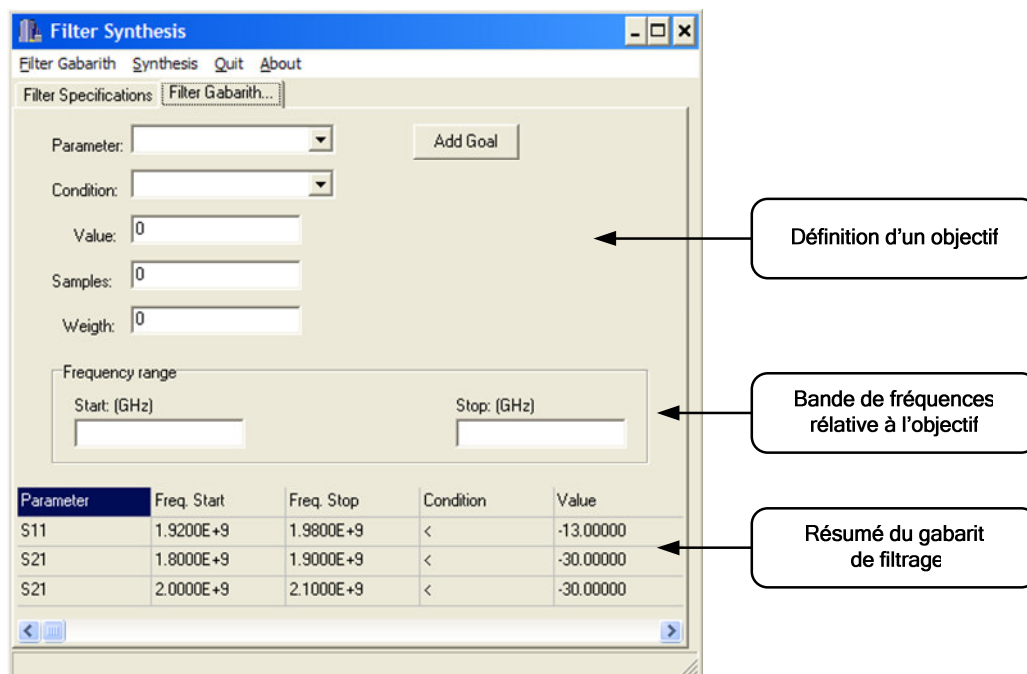


Figure A2-1. Fenêtre du module *SF-BAW Synthesis*. Volet de définition du gabarit de filtrage.

Le volet d'étude de la fonction de filtrage permet de définir les spécifications pour la synthèse de la fonction pseudo-élliptique (Figure A2-2). Les paramètres du filtre (ordre, nombre de zéros, leur emplacement, etc.) sont ainsi saisis. La spécification de la fonction de synthèse peut être enregistrée en format texte dans un fichier « .spc » (*fichier.spc*).

