



Modélisation et caractérisation linéaire et non linéaire des filtres RF en technologie BAW et CRF et méthode pseudo-temporelle de test industriel

Walaa Sahyoun

► To cite this version:

Walaa Sahyoun. Modélisation et caractérisation linéaire et non linéaire des filtres RF en technologie BAW et CRF et méthode pseudo-temporelle de test industriel. Autre. Université de Grenoble, 2011. Français. NNT : 2011GRENT048 . tel-00639427

HAL Id: tel-00639427

<https://theses.hal.science/tel-00639427>

Submitted on 9 Nov 2011

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

Spécialité : **Optiques et Radiofréquences**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

« **Walaa SAHYOUN** »

Thèse dirigée par « **Philippe Benech** » et
codirigée par « **Jean-Marc Duchamp** »

préparée au sein du **Laboratoire IMEP-LAHC**
dans l'**École Doctorale EEATS**

Modélisation et Caractérisation linéaire et non-linéaire des filtres RF en technologie BAW et CRF et méthode pseudo- temporel de test industriel

Thèse soutenue publiquement le « **14 octobre 2011** »,
devant le jury composé de :

M. Jamal ASSAAD

Professeur à l'université de Valenciennes (Président)

M. Gilles DESPAUX

Professeur à l'université de Montpellier 2 (Rapporteur)

M. Jean-Pierre TEYSSIER

Professeur à l'université de Limoges (Rapporteur)

M. Jean-Baptiste DAVID

Ingénieur de recherche au CEA-LETI (Membre)

M. Philippe BENECH

Professeur à l'université Joseph Fourier (Directeur de thèse)

M. Jean-Marc DUCHAMP

Maitre de conférences à l'université Joseph Fourier (Co-directeur de thèse)



Remerciements

Ce travail a été effectué au sein du l'institut de Microélectronique, Electromagnétisme et Photonique « IMEP-LAHC » situé en partie sur le site grenoblois et dirigé par Monsieur Gérard Ghibaudo. Qu'il trouve ici l'expression de ma gratitude.

J'exprime ma plus profonde reconnaissance à mon directeur de thèse Monsieur Philippe Benech pour ses aides, son soutien, ses conseils avisés dans le domaine RF surtout la modélisation électro-acoustique dont il est l'expert, son encouragement tout au long de la thèse, sa grande sérieux au travail qui m'a permis de finir la thèse à temps et sa disponibilité.

J'assure de mon entière reconnaissance à mon co-directeur de thèse M. Jean-Marc Duchamp qui m'a accompagné académiquement tout au long de mon séjour au laboratoire depuis le stage PFE jusqu'au doctorat. Je le remercie pour m'avoir formé dans le domaine RF, pour les échanges très enrichissants que nous avons eu, son soutien, sa vision assez ouverte qui m'a aidé à avancer dans la deuxième partie de la thèse, sa sympathie et son amitié.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance à Monsieur Jamal Assaad, professeur à l'université de Valenciennes qui me fait l'honneur de présider la commission d'examen.

J'exprime mes plus sincères remerciements à Monsieur Gilles Despau, professeur à l'université de Montpellier 2, qui me fait l'honneur de juger ce travail et d'en être rapporteur.

J'adresse également mes remerciements à Monsieur Jean-Pierre Teyssier, professeur à l'université de Limoges d'avoir accepté d'être le rapporteur de mon travail.

Je remercie également Monsieur Jean-Baptiste David, ingénieur au CEA-LETI qui me fait l'honneur d'accepter de participer à ce jury de thèse.

Je tiens à remercier tout l'équipe RFM dirigé par Monsieur Philippe Ferrari et Monsieur Tan Phu Vuong de m'avoir accueilli pendant les quatre dernières années, de leurs soutiens et de leurs amitiés.

Un grand merci à Monsieur Nicolas Corrao, responsable de la plateforme hyperfréquence au laboratoire pour son aide au cours des différentes mesures RF.

Je remercie également Mme Béatrice Cabon, qui était toujours une vraie amie qui m'a soutenu durant les moments les plus difficiles de ma vie avec ses conseils et sa vision féminine appréciable.

Bien évidemment, je salue tous les membres du laboratoire et surtout les ex-colocataires du bureau 308 : Alina, Yan, Léonce et Karim, ma colocataire de bureau Evanaska et tous les amis que j'ai partagé mes moments de déjeuners avec eux : Anne-Laure, Hamza, Amer, Estelle, Paolo, Francesco, François, Irina, Jalal...

Je tiens à remercier tous les personnels administratifs et techniques du laboratoire : Anne, Chahla, Dalhila, Valérie, Annaick, Brigitte, Serge et Luc.

Je n'oublie pas de remercier mes amis que j'ai passés avec eux des moments inoubliables à Grenoble : Maher, Mohammad Haffar (mon grand frère), Mohamad Achkar, Dounia, Mirna,

Zoukaa, Samer, Khaled, Diana, Ahmad Issa, Caroline, Ahmad Habli, Sereen, Ahmad Achkar, Salim, Wassim, Sahar, Mohamad Eleter...

Bien évidemment, je ne peux pas citer en quelques lignes tous ceux que j'ai croisés et qui m'ont accordé un peu de leur temps ou fait partager leurs connaissances. Ces remerciements sont à eux.

Finalement, je tiens à remercier ma chère mère, mon père, mes trois frères et ma petite sœur et ma grande famille au Liban.

Table des matières

Table des matières	1
Introduction Générale.....	5
<i>Chapitre1</i> Etat de l'art	9
1.1 La téléphonie cellulaire : une histoire de générations	9
1.2 Notions de filtrage	13
1.3 Filtres RF dans les téléphones cellulaires	14
1.4 Technologies SAW et BAW dans la téléphonie mobile	16
1.4.1 Les filtres actifs intégrés	17
1.4.2 Les filtres céramiques.....	17
1.4.3 Les filtres à ondes de surface « SAW »	18
1.4.4 Les filtres à ondes de volume « BAW ».....	20
1.4.5 Principe de fonctionnement des BAW	21
1.4.5.1 Les filtres à résonateurs.....	23
1.4.5.2 Les filtres empilés	25
1.5 Caractérisation RF	27
1.5.1 Mesure VNA	28
1.5.1.1 Rappel du principe	28
1.5.1.2 L'évolution des mesures fréquentielles	29
1.5.2 Mesure TDR/TDT	30
1.6 Conclusion.....	32
1.7 Références	33
<i>Chapitre2</i> Modélisation des filtres CRF-BAW	37
2.1 Introduction	37
2.2 La piézoélectricité et le Nitrure d'Aluminium	37
2.2.1 Bref rappel sur la piézoélectricité.....	37
2.2.2 Les équations piézoélectriques.....	38
2.2.3 Quelques matériaux piézoélectrique	41
2.2.3.1 L'oxyde de zinc (ZnO).....	43
2.2.3.2 Le PZT (Perovskite: plomb-zirconium-titanium)	43
2.2.3.3 Le nitrure d'aluminium (AlN).....	45
2.2.3.4 Autres matériaux piézoélectriques	47
2.2.3.5 Bilan des matériaux piézoélectriques	47

Table des matières

2.3	Introduction sur les résonateurs BAW et les CRF	48
2.3.1	Les résonateurs BAW SMR	48
2.3.2	Les filtres à résonateurs couplés (CRF)	49
2.4	Modélisation et simulation des structures	51
2.4.1	La modélisation et la simulation par la méthode des éléments finis	51
2.4.2	La modélisation analytique	52
2.4.3	Les modèles basés sur des circuits électriques équivalents.....	53
2.4.3.1	Modèle BVD	53
2.4.3.2	Modèle de Mason et le modèle KLM.....	54
2.4.4	Circuit électrique équivalent à une propagation en mode d'épaisseur	55
2.4.4.1	Les matériaux piézoélectriques	55
2.4.4.2	Les matériaux non piézoélectriques	58
2.5	Description et validation des modèles électro-acoustiques.....	59
2.5.1	Modèle d'un résonateur à onde de volume (BAW).....	59
2.5.2	Modèle des filtres CRF	61
2.6	Conclusions	62
2.7	Références	64
<i>Chapitre3</i>	Caractérisation et validation des simulations des BAW et des CRF.....	67
3.1	Introduction	67
3.2	Les BAW	67
3.3	Les CRF.....	69
3.3.1	Caractérisation RF des filtres CRF.....	69
3.3.1.1	Présentation des mesures.....	69
3.3.1.2	Premiers résultats de mesures	71
3.3.1.3	Dispositifs de de-embedding.....	73
3.3.1.4	Résultats des mesures après de-embedding	75
3.3.2	Comparaison des résultats de simulations et de mesures	75
3.3.3	Modèle électro-acoustique 1D en large bande	76
3.3.4	Extension du modèle 1D en modèle 2D.....	77
3.3.5	Effet des plots de mesure et limites de la méthode d'épluchage	79
3.4	Optimisation du test RF pour des filtres CRF	80
3.4.1.1	Impact de la position sur le wafer du filtre sur ses caractéristiques.....	80
3.4.2	Automatisation des mesures.....	83
3.4.3	Etude d'un test fréquentiel optimisé.....	86

3.5	Conclusion.....	88
3.6	Références	90
<i>Chapitre4</i>	Caractérisation non-linéaire des filtres acoustiques sous forte puissance RF ..	91
4.1	Introduction	91
4.2	Caractérisation en puissance des résonateurs BAW	93
4.2.1	Banc de caractérisation en puissance des BAW.....	93
4.2.2	Dispositif expérimental	93
4.2.3	Analyse des mesures de puissance	95
4.2.4	Modèle non-linéaire	96
4.3	Caractérisation en puissance des filtres acoustiques CRF	101
4.3.1	Objectifs	101
4.3.2	Le point de compression	101
4.3.2.1	Dispositif expérimental	101
4.3.3	Mesure du point de compression.....	102
4.3.4	Le produit d'intermodulation d'ordre 3	103
4.3.4.1	Dispositif expérimental	103
4.3.4.2	Bilan de puissance	104
4.3.5	Mesure du spectre à la sortie du filtre et détermination del'IP3	105
4.3.5.1	IP_3 d'un thru	105
4.3.5.2	IP_3 du filtre CRF	105
4.3.6	Modèle non-linéaire des filtres acoustiques	106
4.3.6.1	Simulations HB pour les CRF	107
4.3.6.2	Comparaison des résultats de retro-simulations et des mesures	109
4.3.6.3	Loi de variation non-linéaire des paramètres du triplet.....	110
4.3.6.4	Vérification du modèle non-linéaire avec le CRF n°2	112
4.4	Conclusion.....	114
4.5	Références	116
<i>Chapitre5</i>	Nouvelle méthode de tests de dispositifs hyperfréquences	119
5.1	Introduction	119
5.2	Choix des conditions de mesures	121
5.2.1	Choix du paramètre d'analyse.....	122
5.2.1.1	Rapport Signal sur Bruit (<i>RSB</i>)	122
5.2.1.2	Taux d'Erreur Binaire (<i>TEB</i>).....	123
5.2.1.3	Module du Vecteur d'Erreur (<i>EVM</i>)	124

Table des matières

5.2.2	Choix de la modulation	126
5.3	Description de la technique de mesure.....	128
5.3.1	Principe.....	128
5.3.2	Méthode de simulation sous ADS.....	130
5.3.3	Procédure d'expérimentation et banc de mesure.....	132
5.4	Analyse des résultats des filtres de Butterworth	134
5.5	Applications sur des filtres de Tchebychev.....	139
5.6	Applications du test industriel sur des filtres CRF-BAW	140
5.6.1	Analyse d'un filtre CRF prototype.....	141
5.6.2	Paramètres critiques pour le test industriel	142
5.6.3	Test des filtres CRF.....	142
5.6.3.1	Décision sur le point A.....	143
5.6.3.2	Décision sur le point C	143
5.6.3.3	Décision sur le point D.....	144
5.6.3.4	Décision sur le point B	145
5.7	Conclusion.....	147
5.8	Références	148
	Conclusions Générales	149
	Liste des publications.....	153
	Annexe I : Equation de la propagation en mode d'épaisseur d'une couche piézoélectrique .	155
	Annexe II : Propriétés des matériaux	159
	Annexe III : Calibration sous forte puissance	161
	Annexe IV : Simulations HB du CRF sous forte puissance.....	163
	Glossaire.....	167
	Résumé.....	169
	Abstract	169

Introduction Générale

Grâce à l'évolution de la microélectronique, la téléphonie mobile a subi depuis une vingtaine d'années un grand essor du point de vue technologique et économique. Les besoins en termes de miniaturisation, réduction du coût et de la consommation énergétique et l'amélioration des performances ont contribué au passage à des standards numériques utilisant une large bande de fréquence pour transmettre l'information et à l'accroissement de la complexité liée à une quantité de fonctionnalités nouvelles, intégrées dans les terminaux mobiles. Parmi les circuits électroniques les plus concernés par les contraintes technologiques figurent les fonctions de filtrage. En effet, ces fonctions comptent parmi les plus importantes de la téléphonie cellulaire, elles permettent de sélectionner le signal utile en réception et de limiter les signaux parasites en émission. Elles doivent relever un double défi consistant à traiter simultanément un nombre toujours plus grand de signaux, tout en limitant la consommation énergétique et la surface de silicium employée pour ceux qui sont intégrés. Les filtres radiofréquences utilisés dans un système de communications radio représentent 30% de son coût total.

La réalisation de filtres est possible avec des technologies traditionnelles type PCB (Printed Circuit Board). Cependant ces technologies n'offrent pas les performances attendues (facteur de qualité) et ne sont pas intégrables. Les technologies utilisant des résonateurs à onde de volume ou BAW (Bulk Acoustic Wave) offrent des potentialités importantes tant sur le plan des performances que sur celui de l'intégration ou de la fabrication dans des technologies silicium. Cette technologie basée sur des couches minces piézoélectriques de nitrure d'aluminium permet d'obtenir un facteur de qualité élevé et une surface plus réduite que les résonateurs SAW (Surface Acoustic Wave) et les résonateurs céramiques.

De nombreuses études ont été menées ces dernières années pour étudier la faisabilité et la réalisation de filtres BAW sur silicium compatibles avec les technologies standard de la microélectronique. Ces études ont porté sur des aspects technologiques, sur les architectures possibles utilisant plusieurs BAW ou encore sur la fiabilité. Parmi celles-ci les filtres à résonateurs couplés ou CRF (Coupled Resonator Filter) apportent des solutions performantes. Ces filtres basés sur une architecture innovante utilisant des résonateurs BAW couplés électriquement et mécaniquement à travers un empilement de couches offrent des performances élevées en termes de pentes de réjections et de pertes d'insertion dans la bande passante.

Cependant, les études concernant la caractérisation de ces dispositifs à grande échelle sont très peu nombreuses. Les tests à effectuer peuvent être de plusieurs natures : contrôle physico-chimique au cours de la fabrication, test intermédiaires à l'aide de composants dédiés mais non utiles en termes de filtrage.... Malgré ces tests, le test final à la fréquence de fonctionnement du filtre réalisé demeure indispensable. Les techniques classiquement utilisées pour caractériser les composants et dispositifs hyper fréquences sont au nombre de deux.

La première méthode de mesure qui est aussi la plus utilisée est la caractérisation fréquentielle à l'aide d'un signal harmonique. Cela est dû vraisemblablement au rapide développement des analyseurs de réseaux vectoriels qui offrent depuis l'avènement des sources synthétisées, des caractéristiques de précision, de stabilité et de dynamiques excellentes. En outre, les systèmes de communication sont le plus souvent bande étroite (mélangeurs, filtres, multiplieurs, coupleurs, duplexeurs, ...) et se prêtent bien à une analyse fréquentielle. Elle permet de faire un bilan de puissances microonde à partir de la puissance envoyée par l'appareil et deux puissances mesurées : celle ayant traversé le dispositif et celle réfléchiée par l'entrée du dispositif hyperfréquence à tester (DST). On obtient alors les paramètres S du DST. Cette méthode s'appuie sur un appareil nommé « Vector Network Analyser » (VNA). Toutefois la première étape de mesure avec un VNA nécessite de réaliser une calibration. Cette étape est indispensable pour déplacer les plans de référence de l'appareil de mesure jusqu'à l'entrée du dispositif et ainsi de s'affranchir principalement de l'influence des câbles et des sondes de mesure et corriger les dérives de l'appareil. Ce calibrage peut être répété plusieurs fois durant la journée. Ensuite pour chaque point de fréquence quatre paramètres complexes S (module et phase) sont mesurés. Le temps de mesure dépend du nombre de points de mesures fréquentielles (classiquement plusieurs centaines). Le principal inconvénient de cette méthode de mesure est que la moitié du coût d'un filtre RF intégré et réalisé en technologie microélectronique est liée à ces tests fréquentiels. Il existe une variante à cette méthode fréquentielle basée sur l'utilisation d'analyseurs de spectre. Cette variante permet d'obtenir une seule mesure correspondant au module de la puissance transmise (soit 1 paramètre au lieu de 8). Un analyseur de spectre est un appareil généralement moins cher qu'un VNA. Si cette variante est souvent plus rapide, il est toutefois impossible de décrire correctement le comportement d'un DST avec un seul paramètre et sans aucune information sur le déphasage qu'il introduit.

La seconde méthode de mesure est basée sur des mesures impulsionnelles réalisées à l'aide d'un « Time Domain Reflectometry/Transmission » (TDR/T). L'approche temporelle peut

constituer une bonne solution pour la caractérisation de ces nouveaux systèmes. De plus, contrairement aux analyseurs de réseaux vectoriels, les TDR/T peuvent être utilisés sans calibration préalable pour donner des informations qualitatives sur le dispositif testé. Toutefois pour obtenir des informations quantitatives avec une précision acceptable une calibration est aussi nécessaire. Les TDR/T sont des bancs de réflectométrie temporelle constitués d'un générateur à transition rapide et d'un oscilloscope. Le principe d'un tel appareil consiste à exciter un DST par un générateur d'échelon ou d'impulsion pour mesurer, à l'aide de têtes d'échantillonnage, les signaux réfléchis et transmis. Cette technique exige une très grande rapidité d'échantillonnage des sondes. De plus, la finalité est de déterminer les paramètres S en appliquant un algorithme de transformée de Fourier Rapide (FFT) aux signaux mesurés ce qui nécessite un temps de mesure supplémentaire non négligeable. Cette méthode est mal adaptée à l'extraction de performances propres à un système de transmission numérique tel que le taux d'erreur binaire (*TEB* ou *BER en anglais*). Elle reste dédiée à la caractérisation de composants. Les performances des systèmes TDR/T en termes de dynamique et de répétabilité restent cependant très inférieures à celles obtenues avec les systèmes hétérodynes. Cette méthode ne peut pas remplacer les VNA par des systèmes temporels, mais permet une approche alternative pour mesurer des non linéarités ou certaines réponses transitoires.

Les différentes techniques classiques citées ci-dessus exigent à la fois une procédure compliquée de mesure, un temps de caractérisation important et souvent des équipements à prix élevés. D'autre part aucune de ces méthodes ne permet de préciser l'impact des performances du DST sur celles du système de transmission global.

Le travail de cette thèse présente deux aspects : la modélisation des filtres CRF en régime linéaire et non linéaire et l'optimisation des tests industriels RF.

Ce manuscrit est organisé en cinq chapitres et s'articule de la manière suivante :

- Dans le premier chapitre, nous présentons un aperçu des différentes générations et standards de la téléphonie cellulaire. Ensuite, un état de l'art des technologies faisant appel aux ondes élastiques de surface et de volume (SAW et BAW) utilisées dans le filtrage RF est illustré par les différentes solutions à ondes acoustiques de volume (BAW) dont les filtres CRF qui feront l'objet de notre étude.
- Le deuxième chapitre porte sur des rappels concernant la piézoélectricité et particulièrement sur le matériau AlN. De plus, nous expliquons le principe de fonctionnement des CRF et nous abordons les différents modèles et les outils de

simulations associés. Enfin, nous validons un modèle électro-acoustique large bande que nous avons retenu pour l'ensemble des travaux de thèse sur les filtres acoustiques.

- Au cours du troisième chapitre, nous présentons la caractérisation et la simulation large bande des résonateurs BAW et des filtres piézoélectriques CRF. Après, nous avons étudié une procédure de caractérisation en fréquence des filtres, basée sur une analyse, comme elle peut être faite classiquement avec un grand nombre de points de fréquence et nous avons proposé et validé une méthode visant à réduire le nombre de fréquences mesurées.
- Nous nous intéressons dans le quatrième chapitre au comportement non-linéaire des résonateurs BAW et filtres CRF sous fortes puissances. Un modèle électro-acoustique non linéaire est développé par la suite à partir des mesures sous fortes puissances que nous avons effectuées.
- Le dernier chapitre sera consacré à définir une nouvelle méthode de test industriel permettant de qualifier les dispositifs RF en grande série avec un temps et un coût réduits. Le principe de la nouvelle méthode repose sur une méthode hybride : fréquentielle et temporelle qui exploite les avantages et les potentialités de ces deux approches.

Enfin, nous concluons sur les principaux points abordés dans cette thèse en envisageant quelques perspectives à ces travaux.

L'ensemble de ce travail a été mené à bien dans le cadre du projet FAST labellisé par le pôle de compétitivité MINALOGIC. Notre partenaire principal qui nous a fourni les filtres intégrés est le CEA-LETI.

Chapitre 1 Etat de l'art

Le monde de la téléphonie cellulaire et des systèmes de transmission radiofréquence a subi une évolution technologique effrénée ces dernières années. Nous présentons d'abord dans ce chapitre les différentes générations marquant l'évolution de la téléphonie mobile allant de la transmission analogique de la première génération à la transmission numérique haut débit de la quatrième génération.

Cette explosion du monde des communications mobiles a remis en cause toutes les technologies récentes afin de répondre aux exigences de plus en plus strictes en termes d'occupation du spectre radiofréquence et de compatibilité éventuelle des standards téléphoniques conduisant donc à des architectures plus complexes de toutes les fonctions RF.

Une des fonctions les plus concernées par les contraintes des nouveaux standards est le filtrage radiofréquence (RF) que nous aborderons, nous verrons notamment les différentes technologies utilisées, leurs avantages et leurs limitations. Citons la technologie à ondes de surface (« SAW » : Surface Acoustic Wave) suivie par celle à ondes de volume (« BAW » : Bulk Acoustic Wave) offrant des potentialités importantes tant sur le plan des performances que sur celui de l'intégration et de la fabrication dans des technologies collectives comme les technologies silicium.

Le développement technologique des systèmes de communication tend à réduire l'encombrement par une stratégie d'intégration de tous les modules RF tout en prenant en compte le coût du système total, dans lequel le test doit être intégré.

Le test des composants radiofréquences étant une étape importante de la fabrication, il est actuellement basé sur la mise en œuvre de techniques fréquentielles ou impulsionnelles avec des appareils classiques tels que le « VNA » (Vector Network Analyzer) ou le « TDR » (Time Domain Reflectometry) qui restent assez lourds en termes de coût et de temps d'analyse.

1.1 La téléphonie cellulaire : une histoire de générations

L'histoire des systèmes de communication sans fil remonte au 19^{ème} siècle, quand Hertz démontra que les ondes électromagnétiques pouvaient se propager sans support matériel. Les interactions des ondes électromagnétiques émises avec l'environnement dans lequel elles se propagent sont diverses et multiples et déterminent les performances des systèmes de transmission sans fil. Par ailleurs, la demande de débits de plus en plus importants a conduit à une augmentation des fréquences porteuses.

Au début des années 1980, les systèmes de téléphonie cellulaire ont connu un essor principalement au niveau de la mobilité. En effet, les évolutions technologiques des semi-conducteurs, microprocesseurs et des batteries ont permis de concevoir des téléphones portables plus petits, plus légers et accessibles pour un grand nombre d'utilisateurs (20 millions d'utilisateurs en 1990). Ces premières architectures cellulaires dites de premières générations (1G) permettaient la transmission de la voix d'une façon analogique. Les systèmes les plus importants de téléphonie portable sont « AMPS » (Advanced Mobile Phone System), « NMT » (Nordic Mobile Telephone) et « TACS » (Total Access Communication System).

Les principales contraintes de cette génération étaient le nombre limité des communications simultanées dans une même cellule par risque de saturation des réseaux de transmission.

Le développement des téléphones cellulaires de seconde génération fut dirigé par le besoin d'améliorer la qualité de transmission, le débit ainsi que la couverture du réseau. Les technologies des semi-conducteurs et des dispositifs à micro-ondes ont permis l'utilisation de la transmission numérique au sein des télécommunications mobiles.

Grâce aux réseaux 2G, il est possible de transmettre la voix ainsi que des données numériques de faible volume, par exemple des messages texte (« SMS », pour *Short Message Service*) ou des messages multimédias (« MMS », pour *Multimedia Message Service*).

Aujourd'hui de nombreux standards liés aux première et deuxième générations sont apparus et sont mondialement utilisés. Chaque standard a son propre niveau de mobilité, de capacité et de service. Certains standards ne sont utilisés que dans un pays ou une région et sont pour la plupart incompatibles entre eux. Les principaux standards de téléphonie mobile sont les suivants [Lagrange-2000] :

- « GSM » (Global System for Mobile Communications) : le standard le plus utilisé à la fin du 20^{ème} siècle. Les bandes de fréquences utilisées en Europe sont 900 MHz et 1800 MHz, aux Etats-Unis 1900 MHz. La norme « GSM » permet un débit de 9,6 kbps. « GSM » est la famille de standards la plus efficace (« GSM900 », « GSM1800 », et « GSM1900 ») qui représente 250 millions des 450 millions de cellulaires présents dans le monde sur environ 140 pays et 400 réseaux.

Le standard « GPRS » (General Packet Radio System), appelé encore 2,5G, est une extension de la norme « GSM » et a été mis en œuvre afin d'améliorer la qualité du débit qui est de l'ordre de 114 kbps.

La norme « EDGE » (Enhanced Data Rates for Global Evolution) connue comme la génération 2,75G améliore aussi la qualité du débit du « GPRS » en le ramenant à 384 kbps et permettant donc des transmissions de contenus multimédias.

- « CDMA » (Code Division Multiple Access) : utilisant le principe de multi fréquences. Il permet à plusieurs liaisons numériques d'utiliser simultanément la même fréquence porteuse.
- « TDMA » (Time Division Multiple Access) : utilisant une technique de découpage temporel des canaux de communication, afin d'augmenter le volume de données transmises simultanément. La technologie « TDMA » est principalement utilisée sur le continent américain, en Nouvelle Zélande et en Asie Pacifique.

Après les deux premières générations, les instances de normalisation ont décidé d'unifier tous les réseaux de la 2G en un seul réseau en lui ajoutant des capacités multimédias nécessitant un haut débit pour les données en un seul système dit de troisième génération (3G) de téléphonie mobile : International Mobile Telecommunications « IMT-2000 ». Le nombre 2000 est en référence à la bande de fréquence utilisée autour de 2000 MHz.

Le principe du système est souvent résumé dans la formule « anyone, anywhere, anytime », signifiant que chacun doit pouvoir joindre ou être joint n'importe où et n'importe quand. Le système doit donc permettre l'acheminement des communications indépendamment de la localisation de l'abonné, que celui-ci se trouve chez lui, au bureau, dans un moyen de transport...

Les spécifications « IMT-2000 » de l'Union Internationale des Communications (UIT), définissent les caractéristiques de la **3G**. Ces caractéristiques sont notamment les suivantes :

- Un haut débit de transmission partagé entre 144 Mbps et 2 Mbps ;
- Compatibilité mondiale avec les services mobiles 3G et les réseaux de la seconde génération.

La 3G, permettant d'atteindre des débits élevés, ouvre ainsi la porte à des usages multimédias tels que la transmission vidéo, la visioconférence ou l'accès internet haut débit. Les réseaux 3G utilisent des bandes de fréquences différentes des réseaux précédents : 1885-2025 MHz et 2110-2200 MHz.

La principale norme 3G utilisée en Europe est l'« **UMTS** » (*Universal Mobile Telecommunications System*), utilisant un codage « **W-CDMA** » (*Wideband Code Division Multiple Access*). La technologie « UMTS » utilise une bande de fréquence de 5 MHz pour le transfert de la voix et des données avec des débits pouvant aller de 384 kbps à 2 Mbps.

La technologie « **HSDPA** » (*High-Speed Downlink Packet Access*) est un protocole de téléphonie mobile de troisième génération dit « 3,5G » permettant d'atteindre des débits de l'ordre de 8 à 10 Mbits/s. La technologie « HSDPA » utilise une bande de fréquence autour de 5 GHz et utilise le codage W-CDMA (Wide CDMA).

La quatrième génération « 4G » est la suite de l'évolution de la téléphonie mobile. On attend une migration majeure vers la technologie IP (Internet Protocol), qui constitue une convergence du réseau sans fil (WiFi) et de la téléphonie mobile. Il existe toujours et encore un nuage autour de la norme 4G, d'une part à cause de l'immaturité de la technologie et d'autre part à cause de la concurrence des organisations, des associations de télécommunication qui veulent imposer leur norme pour la 4G.

Les spécifications prévues pour les systèmes 4G sont un débit minimal de 100 Mbps pour des mobilités élevées, arrivant à 1 Gbps pour une utilisation fixe, haute qualité de service multimedia, haute définition « HDTV » pour la vidéo, une compatibilité avec tous les standards de téléphonie et les réseaux sans fil existants et finalement un réseau total IP avec commutation de paquets (packet switching).

Les technologies précurseurs de la 4 G comme le « WiMAX » (Worldwide Interoperability for Microwave Access), le « LTE » (Long Term Evolution) sont apparues sur le marché à partir de 2006 et 2009 respectivement. Les versions récentes de ces pré-4G vont vers des réseaux internet mobiles avec des débits similaires à ceux de l'internet fixe de l'ordre de 100Mbps et 144Mbps avec un grand nombre d'utilisateurs simultanés tout en réduisant le coût des mégabits transmis.

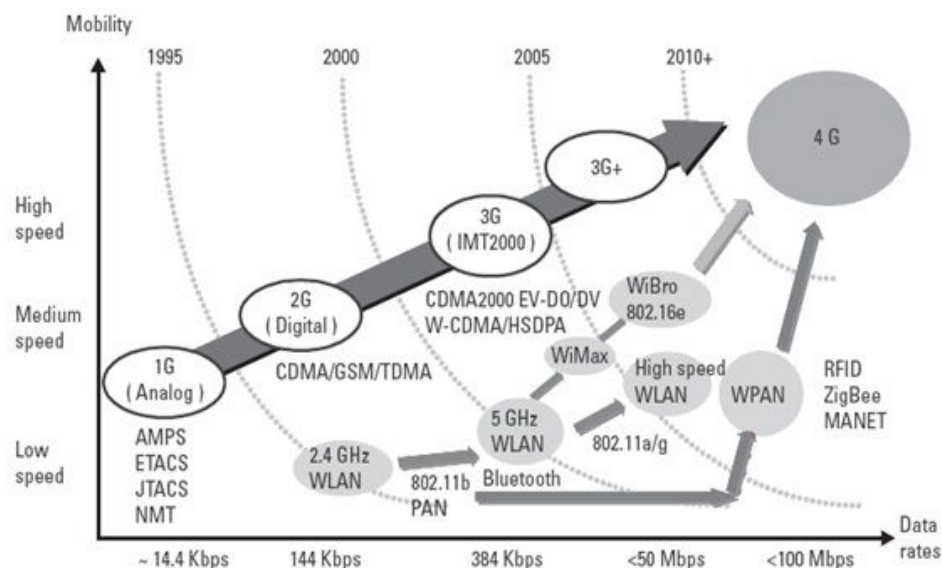


Figure 1-1. Evolution des systèmes de téléphonie mobile [Adachi-2001] de la 1G vers la 4G et des réseaux de communication sans fil

Les puces silicium ont donc évolué pour répondre à la demande de ces nouveaux standards et à la croissance continue du marché mondial. Le spectre de fréquences occupé par les systèmes de télécommunications sans fil, s'élargit considérablement pour permettre un débit d'information toujours plus important, donnant naissance notamment aux architectures émergentes allant vers la 3G et la 4G pour le domaine de la téléphonie.

Les terminaux 3G doivent alors satisfaire à un cahier des charges assez sévère en termes de coût et de miniaturisation tout en multipliant les fonctionnalités incorporées et l'autonomie en énergie. L'amélioration des performances accompagnée d'une stratégie d'intégration de toutes les fonctionnalités dans les téléphones mobiles est accompagnée par une complexité technologique de plus en plus importante conduisant à l'apparition de technologies prometteuses tels que les dispositifs acoustiques intégrés à onde de surface « SAW » ou à onde de volume « BAW ».

Ces dispositifs répondant aux exigences des nouveaux standards se trouvent dans les fonctions « filtrages » et « oscillateur ».

1.2 Notions de filtrage

La demande d'utilisation de systèmes de transmissions radiofréquence est en constante augmentation et le nombre de bandes disponibles étant restreint, il devient impératif que les systèmes de transmission soit efficaces en terme de largeur de canaux. Compte tenu de ces contraintes, il faut pouvoir isoler efficacement les bandes de fréquences entre elles afin de les rapprocher. De plus, les canaux de fréquence étant en général utilisés en mode «full-duplex », il faut pouvoir séparer les canaux d'émission (Tx) et de réception (Rx) pour chaque bande sans dégrader la qualité de transmission. Pour répondre à ces exigences, les contraintes de réalisation sont en grande partie reportées sur les filtres, principalement passe-bande, dont la réponse typique est présentée sur la figure 1-2.

La principale caractéristique dans la conception d'un filtre passe-bande est sa fréquence centrale f_0 . Ce paramètre comparé à la bande passante du filtre définit le facteur de qualité Q , qui représente la sélectivité du filtre, bien que ce facteur ne soit plus tout à fait représentatif des qualités d'un filtre notamment pour les filtres à résonateurs mécaniques qui présentent des pentes de réjection extrêmement élevées. Pour les téléphones portables actuels, ce facteur peut atteindre des valeurs de 30 pour certaines technologies avancées [Sato-2005]-[Dubois-2006] comme les filtres acoustiques en technologie « SAW » et « BAW ».

Un des critères les plus importants dans la bande passante du filtre est les pertes d'insertion (ou « Insertion Losses » IL en anglais) qui doivent être les plus faibles possibles

(figure 1-2). Les filtres commerciaux actuels dans les téléphones portables présentent des pertes d'insertions supérieures à 4 dB pour une gamme de température de fonctionnement allant de -30°C à 85°C [Aigner-2004]. Des pertes d'insertion de 3 dB signifient que la moitié de la puissance est dissipée sous forme de chaleur, ce qui chauffe le filtre et conduit à un comportement non linéaire qui se traduit par une translation de sa bande passante. D'où l'importance de la stabilité thermique du dispositif surtout pour le standard américain « PCS » (Personal Communications Service) pour lequel la bande de séparation entre les canaux Tx et Rx est seulement de 20 MHz. Des pertes d'insertion plus faibles induisent une meilleure sensibilité du récepteur, une réduction du niveau d'amplification et une augmentation de l'autonomie de la batterie [Ruby-2005].

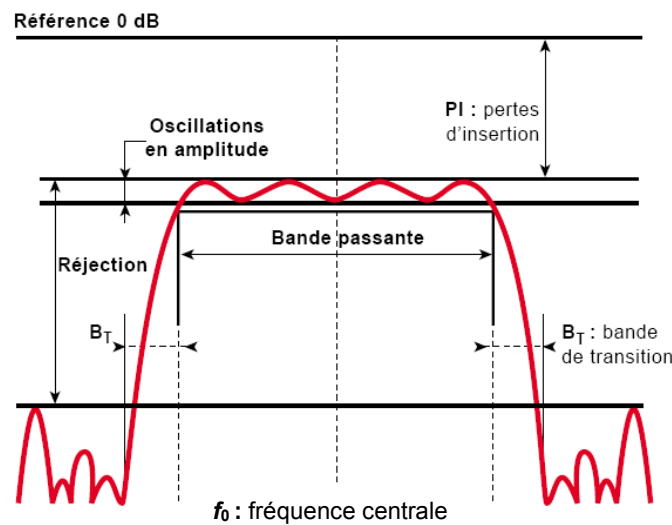


Figure 1-2. Réponse d'un filtre passe-bande avec ses principales caractéristiques

Les ondulations dans la bande passante (figure 1-2) ou en anglais « band ripple », sont aussi un paramètre critique qui ne doit pas dépasser 0,5 dB pour garantir un niveau de puissance quasi-homogène du signal à la sortie du filtre.

La réjection ou le niveau d'atténuation hors bande est un troisième facteur important dans la notion de filtrage qui évite les interférences entre deux canaux adjacents de communication surtout pour des cas critiques où les bandes de séparation sont faibles. En conséquence, les bandes de transition (figure 1-2) doivent être les plus étroites possibles ramenant à des facteurs de qualité élevés.

1.3 Filtres RF dans les téléphones cellulaires

Le rôle principal de la partie analogique RF de l'émetteur est de transposer le signal à transporter de la bande de base vers la fréquence porteuse.

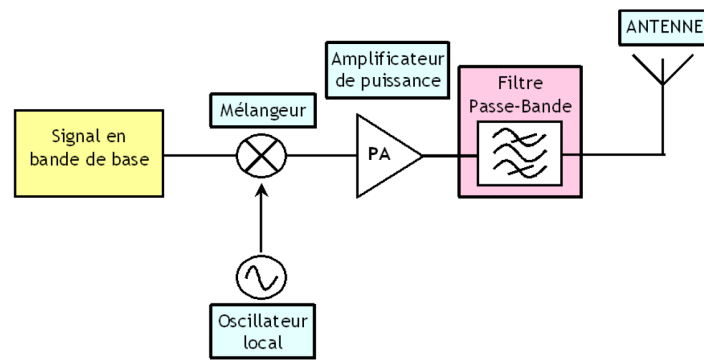


Figure 1-3. Schéma bloc simplifié d'un émetteur RF

La transposition vers les radiofréquences consiste à moduler l'une des caractéristiques d'un signal RF. Le récepteur doit extraire les informations du signal émis en démodulant le signal reçu. Notons qu'ici pour simplifier la compréhension, nous avons présenté un émetteur sans fréquence intermédiaire, alors que la plupart des systèmes actuels utilise une fréquence intermédiaire pour passer de la bande de base à la fréquence porteuse.

Pour amener le signal en bande de base sur la porteuse radiofréquence, on utilise la fonction mélangeur (figure 1-3) qui permet de multiplier le signal émetteur en basse fréquence par la porteuse RF synthétisée à l'aide d'un oscillateur local. Le signal obtenu à la sortie du mélangeur possède un spectre centré à la fréquence de l'oscillateur local ou fréquence porteuse. L'amplificateur de puissance « PA » (Power Amplifier en anglais) amplifie le signal qui a subi une atténuation lors de son passage par le mélangeur. Avant l'émission par l'antenne, on passe par une étape de filtrage RF qui permet de rejeter tous les signaux parasites ajoutés au signal utile dans les étages précédents.

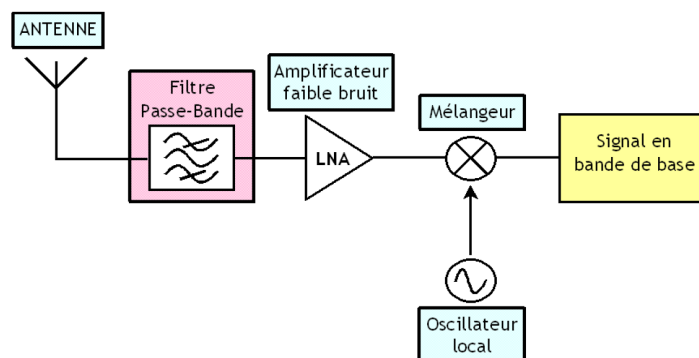


Figure 1-4. Schéma bloc simplifié d'un récepteur RF

La chaîne de réception de la figure 1-4 doit pouvoir extraire le signal émis en bande de base du signal RF et capté par l'antenne. Comme pour la partie émetteur, nous avons choisi de présenter un récepteur sans fréquence intermédiaire. L'antenne capte toutes les ondes électromagnétiques dans une bande passante déterminée dont celle du signal utile. Alors le signal reçu au niveau de l'antenne contient le signal utile et des signaux parasites provenant d'autres voies de communication. Le filtre passe-bande RF après l'antenne vient donc filtrer

le signal reçu par celle-ci autour de la fréquence porteuse. Une sélectivité très élevée est requise pour ce filtre surtout si le signal utile est de faible amplitude comparable aux amplitudes d'autres signaux parasites. Le signal est ensuite amplifié par un amplificateur à faible bruit « LNA » (Low Noise Amplifier) puis transposé en bande de base à l'aide de l'étage mélangeur.

Pour des systèmes de transmission « full-duplex » où l'émission et la réception se font simultanément, les filtres utilisés précédemment sont assemblés autour d'un composant appelé duplexeur. C'est le cas du standard de communication 3G « UMTS » qui permet une émission et une réception simultanées du téléphone mobile.

Le duplexeur permet donc de connecter les chaînes d'émission et de réception directement à l'antenne via les filtres Rx et Tx (figure 1-5). En conséquence, il faut garantir une forte isolation entre les deux chaînes de transmission pour ne pas saturer la partie récepteur. Cette isolation du signal émis arrive à 55 dB à l'entrée du récepteur pour les duplexeurs « PCS » d'Avago.

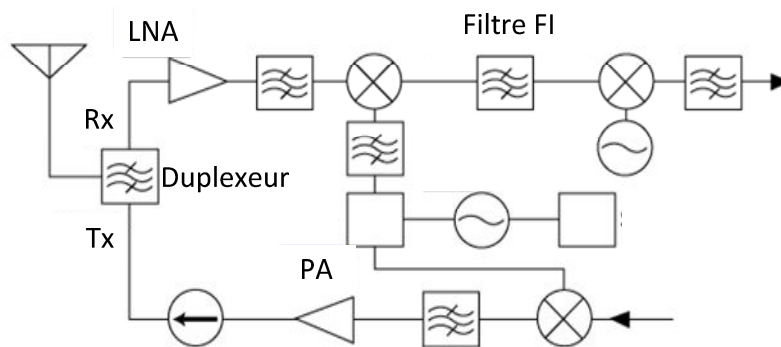


Figure 1-5. Système full-duplex d'un émetteur-récepteur RF avec fréquence intermédiaire (FI)

A part l'isolation élevée requise entre les bandes Tx et Rx et la forte sélectivité des filtres, le mode « full-duplex » doit avoir une sensibilité importante en réception de l'ordre de -117 dBm [Bar-2008]. D'où, les performances des systèmes de transmission « full-duplex » qui dépendent fortement des performances des filtres duplexeurs [Ruby-2005]-[Inoue-2003].

1.4 Technologies SAW et BAW dans la téléphonie mobile

L'introduction des générations récentes 3G et 4G s'est accompagnée d'une réduction de la taille des terminaux téléphoniques mobiles et donc des composants utilisés dont les filtres RF.

Un filtre classique passe-bande est constitué d'éléments localisés tels que les inductances et les capacités. Toutefois, cette technologie de filtre ne fonctionne pas au-delà de

500 MHz à cause des faibles facteurs de qualités des composants et des pentes de réjection trop faibles.

D'autres technologies sont proposées pour répondre aux exigences des nouveaux standards de téléphonie mobile, comme les filtres actifs, les filtres céramiques et les filtres acoustiques en technologie « SAW » et « BAW ».

1.4.1 Les filtres actifs intégrés

Les filtres actifs sont constitués de composants passifs et d'éléments actifs (principalement des amplificateurs opérationnels). Grâce aux nouvelles technologies d'intégration avec des transistors à fréquences de transition élevées et à l'aide de la compensation des faibles facteurs de qualité par des montages amplificateurs, la réalisation de ces filtres à partir de résonateurs à éléments localisés est devenue possible. Deux méthodes de compensation des pertes sont utilisées : les montages à résistance négative [Pipilos-1996]-[Karacaoglu-1995] et les inductances actives [Kuhn-1996]. Les performances présentées par les filtres actifs intégrés développés en technologie MMIC (*Monolithic Microwave Integrated Circuits*) sont intéressantes car ces dispositifs allient plusieurs avantages tels que la compacité, la reproductibilité, le réglage de la fonction électrique générée, la compensation des pertes et la possibilité de combiner la fonction filtrage avec d'autres fonctions hyperfréquences (amplification, mélange, etc.) [Bergeras-2010].

Néanmoins, l'intégration complète d'un filtre actif pose de gros problèmes relatifs à la précision des composants, la dynamique des valeurs que l'on peut obtenir, la linéarité et l'influence des capacités parasites. Ces limitations ont fait que l'application des filtres actifs intégrés est restée très restreinte dans les chaînes radio des terminaux mobiles [Kuhn-1998].

1.4.2 Les filtres céramiques

D'autres topologies de filtres peuvent être réalisées parmi lesquelles les filtres diélectriques utilisés depuis 1960 pour réaliser les fonctions de filtrage RF. Les matériaux céramiques ont l'avantage d'avoir des pertes diélectriques réduites, une grande stabilité en température (un coefficient de variation de la fréquence en température « TCF » inférieur à 10ppm/°C) et une permittivité relative importante (entre 20 et 90) [Wakino-1984]. Une forte permittivité relative avec de faibles pertes diélectriques se traduit par un facteur de qualité élevé, de faibles pertes d'insertion et une bonne stabilité thermique [Aigner-2005]. Leur fonctionnement repose sur les différents modes de propagation des ondes électromagnétiques ce qui nécessite de protéger les résonateurs par des cavités métalliques pour éviter les rayonnements parasites présents dans l'environnement.

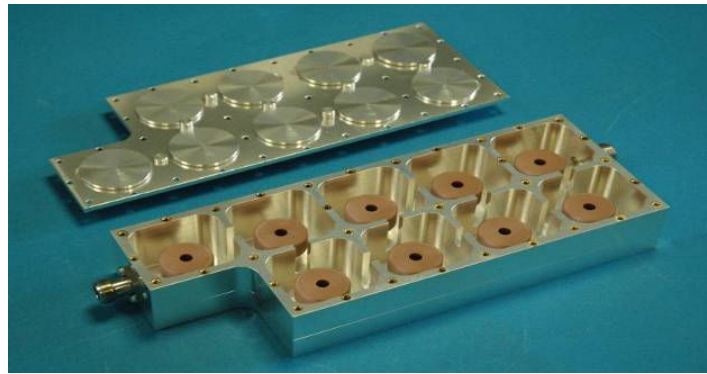


Figure 1-6. Filtre diélectrique d'ordre 9 pour le standard « UMTS » en liaison montante
[Knack-2008] (Uplink)

Ces structures sont faciles à concevoir, et elles peuvent être fabriquées en masse, donc à bas coût et facilement modulables pour obtenir une forme désirée. Ces filtres sont utilisés dans les stations de base de radio mobile grâce à leurs forts facteurs de qualité avec une forte stabilité en puissance arrivant jusqu'à 10 W, mais leur encombrement est un problème majeur pour leur intégration dans les téléphones mobiles.

Les matériaux céramiques à haute permittivité diélectrique parmi lesquels le MgTiO_3 - CaTiO_3 [Wakino-1977], $\text{Ba}(\text{Sn},\text{Mg},\text{Ta})\text{O}_3$ [Tamura-1986] et le $\text{Ba}(\text{Zn},\text{Ta})\text{O}_3$ [Kawashima-1983] ont connu un grand succès pour la conception des filtres diélectriques miniaturisés. Cependant, la contrainte de la taille reste persistante parce que ces matériaux céramiques à plus forte permittivité présentent des pertes diélectriques assez élevées. La taille des céramiques peut atteindre 1 cm dans les "front-end modules" [Ren-2001] et condamne définitivement l'idée d'intégration.

1.4.3 Les filtres à ondes de surface « SAW »

Tous les filtres acoustiques utilisent le principe de la conversion d'énergie électrique en énergie acoustique et inversement. L'intérêt de cette technologie est que les ondes acoustiques se propagent à des vitesses 100000 fois plus faibles que celle des ondes électromagnétiques ce qui permet de réduire de la taille du composant.

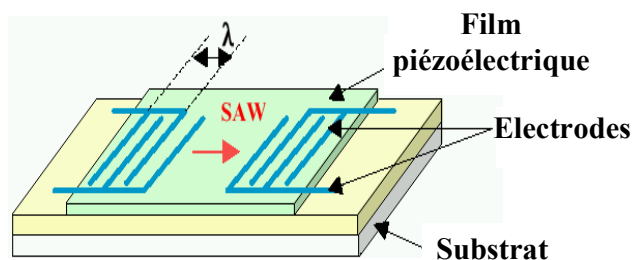


Figure 1-7. Schéma d'un résonateur de type SAW.

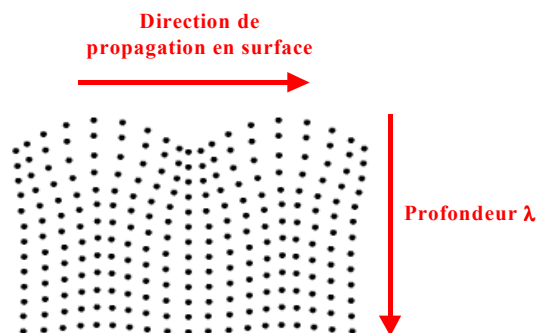


Figure 1-8. Déplacement mécanique des particules pour une onde de Rayleigh.

Les filtres « SAW » ne sont pas les premiers composants acoustiques à apparaître, les résonateurs à quartz ont été utilisés depuis longtemps notamment pour des fonctions de filtrage. Vu leurs limitations en fréquence de résonance jusqu'à quelques centaines de MHz, les SAW ont été la solution technologique pour le filtrage à plus haute fréquence.

A partir des années 80, la technologie de type SAW est déjà largement employée dans le développement des applications militaires telles que les équipements radars, les capteurs chimiques [Dickert-2001], et d'après Weigel et al. [Weigel-2002] pour la première fois en tant que filtre passe-bande FI dans les récepteurs TV, et toujours employés aujourd'hui notamment pour cette même fonction.

En 1990, ces filtres furent l'élément indispensable dans un système de transmission sans fil répondant aux exigences en termes de petite taille et un facteur de qualité élevé [Ikat-1990]. Les filtres SAW sont utilisés au début pour le filtrage intermédiaire (FI) mais avec les progrès de la photolithographie, les filtres SAW ont pu atteindre des fréquences de fonctionnement de l'ordre de 2,5 GHz permettant d'adopter des architectures à conversion directe en bande de base sans passer par des étages de filtrage intermédiaire [Steichen-2000]. Les filtres FI ont commencé donc à disparaître des téléphones GSM et CDMA.

Un exemple de schéma et de principe de fonctionnement est représenté sur la figure 1-7. Une onde du type onde de Rayleigh naît de la contraction d'un milieu solide tel un matériau piézoélectrique situé entre les doigts de l'électrode en forme de peigne interdigité. Un signal RF appliqué sur l'un des peignes est converti en ondes acoustiques de surface se propageant vers l'autre électrode. L'onde acoustique de surface est alors transformée à nouveau en onde électromagnétique. Pour une fréquence bien déterminée, ceci permet de créer une excitation acoustique constructive pour les ondes de surface.

Le filtre SAW possède des très bonnes performances en termes de sélectivité, de pertes d'insertion et d'encombrement avec un coût de fabrication assez compétitif grâce à la simplicité de la procédure de fabrication tout en permettant une grande flexibilité sur ces caractéristiques en jouant sur la conception du filtre [Aigner-2005]. Toutefois, les filtres SAW présentent deux inconvénients majeurs : la limitation en fréquence jusqu'à 2,5 GHz due à la limitation du procédé de gravure des peignes interdigités (résolution lithographique) et leur sensibilité aux niveaux élevés de puissance au-delà de 1 W. En outre, la nature chimique des matériaux piézoélectriques présents dans la plupart des SAW les rend incompatibles avec les circuits intégrés silicium. Ainsi, les SAW nécessitent souvent aussi une couche pour isoler le matériau piézoélectrique du silicium des puces. Cette couche peut servir à la fois d'isolation chimique, si le film piézoélectrique est incompatible chimiquement avec le substrat ou encore

à favoriser la propagation des ondes acoustiques. Un dernier inconvénient est la taille de ces composants, qui si elle est réduite par rapport aux technologies antérieures, est trop importante pour envisager leur intégration sur silicium.

1.4.4 Les filtres à ondes de volume « BAW »

Vu les contraintes technologiques limitant l'utilisation des composants SAW, des travaux de recherche ont commencé depuis une vingtaine d'années sur une nouvelle technologie exploitant des ondes acoustiques de volume dite « BAW » (Bulk Acoustic Wave).

La figure 1-9 montre que les composants BAW permettent de monter en fréquence alors que les dispositifs SAW restent limités à 2,5 GHz même pour les TC-SAW.