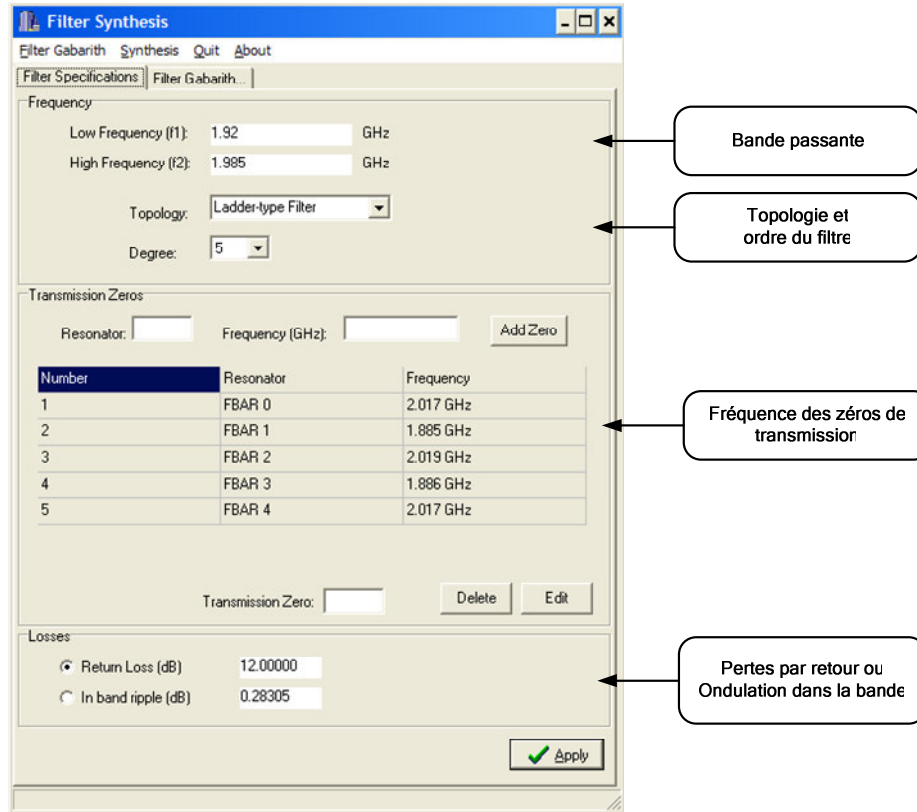


Figure A2-2. Fenêtre du module *SF-BAW Synthesis*. Volet de définition de la spécification de la fonction de filtrage.

La synthèse retrouve ainsi l'expression de l'impédance d'entrée du filtre capable de répondre au gabarit souhaité. Une fenêtre d'affichage présente les caractéristiques en transmission (S_{21}), en réflexion (S_{11}) et en temps de retards de groupe (TPG) données par la fonction pseudo-elliptique synthétisée (figure A2-3).

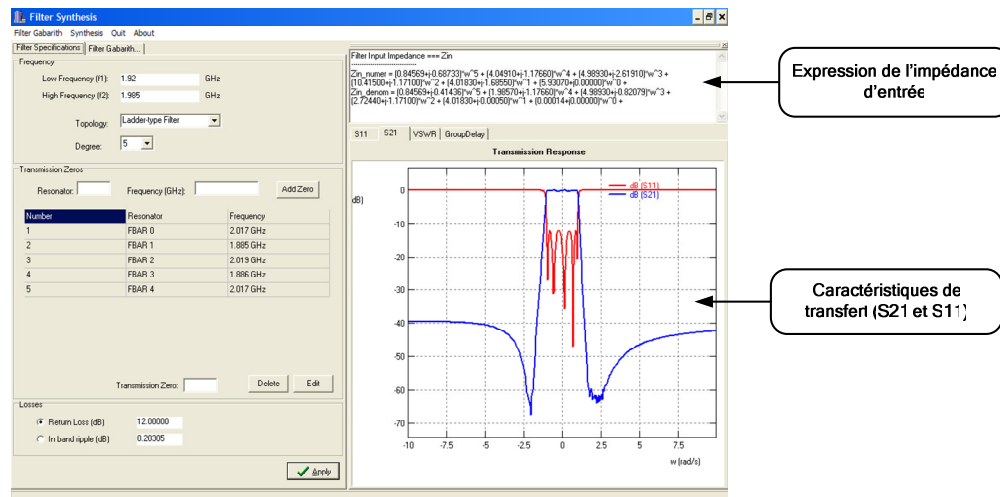


Figure A2-3. Fenêtre du module *SF-BAW Synthesis*. Affichage des résultats de la synthèse de la fonction de filtrage.

SF-BAW Extraction : Module d'Extraction

Ce module est dédié à l'extraction des résonateurs du prototype passe-bande. L'extraction est basée sur l'expression de l'impédance d'entrée synthétisée donnée par le module *SF-BAW Synthesis*. Les valeurs des éléments de modélisation des résonateurs ainsi que leur réponse fréquentielle sont affichées dans une fenêtre (figure A2-4). Ces valeurs peuvent être enregistrées dans un fichier en format texte d'extension « .ext ».