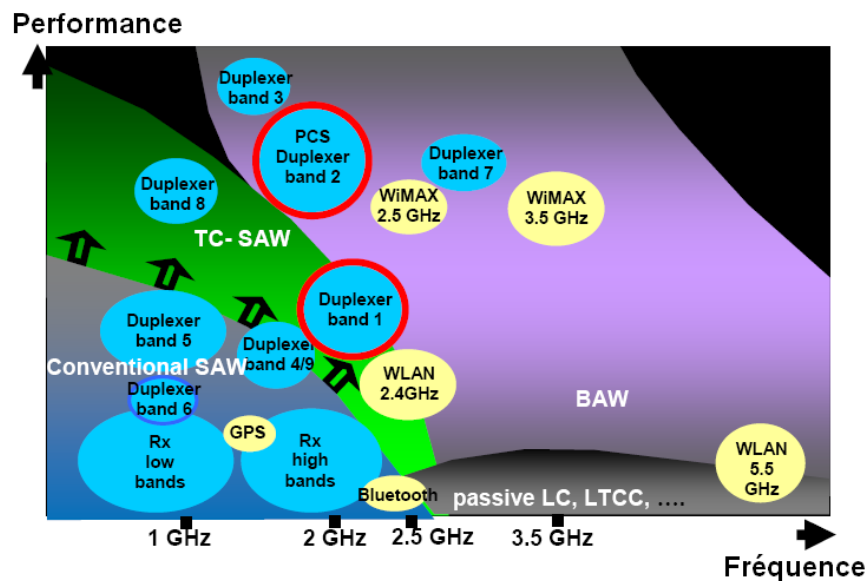


Figure 1-9. Répartition de l'utilisation des composants SAW, TC-SAW (SAW compensés en température) et BAW dans les téléphones mobiles

Cette technologie répond aux besoins de la montée en fréquence car d'après le principe de fonctionnement, l'épaisseur est la dimension qui détermine la fréquence de résonance de la couche piézoélectrique et par conséquent les fréquences caractéristiques des filtres. Donc, la fabrication des filtres BAW ne pose pas le problème de résolution lithographique. De plus, les BAW sont bien plus stables [Aigner-2003]. Ils résistent également mieux à la puissance véhiculée [Park-2003] et aux décharges électrostatiques [Aigner-2002] puisque la puissance RF est répartie dans le volume de la couche piézoélectrique qui à son tour présente une tenue remarquable à la puissance.

Le passage à la nouvelle technologie BAW se traduit aussi par un gain de surface, par rapport aux filtres SAW. La taille des BAW permet d'envisager l'intégration monolithique des circuits micro-ondes, dits MMIC ("Monolithic Microwave Integrated Circuits"), avec les technologies CMOS [Lanz-2004]. Les BAW sont plus attractifs que les SAW car ils sont

compatibles avec les procédés de fabrication des circuits CMOS et BiCMOS ce qui permet d'envisager l'intégration complète d'une chaîne de transmission radiofréquence permettant de réduire les coûts de production [Loebl-2003]. Un autre avantage est la possibilité d'utiliser un substrat bas coût tel que le silicium contrairement aux filtres SAW qui requiert un substrat piézoélectrique.

Le développement de cette technologie depuis une vingtaine d'années lui a permis de passer au stade de la commercialisation à la fin des années 90 quand AVAGO (précédemment Hewlett Packard) et Infineon (précédemment Siemens) ont développé un procédé de pulvérisation permettant d'obtenir des couches piézoélectriques de qualité.

1.4.5 Principe de fonctionnement des BAW

La structure de base est une capacité Métal-Isolant-Métal « MIM » dont le diélectrique est un matériau piézoélectrique pris en sandwich entre deux électrodes métalliques de faible épaisseur. Suite à l'application d'un champ électrique, le matériau piézoélectrique est le siège d'une déformation grâce au phénomène de piézoélectricité inverse (ou l'effet Lippman). L'onde acoustique générée suite à l'application d'un champ électrique se propage suivant une direction donnée dans le matériau avec une vitesse v qui dépend des propriétés élastiques du milieu et de la direction de propagation. La résonance aura lieu suite à la construction d'une onde stationnaire qui dépend des dimensions caractéristiques telles que la longueur de propagation de l'onde acoustique qui doit être n fois (n est un nombre entier) la demi-longueur d'onde λ .

Les premiers dispositifs à onde de volume sont les résonateurs à Quartz à surfaces planes. Les premiers résonateurs réalisés, le sont à partir des substrats monocristallins amincis dont la technique d'usinage permet de réduire l'épaisseur à $8\text{ }\mu\text{m}$, soit une fréquence de résonance de 200 MHz [Coussot-1974]. Pour pouvoir monter vers les hautes fréquences, les industries ont développé des méthodes de dépôt de couches minces de matériaux piézoélectriques tel que le sulfure de Cadmium (CdS), l'oxyde de Zinc (ZnO) et le nitrure d'Aluminium (AlN). Ces couches de faible épaisseur possèdent des propriétés piézoélectriques permettant de réaliser des résonateurs à hautes fréquences.

Tout d'abord, les premiers BAW directement exploitables par l'industrie de la microélectronique ont été développés par K.M. Lakin et al. [Lakin-2004] aux Etats-Unis, il y a quelques dizaines d'années. Aujourd'hui, ces résonateurs possèdent plusieurs configurations et se déclinent en trois architectures principales.

La première architecture développée par les acteurs du domaine était un résonateur BAW à membrane, réalisé par micro-usinage de la face arrière du silicium ; une publication

sur un résonateur 198 MHz à base de LiNbO_3 est datée des années 70 [Coussot-1974]. Pour bénéficier d'une technologie "planar" et donc réduire les coûts de fabrication, ils ont été progressivement remplacés par les AGR ("Air Gap Resonators"), que commercialise aujourd'hui AVAGO. Ceux-ci sont réalisés par une nouvelle technologie dite de micro-usinage de surface (figure 1-10), c'est à dire par gravure d'une couche sacrificielle entre le substrat et la partie active du résonateur pour réaliser une cavité d'isolation sous le résonateur. Ces deux générations sont communément appelées « FBAR » (Film Bulk Acoustic Resonator) et représentent l'extension du principe de fonctionnement d'un cristal de quartz en mode d'épaisseur.

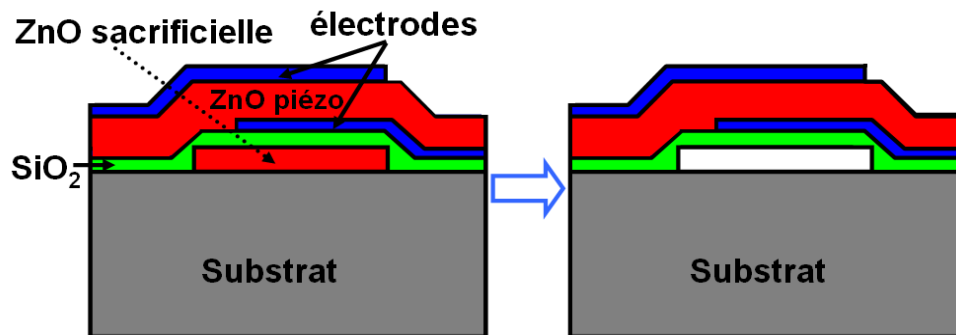


Figure 1-10. Principe de micro-usinage de surface pour réaliser l'isolation acoustique des structures FBAR

Toutefois, l'isolation par une cavité d'air est pénalisante au niveau de la dissipation thermique vers le substrat ce qui entraîne un échauffement et des effets non linéaires plus importants du FBAR qu'un « SMR » (Solidly Mounted Resonator) qui est la nouvelle architecture des BAW à base de réflecteur de Bragg.

La méthode transposée d'un principe largement exploité en optique qui est le miroir de Bragg consiste à réaliser des empilements alternés de couches quart-d'onde de matériaux ayant des faibles et fortes impédances acoustiques sous la partie active du résonateur (MIM). Ce principe illustré sur la figure 1-11 permet donc d'obtenir des ondes réfléchies en phase avec les ondes incidentes. K.M. Lakin et K.T. McCarron ont relancé l'intérêt de cette structure en 1995 [Lakin-1995] en s'inspirant de travaux datant de 1964 [Newell-1965].

Cette structure nécessite toutefois le dépôt de couches supplémentaires et même la gravure des couches du miroir de Bragg si celles-ci sont métalliques ce qui est généralement le cas car on préfère utiliser un empilement W/SiO_2 . De plus, cette solution devient très coûteuse pour des résonateurs au-dessous de 500 MHz, mais il ne semble pas que cela constitue un problème majeur spécifique aux SMR car les filtres BAW seront de toute façon plus coûteux et mal placés pour concurrencer les SAW au-dessous de 1GHz. Comparée à la

structure FBAR, la structure SMR présente une isolation moins bonne et donc un coefficient de couplage et un facteur de qualité moins bons.

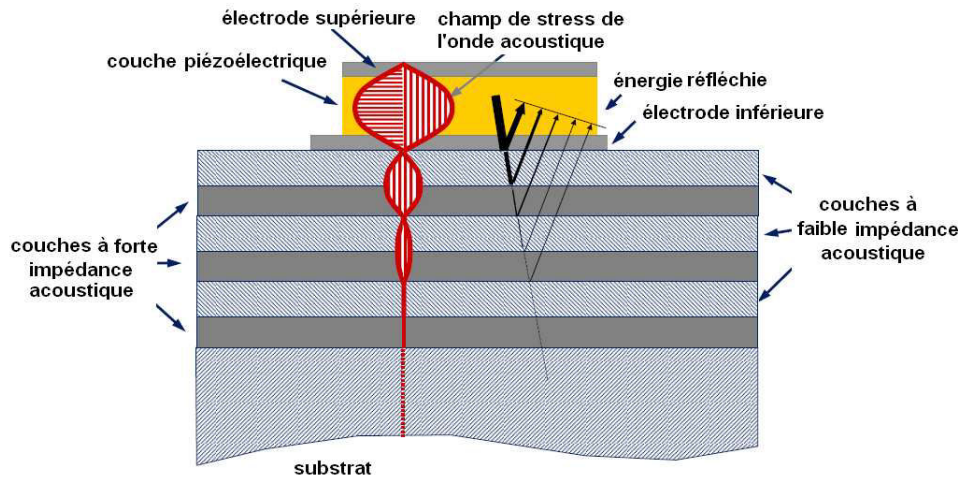


Figure 1-11. SMR : un résonateur BAW avec un réflecteur de Bragg

La troisième architecture est celle à BAW avec cavité résonante ou « HBAR » (High Overtone Bulk Acoustic Resonator). Comme pour les FBAR, la partie active du résonateur est montée sur un matériau épais présentant un fort facteur de qualité tel que le Saphire ou le LiNbO_3 . Toutefois, les dimensions du HBAR et l'encombrement excessif du spectre autour de la fréquence de résonance ne permet pas de l'utiliser dans les fonctions de filtrage à haute fréquence. Dans le cadre de cette thèse, nous nous intéressons donc à des résonateurs BAW.

La première application des BAW est celle des filtres passe-bande pour les fréquences autour du GHz. L'évolution des procédés de dépôt des matériaux piézoélectriques à couches minces a permis de réaliser des résonateurs BAW fonctionnant jusqu'à 20 GHz [Lanz-2001]. Les filtres BAW sont classés en deux grandes catégories : les filtres à résonateurs et les filtres empilés.

1.4.5.1 Les filtres à résonateurs

Dans ce type de filtre, des résonateurs BAW (FBAR ou SMR) sont disposés côte à côte (figure 1-12), ce qui simplifie la fabrication dans la mesure où une seule couche piézoélectrique est nécessaire. Toutefois, contrairement au CRF (cf. paragraphe suivant), cette catégorie de filtre BAW ne permet ni la conversion de mode, du mode asymétrique au mode différentiel, ni la transformation d'impédance. Deux grandes architectures de filtres existent, les filtres en échelle ("Ladder") soit en " π ", soit en "T", et en treillis ("Lattice") [Aigner-2007] ainsi que le montre la figure 1-12.

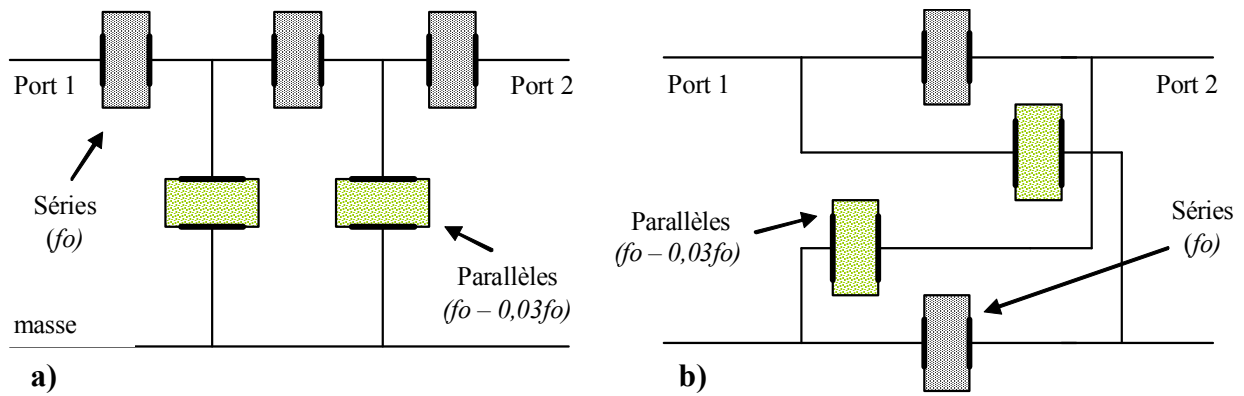


Figure 1-12 a) Exemple d'une architecture 3/2-T en échelle.

b) Exemple d'une architecture en treillis.

Pour réaliser ces filtres, il est nécessaire de disposer de deux types de résonateurs possédant des fréquences différentes. Le décalage en fréquence peut s'obtenir en ajoutant une couche supplémentaire de SiO_2 (loading) au résonateur standard pour abaisser la fréquence ou en gravant la couche supérieure de l'empilement pour augmenter la fréquence. Ce décalage en fréquence est d'une grande importance lors de la fabrication de ces filtres car il détermine au premier ordre la largeur de la bande passante ainsi que le niveau des pertes d'insertion.

Selon Olutade *et al.* [Olutade-1997], les filtres en treillis conviennent mieux pour les circuits RF dont l'entrée et la sortie sont différentielles ("balanced"). Le réseau en échelle a une masse commune entre l'entrée et la sortie. Cette topologie est utile quand on connecte le filtre à une entrée en mode commun ("single-ended"), comme c'est le cas des deux filtres de duplexeur connectés à l'antenne. D'après Agilent [Wang-2003], le désavantage du filtre en treillis est une bande de transition médiocre ("roll-off") par comparaison avec des filtres en échelle et ce avec le même nombre de résonateurs.

Afin de combiner les avantages des deux topologies, des travaux proposent de combiner les deux architectures en une architecture mixte échelle-treillis permettant ainsi d'allier les performances de sélectivité et de réjection hors-bande des deux topologies.

Kim *et al.*, [Kim-2006] indiquent que la topologie en treillis nécessite deux fois plus de résonateurs que la topologie en échelle, ce qui est sûrement à l'origine de la meilleure tenue en puissance électrique qu'ils mentionnent. Ces mêmes auteurs montrent également l'existence d'une troisième architecture de filtre, dénommée « pleine échelle » ("Full Ladder") où la représentation des résonateurs séries entre le port 1 et le port 2 de la figure 1-12 (a) serait reportée symétriquement à la place de la ligne de masse, cette masse commune n'existant alors plus entre l'entrée et la sortie. Comme la configuration en treillis, cette architecture possède des ports entrée-sortie différentiels.

Malgré les différentes architectures, ils adoptent la topologie en échelle qui offre de bonnes performances pour un faible nombre de résonateurs. Les filtres sont conçus en utilisant des résonateurs quasiment identiques, mais dont les fréquences de résonance sont différentes [Larson-2000]. Pour satisfaire à cet effet, des résonateurs possèdent une charge mécanique ("mass-loading") sur l'électrode supérieure pour abaisser les fréquences de résonance et d'anti-résonance de l'ordre de 3% par rapport à la fréquence de la porteuse.

1.4.5.2 Les filtres empilés

Parmi les filtres empilés, nous trouvons les filtres à couplage acoustique tel que les SCF (Stacked Crystal Filter) et les CRF (Coupled Resonator Filter).

Dans le cas de la figure 1-13, deux résonateurs sont superposés. L'électrode commune, fine et reliée à la masse, permet de réaliser un couplage fort et direct entre ces deux résonateurs. Le comportement est ainsi équivalent à celui d'un résonateur unique mais avec une réponse en fréquence complexe et un k_t^2 divisé par deux par rapport à un résonateur simple ce qui a pour effet de diminuer la bande passante réalisable.

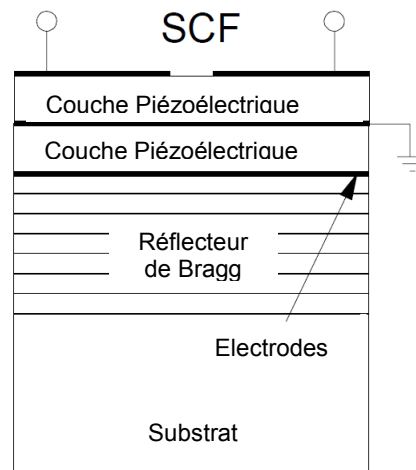


Figure 1-13. Exemple d'un empilement de filtre SCF

Les SCF intégrés sur silicium puis sur arséniure de gallium sont initialement réalisés par Kline *et al.* En 1993, Stokes *et al.* réalisent le premier filtre BAW dans la configuration SCF avec deux couches piézoélectriques minces d'AlN (450nm) et qui est utilisé autour de la troisième harmonique à 11,6 GHz.

Ces filtres possèdent des pertes d'insertion très faibles mais leur réalisation dans l'industrie est coûteuse car elle nécessite une bonne maîtrise des techniques de dépôt de couches minces piézoélectriques du fait que les deux résonateurs doivent résonner à la même fréquence. Les filtres SCF présentent aussi des bandes passantes réduites ne permettant pas de les utiliser dans la plupart des applications de communication RF. Cette contrainte est levée

dans les filtres CRF proposés par Lakin en 2001 qui disposent de bandes passantes suffisamment larges tout en gardant l'avantage d'un faible encombrement.

Le principe des filtres CRF est de diminuer le couplage fort entre les deux résonateurs en insérant un empilement de couches d'épaisseurs $\lambda/4$ et appelées couches de couplage (figure 1-14). Plus les deux résonateurs sont éloignés, plus ils tendent à se comporter comme deux résonateurs indépendants, ce qui va permettre donc d'élargir la bande passante du filtre tout en jouant sur le nombre de couches ainsi que sur leur rapport d'impédance acoustique et d'autre part, d'isoler électriquement l'entrée de la sortie. En outre la surface occupée est réduite, jusqu'à 75 % par rapport à un filtre BAW à huit résonateurs comme celui présenté dans le paragraphe précédent. Comme le montre la figure 1-14, le découplage galvanique entre l'entrée et la sortie de ce filtre permet de réaliser des adaptations d'impédance de 50 Ω vers 200 Ω par exemple, ainsi que des conversions de mode, mode commun référencé à la masse vers des signaux différentiels ou vice-versa, ce qu'on appelle la fonction "Balun" (pour Balanced-Unbalanced).

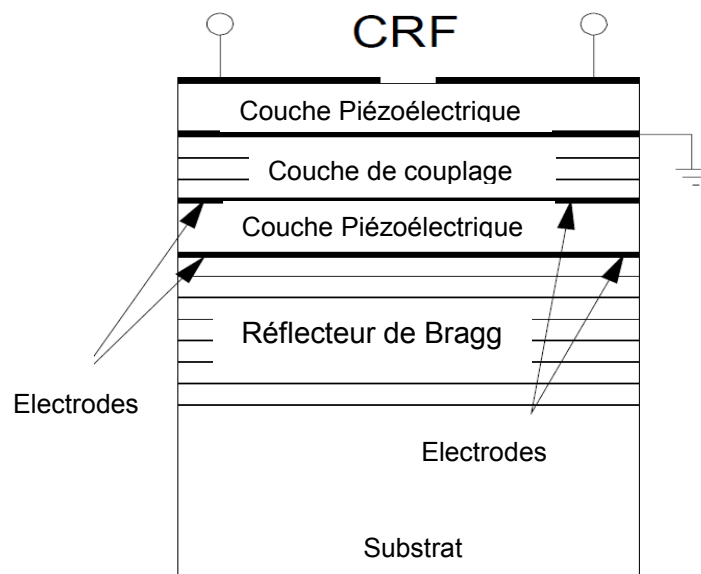


Figure 1-14. Exemple d'un empilement de filtre CRF

Cette conversion de mode et la transformation d'impédance sont nécessaires dans les standards actuels GSM et WCDMA. En conséquence, la technologie BAW doit intégrer également ces fonctions de conversion de mode et de transformation d'impédance. Ainsi, le CRF est une structure très intéressante de la technologie à ondes acoustiques de volume puisqu'il permet, en utilisant la technologie BAW, de réaliser des filtres à films minces présentant les mêmes fonctions que les filtres SAW (conversion d'impédance et fonction de balun) ce qui explique l'intérêt croissant pour cette technologie des leaders des composants BAW. La faisabilité d'un filtre avec 75 MHz de bande passante à -3 dB est démontrée pour

l'UMTS 3G. La bande passante obtenue est suffisamment plate ("flatness") pour une application CDMA. Selon Lakin *et al.*, à peu près 24000 de ces résonateurs pourraient être fabriqués sur un wafer silicium de 200mm.

Néanmoins, le problème majeur de cette technologie est le coût du procédé de fabrication qui nécessite deux fois plus d'étapes qu'un procédé de fabrication BAW standard et qui devient très coûteux comparé à celui d'un SAW [Aigner-2005].

Dans le cadre de l'étude présentée dans cette thèse, les filtres CRF-BAW conçus par le CEA-LETI dans le cadre du projet FAST avec STMicroelectronics seront étudiés. Une étude du comportement fréquentiel du filtre CRF-BAW est effectuée avec une modélisation large bande de sa réponse en régime linéaire et non-linéaire.

Toutefois, puisque ces dispositifs sont intégrés, la caractérisation était faite sous pointe à l'aide d'un VNA. Il faut aussi noter que nous avons utilisé des filtres de première génération, réalisés par le CEA-LETI. Ces filtres présentent des défauts dans la bande passante ce qui était intéressant dans le cadre du développement de notre étude concernant le test de ces composants. Le CEA-LETI a depuis mis au point des procédés technologiques lui permettant d'obtenir des filtres de bien meilleure qualité, mais qui ne nous auraient pas permis de valider notre étude.

1.5 Caractérisation RF

Avec l'évolution des débits dans les systèmes de transmission numériques dans le domaine du gigahertz, les effets dépendant de la fréquence deviennent plus importants. La mesure des paramètres S est devenue alors une étape cruciale dans la vérification lors des conceptions des systèmes de communications à grands débits comme le protocole Ethernet à 10 Gbits/s [IEEE 802.3ae] et les standards XFI/XFP [XFP] qui demandent des topologies de circuits différentiels. Ces mesures sont effectuées traditionnellement par un analyseur vectoriel de réseau « VNA » qui permet de mesurer séquentiellement la réflexion et la transmission du dispositif sous test « DST » et d'afficher les données en fonction de la fréquence.

Avec l'apparition des nouveaux réflectomètres temporels « TDR/TDT » avec un temps de montée de l'impulsion très court de l'ordre de quelques picosecondes [Picosecond], la mesure dans le domaine temporel demeure une option de mesure prometteuse. Le TDR/TDT permet une mesure des paramètres S en fonction de la fréquence par une simple transformée de Fourier après numérisation des impulsions transmises et réfléchies. La différence majeure entre les deux méthodes de mesure est que le VNA effectue des tests séquentiels sur des

points de fréquences déterminées alors que le TDR/TDT permet de réaliser la caractérisation d'un dispositif sur une large bande de fréquence qui dépend de la largeur de l'impulsion et ce en une seule opération. Les mesures TDR/TDT apportent donc des mesures plus rapides avec une possibilité de faire des mesures différentielles et non-linéaires.

Dans les paragraphes suivants, nous essayerons d'expliquer brièvement le comportement de chacun de ces appareils en citant les défis majeurs de chaque technique et leurs voies de développements.

1.5.1 Mesure VNA

1.5.1.1 Rappel du principe

L'objectif d'un analyseur vectoriel de réseau (VNA) est de fournir des informations réseaux de type paramètres S du dispositif sous test. Une onde incidente mono fréquence subit une réflexion d'une partie du signal due à la différence d'impédance entre l'entrée du dispositif et l'appareil de mesure, alors que le reste traversera le dispositif. Les paramètres S sont donc le rapport entre l'onde incidente et l'onde réfléchie d'une part et entre l'onde incidente et l'onde transmise d'autre part.

S_{ij} est égale au rapport $b_i/a_j \big|_{a_k=0 \text{ pour } k \neq j}$ avec a_j l'onde incidente d'une source RF au port j et b_i l'onde mesurée au port i simultanément. Les autres sources a_k sont mises à zéro. Tous les autres ports doivent être adaptés pour éviter la réflexion [Pozar-2002].

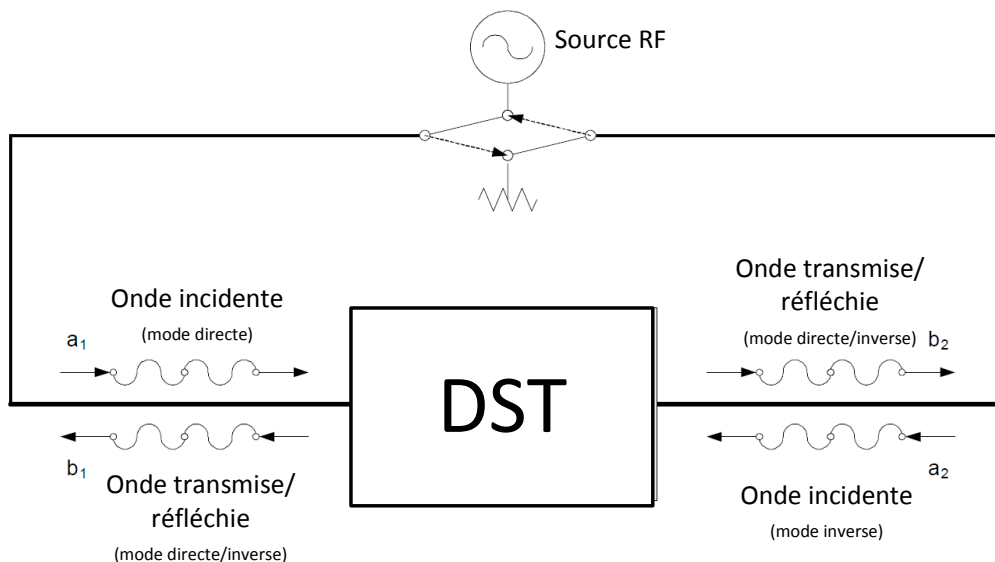


Figure 1-15. Diagramme de mesure en paramètres S

Un quadripôle est caractérisé par 4 paramètres S dont deux en transmission et deux en réflexion sur chacun des deux ports du DST comme le montre la figure 1-15 ci-dessus. Les

paramètres S_{11} et S_{22} sont ceux de réflexion et valent respectivement b_1/a_1 et b_2/a_2 . Les paramètres de transmission S_{21} et S_{12} sont les rapports de l'onde transmise à travers le DST sur l'onde incidente et valent b_2/a_1 et b_1/a_2 respectivement.

La source RF commute entre deux modes : le mode direct et le mode inverse. Durant le premier mode, les deux paramètres S_{11} et S_{21} sont mesurés. Les deux autres paramètres S_{22} et S_{12} sont mesurés en mode inverse.

Les erreurs systématiques entre ce qui est mesuré par le VNA et les signaux mesurés au niveau du DST sont caractérisées à l'aide des procédures de calibration et éliminées par des opérations mathématiques sur les mesures effectuées. Différentes procédures de calibration existent telles que le SOLT (Short-Open-Load-Thru), TRL (Thru-Reflect-Line), LRM (Line-Reflect-Match)... et qui diffèrent selon l'application, la méthode de correction et le nombre de termes d'erreur [Rytting-2000].

1.5.1.2 L'évolution des mesures fréquentielles

Les évolutions des systèmes de transmission sans-fil exigent une réduction de la consommation d'énergie et des interférences électromagnétiques et une augmentation des débits de transfert des données. Ces exigences poussent à développer des dispositifs multiports avec des modes communs et différentiels à haute fréquence. D'où la nécessité de développer de nouvelles méthodes de mesures multiports [Rumiantsev-2007].

En outre, la caractérisation des dispositifs numériques modernes allant du processeur à la carte mère d'un PC pose des défis importants aux ingénieurs de conception due aux effets indésirables des hautes fréquences. En effet, l'utilisation croissante des PC et de l'internet avec la technologie CMOS a pour résultat d'augmenter la fréquence des horloges des processeurs pour atteindre les gammes des radiofréquences. Pour assurer des hautes performances aux PC, de nouvelles architectures sont développées utilisant des dizaines et des centaines de canaux de transmission parallèles opérant à des hauts débits de l'ordre du Gb/s. Les concepteurs de PC ont donc emprunté les techniques des concepteurs radiofréquences pour pouvoir préserver l'intégrité du signal large bande dans les connecteurs, les emballages « packages » et les lignes de connexions PCB. Les techniques de mesure évoluent donc pour caractériser des systèmes large bande avec des systèmes multiports dans le domaine des radiofréquences.

Les caractérisations linéaires des dispositifs micro-ondes sont effectuées par la mesure des paramètres S à l'aide d'un VNA. Les VNA classiques utilisent deux ports pour mesurer les dispositifs alors que les mesures des dispositifs numériques nécessitent des instruments

multiports [Ferrero-2010]. De plus, à cause de la nature large bande des signaux numériques, les mesures fréquentielles doivent s'étaler sur une large gamme de fréquences allant au-delà de 40 GHz et même parfois plus pour étudier le comportement pour les fréquences harmoniques des fréquences porteuses. Pour ces hautes fréquences, la calibration des mesures doit être très précise.

Le premier VNA 4-ports basé sur le principe de 2n-récepteurs à 40 GHz est conçu par Rhode et Schwarz [Rhode&Shwarz-2006]. Les mesures multiports présentent des difficultés [Agilent-2006] surtout si elles sont effectuées sous pointes où la configuration des sondes ne permet pas toujours une transmission idéale au niveau de la connexion. L'augmentation de la fréquence des VNA multiports nécessite aussi de nouvelles méthodes de calibration particulièrement pour les mesures au niveau du « wafer » et les dispositifs travaillant en mode différentiel.

Les voies de développement pour un VNA suivent donc le besoin de nouvelles méthodes de caractérisation des dispositifs sous pointe, multiports et différentielles au-delà de 40 GHz. Il faut aussi ajouter à ces développements des tentatives de caractérisation de phénomènes non linéaires. Les travaux menés actuellement et les produits commerciaux qui en découlent, montrent que le VNA ne peut pas répondre aux besoins de test des nouveaux systèmes de transmissions numériques disposant de nouveaux protocoles de communications et reste restreint à des tests fréquentiels au niveau du composant ou du circuit.

D'autres méthodes de test peuvent être envisagées comme la méthode de test avec un TDR/TDT.

1.5.2 Mesure TDR/TDT

L'instrument TDR/TDT (Time Domain Reflectometer/Transmission) est un oscilloscope avec un échantillonnage rapide ayant une large bande passante et disposant d'un générateur d'impulsion interne ayant un court temps de montée. L'appareil excite le DST par une impulsion et mesure la réflexion/ transmission à son entrée/sortie (figure 1-16). A partir des mesures du TDR, le concepteur peut alors localiser les défauts du DST, connaître son impédance d'entrée et mieux comprendre la topologie du système. Les informations mesurées à partir du TDT permettent de caractériser les paramètres de pertes d'une ligne de transmission, la dégradation, les pertes d'insertion, l'effet de peau et les pertes diélectriques. Toutefois, nous ne pouvons pas observer le comportement en fréquence du système à caractériser. Un logiciel le permet en effectuant la transformée de Fourier (FFT).

L'impulsion incidente se propage à travers les discontinuités du DST qui seront localisées et quantifiées à partir des ondes réfléchies. Un TDR rapide possède un temps de

montée de l'ordre de 25 à 35 ps comme les appareils Agilent ou Tektronix [Tektronix-2005] assurant qu'une large bande de fréquence est caractérisée durant cette mesure.

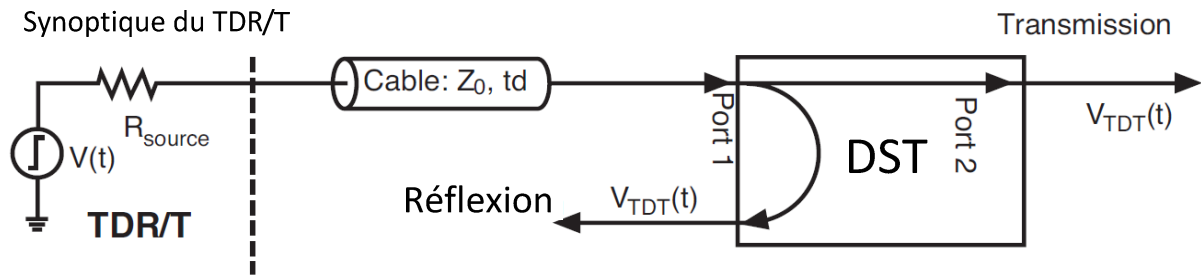


Figure 1-16. Synoptique de mesure TDR/T

La première étape des mesures TDR/T est la calibration qui permet d'éliminer les sources d'erreur telles que les délais et les distorsions générées par les câbles et les sondes. En général un substrat céramique contenant des structures standard (open, short, 50 ohms) est utilisé comme pour le VNA.

Les mesures peuvent être effectuées en mode commun ou en mode différentiel avec deux sources synchronisées et une configuration de mesure à 4 ports. Le VNA par contre, utilise un sinus pour exciter le DST avec une bande passante étroite du filtre de réception. Les mesures sont achevées en balayant la fréquence RF de la source et du récepteur synchronisé pour obtenir des informations dans le domaine fréquentiel en référence aux paramètres S . La figure 1-17 présente les mesures en paramètres S en fréquence, reliées aux mesures temporelles à l'aide d'un TDR/T.

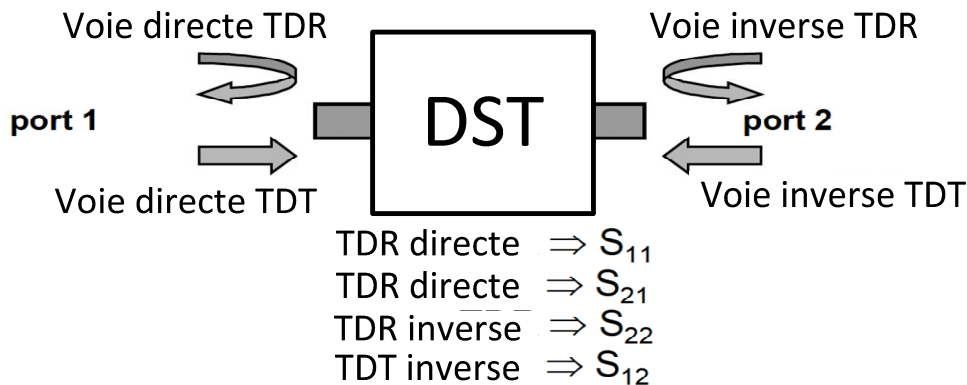


Figure 1-17. Relation entre les mesures paramètres S et les mesures TDR/T

Les mesures faites par un VNA ou un TDR/T sont identiques et réciproques à l'aide d'une simple transformée de Fourier sans aucune perte. Toutefois, la réalisation de chaque instrument est différente entraînant donc une différence de performances et de précisions [Krueger-2008]. La différence majeure est la bande passante qui peut arriver dans le cas du VNA dans le domaine millimétrique (110 GHz, 220 GHz...) alors que la bande de fréquence du générateur d'impulsion et de l'oscilloscope n'atteignent pas les 30 GHz. Le second

inconvenient est le bruit du TDR/T causé par un délai aléatoire de 10 ps. Un autre avantage du VNA est la dynamique de 90 dB alors que celle du TDR/T reste à 40 dB.

Les voies de développement du TDR/T comme pour le VNA vont vers une réponse aux exigences des systèmes numériques de haut débit. Pour assurer l'intégrité du signal, il est nécessaire de contrôler l'impédance de transmission du milieu que le signal traverse puisque les discontinuités entraînent des réflexions qui peuvent dégrader la qualité du signal.

Les filtres CRF conçus par le CEA-LETI sont réalisés sur des wafers silicium sur chacun desquels se trouvent quelques milliers de pièces. La méthode impulsionnelle ne permet pas de tester tous les filtres dans un temps acceptable sur une chaîne de fabrication.

1.6 Conclusion

Au cours de cet état de l'art, nous avons fait un rapide bilan de l'évolution des technologies liées aux systèmes de transmission sans fil et principalement aux systèmes de téléphonie mobile. Nous avons pu mettre en évidence le rôle fondamental des filtres dans les circuits électroniques de transmission. Les évolutions principales que nous retiendrons sont :

- Une réduction de la taille et du poids des appareils de téléphonie qui reposent entre autre sur les circuits électroniques suivant la même tendance,
- Une réduction de largeur des bandes de fréquences entre les canaux de transmission,
- Une montée en fréquence, vers des fréquences porteuses de quelques giga hertz,
- Un accroissement des débits,
- Des contraintes fortes sur les filtres et concernant ces derniers une nécessité de trouver des technologies et des architectures innovantes.

Concernant les filtres, compte tenu de l'ensemble des contraintes, seuls des filtres à résonateurs mécaniques peuvent aujourd'hui répondre aux besoins de la téléphonie mobile.

Le deuxième point important de notre travail concerne le test des filtres. Les méthodes traditionnellement utilisées pour caractériser les circuits hyperfréquences, méthode fréquentielle et méthode impulsionnelle, vont vers des évolutions liées à la structure des systèmes d'une part et d'autre part vers une montée en fréquence vers le domaine millimétrique et au-delà. Cependant, nous n'avons pas trouvé de développement majeur dans le domaine du test discriminant pour des composants ou des circuits en sortie de chaîne de production.

1.7 Références

- [Lagrange-2000] X. Lagrange, et al., "Réseaux GSM : des principes à la norme", Éditions Hermès Sciences, 2000, (ISBN 2-7462-0153-4)
- [Adachi-2001] F. Adachi, "Wireless past and Future: Evolving Mobile Communication Systems". IEICE Trans. Fundamental, Vol. E84-A, No.1, Jan. 2001.
- [Satoh-2005] Y. Satoh, et al, "Development of piezoelectric thin film resonator and its impact on future wireless communication systems," Japanese Journal of Applied Physics, Vol. 44, pp. 2883–2893, 2005.
- [Dubois-2006] M.A. Dubois, et al, "Monolithic above-IC resonator technology for integrated architectures in mobile and wireless communication," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 41, pp. 7–16, 2006.
- [Aigner-2004] R. Aigner, "Volume manufacturing of BAW-filters in a CMOS fab", Acoustic Wave Device Symposium 2004, Chiba Japan, March 2004
- [Ruby-2005] R. Ruby, "Duplexers : Importance in cellular phone performance. WCA: Innovations in Wireless Components". http://www.wca.org/year2005/WCA_05-%20Agilent.pdf, 2005
- [Bar-2008] P. Bar, "Thèse de doctorat intitulée "Contribution à l'intégration de résonateurs à ondes acoustiques de volume au sein des fonctions actives et passives des récepteurs-émetteurs radiofréquences", Université de Limoge (2008)
- [Inoue-2003] S. Inoue, et al., "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
- [Pipilos-1996] S. Pipilos, et al., "A Si 1.8 GHz RLC Filter with Tunable Center Frequency and Quality Factor". IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 31, no.10, pp. 1517- 1525, 1996
- [Karacaoglu-1995] U. Karacaoglu et al., "MMIC active bandpass filters using varacter-tuned negative resistance elements". IEEE Transactions MTT-S., vol. 43, pp. 2926–2932, Dec. 1995
- [Kuhn-1996] 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, 1996
- [Bergeras-2010] F. Bergeras, "Etude de nouvelles structures de filtres actifs intégrées en Hyperfréquences", Université de Limoge (2010)
- [Kuhn-1998] W. B. Kuhn, et al., "Q-Enhanced LC Bandpass Filters for Integrated Wireless Applications". IEEE Transactions MTT-S, vol. 46, no. 12, pp.2577-2586, 1998

- [Wakino-1984] K. Wakino, et al., "Microwave characteristics of (Zr,Sn)TiO₄ and BaO-PbONd₂O₃-TiO₂ dielectric resonator". Journal of American Ceramics Society, vol. 67, pp. 278-281, 1984
- [Aigner-2005] R. Aigner, "MEMS in RF filter applications: thin film BAW Technology", Solid- State Sensors, Actuators and Microsystems, Vol.1, pp.175-210, 2005
- [Knack-2008] A.Knack et al. "Dielectric Resonator Filters for UMTS Systems", IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Art of Miniaturizing RF and Microwave Passive Components, pp.30-33, Chengdu, Dec.2008.
- [Wakino-1977] K. Wakino, et al., "Microwave dielectric materials". IEE Four Joint Conv. Rec., papier: 235, 1977
- [Tamura-1986] H. Tamura, et al., "High-Q dielectric resonator material for millimetre-wave frequency", 3rd US-Japan Seminar on Dielectric Piezoelectric Ceramics, pp.: 69-72, 1986.
- [Kawashima-1983] S. Kawashima, et al., "Ba(Zn,Ta)O₃ ceramic with low dielectric loss". Journal of American Ceramics Society, vol.: 6, pp.: 421-423, 1983.
- [Ren-2001] T.L. Ren, et al., "PZT based bulk acoustic wave RF filters", *Solid-State and Integrated-Circuit Technology, 2001. Proceedings. 6th International Conference*, vol. 1, p.726-29, Oct. 2001
- [Dickert-2001] F.L. Dickert, et al., "QCM and SAW transducers allow analyte detection from nanometer to micrometer dimensions using imprinting techniques", *Frequency Control Symposium and PDA Exhibition, 2001. Proceedings of the 2001 IEEE International*, p.528-34, June 2001.
- [Weigel-2002] R. Weigel, et al., "Microwave acoustic materials, devices, and applications", *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions*, vol. 50, Issue 3, p.738-49, March 2002.
- [Ikat-1990] O. Ikat, et al. "Development of 800 MHz band SAW filters using weighting for the number of finger pairs". IEEE Ultrasonics Symposium, pp.: 83-86. 1990
- [Steichen-2000] W. STEICHEN, et al. "Composants acoustiques utilisés pour le filtrage :Revue des différentes technologies," Techniques de l'ingénieur, pp. 1-28, E 2000
- [Aigner-2003] R. Aigner; et al. "Bulk-acoustic-wave filters: performance optimization and volume manufacturing," *Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International*, vol.3, p.2001-04, June 2003.
- [Park-2003] J.Y. Park; et al., "Comparison of micromachined FBAR band pass filters with different structural geometry", *Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International*, vol.3, p.2005-08, June 2003.
- [Aigner-2002] R. Aigner; et al., "Advancement of MEMS into RF-filter applications", *Electron Devices Meeting, 2002. IEDM '02. Digest. International*, p.897-900, Dec. 2002.

- [Lanz-2004] R. Lanz, Thèse intitulée: "Piezoelectric thin films for bulk acoustic wave resonator applications: from processing to microwave filters", *Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne (EPFL)*, N°2991, 2004.
- [Loebl-2003] H.P. Loebl; et al., "Low-level effects in SBARS and their application to device optimisation", *2003 IEEE Ultrasonics symposium*, vol.1, p.182-86, Oct. 2003.
- [Coussot-1974] G.C. Coussot. "Bulk wave resonator for the 100-300 MHz frequency range" *Proc. IEEE*, pp. 590-591, 1974
- [Lakin-2004] K.M. Lakin, "Thin film BAW filters for wide bandwidth and high performance applications", *Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International*, vol.2, p.923-26, June 2004.
- [Lakin-1995] K.M. Lakin et al., "Solidly mounted resonators and filters", *IEEE Ultrasonics Symposium, 1995. Proceedings*, vol. 2, pp.905-08, Nov. 1995
- [Newell-1965] W.E. Newell, "Face-mounted piezoelectric resonators", *Proceedings of the IEEE*, vol.53, Issue 6, p.575-81, June 1965.
- [Lanz-2001] R. Lanz, et al., "Solidly mounted BAW filters for the 6 to 8 GHz range on AlN thin films", *IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 843-846, 2001
- [Aigner-2007] R. Aigner, "Bringing BAW Technology into Volume Production: The Ten Commandments and the Seven Deadly Sins", *Proc. 3th Int. Symp. Acoustic Wave Devices for Future Mobile Communication Systems*, 2007
- [Olutade-1997] B.L. Olutade; et al., "Sensitivity analysis of a thin film bulk acoustic resonator ladder filter", *Frequency Control Symposium, 1997, Proceedings of the 1997 IEEE International*, p.737-42, May 1997.
- [Wang-2003] K. Wang; et al., "FBAR Rx filters for handset front-end modules with wafer-level packaging", *Ultrasonics, 2003 IEEE Symposium*, vol.1, p.162-65, Oct. 2003.
- [Kim-2006] Y.D Kim et al., "Highly miniaturized RF bandpass filter based on thin-film bulk acoustic-wave resonator for 5-GHz-band application", *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions*, vol.54, Issue 3, p.1218-28, March 2006.
- [Larson-2000] J.D. Larson, et al., "Power handling and temperature coefficient studies in FBAR duplexers for the 1900 MHz PCS band", *Ultrasonics Symposium, 2000 IEEE*, vol.1, p.869-74, Oct. 2000.
- [IEEE 802.3ae] IEEE Std 802.3ae, The institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc, New York, NY, USA
- [XFP] XFP 10 Gigabit Small Form Factor Pluggable Module Standard
- [Picosecond] Application Note, "High-Resolution TDR Measurements Using the PSPL Model 4020 9 ps TDR Source Enhancement Module", Picosecond Pulse Labs, Boulder, CO, USA, www.picosecond.com

[Pozar-2002] David M. Pozar, Microwave Engineering, 2nd edition, John Wiley & Sons, Inc, 2002.

[Rytting-2000] Doug Rytting, "Network Analyzer Error Models and Calibration Methods," 54th ARFTG Conference short notes, December 2000.

[Rumiantsev-2007] A.Rumiantsev et al. "A robust broadband calibration method for wafer-level characterization of multiport devices", 69th ARFTG Conference, pp.1-5, Honolulu, HI, June 2007.

[Ferrero-2010] A.Ferrero, "Multiport VNAs Measurements and their digital applications", APMC 2010 Conference, pp.1887-1892, Yokohama, JP, December, 2010.

[Rhode&Schwarz-2006] Rhode and Schwarz, "Vector Network Analyzer R&S ZVA", Product Brochure, June 2006.

[Agilent-2006] Agilent Technology, "Agilent solutions for multiport and balanced devices", Product Brochure, March 2006.

[Tektronix-2005] Tektronix, Inc., "TDR Impedance Measurements: A foundation for Signal Integrity", Application Note, Literature Number 55W-14601-1, 2005.

[Krueger-2008] B.Krueger et al. "Advanced localization technique of failures in packages / IO-stages of chips using Vector Network Analyser", 15th IPFA Conference, pp.1-4, Singapore, July 2008.

Chapitre2 Modélisation des filtres CRF-BAW

2.1 Introduction

La modélisation et la simulation constituent une étape cruciale dans le développement d'un niveau de compréhension suffisant pour l'analyse ou la conception d'un système physique tel qu'un système piézoélectrique. Comme nous l'avons vu dans l'état de l'art, il est nécessaire de fournir des outils aux utilisateurs finaux, dans notre cas il s'agit de proposer aux concepteurs de chaînes de transmissions radiofréquences, des solutions de simulation permettant d'introduire les filtres dans leurs circuits électriques et de pouvoir les simuler.

Cette partie du travail vise un double objectif, d'une part comprendre le fonctionnement et les phénomènes mis en jeu dans les structures utilisant les résonateurs BAW (Bulk Acoustic Waves) et d'autre part de fournir des modèles décrivant le comportement de ces dispositifs qui soient en plus adaptés aux outils de conception microélectronique et radiofréquence.

Ce chapitre introduit d'abord des rappels sur la piézoélectricité et sur le matériau principal utilisé dans les dispositifs BAW qu'est l'AlN. Puis, nous présenterons la structure du second dispositif de filtrage radiofréquence : les CRF (Coupled Resonators Filter) et leurs principes de fonctionnement. Les différents modèles et les outils de simulation associés seront ensuite abordés. Enfin, nous validerons le modèle que nous avons retenu pour l'ensemble des travaux de cette thèse.

2.2 La piézoélectricité et le Nitrure d'Aluminium

2.2.1 Bref rappel sur la piézoélectricité

L'effet piézoélectrique est le phénomène par lequel des charges électriques apparaissent sur les faces de certains cristaux lorsqu'ils sont soumis à des variations de contraintes mécaniques. Cette déformation induit une polarisation électrique (ou la variation d'une polarisation déjà existante) proportionnelle à la déformation et changeant de signe avec cette dernière.

C'est aux frères Pierre et Jacques Curie (1880) que l'on attribue la découverte de l'effet piézoélectrique direct par leurs études théoriques et expérimentales et la mise en évidence de ses rapports avec les symétries de l'état cristallin. En 1881, Lippmann suggère l'effet piézoélectrique inverse, qui fut confirmé expérimentalement, la même année, par les frères Curie.

2.2.2 Les équations piézoélectriques

La piézoélectricité sera considérée comme un phénomène linéaire pour les modélisations en fonction de la puissance d'excitation où les phénomènes non linéaires n'apparaissent pas, ce qui justifie l'utilisation de la théorie de l'élasticité, loi de Hooke par exemple, pour analyser l'aspect mécanique du problème. Nous verrons au cours du chapitre 4 que des effets non linéaires doivent être pris en considération dans certaines conditions. La représentation de la piézoélectricité repose principalement sur le couplage entre propriétés élastiques et électriques, bien qu'en toute rigueur d'autres propriétés devraient être prises en compte (thermique, magnétique..) mais dont les effets peuvent être négligés dans les cas qui vont nous concerner.

Si nous analysons l'ensemble des déformations et des contraintes que peut subir un parallélépipède et que nous ajoutons aux grandeurs mécaniques les grandeurs électriques et leurs couplages par la piézoélectricité, alors seule une approche tensorielle unique permet de représenter le comportement d'un matériau piézoélectrique.

Pour simplifier l'écriture de cette représentation, nous donnerons les différentes équations piézoélectriques sous forme symbolique et préciserons les rapports entre écritures tensorielle et matricielle de ces mêmes équations. En pratique, c'est la notation matricielle qui est la plus utilisée. Ainsi ces équations relieront une variable mécanique (**déformation S ou contrainte T**) et une variable électrique (**induction D ou champ E**), elles peuvent se résumer en huit équations d'état différentes, que nous écrirons dans le cas d'un modèle unidimensionnel.

Selon le choix des paramètres, nous pouvons décrire quatre combinaisons de relation :

- Equation de type extensive (forme h) :

$$\begin{cases} T_{ij} = c_{ijkl}^D S_{kl} - h_{kij} D_k \\ E_i = -h_{ikl} S_{kl} + \beta_{ik}^S D_k \end{cases}, \quad (2-1)$$

- Equation de type intensive (forme d) :

$$\begin{cases} S_{ij} = s_{ijkl}^E T_{kl} + d_{kij} E_k \\ D_i = d_{ikl} T_{kl} + \epsilon_{ik}^T E_k \end{cases}, \quad (2-2)$$

- Equation de type mixte (forme g) :

$$\begin{cases} S_{ij} = s_{ijkl}^D T_{kl} - g_{kij} D_k \\ E_i = -g_{ikl} T_{kl} + \beta_{ik}^T D_k \end{cases}, \quad (2-3)$$

- Equation de type mixte (forme e) :

$$\begin{cases} T_{ij} = c_{ijkl}^E S_{kl} - e_{kij} E_k \\ D_i = e_{ikl} S_{kl} + \varepsilon_{ij}^S E_k \end{cases}, \quad (2-4)$$

avec E (V/m), D (C/m²) des tenseurs d'ordre 1 et T (N/m²), S (m/m) tenseurs d'ordre 2.

ε^T et ε^S : tenseur de permittivité diélectrique d'ordre 2 en F/m à T ou S constant.

β^T et β^S : tenseur d'imperméabilité diélectrique d'ordre 2 en m/F à T ou S constant.

h : tenseur de constante piézoélectrique d'ordre 3 en V/m ou N/C.

Les autres tenseurs piézoélectriques d'ordre 3 sont d (en C/N ou m/V), g (en Vm/N ou m²/C) et e (en C/m² ou N/Vm).

s^E et s^D : tenseur de souplesse élastique d'ordre 4 en m²/N à E ou D constant.

c^E et c^D tenseur de raideur élastique d'ordre 4 en N/m² à E ou D constant.

Chacun de ces coefficients peut être exprimé en fonction des autres en passant d'un type d'équations à un autre. Par exemple pour passer de la forme h à e , il suffit d'exprimer la raideur élastique c comme suit :

$$c^D = c^E + \varepsilon h, \quad (2-5)$$

La représentation complète des propriétés d'un matériau piézoélectrique se fait donc par un tenseur d'ordre 4, comportant 81 coefficients.

$$\begin{pmatrix} T \\ D \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & . & . & . & . & -e_{11} & -e_{21} & . \\ c_{21} & c_{22} & . & . & . & . & -e_{12} & . & . \\ . & . & . & . & . & . & . & . & . \\ . & . & . & c_{\alpha\beta} & . & . & . & -e_{i\alpha} & . \\ . & . & . & . & . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & . & . & . & . & . \\ e_{11} & e_{12} & . & . & . & . & \varepsilon_{11} & . & . \\ e_{21} & . & . & e_{i\alpha} & . & . & . & \varepsilon_{ij} & . \\ . & . & . & . & . & . & . & . & . \end{bmatrix} \begin{pmatrix} S \\ E \end{pmatrix}, \quad (2-6)$$

En utilisant les symétries cristallines des matériaux, les symétries des grandeurs mécaniques, le nombre de coefficients indépendants peut être considérablement réduit, ce qui en facilite l'utilisation [Berlincourt-1964].