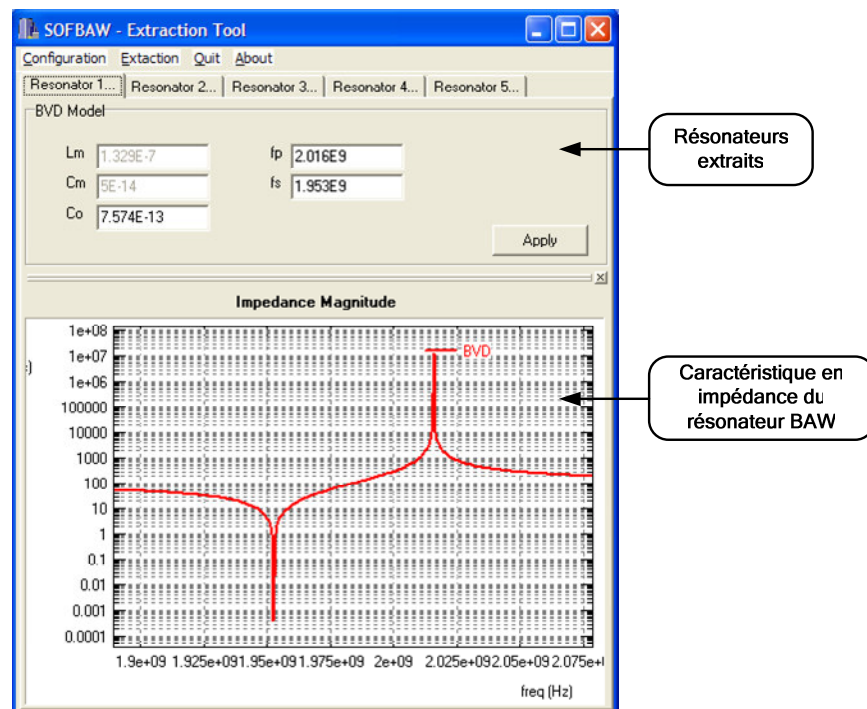


Figure A2-4. Fenêtre du module *SF-BAW Extraction*. Affichage des valeurs des éléments du résonateur BAW. Caractéristique en impédance du résonateur BAW.

SF-BAW Dimensions : Module de Dimensionnement

Ce module est dédié à la détermination de dimensions du filtre BAW. À partir des valeurs des résonateurs du prototype passe-bande, de la spécification du filtre et, bien évidemment, de la technologie de réalisation, ce module permet de retrouver les épaisseurs de couches de la structure du filtre ainsi que les surfaces actives des résonateurs. Ces fichiers doivent être ainsi saisis avant l'exécution du procédé de dimensionnement (figure A2-5).

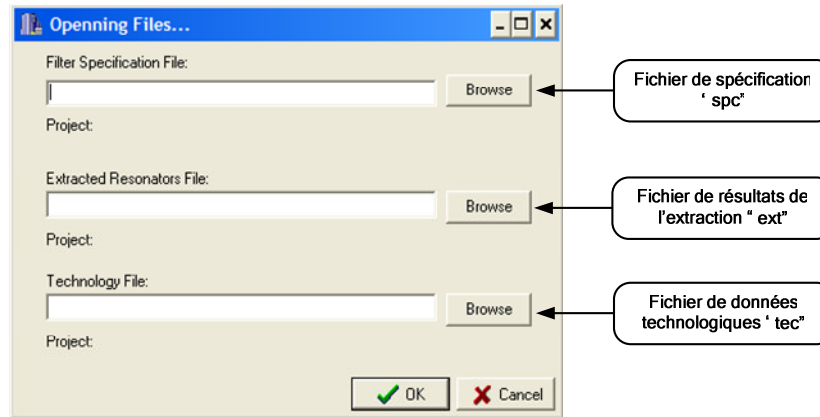


Figure A2-5. Fenêtre du module *SF-BAW Dimens*. Saisie des fichiers d'entrée pour le dimensionnement du filtre BAW

Cet outil est divisée en deux volets concernant, respectivement :

- la détermination des épaisseurs de couches de la structure (figure A2-6) ;
- la définition des considérations de dessin des masques du filtre (figure A2-7 et A2-8) ;