Les équations (2-1) à (2-4) sont écrites sous la forme tensorielle condensée qui utilise la convention de notation d'Einstein, à savoir : quand un indice intervient deux fois dans un terme monôme, la sommation par rapport à cet indice est automatiquement sous-entendue.

D'une façon générale, un tenseur de rang n possède 3^n composantes (le nombre d'indices d'un tenseur indique son rang).

Les tenseurs de déformation et de contrainte sont symétriques, par définition pour les premiers et en l'absence de champ de moments pour les seconds. La symétrie de ces tenseurs permet d'écrire celle des modules piézoélectriques (d_{ijk}), des élasticités (s_{ijkl}) ou des rigidités (c_{ijkl}), soit :

$$S_{ij} = S_{ji} \quad (\text{tenseur de rang 2})$$

$$T_{ij} = T_{ji} \quad (\text{tenseur de rang 2})$$

$$d_{ijk} = d_{ikj} \quad (\text{tenseur de rang 3})$$

$$s_{ijkl} = s_{jikl} = s_{klij} = s_{klij} \quad (\text{tenseur de rang 4})$$

D'une façon générale, il est possible de passer de la notation tensorielle à la notation matricielle en adoptant les conventions suivantes qui utilisent la notation de Voigt ou la sommation d'Einstein :

TENSEUR			MATRICE
ij			I
xx	ou	(11)	1
yy		(22)	2
zz		(33)	3
yz, zy		(23, 32)	4
xz, zx		(13, 31)	5
xy, yx		(12, 21)	6

C'est cette forme matricielle à laquelle nous ferons référence lorsque nous utiliserons des modèles pour représenter le comportement du matériau piézoélectrique dans les composants.

Dans la plupart des cas, on traite les modes de propagation soit purement longitudinaux soit purement transversaux. La modification de l'équation d'onde par les équations piézoélectriques sera donc traitée pour ce cas particulier. Sans perte de généralité, en considérant x_k la direction de propagation, l'équation de Newton prend la forme suivante :

$$\rho \frac{\partial^2 \xi_i}{\partial t^2} = \frac{\partial T_{ki}}{\partial x_k}, \quad (2-7)$$

Avec ξ_i le déplacement de la particule dans la direction i et ρ la densité volumique du matériau piézoélectrique.

Dans un milieu piézoélectrique, la contrainte T est une fonction de la déformation S et du champ électrique E (Equation piézoélectrique de type mixte). Pour des cristaux isolants ou

céramiques, on considère une charge d'espace nulle d'où $\text{div}D=0$. Par conséquent, l'équation de Newton sera exprimée comme suit :

$$\rho \frac{\partial^2 \xi_i}{\partial t^2} = c_{ii}^D \frac{\partial^2 \xi_i}{\partial x_k^2}, \quad (2-8)$$

Parmi les propriétés les plus importantes des matériaux piézoélectriques, on cite le facteur de couplage qui traduit le rapport de la densité d'énergie mutuelle à la moyenne géométrique des densités d'énergie élastique et diélectrique [Berlincourt-1964]. Le facteur de couplage est exprimé en fonction des constantes élastiques, piézoélectriques et diélectriques du matériau :

$$k_t^2 = \frac{e_{ii}^2}{\epsilon_{ii}^S c_{ii}^D}, \quad (2-9)$$

Un milieu piézoélectrique transmet donc une onde élastique plane avec une vitesse acoustique v^D de $\sqrt{c^D/\rho}$ quand le champ piézoélectrique généré est parallèle à la direction de propagation appropriée.

Comme dans les problèmes mécaniques, les conditions aux limites interviennent pour limiter la complexité du système. Les frontières mécaniques sont choisies soit $T=0$ (sans condition sur la contrainte-déformation), soit $S=0$ (avec condition sur la contrainte-déformation). Les conditions aux limites électriques sont imposées par la géométrie et la position des électrodes permettant soit un déplacement électrique D constant, soit un champ électrique E constant. L'équation de propagation en mode d'épaisseur est développée en Annexe I.

2.2.3 Quelques matériaux piézoélectrique

Les cristaux possèdent différents axes de symétries et sont répartis en sept systèmes réticulaires (cubique, orthorhombique, tétragonal, trigonal, hexagonal, etc...) et divisés en 32 classes cristallines. Les axes de symétrie de la structure cristalline ont des conséquences importantes sur les propriétés de polarisation. Un cristal comprenant un grand nombre d'axes de symétrie ne présente pas d'intérêt en tant que matériau piézoélectrique car les effets se compensent. Dans le cas des composés chimiques à phase hexagonale (würtzite) par exemple, tels les nitrures d'éléments de la troisième colonne du tableau de Mendeleïv, la distribution des densités électroniques autour des différents atomes fait que les barycentres des charges positives et négatives ne coïncident pas toujours. Cela donne naissance à un ensemble de dipôles orientés selon le même axe. Le matériau est alors le siège d'une polarisation macroscopique sans contrainte externe. Nous pouvons citer parmi les matériaux très utilisés

pour réaliser des résonateurs par exemple, l'AlN (nitrure d'aluminium) et le ZnO (oxyde de zinc) qui présentent des structures hexagonales. En revanche, les matériaux tels que le LiNbO₃, le LiTaO₃ et le α -quartz SiO₂ présentent une symétrie de type trigonale.

La figure suivante représente les 32 classes cristallines et leurs principales propriétés. Nous observons que 21 classes sont non centrosymétriques donc susceptibles de présenter des effets piézoélectriques, mais que seulement 20 d'entre elles pourront présenter cet effet.

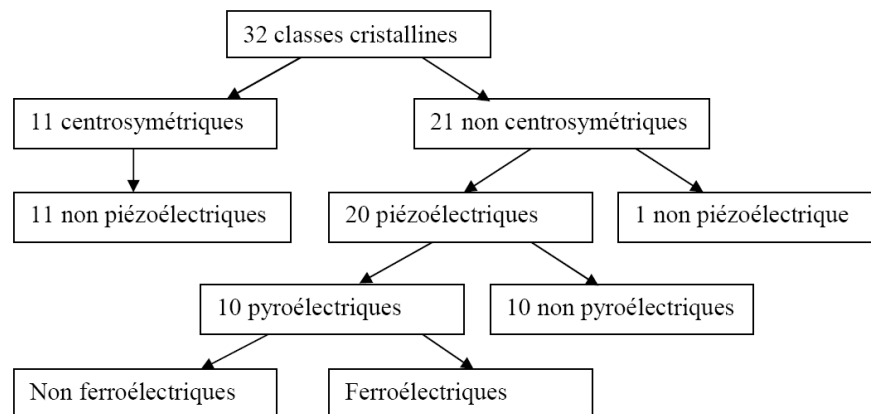


Figure 2-1. Regroupement des 32 classes cristallines selon leurs propriétés piézoélectriques, pyroélectriques et ferroélectriques

Parmi ces classes piézoélectriques, 10 possèdent une polarisation électrique spontanée et sont dites polaires. Leur polarisation spontanée varie avec la température, ces cristaux sont donc pyroélectriques. Parmi les cristaux pyroélectriques enfin, certains sont dits ferroélectriques et se caractérisent par le fait qu'il est possible de renverser leur polarisation électrique permanente en appliquant un fort champ électrique dans le sens opposé.

Pour les applications radiofréquences, la nature du matériau piézoélectrique employé conditionne directement les performances des futurs composants. Nous pouvons rappeler quelques critères importants :

- Le coefficient de couplage électromécanique, qui représente un facteur de mérite du matériau piézoélectrique traduisant son aptitude à transformer une énergie mécanique en énergie électrique et inversement,
- Le processus de dépôt doit être compatible avec les procédés technologiques de fabrication des filières microélectroniques RF-IC, dans une optique d'intégration, cela implique une compatibilité chimique (pollution de la salle blanche) et une compatibilité physique comme la température d'élaboration du matériau
- Le matériau piézoélectrique doit être stable chimiquement et compatible avec les circuits CMOS.

- Il est préférable qu'il soit endurant aux attaques environnementales (humidité, température, chocs, etc..) et puissances électriques.
- Des vitesses acoustiques importantes pour les applications à plusieurs GHz.
- De faibles pertes diélectriques et élastiques.

Les principaux matériaux disponibles et ayant fait l'objet d'applications sont : le nitrure d'Aluminium (AlN), l'oxyde de zinc (ZnO), l'alliage de plomb, zirconate et titane (PZT) et plus récemment (KNbO₃). Nous présentons un état de l'art de ces matériaux piézoélectriques en présentant leurs constantes mécaniques s^E , électriques ε^T , piézoélectriques d , masses volumiques ρ , et leur température de Curie T_c .

2.2.3.1 L'oxyde de zinc (ZnO)

Le ZnO est un des premiers matériaux à avoir été employé dans les applications commerciales, avec les filtres SAW (Surface Acoustic Waves) [Sze-1994]. Ce composé piézoélectrique et pyroélectrique a été fréquemment utilisé dans la conception de résonateurs BAW [Yang-2003], [Kubo-2003], [Kang-2003], [Mang-1996]. Le ZnO peut être déposé en couche mince par simple pulvérisation cathodique (avec cible de zinc et mélange Ar /O) ou par évaporation assistée laser. Il est en général déposé sur du platine, de l'aluminium, de l'or, etc... Par exemple, Sang-Ho Kim et al. [Kim-1999] utilisent des électrodes en Au (100 nm)/ Ni-Cr (5 nm). Son coefficient de couplage électromécanique est parmi les plus grands (~ 8,5%) ce qui favorise son utilisation pour les applications plus larges bandes. Néanmoins, sa permittivité diélectrique relative est faible (de l'ordre de 9 à 10) [Dubois-1999]. De plus, le ZnO n'est pas compatible chimiquement avec les circuits CMOS et sa température de dépôt est supérieure à 300°C, ce qui rend impossible la solution de dépôt "above IC". La vitesse acoustique dans ce matériau est ~2700m/s ce qui impose des épaisseurs de films faibles, de l'ordre de quelques dizaines de nanomètres pour les fréquences des systèmes de communications inférieurs à 5 GHz. D'un point de vue de la stabilité thermique, le ZnO est un mauvais candidat car il affiche des TCF (Temperature Coefficient of Frequency) de l'ordre de -60 ppm/°C et ces coefficients étant légèrement plus faible pour des structures type résonateur SMR (Solidly Mounted Resonator), ce qui est plutôt défavorable. De plus, le ZnO est sensible à l'humidité [Trippard-2003].

2.2.3.2 Le PZT (Perovskite: plomb-zirconium-titanium)

Un autre matériau piézoélectrique répandu dans tous types de résonateurs, et pas seulement pour les BAW, est le composé de type PZT (Perovskite : plomb-zirconium-

titanium ou $\text{Pb}(\text{Zr}_{1-x}\text{Ti}_x)\text{O}_3$: "Lead-Zirconate-Titanate") sous forme céramique. C'est une structure binaire (mélange PbTiO_3 et PbZrO_3) dont les propriétés varient en fonction du taux du titane x . Il existe une grande variété de céramiques PZT disponibles pour de nombreuses applications (médicale : sonde pour échographie, navale : sonar...). Selon la nature des dopants utilisés on distingue deux familles de céramiques PZT :

- Les céramiques PZT douces présentant des propriétés piézoélectriques importantes et une température de Curie plus élevée de 365°C . En revanche, les facteurs de qualité des résonateurs fabriqués avec des céramiques PZT douces sont plus faibles et la permittivité relative est plus grande (~ 1700).
- Les céramiques PZT dures permettent d'obtenir des résonateurs avec des facteurs de qualité plus importants et une température de Curie de 315°C . Par contre, ils sont moins piézoélectriques avec un coefficient de couplage de l'ordre de 8%.

Les coefficients de raideur élastique sont faibles et la densité est élevée, comparés aux autres matériaux, ce qui réduit les vitesses acoustiques qui valent 2600 m/s (PZT doux) et 2900 m/s (PZT dur) et donc limite les applications à plus hautes fréquences. L'ensemble de ces points est confirmé dans l'article [Aigner-2003]¹ qui référence les matériaux utilisables pour des applications en télécommunications. De plus, de par la nature ferroélectrique du PZT, les pertes acoustiques sont importantes, ce qui n'est pas favorable en terme de facteur de qualité pour les résonateurs et donc en terme de pertes d'insertion pour les filtres. Néanmoins, Larson et al. [Larson-2004] montrent qu'il est utilisable dans les structures à membrane de type FBAR (Thin Film Bulk Acoustic Resonator) d'Agilent et démontre la faisabilité d'un film de PZT (Zr/Ti: 52/48) pour une fréquence de 450 MHz. Ceux-ci soulignent l'intérêt d'avoir une constante diélectrique élevée (>300), permettant de réaliser des structures de très petites tailles (des électrodes en platine (Pt) et iridium (Ir) d'épaisseur 0,1 μm) tout en ayant une grande capacité statique, ce qui est intéressant pour obtenir une adaptation 50 Ω en hyperfréquences. Le couplage électromécanique est important, compris entre 12 % et 35 %, (contre entre 8,5% et 6,5% pour le ZnO et l'AlN respectivement).

Tin Ling Ren et al. [Ren-2001] ont montré la faisabilité d'un filtre à 1,44 GHz avec une bande passante de 70 MHz. Ils montrent des pertes d'insertion pouvant aller jusqu'à ~ 20 dB dans la bande passante. Selon ces auteurs, le couplage électromécanique offert par le PZT permet de créer des filtres avec une large bande passante, jusqu'à 100 MHz. Les techniques de dépôt par épitaxie à jet moléculaire (MBE « Molecular Beam Epitaxy »), pulvérisation cathodique, dépôt chimique MOCVD, CSD (Chemical Solution Deposition) sont utilisées pour cet élément. Cependant, la température de mise en œuvre est élevée, supérieure à 580°C

dans ce cas, et donc incompatible avec les techniques d'intégration CMOS actuelles. L'usage du plomb présente des inconvénients, il contamine les machines et pollue les semi-conducteurs. Des électrodes en platine semblent adaptées à ce type de matériau piézoélectrique [Ren-2001]. Enfin, il faut mentionner que le PZT est un matériau piézoélectrique qui nécessite une étape de polarisation.

2.2.3.3 Le nitrure d'aluminium (AlN)

Grâce à l'ensemble de ses propriétés électro-acoustiques, chimiques et physiques, l'AlN est aujourd'hui le matériau qui présente le meilleur compromis pour réaliser des résonateurs acoustiques à films minces dans des technologies microélectroniques. Parmi les réalisations, nous trouvons des filtres, des capteurs à ondes de volume (Bulk Acoustic Wave - BAW) ou à ondes de surface (Surface Acoustic Wave - SAW) mais aussi des micromoteurs ou micro-actionneurs. Seuls les monocristaux et les films minces structurés d'AlN présentent des propriétés piézoélectriques. Ce matériau est moins performant que le PZT du point de vue piézoélectrique, mais présente des caractéristiques très stables en fonction de la fréquence et du champ électrique appliqué.

Ce diélectrique est un composé III-V dont le gap est de 6,2 eV [Dubois-1999]. Ses propriétés piézoélectriques sont exploitées lorsque sa structure est polycristalline, par exemple lors du dépôt en film mince. Ce matériau possède une faible permittivité diélectrique et de faibles pertes acoustiques, ce qui le rend très intéressant dans les applications ultrasonores qui requièrent de faibles consommations d'énergie. La structure cristallographique de l'AlN est représentée sur la figure 2-2. Elle consiste en deux structures hexagonales (würzite) interpénétrées. L'AlN présente une symétrie hexagonale et fait partie du groupe ponctuel 6 mm. Notons que les matériaux de type würzite sont des matériaux non ferroélectriques mais présentant la propriété de pyroélectricité.

L'AlN est chimiquement inerte et sa température de décomposition est de 2500°C, son coefficient de dilatation thermique est très proche de celui du Silicium, ce qui limite l'accumulation de contraintes supplémentaires lors du refroidissement après le processus de dépôt et qui confère une bonne compatibilité avec le silicium.

Il s'agit d'un matériau très résistant des points de vue chimique et mécanique, mais présentant des propriétés piézoélectriques et un couplage électromécanique un peu moins importants que le ZnO. Ses grands coefficients de raideur élastique et sa faible densité lui procurent une vitesse acoustique du mode longitudinal (~10600 m/s) bien supérieure à celle

du ZnO ou du PZT, ce qui en fait un candidat idéal pour la réalisation des composants à haute fréquence à onde acoustique tels que les résonateurs BAW et SAW.

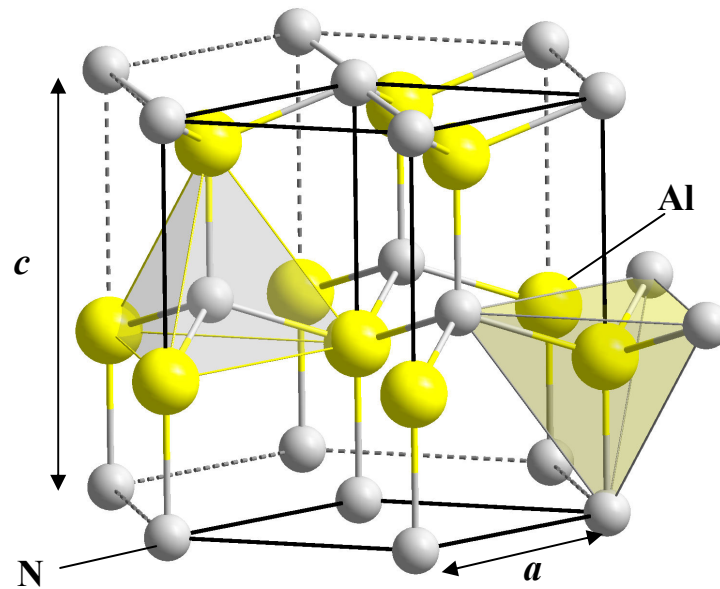


Figure 2-2. Structure hexagonale wurtzite de l'AlN : $a=3,111 \text{ \AA}$; $c=4,978 \text{ \AA}$; $c/a=1,6$ [106]

L'AlN peut être gravé avec de l'acide phosphorique (H_3PO_4) ou plus difficilement avec l'acide chlorhydrique (HCl). L'AlN est un bon conducteur thermique ce qui lui permet de résister à de fortes puissances [Aigner-2003]².

Il existe diverses méthodes de dépôt de l'AlN, tel que MOCVD (MetalOrganic Chemical Vapour Deposition), MBE (Molecular Beam Epitaxy), mais le substrat doit être chauffé entre 1000 et 1300°C alors que pour les technologies VLSI CMOS, la température ne doit pas excéder 300°C afin d'obtenir une bonne cristallisation. Dans les années 80, une technique utilisée pour le ZnO a été appliquée au nitrure d'aluminium [Aigner-2003]². C'est la pulvérisation cathodique réactive DC magnétron pulsée et dont le principe est entièrement détaillé par Frederick Engelmark [Engelmark-2002]. La cible est de l'aluminium pur à 99,999%, et le gaz réactif est de l'azote N_2 . Ainsi, le dépôt s'effectue à beaucoup plus basse température.

Pour avoir un coefficient de couplage électromécanique en épaisseur (k_t^2) élevé, l'idéal est d'avoir une couche orientée selon l'axe C (axe perpendiculaire au plan de la couche et également axe polaire sachant que la polarisation s'oriente selon cet axe). En effet, l'onde acoustique recherchée pour les résonateurs est longitudinale et se déplace selon cet axe. Les paramètres du processus de pulvérisation doivent être optimisés pour avoir une qualité de film la meilleure possible. Les paramètres du bâti de dépôt tels que la température, la pression, le flux et le mélange gazeux Ar/N_2 sont ajustés. La température est un facteur crucial dans l'orientation des grains selon l'axe C. M.A. Dubois, durant sa thèse [Dubois-1999], a

démontré que les films d'AlN déposés sur platine ou aluminium étaient parfaitement orientés selon cette direction pour des températures minimales de 200°C et que 100 % des cristallites sont orientées selon la direction [002] pour des températures de dépôt comprises entre 200°C et 500°C.

2.2.3.4 Autres matériaux piézoélectriques

Des matériaux piézoélectriques plus "exotiques" ont déjà été employés pour les structures à ondes de surface (SAW) [Yamanouchi-1998] et ont été utilisés par l'EPFL [Lanz-2004] dans le cadre de résonateur BAW. Le KNbO_3 possède à la fois un couplage électromécanique élevé de 47% et, contrairement au PZT, un facteur de qualité important aux fréquences UHF et des fréquences basses dans la bande SHF. Il peut de plus être appliqué aux hautes fréquences (de l'ordre du GHz) car des vitesses acoustiques de l'ordre de 8000 m/s sont possibles. R. Lanz souligne toutefois, dans [Lanz-2004], la difficulté supplémentaire pour synthétiser cet élément avec une bonne stœchiométrie, due notamment au potassium hautement volatil. La croissance cristalline est de type orthorhombique principalement, et réalisée par pulvérisation cathodique, elle s'effectue au-delà de 500°C, ce qui interdit d'envisager son intégration "above IC". La croissance est réalisée sur une électrode en platine et différentes couches d'accroche ("seed layer") sont testées.

2.2.3.5 Bilan des matériaux piézoélectriques

Plusieurs matériaux peuvent être employés dans la réalisation des dispositifs BAW tels que l'AlN, le PZT, le ZnO ou le KNbO_3 . Pour garantir la performance de ces dispositifs, plusieurs paramètres sont à tenir en compte.

Nous proposons alors un tableau comparatif des matériaux précédemment présentés tout en prenant en compte les critères suivants :

- Le facteur de couplage électromécanique k_t^2 qui détermine essentiellement le niveau d'énergie échangé entre les domaines électrique et mécanique. Un matériau piézoélectrique ayant un coefficient de couplage assez faible ne peut pas être utilisé pour réaliser des filtres intégrés dans les téléphones portables.
- La constante diélectrique ϵ_r : le niveau d'impédance d'un résonateur est déterminé par sa surface, son épaisseur et sa permittivité. Une constante diélectrique élevée permet de réduire la surface du résonateur. De point de vue performance acoustique, une permittivité relative de 100 est idéale à 1 GHz [Aigner-2003]¹.

- La vitesse acoustique v_L (longitudinal) : un matériau avec une faible vitesse acoustique permet d'avoir des couches piézoélectriques plus minces et donc des dispositifs plus miniatures.
- Les pertes mécaniques dans les matériaux
- Le facteur de qualité Q

	AlN	ZnO	PZT (dur)	KNbO ₃
Facteur de couplage k_t^2	6,5%-7,8%	8,5%	25%	47%
Constante diélectrique ϵ_r	8-10	9-10	>400	415
Vitesse acoustique v_L (m/sec)	10600	2700	2900	8000
Facteur de qualité Q	>1000	>1000	67	-
Pertes mécaniques	Faible	Faible	Elevée	-

Tableau 2-1. Tableau comparatif des propriétés des matériaux piézoélectriques les plus utilisés dans les applications BAW à film mince

Sur l'ensemble des matériaux piézoélectriques, le plus grand intérêt a été porté sur l'AlN qui à l'origine était le plus compatible avec l'intégration pour des applications RF avec des pertes mécaniques et diélectriques faibles à haute fréquence. Des températures d'environ 200°C [Lanz-2004] suffisent à synthétiser l'AlN. De plus, l'AlN ne pollue pas le silicium ou l'arséniure de gallium comme le PZT. Sa grande vitesse acoustique vis-à-vis du PZT et ZnO dans la direction longitudinale lui permet d'être le candidat le plus favorable pour la réalisation des composants à haute fréquence tels que les dispositifs BAW.

Cependant, l'intégration des résonateurs AlN est encore timide. L'AlN est également le matériau qui présente le meilleur compromis entre tous les points énoncés précédemment.

2.3 Introduction sur les résonateurs BAW et les CRF

2.3.1 Les résonateurs BAW SMR

Le SMR étudié sur la figure 2-3 est constitué d'une couche de nitrure d'aluminium (AlN) d'épaisseur 1,5 μm et de surface $25 \times 10^3 \mu\text{m}^2$. Pour exciter la couche piézoélectrique, deux électrodes de Molybdène (Mo) de 200 nm sont déposées de part et d'autre. Cette partie est considérée comme la partie active du résonateur.

L'orientation de la couche d'AlN dépend fortement de la nature de la couche électrode-support. L'électrode inférieure est utilisée comme support pour la croissance de la couche d'AlN. Ainsi, il est extrêmement important d'avoir une bonne compatibilité cristallographique entre ces deux couches afin d'assurer la qualité cristalline de la couche piézoélectrique. Le Molybdène, présente un réseau cristallographique cubique centré. De plus, il possède

approximativement le même coefficient de dilatation thermique que l'AlN ($\alpha_{\text{Mo}} = 4,8.10^{-6} / ^\circ\text{C}$ et $\alpha_{\text{AlN}} = 4.10^{-6} / ^\circ\text{C}$). Le Mo offre aussi une bonne conductivité thermique (142 W/m.K). C'est pourquoi ce matériau a été choisi pour réaliser les électrodes de l'AlN.

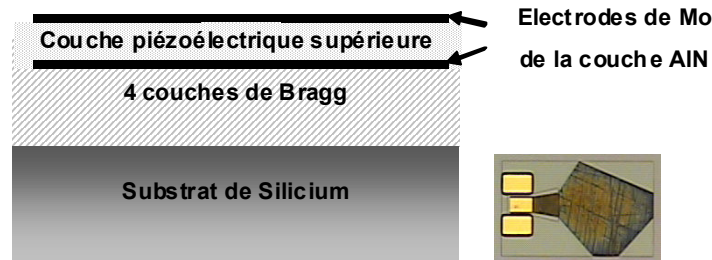


Figure 2-3. Structure et photo du résonateur piézoélectrique CRF

Afin de limiter les pertes acoustiques dans le substrat de Silicium, la couche d'AlN est isolée du substrat de Silicium grâce au réflecteur de Bragg. Ce réflecteur est constitué de 4 couches alternées d'oxyde de silicium et de tungstène (SiO_2/W) dont les épaisseurs sont égales à $\lambda/4$. Le SiO_2 joue le rôle d'un matériau de faible impédance acoustique alors que le tungstène joue le rôle d'un matériau de forte impédance acoustique. Une onde acoustique sortant de la couche d'AlN traverse les couches de Bragg qui ont pour rôle principal d'empêcher l'onde acoustique de se propager vers le substrat de Silicium. Les couches quart d'onde permettent une recombinaison destructive (par opposition de phase) des ondes réfléchies aux interfaces. Ainsi, les ondes transmises au substrat s'atténuent de plus en plus en passant d'une couche à une autre et les ondes réfléchies par les couches de Bragg rejoignent de nouveau la couche d'AlN. Le réflecteur de Bragg permet donc de conserver l'énergie dans la couche piézoélectrique en évitant la propagation vers le substrat.

L'application d'un champ électrique variable et normal aux électrodes excite la couche piézoélectrique qui se déforme et entre en vibration. La condition de résonance dépend de l'épaisseur de la couche piézoélectrique. L'onde acoustique doit être longitudinale suivant l'axe z pour avoir le couplage électromécanique le plus élevé et la vitesse acoustique maximale.

2.3.2 Les filtres à résonateurs couplés (CRF)

Les CRF sont des filtres piézoélectriques à base de résonateurs BAW couplés en mode d'épaisseur (figure 2-4). Deux résonateurs supérieurs sont couplés acoustiquement à un résonateur inférieur. Le filtre peut être vu comme deux empilements de couches connectés électriquement entre elles par des électrodes inférieures. Le résonateur du bas occupe donc une surface double.

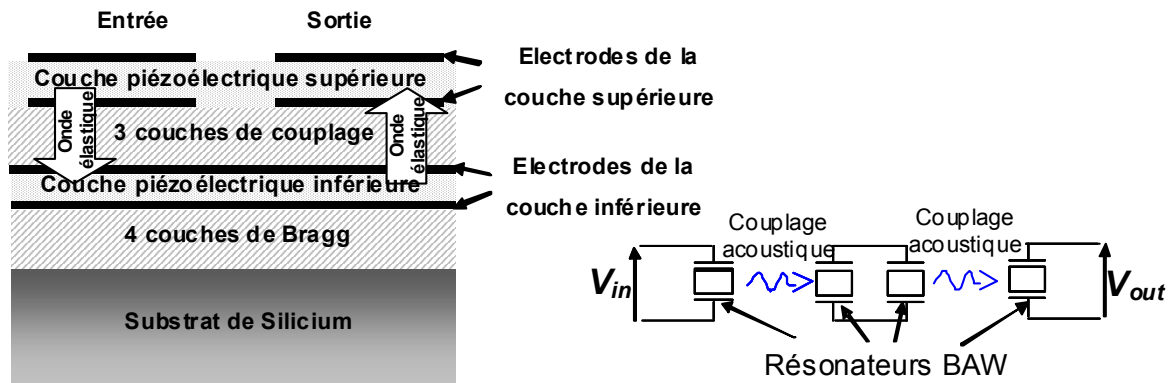


Figure 2-4. Structure et fonctionnement du filtre piézoélectrique CRF

L'épaisseur de la couche d'AlN est de 1,25 μm avec des électrodes en Molybdène d'épaisseur 400 nm. Comme pour les résonateurs BAW, les couches de couplage entre les résonateurs sont constituées d'un empilement de couches alternativement de basses et hautes impédances acoustiques réalisés avec de l'oxyde de silicium et du tungstène ($\text{SiO}_2\text{-W-SiO}_2$).

Le champ électrique exercé à l'entrée du filtre excite le résonateur supérieur de gauche (figure 2-4) générant ainsi une onde élastique dans la couche d'AlN. L'onde va se propager vers le résonateur inférieur à travers les trois couches de couplage garantissant une transmission optimale entre les couches d'AlN supérieure et inférieure.

La couche d'AlN inférieure génère par effet piézoélectrique inverse un champ électrique qui sera guidé vers le deuxième empilement à travers l'électrode continue de Mo de la couche piézoélectrique inférieure.

Le résonateur inférieur du deuxième empilement, excité par un champ électrique, émet, à son tour, une onde élastique se propageant vers le haut à l'aide des couches de couplage. Cette onde atteint le résonateur supérieur de droite pour générer enfin le champ électrique et l'onde de tension électrique à la sortie du filtre.

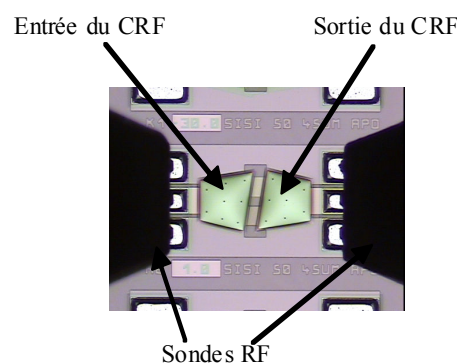


Figure 2-5. Photo du filtre piézoélectrique CRF

L'isolation mécanique entre la couche d'AlN inférieure et le substrat se fait à travers le miroir de Bragg ($\text{SiO}_2\text{-W}$). Le miroir de Bragg est une série des couches alternées de

tungstène W et de dioxyde de Silicium SiO_2 ayant respectivement de fortes et faibles impédances acoustiques empêchant la propagation de l'onde vers le substrat de Silicium.

Les résonateurs ont une géométrie dite « apodisée » empêchant la mise en résonance par des ondes élastiques et électromagnétiques qui pourraient se propager transversalement dans la couche piézoélectrique et dans les électrodes.

Une dernière étape de fabrication est nécessaire pour ajuster la fréquence de résonance des résonateurs supérieurs pour qu'elle s'adapte à celle du résonateur inférieur. Pour cela, une charge mécanique de nitrure de Silicium (SiN) est ajoutée permettant de régler la fréquence du résonateur supérieur.

2.4 *Modélisation et simulation des structures*

Plusieurs solutions différentes sont disponibles pour réaliser des simulations de ces résonateurs piézoélectriques. Citons :

- les outils utilisant les méthodes éléments finis (ANSYS, COMSOL, ...)
- les outils mathématiques tels que Matlab ou Mathematica utilisant la représentation analytique des équations décrivant le comportement physique de la structure, principalement basé sur une modélisation 1D,
- les simulateurs électriques pour lesquels des schémas électriques équivalents sont utilisés (ADS, Spice, ...).

Nous allons succinctement présenter les différents modèles et les méthodes de simulation dont nous disposons au laboratoire. Nous justifierons les choix que nous avons dû faire concernant les modèles et les moyens de calcul permettant de mettre en œuvre ces modèles.

2.4.1 *La modélisation et la simulation par la méthode des éléments finis*

La modélisation par la méthode des éléments finis est une technique numérique bien adaptée pour l'analyse des structures géométriques complexes. Ces structures peuvent être des matériaux inhomogènes dont les caractéristiques physiques dépendent de la fréquence.

Les logiciels commerciaux tels qu'ANSYS [Ansys-2011], COMSOL [Comsol-2011] ou Coventor [Coventor-2011], sont basés sur une formulation variationnelle et sont souvent mal adaptés aux matériaux à couches minces.

Les résonateurs et les filtres acoustiques qui utilisent principalement une couche d'AlN mince piézoélectriques (quelques centaines de nm d'épaisseur pour des centaines de μm dans les deux autres axes) conduisent à des conditions extrêmes d'utilisation de tels logiciels de part leur rapport de forme, grandes dimensions latérales et faible épaisseur.

La modélisation du comportement des filtres piézoélectriques se fait en couplant suivant les trois dimensions les modes de propagation électrique et acoustique. Bien que ces simulations 3D permettent de visualiser les modes parasites dans les dimensions latérales, elles présentent un temps de calcul important qui dépend du découpage de la structure en éléments de type de maille (nombre de mailles). Une structure complexe nécessite un nombre de mailles important (>20) par longueur d'onde pour assurer une bonne convergence. Pour une simulation en trois dimensions, avec la torsion, le cisaillement et le degré de liberté électrique, on se retrouve avec 6 degrés de liberté et 20 éléments finis par longueur d'onde dans les trois dimensions, ce qui fait un grand nombre de mailles d'où un temps de calcul assez long.

Un filtre acoustique CRF présentant plus d'une dizaine de couches couplées soit acoustiquement soit électriquement exige des conditions aux limites relativement compliquées pour chaque couche et un maillage important, et par conséquent un temps de calcul important qui constitue un des principaux handicaps de ces simulateurs pour qu'ils puissent être utilisés par des concepteurs de circuits.

2.4.2 La modélisation analytique

La piézoélectricité est un phénomène physique couplant à la fois les déformations des solides élastiques décrites par la loi de Hooke et l'électromagnétisme régit par les équations de Maxwell donnant ainsi un système d'équation différentielle.

Le modèle analytique propose donc de résoudre l'équation de propagation du déplacement mécanique (issu des équations constitutives de la piézoélectricité) sur l'ensemble de la structure (multicouches) en fonction des conditions mécaniques aux limites et des conditions électriques sur les électrodes. Le modèle physique de la structure étudiée fournit les conditions aux limites et permet de faire certaines approximations comme la propagation dans une seule dimension z (1D) en supposant que la structure est infinie dans les dimensions latérales (x et y). Les outils mathématiques qui peuvent permettre de simuler ce modèle analytique, sont, par exemple, Matlab ou Mathematica.

La modélisation analytique est connue donc comme une seconde piste permettant de calculer à l'aide des outils mathématiques le comportement de la couche piézoélectrique. Pour des empilements de couches tel que les BAW et les CRF, la complexité du modèle se multiplie et la probabilité d'erreur de calcul s'accroît. Des modèles électro-acoustiques basés sur des circuits électriques équivalents viennent donc remplacer le modèle analytique tout en fournissant la même analyse du comportement des structures piézoélectriques.

2.4.3 Les modèles basés sur des circuits électriques équivalents

Les méthodes concurrentes des précédentes en termes de temps et d'efficacité sont basées sur des modèles utilisant une équivalence entre grandeurs mécaniques et grandeurs électriques : une force est ainsi représentée par une tension et une vitesse de déplacement de particule est représentée par un courant. Elles reposent sur des modèles de propagation 1D. On trouve le modèle de Mason, le modèle KLM (Krimholtz, Leedom and Matthae) et le modèle BVD (Butterworth-Van Dyke) qui est une simplification des modèles précédents autour de la fréquence de résonance et éventuellement de ses harmoniques.

2.4.3.1 Modèle BVD

Le modèle le plus simple est celui de Butterworth-Van Dyke [Lakin-1992], il est constitué d'éléments électriques localisés tels que des capacités et des inductances. Il est facile à mettre en œuvre car il comporte moins de composants dans la représentation électrique. Par contre, ce modèle n'est valable qu'autour de la fréquence de résonance et sa précision est faible quant au comportement du résonateur en large bande. Le résonateur est modélisé par une capacité C_0 représentant la capacité électrique de la lame (deux électrodes disposées de part et d'autre d'un diélectrique) en parallèle avec une branche représentant le comportement élastique et constituée d'une capacité représentant le frottement visqueux (C_m), d'une inductance représentant le mouvement (L_m) et d'une résistance représentant les pertes élastiques R_m (figure 2-6).

La fréquence de résonance série du circuit représente la résonance mécanique soit un minimum relatif de l'impédance électrique et correspond à $f_s = 1/2\pi\sqrt{L_m C_m}$. La fréquence de résonance parallèle représente la fréquence d'anti-résonance et correspond à un maximum de l'impédance électrique : $f_p = f_s \sqrt{(C_m + C_0)/C_0}$. En s'éloignant de la résonance, le circuit se comporte comme une capacité statique C_0 .

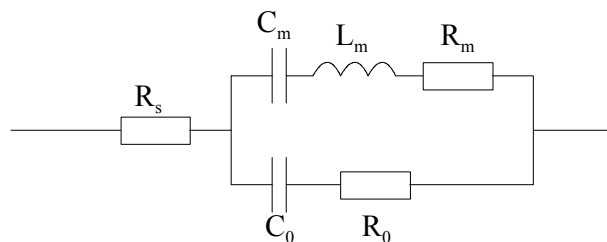


Figure 2-6. Circuit électrique MBVD

La figure 2-6 représente le modèle BVD modifié ou « MBVD » prenant en compte les pertes dues aux électrodes et représentées par la résistance R_s . La résistance R_0 en série avec la capacité statique C_0 correspond aux pertes diélectriques.

Le modèle MBVD permet d'effectuer des calculs rapides avec des logiciels de simulation de circuits pour donner la réponse du résonateur ou du filtre acoustique autour de la fréquence étudiée.

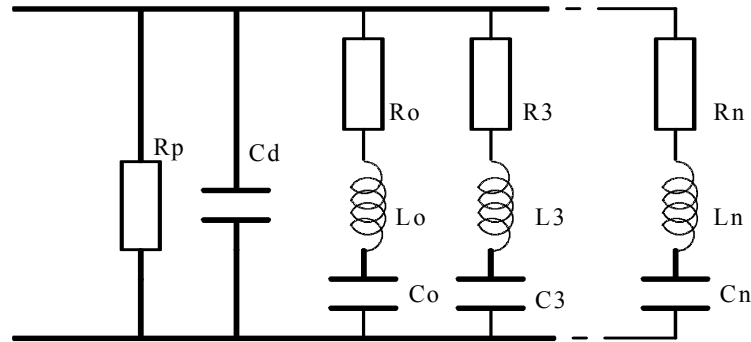


Figure 2-7. Circuit électrique MBVD pour des branches de résonance multiples

L'insertion des branches parallèles (figure 2-7) permet de décrire le comportement piézoélectrique pour les harmoniques de la fréquence de résonance. Pour chaque nouvelle branche, représentant une harmonique, il faut déterminer les valeurs des paramètres R , L et C qui lui sont associés et qui représentent les mêmes phénomènes physiques que pour la première branche.

2.4.3.2 Modèle de Mason et le modèle KLM

Le modèle de Mason, publié en 1948 dans « Electromechanical Transducers and Wave filters » [Mason-1948] est basé sur les lois électro-acoustiques des matériaux permettant d'observer la réponse en fréquence d'un résonateur BAW ou d'un filtre acoustique CRF tout en observant les résonances dans la bande passante et les harmoniques pour des hautes fréquences. Le modèle peut s'étendre à deux ou trois dimensions en juxtaposant les modèles une dimension représentant des modes de propagation différents. Chaque couche mécanique est présentée par un circuit électrique équivalent formant un quadripôle et le calcul de la structure se fait par une seule multiplication des fonctions de transfert de chaque quadripôle. Les circuits électriques permettent des simulations rapides avec des logiciels de calcul de circuits capable de prendre en compte les phénomènes de propagation, ce qui est le cas d'ADS [Agilent-2011] largement utilisé en hyperfréquence et que nous avons retenu pour calculer les réponses électriques en fonction de la fréquence des filtres et résonateurs BAW. Il faut aussi rappeler que le modèle de Mason ne prend pas en compte les pertes qu'elles soient électriques ou mécaniques.

Le modèle KLM publié par R.Krimholtz, D.A.Leedom et G.L.Matthaei en 1970 [Krimholtz-1970] repose comme le modèle de Mason, sur le même principe de circuits électriques équivalents au système d'équations électro-mécaniques. Il conduit aux mêmes

solutions analytiques [Sherrit-1999]. Le modèle KLM apparu après le modèle de Mason apporte des modifications sur le circuit équivalent : le port électrique excite une ligne de transmission en son milieu à travers un transformateur idéal dont le rapport de transformation varie avec la fréquence. Des modèles alternatifs sont les modèles de Redwood et Leach, un dérivé direct du modèle de Mason.

Nous avons souhaité disposer d'un modèle large bande et ce pour deux raisons au moins, la première est qu'un filtre est un quadripôle or les modèles de type BVD sont des dipôles et de plus les filtres que nous avons étudiés présentent une largeur de bande qui n'est pas négligeable donc difficilement représentable par des modèles ne représentant les résonateurs qu'autours de leur résonance. Par ailleurs, le modèle dont nous avons besoin doit être facilement implémenté dans des logiciels de type simulations circuits tels qu'ADS et aisément accessible par les concepteurs de circuits électroniques. Deux modèles peuvent répondre à nos exigences, le modèle KLM et le modèle de Mason à condition de le modifier pour prendre en compte les pertes. Par tradition au laboratoire la modélisation basée sur le modèle de Mason est utilisée et de façon arbitraire nous avons choisi d'utiliser cette représentation. Le modèle sera ensuite implanté dans ADS, qui est lui aussi un outil de simulation de circuits hyperfréquences largement utilisé au laboratoire.

2.4.4 Circuit électrique équivalent à une propagation en mode d'épaisseur

Les dispositifs que nous avons étudiés, font appel à des couches piézoélectriques d'épaisseur faible devant les dimensions latérales et pour lesquels le champ électrique d'excitation se trouve orienté dans l'épaisseur. Cette observation correspond au mode de fonctionnement en épaisseur des couches piézoélectriques ; c'est pour cela que nous allons nous intéresser principalement à ce mode.

Les différentes couches de la structure étudiée, qu'elles soient piézoélectriques ou non, seront représentées par des circuits électriques équivalents.

2.4.4.1 Les matériaux piézoélectriques

Le modèle de la couche piézoélectrique présenté dans ce paragraphe est inspiré du modèle de Mason. Le circuit équivalent est dérivé de l'équation reliant le déplacement dans une direction et les autres grandeurs, comme le coefficient de raideur c , la vitesse acoustique v et la constante piézoélectrique e ...

La figure 2-8 montre la lame piézoélectrique polarisée par une tension V . La lame possède une épaisseur d et une surface S normale aux forces F aux interfaces. Le port mécanique i présente une vitesse de déplacement v_i et une force mécanique F_i .

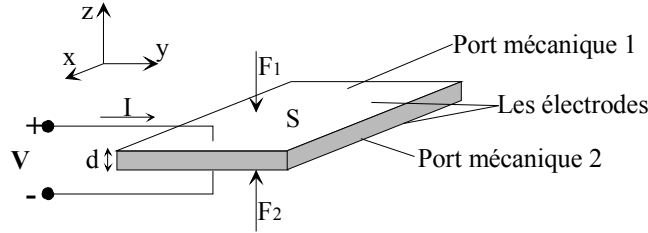


Figure 2-8. Lame piézoélectrique

Pour pouvoir calculer les forces aux interfaces F_i et la tension V , on se sert des conditions aux interfaces 1 et 2 pour trouver les valeurs A et B de la solution de l'équation de Newton.

$$\xi_z(z, t) = [A \sin(\omega z / v^D) + B \cos(\omega z / v^D)] e^{j\omega t}, \quad (2-10)$$

Avec $v^D = \sqrt{c_{33}^D / \rho}$, la vitesse acoustique suivant z en fonction de la constante de raideur et de la densité du matériau piézoélectrique.

Les conditions mécaniques sont les vitesses de déplacement v_1 et v_2 aux ports mécaniques 1 et 2 qui sont les dérivées partielles du déplacement par rapport au temps $v = \partial \xi_z / \partial t$. La condition électrique est le courant I considéré comme une image du déplacement électrique suivant la 3^{ème} direction $I = j\omega S D_z$.

Après avoir établi l'équation de déplacement $\xi_z(z, t)$ en fonction des conditions aux interfaces (v_1, v_2, I), on calcule les forces mécaniques comme suit : F_1 ou $F_2 = -S T_z = -S \partial \xi_z / \partial z$ et la tension $V = \int_0^d E dz$. L'équation 2-11 donne la matrice de transfert exprimant les paramètres dépendants (F_1, F_2, V) en fonction des paramètres indépendants (v_1, v_2, I) comme suit :

$$\begin{pmatrix} F_1 \\ F_2 \\ V \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} Z_e S / \tan(\omega d / v^D) & Z_e S / \sin(\omega d / v^D) & h_{33} / \omega \\ Z_e S / \sin(\omega d / v^D) & Z_e S / \tan(\omega d / v^D) & h_{33} / \omega \\ h_{33} / \omega & h_{33} / \omega & 1 / \omega C_0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ I \end{pmatrix}, \quad (2-11)$$

On définit Z_e l'impédance élastique de la lame $Z_e = c_{33}^D / v^D$ et $C_0 = \epsilon_{33}^S S / d$, la capacité statique de la lame piézoélectrique.

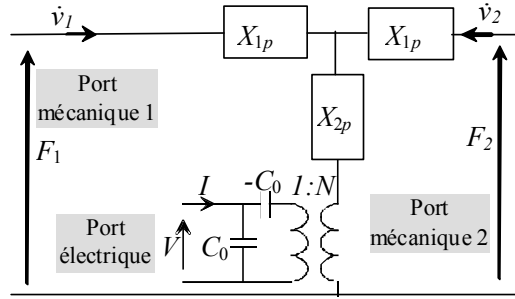


Figure 2-9. Circuit électrique équivalent de la couche piézoélectrique

La matrice de transfert est traduite par le circuit électrique équivalent de la figure 2-9. Le comportement électrique de la couche piézoélectrique est représenté par la capacité C_0 . La propagation des ondes élastiques est représentée par un circuit en T dans lequel chacune des impédances prend en compte l'impédance du milieu, la vitesse de propagation des ondes, l'épaisseur dans la direction de propagation des ondes et enfin la fréquence :

$$X_{1p} = j.Z_e.S.tg\left(\frac{\omega.d}{2v^D}\right), X_{2p} = \frac{Z_e.S}{j \sin(\omega.d/v^D)} \quad (2-12)$$

Il faut noter que la surface de la couche dans la direction perpendiculaire à la propagation intervient car la représentation électrique de la force par une tension n'est pas tout à fait équivalente à la traduction des équations dans lesquelles c'est la contrainte qui apparaît et pas la force. Un transformateur d'impédance idéale de rapport N est introduit dans ce circuit, pour représenter la transformation d'énergie électrique en énergie mécanique et inversement. Le rapport de transformation est $N = h_{33}C_0 = e_{33}S/d$ où h et e sont des constantes piézoélectriques. C_0 étant la capacité statique de la couche de valeur $\epsilon_{33}^S S/d$.

La couche d'AlN se comporte en dehors de ses fréquences de résonance et d'anti-résonance comme une capacité statique ayant une permittivité diélectrique ϵ . Elle possède donc une tangente de perte diélectrique $\tan(\delta_e)$ due aux imperfections du milieu et figurant dans la partie imaginaire de la permittivité. Les pertes par conduction de l'électrode sont représentées par une résistance électrique et dépendent essentiellement de sa résistivité.

Le matériau piézoélectrique présente une certaine viscosité dissipant l'énergie de l'onde acoustique et atténue sa propagation dans le milieu. Cette viscosité dépendant de la déformation en fonction du temps est introduite dans la partie imaginaire de la constante élastique.

2.4.4.2 Les matériaux non piézoélectriques

Les couches non piézoélectriques présentent des équations plus simples puisque seuls les effets mécaniques et les grandeurs associées sont à considérer. Les grandeurs aux interfaces sont les vitesses de déplacements v_i et les forces mécaniques F_i (figure 2-10).

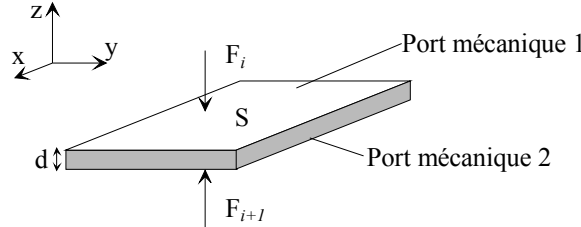


Figure 2-10. Lame non piézoélectrique

La matrice de transfert de l'équation 2-11 est réduite aux paramètres dépendants (F_i , F_{i+1}) en fonction des paramètres indépendants (v_i , v_{i+1}) comme suit :

$$\begin{pmatrix} F_i \\ F_{i+1} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} Z_e S / \tan(\omega d / v) & Z_e S / \sin(\omega d / v) \\ Z_e S / \sin(\omega d / v) & Z_e S / \tan(\omega d / v) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} v_i \\ v_{i+1} \end{pmatrix}, \quad (2-13)$$

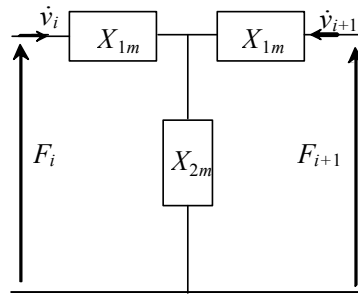


Figure 2-11. Circuit électrique équivalent de la couche non piézoélectrique

Le circuit électrique équivalent est réduit au quadripôle de la figure 2.11. D'après ce schéma électrique, nous pouvons en déduire

$$\begin{pmatrix} F_i \\ F_{i+1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} X_{1m} + X_{2m} & X_{2m} \\ X_{2m} & X_{1m} + X_{2m} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_i \\ v_{i+1} \end{pmatrix}, \quad (2-14)$$

Les expressions des impédances sont : $X_{1m} = j \cdot Z_e \cdot S \cdot \tan\left(\frac{\omega \cdot d}{2v}\right)$ et $X_{2m} = \frac{Z_e \cdot S}{j \sin(\omega \cdot d / v)}$.

La vitesse de déplacement $v = \sqrt{c/\rho}$ et l'impédance mécanique $Z_e = c/v$ sont des fonctions des propriétés de la couche non piézoélectrique comme sa constante de raideur c et sa densité ρ .

Les couches semi-infinies telles que l'air ou le substrat sont vues comme une lame avec une seule force exercée sur l'une de ces faces latérales ($F_1, F_2=0$). La matrice de transfert sera réduite à un scalaire représentant l'impédance acoustique de la couche : $Z = \sqrt{c_i/\rho_i}$, avec c_i et ρ_i la raideur élastique et la densité de la couche semi-infinie.

2.5 Description et validation des modèles électro-acoustiques

2.5.1 Modèle d'un résonateur à onde de volume (BAW)

Le schéma équivalent du résonateur BAW (figure 2-3) représenté sur la figure 2.12 est une succession de couches passives telles que les électrodes de Mo et de la couche active d'AlN. L'isolation acoustique du résonateur vis-à-vis du substrat est assurée par les couches de Bragg permettant de confiner l'énergie mécanique dans le résonateur afin d'augmenter le coefficient de qualité. L'électrode supérieure possède une interface avec l'air considéré comme milieu semi-infini et représenté par une simple impédance acoustique. De l'autre côté, le substrat lui aussi est considéré comme un milieu semi-infini.

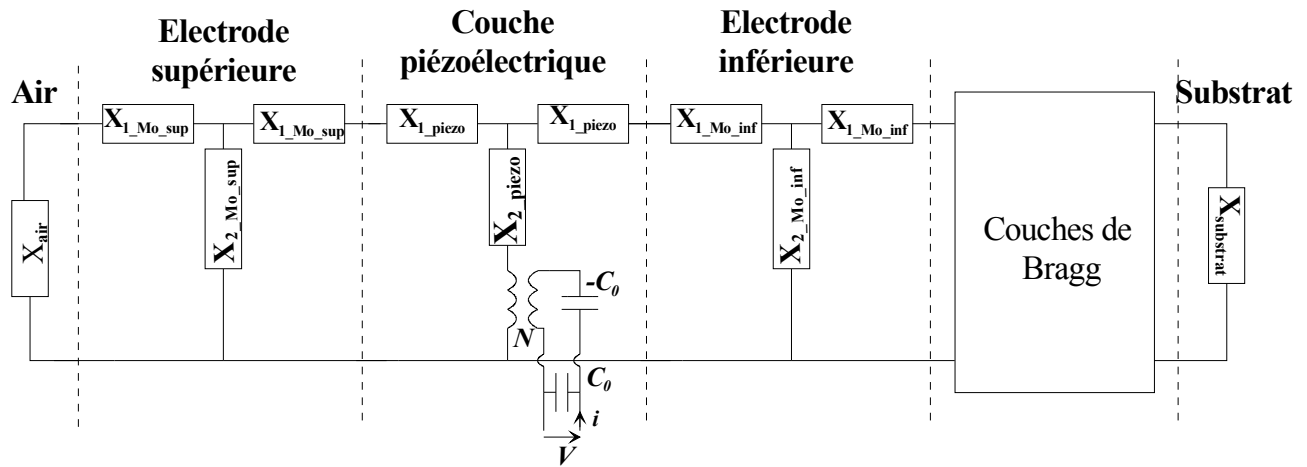


Figure 2-12. Modèle électro-acoustique du résonateur BAW

Les caractéristiques principales des matériaux entrant dans la composition du résonateur et utilisées lors de la simulation sont regroupées dans le tableau 2-2.