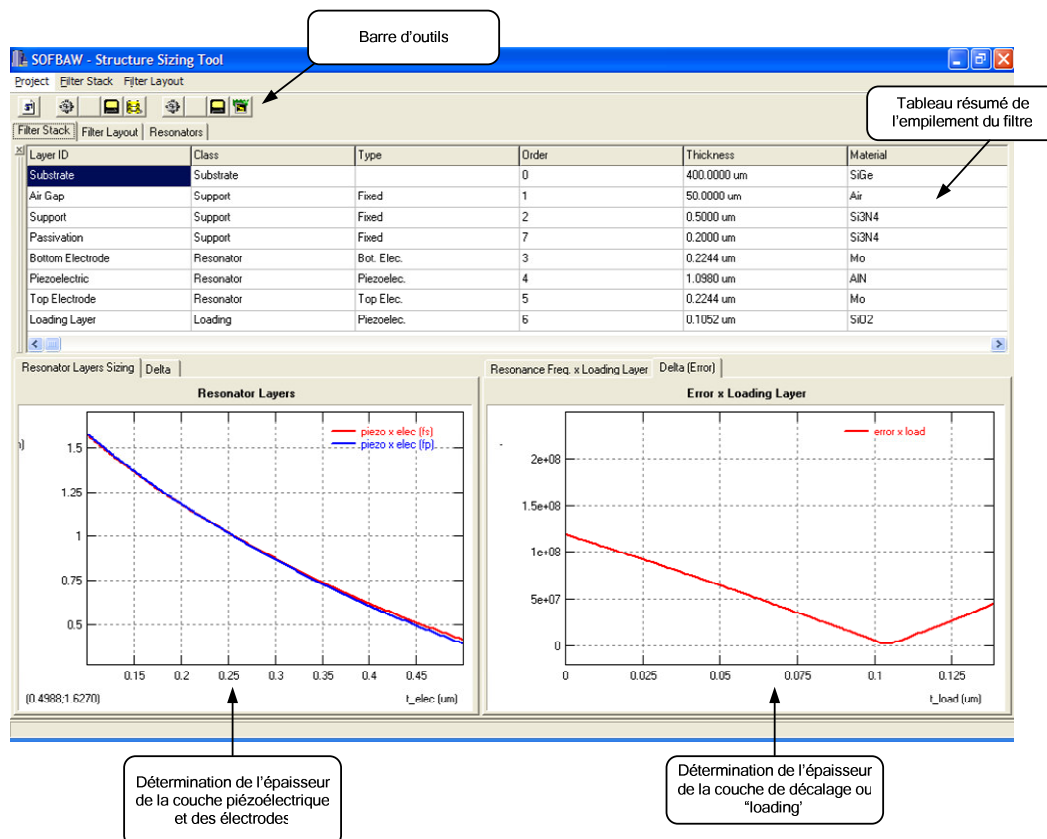


Figure A2-6. Fenêtre du module *SF-BAW Dimens*. Affichage de résultats du dimensionnement de l'empilement du filtre.

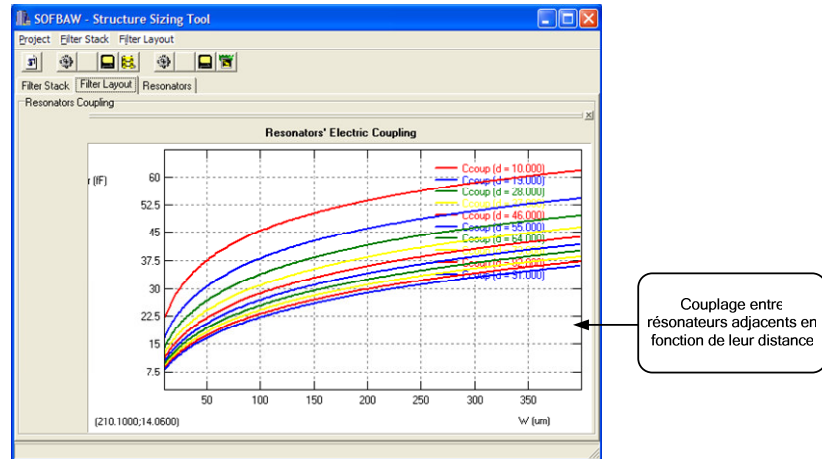


Figure A2-7. Fenêtre du module *SF-BAW Dimens.* Considérations de l'espacement entre résonateurs.