Matériau	AlN	Mo	SiO ₂	W	SiN	Si
Vitesse acoustique v (m/s)	11150	5200	5800	4500	13000	8400
Densité ρ (g/m ³)	3380	10220	2200	19300	1800	2340
Epaisseur (nm)	1500	200	710	610	150	∞

Tableau 2-2 . Valeurs des propriétés acoustiques des matériaux

Le résonateur BAW étant un dispositif ne présentant qu'un seul port, son impédance Z_{BAW} est obtenue à partir du coefficient de réflexion S_{11} (Equation 2-15).

$$Z_{BAW} = Z_0 \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}}, \quad (2-15)$$

Avec Z_0 impédance de la source d'excitation qui vaut 50 Ω .

La figure 2.13 représente les modules du paramètre de réflexion S_{11} et de l'impédance électrique du résonateur obtenue après simulation à l'aide d'ADS.

La couche d'AlN présente une permittivité relative réelle ϵ_{33r} de 8,4 et un coefficient piézoélectrique e_{33} de 1,4 N/V.m. Les pertes dans les électrodes sont modélisées par une résistance de 0,5 Ω .

L'évolution du module du coefficient de réflexion S_{11} et de l'impédance du résonateur BAW est décrite sur la figure 2-13. Le comportement du résonateur BAW en basse fréquence et en haute fréquence est celui d'une capacité (celle de la couche piézo). Par contre, il existe une bande de fréquence pour laquelle l'impédance varie fortement.

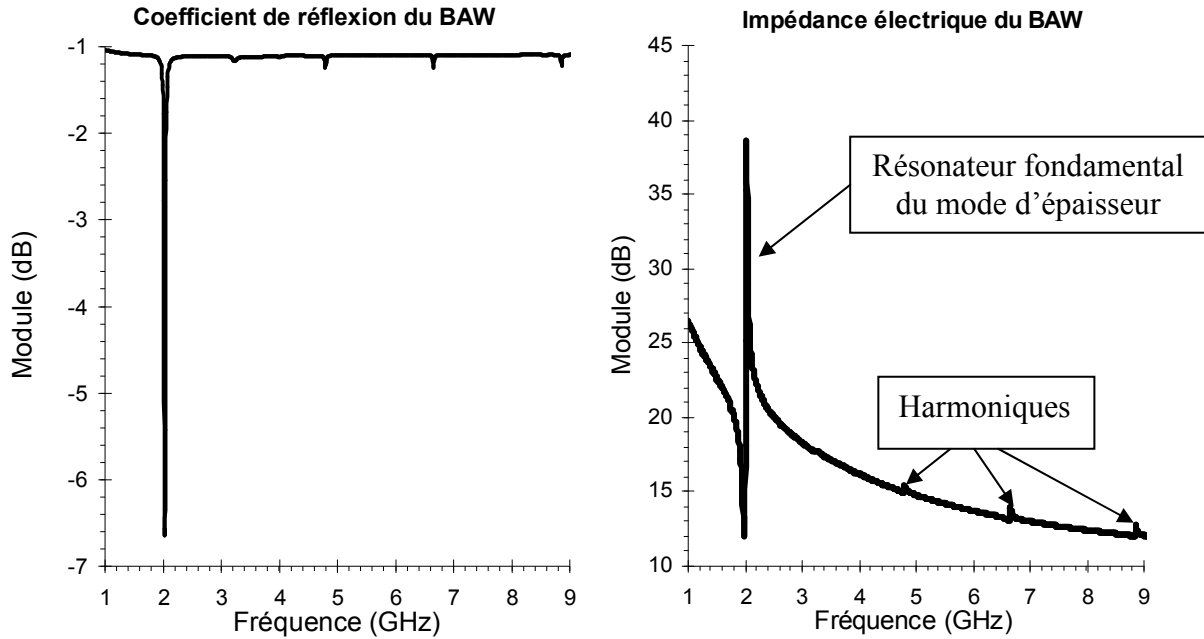


Figure 2-13. Modules du coefficient de réflexion et de l'impédance du résonateur BAW en dB

La résonance fondamentale du mode d'épaisseur est caractérisée par :

- La fréquence d'anti-résonance ou résonance parallèle (f_p) de 2 GHz pour laquelle l'impédance présente un maximum relatif (infini dans un cas sans perte).
- La fréquence de résonance ou résonance série (f_s) de 1,96 GHz pour laquelle l'impédance présente une valeur minimale relative (nulle dans un cas sans perte).
- Le facteur de couplage électro-mécanique effectif k_{teff}^2 évaluant la transduction électro-mécanique dans le résonateur est alors égale à

$$k_{teff}^2 = \frac{\pi^2}{4} \left(1 - \frac{f_s}{f_p} \right), \quad (2-16)$$

A partir de l'équation suivante, le facteur de couplage effectif du résonateur BAW obtenu est égal à 5%.

- Le facteur de qualité renseigne sur la sélectivité du résonateur à sa fréquence de résonance et d'anti-résonance.

Les simulations du modèle électro-acoustique illustrent les pics de résonances des harmoniques supérieures dans la réponse des modules de S_{11} et de l'impédance du résonateur.

2.5.2 Modèle des filtres CRF

Le filtre CRF est constitué de deux empilements comprenant deux éléments piézoélectriques. L'élément supérieur sera connecté électriquement pour réaliser un port d'entrée ou de sortie du filtre. L'élément piézoélectrique inférieur est commun aux deux empilements et les électrodes sont continues pour couvrir toute la surface (figure 2-14)

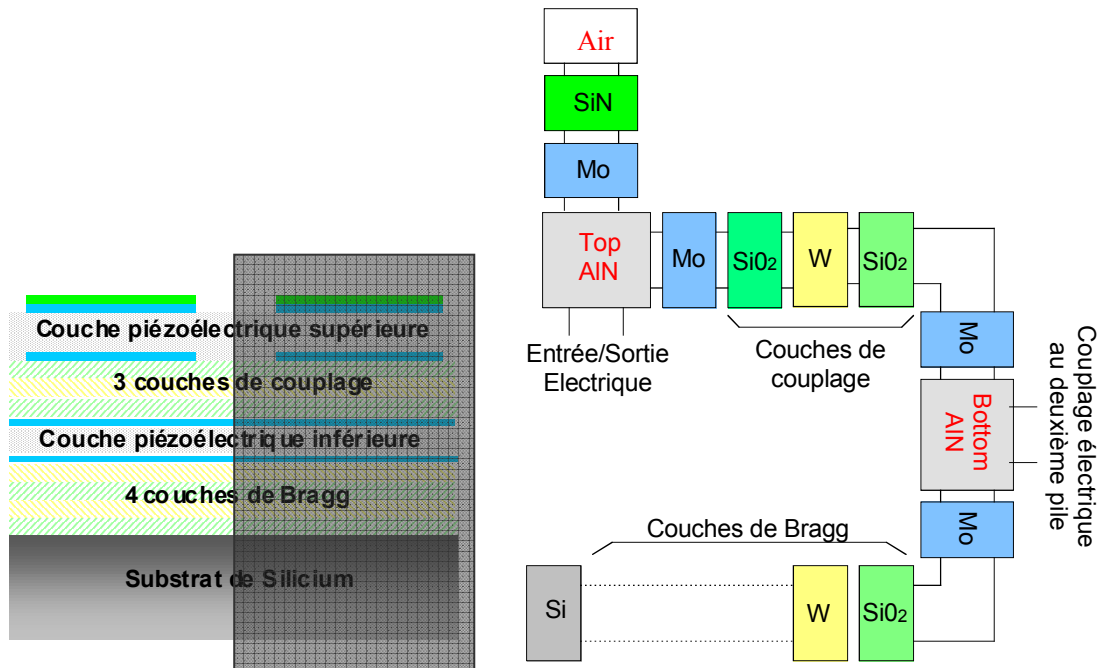


Figure 2-14. Présentation en cascade d'un seul empilement de couches du CRF

Les résonateurs supérieurs isolés électriquement entre eux sont couplés acoustiquement au résonateur piézoélectrique inférieur à travers les couches de couplage ($\text{SiO}_2\text{-W-SiO}_2$). L'isolation mécanique entre la couche d'AlN inférieure et le substrat se fait à travers un miroir de Bragg.

Les simulations sont faites sous ADS d'Agilent permettant des simulations de type paramètres S en hyperfréquence. Les deux piles du CRF sont connectées électriquement entre eux. La figure 2-14 est une représentation schématique de la moitié d'un CRF par des quadripôles ou hexapôles. Chaque couche de l'empilement est représentée par son circuit électrique équivalent selon le modèle électrique équivalent présenté précédemment.

Puisque nous utilisons les mêmes matériaux du résonateur BAW, leurs valeurs de vitesses acoustiques et densités restent égales à celles trouvées pour le résonateur (tableau 2-2). Quant aux épaisseurs des couches, elles sont présentées au tableau 2-3.

Matériau	AlN	Mo	SiO ₂	W	SiN	Si
Epaisseur (nm)	1230	400	710	610	200 à 400	∞

Tableau 2-3 . Epaisseurs des couches

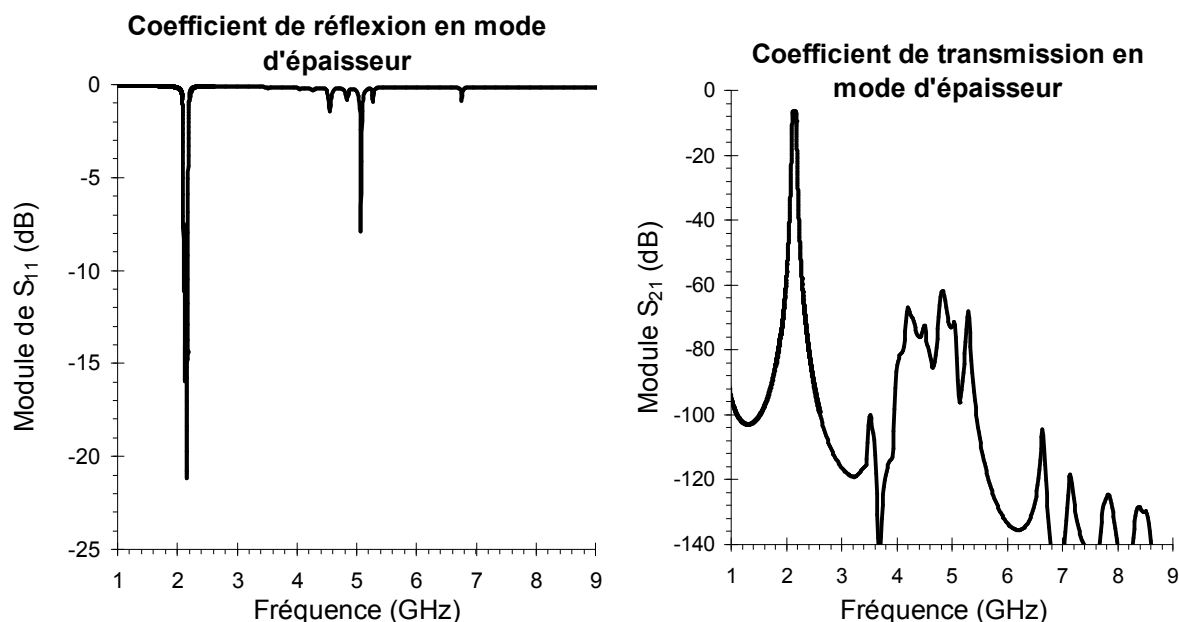


Figure 2-15. Module du coefficient de réflexion et transmission du modèle CRF simulé

Le modèle du filtre simulé sous ADS permet d'obtenir les réponses en transmission et en réflexion du CRF en large bande (figure 2-15).

La fréquence centrale obtenue pour ce filtre est de 2,14 GHz avec une bande passante de 60 MHz. A la fréquence centrale les pertes d'insertion obtenues sont de -3 dB. Le facteur de qualité non chargé vaut donc 122. Les lobes secondaires en dehors de la bande passante correspondent aux fréquences de résonance des couches passives telles que le SiO₂ et le Mo.

La réflexion à la fréquence centrale du filtre vaut -15 dB à 2,14 GHz décrivant une bonne adaptation d'impédance du CRF. Une réflexion non nulle de -7 dB apparaît sur l'harmonique supérieure d'ordre 2 ($2f_0$) et aux modes de résonance des couches passives.

2.6 Conclusions

La piézoélectricité fait appel à un couplage entre des grandeurs mécaniques et électriques. Sa mise en équation nécessite donc des connaissances approfondies en déformations des solides élastiques décrites par la loi de Hooke et l'électricité. A ces connaissances, on ajoute les équations de la piézoélectricité pour créer un modèle analytique pouvant décrire la totalité du comportement du matériau piézoélectrique.

Après une rapide analyse des moyens et des méthodes permettant de simuler les réponses des résonateurs BAW et des filtres CRF, nous avons retenu la modélisation par représentation à l'aide d'un modèle électrique équivalent. Ce modèle a ensuite été implanté dans un logiciel de calcul de circuits hyperfréquences. Ce choix a été justifié et nous retiendrons qu'il est parfaitement compatible avec les outils de conception de la microélectronique. Il faut aussi mentionner les limitations de ces choix qui sont principalement une modélisation à une dimension, bien que nous ayons été amenés à ajouter une seconde dimension dans certaines simulations que nous aborderons au chapitre suivant. Enfin, le modèle que nous avons développé prend en compte toutes les couches constitutives des structures et intègre aussi les pertes diélectriques et élastiques.

Les simulations que nous avons effectuées donnent une réponse large bande par rapport à la fréquence des signaux électriques d'excitation. Les réponses simulées seront comparées dans le chapitre suivant aux mesures et nous permettront de valider le choix des modèles et les simulations.

2.7 Références

- [Sze-1994] SM Sze “Semiconductor Sensors”, Wiley & sons, 1994
- [Yang-2003] C.-M. Yang et al., “Highly c-axis oriented AlN film using MOCVD for 5GHz-band FBAR filter”, *IEEE Ultrasonics Symposium*, vol.1, p.170-73, Oct. 2003
- [Kubo-2003] R. Kubo et al., “Fabrication of 5GHz band film bulk acoustic wave resonators using ZnO thin film”, *IEEE Ultrasonics Symposium*, vol.1, p.166-69, Oct. 2003
- [Kang-2003] T.Y. Kang et al., “Preparation of AZO/ZnO/AZO/SiO/sub 2//Si thin film for FBAR”, *IEEE Ultrasonics Symposium*, vol.2, p. 2016-19, Oct. 2003
- [Mang-1996] L. Mang et al., “ZnO thin film resonator lattice filters”, *Proceedings of the 50th IEEE International on Frequency Control Symposium*, pp.363-65, June 1996
- [Dubois-1999] M. A. Dubois, Thèse intitulée: “Aluminum nitride and lead zirconate-titanate thin films for ultrasonic applications: Integration, properties and devices”, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne (EPFL), Thèse N°2086 (1999)
- [Trippard-2003] A Trippard, “Etude de la fiabilité d’un FBAR”, Rapport de stage Ingénieur à STMicroelectronics (Crolles1): Ecole Nationale Supérieure des Mines de Saint-Etienne (ENSM), 2003
- [Kim-1999] Sang-Ho Kim et al., “The fabrication of thin-film bulk acoustic wave resonators employing a ZnO/Si composite diaphragm structure using porous silicon layer etching”, *IEEE on Electron Device Letters*, vol.20, Issue 3, p.113-15, March 1999
- [Aigner-2003]¹ R. Aigner, “RF-MEMS, filters manufactures on Silicon: Key facts about bulk-acoustic-wave technology”, *Proceedings of IEEE on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, 2003 Topical Meeting, p.157-61, April 2003

[Larson-2004] J.D. Larson et al., “PZT material properties at UHF and microwave frequencies derived from FBAR measurements”, *IEEE Ultrasonics Symposium*, vol.1, p.173-77, Aug. 2004

[Ren-2001] Tian-Ling Ren et al., “PZT based bulk acoustic wave RF filters”, Proceedings of 6th International Conference on *Solid-State and Integrated-Circuit Technology*, vol.1, p.726-29, Oct. 2001

[Yamanouchi-1998] K. Yamanouchi et al., “New piezoelectric KNbO₃ films for SAW device applications”, Proceedings of *IEEE Ultrasonics Symposium*, vol.1, p.203-06, Oct. 1998

[Lanz-2004] R. Lanz, Thèse intitulée: “Piezoelectric thin films for bulk acoustic wave resonator applications: from processing to microwave filters”, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne (EPFL), N°2991 (2004)

[Berlincourt-1964] D. A. Berlincourt et al., “Chapter 3- Piezoelectric and Piezomagnetic Material and their Function in Transducers”, pp. 169-270, *Physical Acoustics- Principles and Methods*, Volume 1-Part A, ed. W.P. Mason Academic Press, New York, 1964

[Aigner-2003]² R. Aigner; “High performance RF-filters suitable for above IC integration: film bulk-acoustic resonators (FBAR) on silicon”, Proceedings of *IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, p.141-46, Sept. 2003

[Engelmark-2002] Frederick Engelmark, Thèse intitulée: “AlN and High-K thin films for IC and Electroacoustic Applications”, Acta Universitatis Upsaliensis, Uppsala (Sweden) 2002

[Ansys-2011] www.ansys.com

[Comsol-2011] www.comsol.com

[Coventor-2011] www.coventor.com

[Mason-1948] W.P. Mason, “Electromechanical Transducers and Wave Filters”, Princeton, NJ, Van Nostrand, 1948

[Agilent11] www.agilent.com

[Krimholtz-1970] R. Krimholtz et al., “New Equivalent Circuit for Elementary Piezoelectric Transducers”, *Electron Letters*, Electron. Lett. **6**, pp. 398- 399, 1970

[Sherrit-1999] Stewart Sherrit et al., “Comparison of the Mason and KLM Equivalent Circuits for Piezoelectric Resonators in the Thickness Mode”, *IEEE Ultrasonics Symposium*, vol.2, p.921-924, Oct.1999.

[Lakin-1992] K.M.Lakin, “Modeling of thin film resonators”, *IEEE MTT-S Digest*, pp.149-152, 1992.

Chapitre3 Caractérisation et validation des simulations des BAW et des CRF

3.1 Introduction

Les BAW et les CRF décrits et modélisés dans le chapitre précédent sont caractérisés dans ce chapitre afin de valider les simulations de leurs modèles électro-acoustiques.

La caractérisation fréquentielle est une étape importante dans l'étude des dispositifs RF permettant d'analyser leur comportement et d'étudier leurs caractéristiques. Elle passe par une phase de calibration de l'analyseur vectoriel de réseaux (VNA - Vector Network Analyzer) pour ramener les plans de mesures aux bornes du dispositif à caractériser. La mesure des paramètres S des dispositifs RF est une technique de caractérisation très utilisée dans le secteur de la recherche. Par contre, les caractérisations systématiques de produits industriels ne peuvent pas toujours être effectuées avec ce type de mesure qui requiert du temps de mesure et d'analyse. Pour pouvoir insérer ce type de test dans une chaîne de production, il faudrait réduire le temps de mesure et ce d'autant plus que pour les filtres le coût final du test peut représenter jusqu'à 50% du coût de revient et 15% du coût total d'un système de transmission.

3.2 Les BAW

Le BAW est le résonateur élémentaire d'un filtre CRF. La validation de la simulation de son modèle électro-acoustique sous ADS va nous permettre de généraliser les simulations de ce modèle à d'autres dispositifs acoustiques. Le nombre de couches étant plus faible que dans un CRF, nous aurons moins de paramètres à ajuster pour que le modèle permette de reproduire les résultats de mesure, ce qui simplifie le travail avant de passer aux CRF.

Nous caractériserons plusieurs résonateurs BAW ayant tous les mêmes épaisseurs de couches actives et passives mais possédant chacun une surface d'électrode différente. Les mesures sont faites avec le VNA 8510C en utilisant un seul port, ce qui permet une calibration de type SOLT (la TRL ne peut se faire que sur le wafer). Le substrat de calibration utilisé est le ISS 101-190 de Cascade et les sondes RF sont de type ACP-GSG-100µm de Cascade.

La figure 3-1 présente le module de l'impédance de trois résonateurs BAW en large bande entre 1 GHz et 9 GHz. Les trois BAW, numérotés de 1, 2 et 3 présentent respectivement des surfaces de $S_{u1} = 10000 \mu\text{m}^2$, $S_{u2} = S_{u1}/2 = 5000 \mu\text{m}^2$ et $S_{u3} = S_{u1}/4 = 2500 \mu\text{m}^2$.

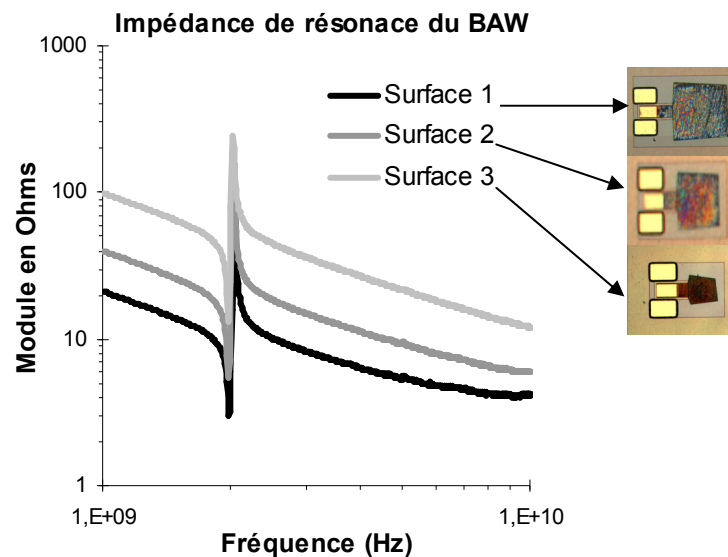


Figure 3-1. Module de l'impédance de résonance des résonateurs BAW de différentes surfaces

Nous remarquons d'après la réponse mesurée des trois résonateurs qu'ils présentent tous une résonance autour de 2,14 GHz. De plus, nous constatons que la surface a un impact sur le niveau de l'impédance qui apparaît clairement en dehors de la zone de résonance. Ces courbes sont caractéristiques d'un comportement capacitif de la couche d'AlN qui n'est qu'une capacité statique hors de sa zone de résonance. Une surface plus petite diminue la capacité et augmente donc la valeur de l'impédance même aux fréquences de résonance et d'anti-résonance.

Nous avons choisi arbitrairement le résonateur ayant la plus petite surface, car de plus il nécessitera moins de puissance lors de l'étude des non-linéarités (S_{u3}) pour valider la simulation du modèle électro-acoustique en large bande.

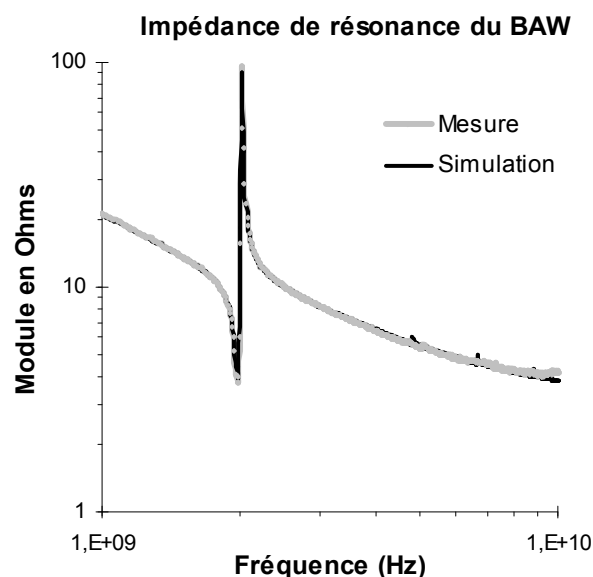


Figure 3-2. Module de l'impédance de résonance du modèle simulé et du BAW mesuré

Les simulations de type circuit dans ADS utilisent le mode de simulation en paramètres S . A partir du paramètre S_{11} , le module de l'impédance de résonance est calculé (figure 3-2).

Après avoir ajusté les paramètres des matériaux, principalement les pertes (L'ensemble des valeurs est donnée en annexe II), la réponse du modèle électro-acoustique du BAW simulé sous ADS se superpose aux mesures en large bande (figure 3-2). En conclusion, les simulations circuits sous ADS, présentées dans le chapitre précédent corroborent les mesures. Le modèle électro-acoustique développé et simulé sous ADS/circuit permet de décrire fidèlement le comportement des dispositifs acoustiques tels que les résonateurs BAW.

3.3 Les CRF

Une fois la méthode de simulation circuit sous ADS validée pour le modèle électro-acoustique d'un simple résonateur BAW, nous avons tenté de l'étendre à des structures plus complexes telles que les CRF. Ils sont constitués de trois résonateurs BAW couplés en mode d'épaisseur. Les caractérisations de ces quadripôles nécessitent d'utiliser cette fois-ci les deux ports de l'analyseur de réseaux puisque nous avons un quadripôle.

3.3.1 Caractérisation RF des filtres CRF

3.3.1.1 Présentation des mesures

Les dispositifs CRF à tester sont réalisés sur un wafer de 200 mm constitué de 40 réticules (ou « die »). Chaque réticule contient plusieurs centaines de filtres. Ces filtres se distinguent par leur accès soit de type mode commun en entrée (« single »)/mode commun en sortie (« single ») ou mode commun (« single »)/mode différentiel (« differential »). Il faut noter qu'un cadre (ou « frame ») a été réalisé autour des couches supérieures de chaque résonateur pour isoler les résonateurs supérieurs. Comme nous le verrons plus tard ce dispositif n'a pas d'incidence sur les réponses que nous avons observées.