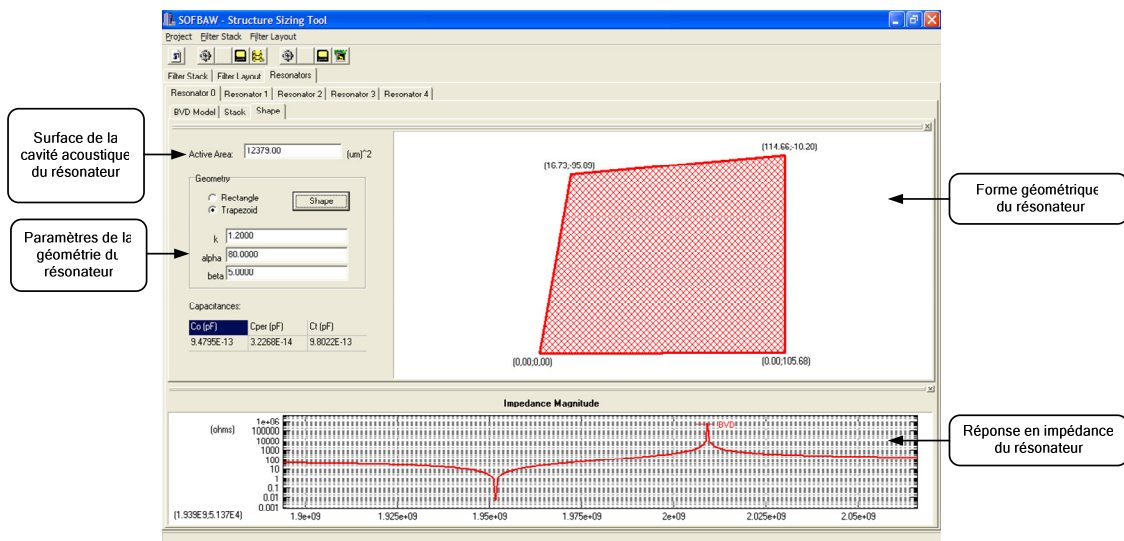


Figure A2-8. Fenêtre du module *SF-BAW Dimens.* Affichage de la surface de la cavité acoustique et de la forme géométrique du résonateur.

Résumé

Ce mémoire est dédié à l'étude, à la synthèse et à la réalisation de filtres à résonateurs à ondes acoustiques de volume (*bulk acoustic waves* – BAW). La technologie de filtrage à ondes acoustiques de volume est la seule capable d'allier d'excellentes performances à une technique de réalisation compatible avec les procédés de circuits intégrés. En effet, cette technologie permet la conception des filtres à faibles pertes dans une large gamme de fréquences (500 MHz à 20 GHz), ainsi que de véhiculer de niveaux de puissance comparables aux filtres céramiques. Les filtres BAW présentent un faible encombrement et sont capables d'être fabriqués au-dessus d'un substrat silicium.

Ce mémoire présente tout d'abord une étude détaillée de la technologie de filtrage à ondes acoustiques de volume, et qui nous a permis de mettre en évidence la multitude de paramètres qui doivent être considérés lors de la synthèse de ce type de filtre. Ensuite, la méthodologie de synthèse des filtres BAW, basée sur une étude mathématique approfondie de la fonction de filtrage, est ainsi développée et implémentée sous la forme d'une plateforme logicielle.

Enfin, dans le cadre d'une collaboration entre le CEA-Leti et le Laboratoire IXL, les filtres à résonateurs BAW de différentes topologies (en échelle, en treillis et en échelle-treillis) ont été réalisés. Ils s'adressent à la bande d'émission (1,92 – 1,98 GHz) et de réception (2,11 – 2,17 GHz) du standard de 3ème génération W-CDMA. Ces réalisations ont mis en valeur les performances de la technologie BAW-SMR vis-à-vis de ces trois types de topologies. Elles ont permis de connaître ses limitations en sélectivité des filtres, ainsi qu'en pertes d'insertion. La topologie combinée en échelle-treillis a montré un meilleur compromis entre la sélectivité et l'isolation.

Mots clefs : filtre hyperfréquences, technologie de filtrage à ondes acoustiques de volume, méthodologie de synthèse.

Abstract

This manuscript presents the analysis, the synthesis, and the realisation of bulk acoustic wave (BAW) resonator filters. Bulk acoustic wave resonator technology is the only technology that is able to ally excellent filtering performances using a process compatible with silicon integrated circuits. Indeed, this technology enables the conception of very low lossy filters in a large frequency range (from 500 MHz to 20 GHz) having a power handling capability comparable to ceramic filters. BAW filters present very reduced dimensions and can be fabricated on top of silicon substrates.

Firstly, this manuscript presents a detailed study of the bulk acoustic wave technology that shows the multitude of parameters that must be considered on the filter synthesis. Secondly, a synthesis methodology of BAW filters based on a mathematical approach is developed and implemented on a software platform.

Finally, in the framework of collaboration between the CEA-Leti and the IXL Microelectronics Laboratory, five bulk acoustic wave resonator filters have been realized. These filters are based on ladder, lattice and ladder-lattice topologies. They addressed the transmission (1.92 – 1.98 GHz) and the reception (2.11 – 2.17 GHz) of the 3rd generation W-CDMA standard. The fabricated filters have confirmed the excellent performances of the BAW-SMR technology concerning these three topologies. The filters show the limitations on selectivity and the insertion losses. The combined ladder-lattice topology presents the best compromise between selectivity and isolation.

Keywords: microwave filter, bulk acoustic wave filtering technology, synthesis method.