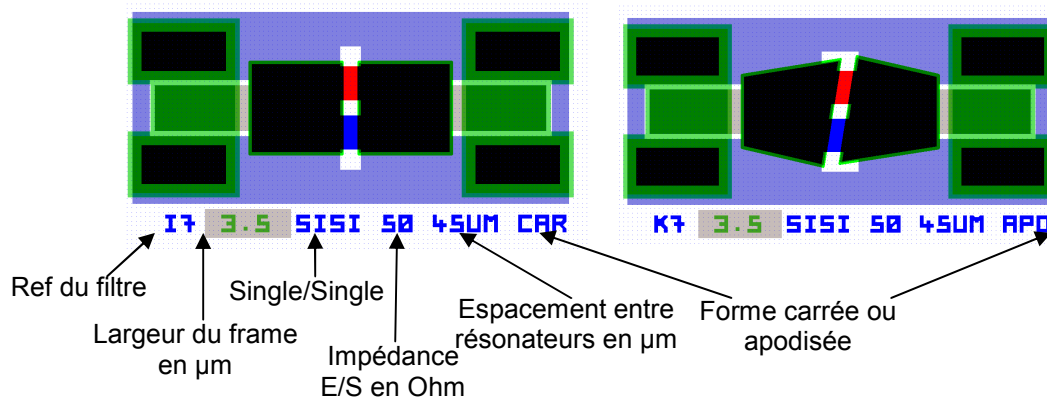


Figure 3-3. Nomenclature des filtres CRF

Les filtres piézoélectriques CRF présentés sur la figure 3-3 sont de type mode commun (« single »)/ mode commun (« single ») avec des largeurs de cadre différentes et des résonateurs surfaciques de géométrie carrée ou apodisée. Ces deux filtres font partie de ceux qui ont été caractérisés.

Pour pouvoir caractériser les filtres CRF, nous disposons d'une station Cascade semi-automatisée S300 ayant un support du wafer (ou « Chuck ») qui se déplace suivant les trois directions x , y , z et qui autorise également des rotations dans le plan du plateau (x - y). Le déplacement est contrôlé à l'aide d'un logiciel, nommé « Nucleus », qui est installé sur un ordinateur de contrôle connecté à la station Cascade S300.

Les paramètres S des filtres CRF sont mesurés avec un VNA 8720ES en large bande entre 1 GHz et 9 GHz sur 800 points de mesures de fréquences. Ces mesures sont ensuite transférées du VNA à l'ordinateur de contrôle via une connexion parallèle GPIB. Les mesures sont faites à l'aide de sondes RF qui sont placées sur les plots d'entrée et de sortie du dispositif. Ces sondes RF sont de type Cascade I40 GSG avec un espacement entre la masse et le signal de 100 μm (figure 3-4 (a)).

Pour le calibrage, un substrat de calibration est utilisé (ISS 101-190 de Cascade) avec des motifs « Thru » (dispositif de liaison des sondes), « Load » (charge adaptée) et « Short » (court-circuit de chaque sonde). Avec ce substrat, trois types de calibrations peuvent être utilisés : la SOLT (« Short-Open-Load-Thru »), la LRM (« Line-Reflect-Match ») et la LRRM (« Line-Reflect-Reflect-Match »).

La calibration LRM nécessite deux motifs « Load » identiques pour calibrer correctement les deux ports du VNA, sinon la précision des mesures est réduite [Williams-1995].

La méthode de calibration utilisée est la LRRM pour s'affranchir du problème de motifs identiques, parce qu'elle est large bande et parce que d'après la littérature, elle semble moins sensible à la position des pointes sur les plots. Cette technique de mesure légèrement différente de la LRM qui utilise une ligne de transmission, deux « Reflects » de type « Open » et « Short » et un « Match » standard.

Ce type de calibration intègre un algorithme de compensation d'inductance de charge [Hayden-2006]. Le standard « Match » doit avoir en théorie une réactance nulle alors que ce n'est pas le cas du dispositif réel. En effectuant la caractérisation d'un « Thru » de temps de propagation de 1 psec, on se rend compte qu'il présente une réactance négative [Davidson-1990]. Pour corriger cette erreur, le programme Cascade ajuste en calculant la valeur d'inductance en excès pour le standard « Match » et en l'insérant de nouveau dans le calcul des coefficients d'erreur.

Cette technique de calibration possède un plan de référence au centre d'un « Thru », ceci conduit à la rendre moins sensible au déplacement des sondes contrairement à la méthode de calibration SOLT ayant un plan de référence aux contacts sondes-dispositif à tester [Safwat-2001]. Les sources d'erreurs communes non contrôlables par les différentes méthodes de calibration sont le changement du matériau diélectrique, la variation de la géométrie des plots RF ou le couplage entre les sondes RF.

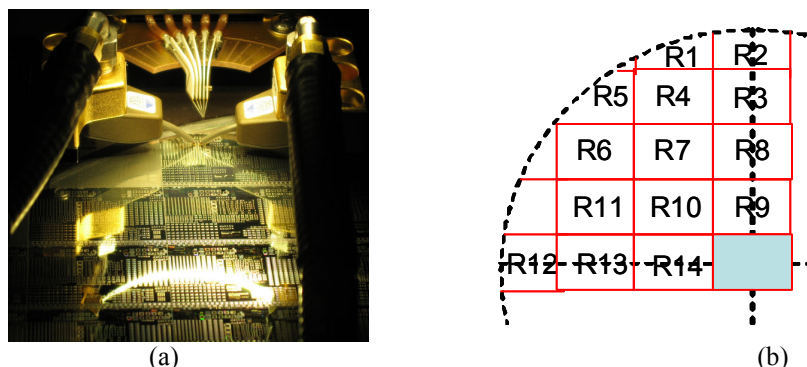


Figure 3-4. A gauche, photo des mesures RF avec deux sondes GSG. A droite, position des réticules mesurés sur le wafer

Pour définir les filtres à tester en priorité sur un wafer, nous avons tout d'abord étudié la dispersion des performances des filtres en fonction de leur position sur le wafer. En supposant que le wafer est symétrique, nous pouvons le diviser en quatre parties identiques et de mêmes performances. Pour limiter les déplacements, les filtres caractérisés se situent dans un peu plus qu'un quart de wafer et sont répartis sur quatorze réticules (figure 3-4 (b)). Nous sélectionnons deux filtres par réticule soit un total de 28 filtres à mesurer. Les deux filtres sélectionnés se distinguent seulement par la largeur de leur « frame ». Ceci permet également d'étudier leur impact sur la réponse du filtre.

3.3.1.2 Premiers résultats de mesures

Les caractérisations en paramètres S sont effectuées sur des filtres carrés et apodisés pour étudier leurs comportements et leurs caractéristiques. Nous relevons 800 points de fréquences par filtre avec une résolution de 3 MHz dans la bande passante pour décrire précisément leurs caractéristiques.

La figure 3-5 représente la réponse des deux filtres CRF, présentés sur la figure 3-3 ; un filtre carré nommé I7 et un apodisé K7. Ces deux filtres présentent quasiment la même signature fréquentielle (transmission et réflexion) en large bande toutefois lorsque nous détaillons leur comportement dans la bande passante (figure 3-5 (b)), nous pouvons remarquer des oscillations plus marquées (dont une sur S_{11} à 2,16 GHz) dans la bande et des oscillations

sur la pente de réjection en haute fréquence du paramètre S_{21} (trait noir). Nous observons aussi des oscillations de la phase (figure 3-5 (d)).

Ces oscillations proviennent essentiellement des propagations parasites des modes latéraux. Une onde latérale se réfléchit totalement car elle se propage perpendiculairement aux faces du résonateur carré alors qu'elle se réfléchit partiellement jusqu'à s'évanouir pour un résonateur apodisé grâce à ses faces non parallèles.

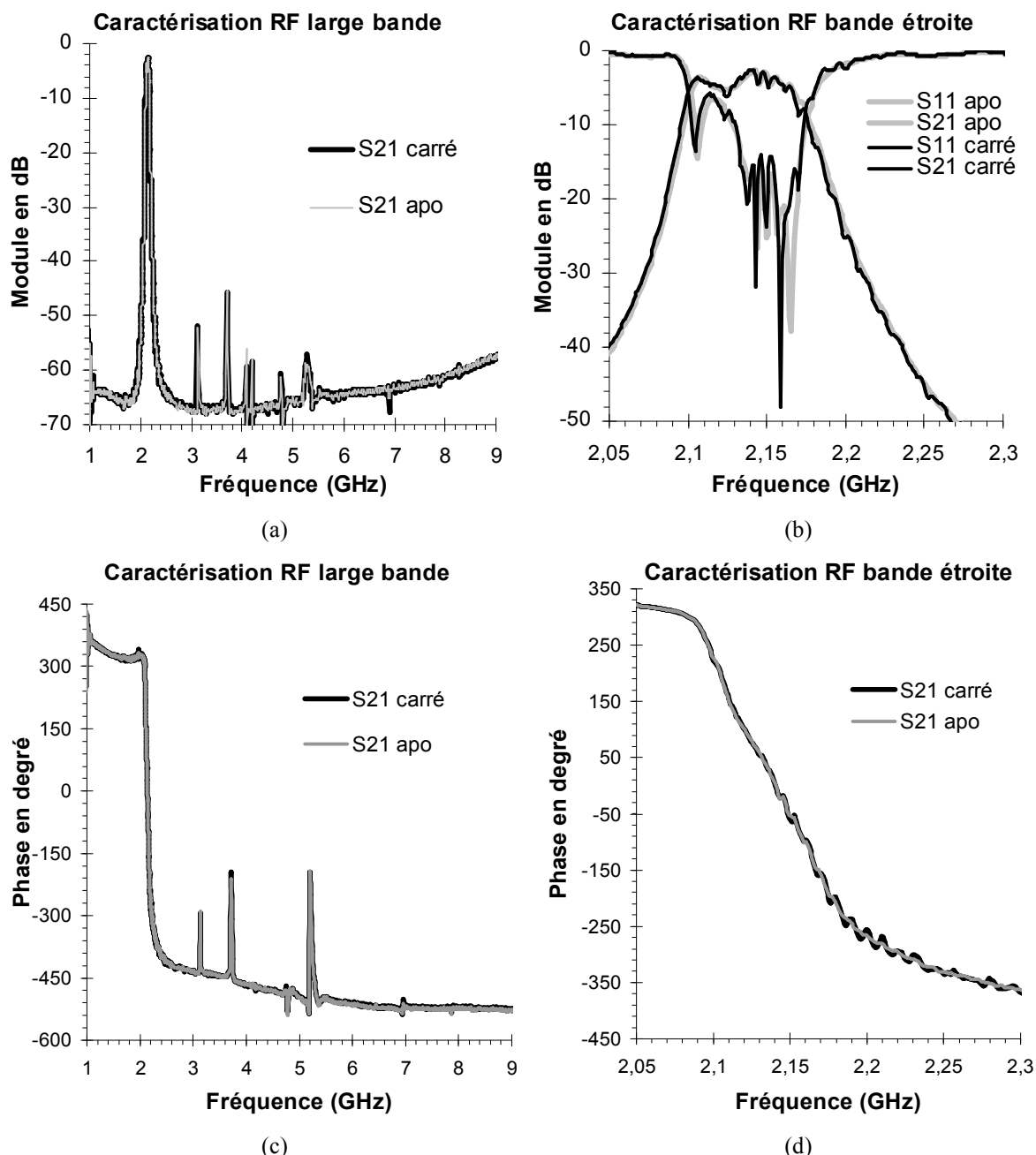


Figure 3-5. Modules (a et b) du coefficient de réflexion et du coefficient de transmission mesurés et phases de la transmission et phases (c et d) en bande étroite pour deux filtres apodisés (K7) et carrés (I7)

De plus, nous avons constaté de petites oscillations parasites dans la bande passante. Nous supposons qu'elles sont liées à l'inhomogénéité de l'épaisseur de la couche piézoélectrique qui produit des modes d'oscillations parasites en profondeur dont la signature

est illustrée figure 3-5 (b), ce point a été vérifié par le LETI qui était une de nos partenaires dans ce projet. Les fréquences de résonance parasites ont été observées sur la réponse fréquentielle en large bande entre 3 GHz et 6 GHz en module (figure 3-5 (a)) et phase (figure 3-5 (c)). Elles correspondent d'après leurs valeurs, aux résonances des couches non piézoélectriques, toutefois la transmission du filtre à ces fréquences ne dépasse pas - 45 dB.

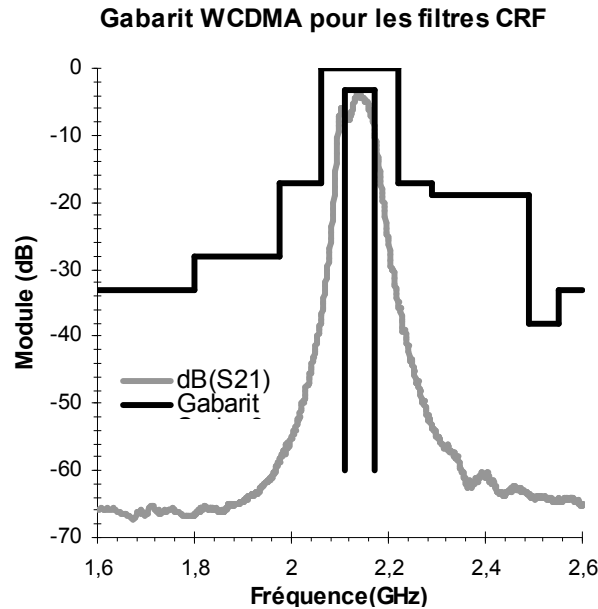


Figure 3-6. Gabarit du WCDMA en transmission comparé à la réponse du filtre CRF

Ces filtres CRF ont été initialement conçus pour une application de transmission sans fils W-CDMA (figure 3-6). Dans ce cas la puissance émise hors bande par le système est réglementée et doit respecter un masque fréquentiel représenté sur la figure 3-6 avec une réjection maximale à 39 dB [Carpentier-2005].

Nous constatons, à l'issue de ces premières mesures, que la réjection des filtres CRF dans la bande de fréquence mesurée est proche du masque, avec une réjection qui tend à diminuer lorsque la fréquence augmente, toutefois ces mesures ont été faites sans tenir compte des effets parasites des plots d'accès RF.

3.3.1.3 Dispositifs de de-embedding

Pour compléter les mesures RF, il faut procéder à l'épluchage (de-embedding). En théorie cette technique permet de s'affranchir de l'effet des plots d'accès RF et ainsi de déplacer les plans de référence au plus proche du dispositif. Pour cela, plusieurs dispositifs de « de-embedding » ont été réalisés et sont disponibles sur le wafer (plots sans connexions, plots connectés entre eux... ou encore « Open », « Thru »...).

Dans un premier temps, la transmission sur motif « open », est présentée sur la figure 3-7 (trait noir). Ce motif de de-embedding est simplement constitué par des plots d'accès et de la couche isolante de SiO₂ sans couche active piézoélectrique et sans électrode.

Dans un second temps, la transmission mesurée par le VNA, lorsque les sondes des ports 1 et 2 (après calibration) sont en l'air et suffisamment espacées pour éviter un couplage capacitif direct est présentée sur la figure 3-7 (trait gris). Cette mesure permet de quantifier le plancher de bruit de l'analyseur de réseau vectoriel VNA 8720 ES, sur la plage fréquence envisagée. Nous pouvons noter une atténuation maximale mesurée en transmission de -75 dB à 5 GHz.

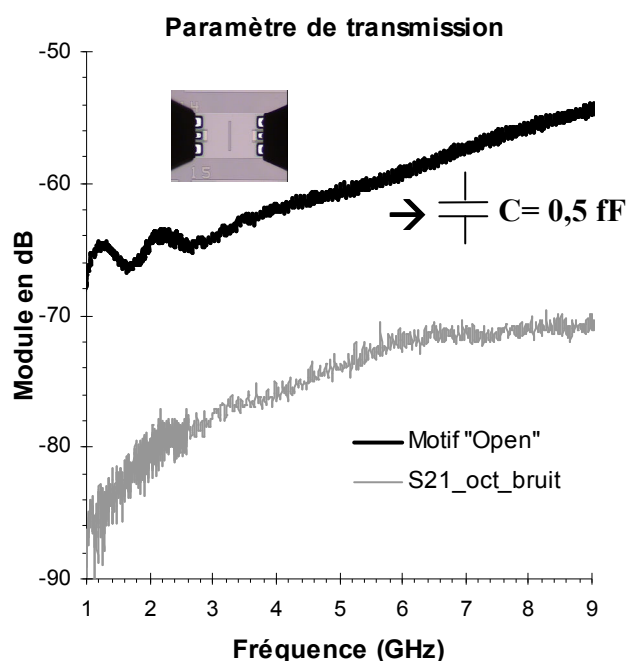


Figure 3-7. Réponse en transmission du bruit de l'ensemble (VNA+ câbles+ sondes) et du dispositif de de-embedding

La transmission mesurée sur le motif « Open » est toujours supérieure à -65 dB et toujours au moins 20 dB au-dessus du plancher de sensibilité mesurée par le VNA. De plus, le module de la réponse en transmission de ce motif augmente avec la fréquence. Ceci est la signature d'un comportement capacitif qui peut être représenté par une capacitance que nous avons estimée à 0,5 fF. Cet effet provient des plots RF espacés de 200 μm et qui engendrent un couplage capacitif entre les deux accès via le substrat de silicium.

La conséquence de ce couplage entre plots RF est que les CRF à mesurer sont basés sur la même géométrie c'est à dire qu'ils présenteront ce couplage parasite qui limitera l'isolation entre les deux ports comme celle du motif « Open ».

3.3.1.4 Résultats des mesures après de-embedding

Par une ou plusieurs opérations mathématiques utilisant la représentation matricielle la mieux adaptée (en général la représentation sous forme de matrice admittance) la réponse du filtre sans les plots de caractérisation peut être obtenue.

Ces mesures du filtre (K7) sans plot sont présentées sur la figure 3-8. Nous constatons que les réponses dans la bande passante et en large bande restent identiques pour le module et la phase du coefficient de transmission. Toutefois pour le module, autour des pentes de réjection et en basse fréquence, c'est après « de-embedding », que nous pouvons observer que l'écart de réjection dû à l'effet des plots n'est pas négligeable autour de la bande passante (de 10 dB à 1 GHz à 5 dB à 3 GHz).

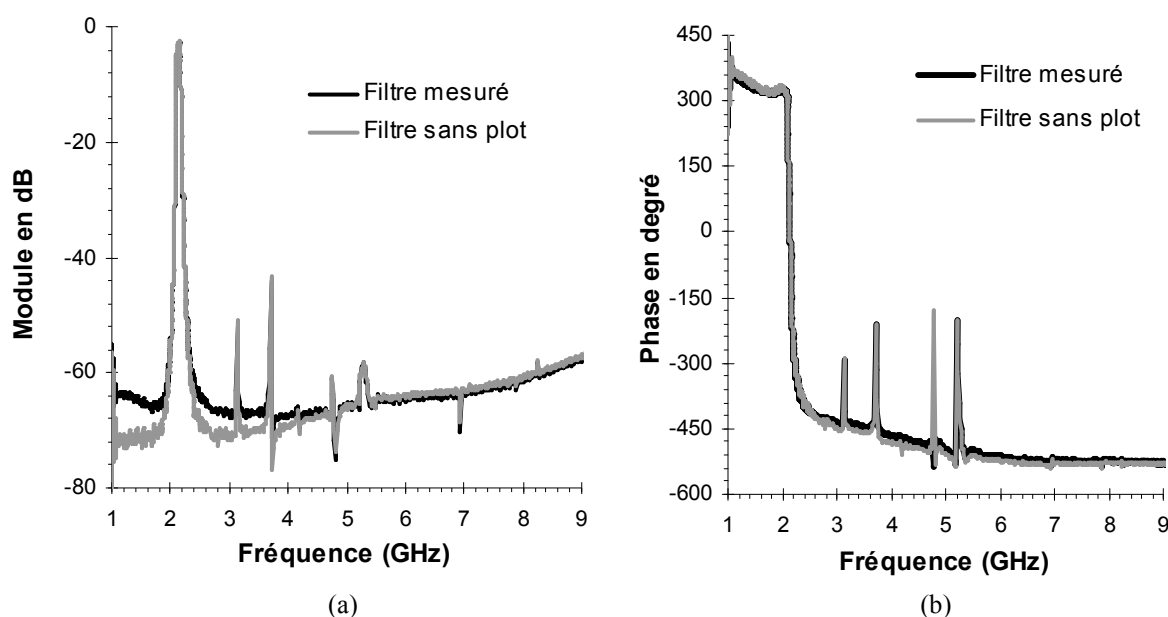


Figure 3-8. La réponse brute du filtre comparée à celle mesurée en module (a) et en phase (b)

De plus nous constatons que le plancher de mesure de la réjection du filtre est limité par la mesure de transmission du motif « Open ». La mesure de réjection du filtre est ainsi limitée par l'effet de couplage mis en évidence sur le motif « Open ». Nous justifierons cette limitation à l'aide de comparaison avec des résultats de simulation.

3.3.2 Comparaison des résultats de simulations et de mesures

Le CRF tel qu'il a été introduit dans le chapitre précédent est constitué de deux empilements de couches couplés électriquement par les électrodes inférieures de Mo ; l'ensemble du résonateur inférieur (Mo-AlN-Mo) est continu entre les deux piles du CRF. Les résonateurs supérieurs isolés électriquement entre eux sont couplés acoustiquement au résonateur piézoélectrique inférieur à travers les couches de couplage (SiO_2 -W- SiO_2).

L'isolation mécanique entre la couche d'AlN inférieure et le substrat se fait à travers le miroir de Bragg.

Dans les paragraphes suivants, des résultats de simulations sous ADS du modèle électro-acoustique vont être comparés aux résultats de mesures large bande présentés.

3.3.3 Modèle électro-acoustique 1D en large bande

Le modèle électro-acoustique à une dimension (1D) permet de décrire la propagation longitudinale en mode d'épaisseur tout en négligeant les autres modes de propagation notamment les modes transversaux. Ce modèle présenté précédemment a été implémenté sous ADS. La figure 3-9 montre les résultats de mesures et de simulations en bande étroite autour de la bande passante du CRF. Le modèle décrit relativement bien la réponse mesurée du filtre dans sa bande passante en réflexion et en transmission. Quant à la réjection, la simulation du modèle 1D montre les mêmes pentes de réjection à gauche et à droite que celles mesurées jusqu'à -55 dB.

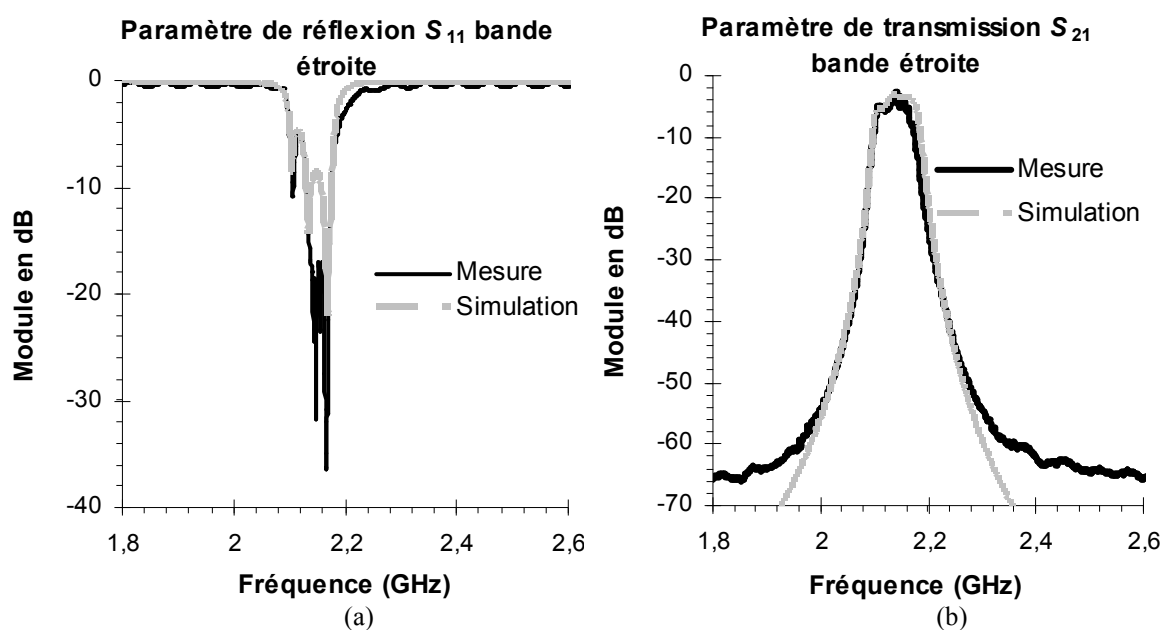


Figure 3-9. Comparaison des modules simulés et mesurés en bande étroite en réflexion (a) et en transmission (b)

Toutefois, en s'écartant de la bande passante, nous observons une divergence entre les réponses du modèle et celles mesurées. Cette différence montre une réjection plus forte en simulation qu'en mesure (figure 3-10) avec une atténuation plus importante hors bande.

La différence de réjection en large bande ne peut pas être expliquée par une limitation de l'appareil de mesure. En effet nous avons mesuré le niveau de bruit de l'analyseur vectoriel de réseau (figure 3-7). Nous avons obtenu une atténuation de -80 dB à 3 GHz alors que l'atténuation du filtre ne descend pas au-dessous de -65 dB.

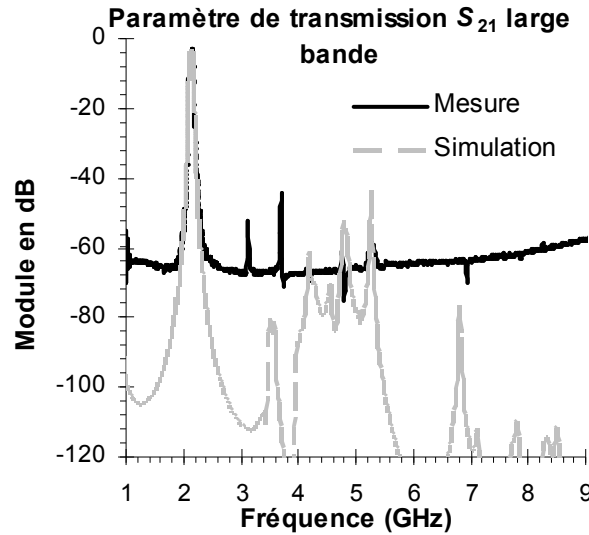


Figure 3-10. Comparaison des résultats de simulations et des mesures en transmission en large bande

Pour expliquer ces différents comportements en large bande, deux possibilités sont envisagées :

- Manque de précision du modèle : prendre en considération les modes de propagation parasites dans les directions transverses (modèle 2D)
- Limitations dues aux plots de mesure

3.3.4 Extension du modèle 1D en modèle 2D

Dans cette partie, nous supposons que le modèle 1D n'est pas suffisant pour représenter la totalité du comportement RF des filtres piézoélectriques en large bande, la solution alternative proposée est d'étendre le modèle en 2D en prenant en compte le mode de propagation transverse entre les résonateurs supérieurs.

Le circuit équivalent pour le mode transverse et le circuit équivalent pour le mode d'épaisseur sont connectés en parallèle (figure 3-11) sur l'entrée électrique [Feng-2006, Ballato-2001]. Ils possèdent la même capacité C_0

Les paramètres caractéristiques de ce mode sont une constante élastique et un coefficient piézoélectrique différents du mode d'épaisseur et par conséquent une vitesse de propagation des ondes élastiques et une impédance acoustique différente. Les paramètres du modèle électrique équivalent X_{1tr} et X_{2tr} et N_{tr} ont des expressions semblables à celles du modèle d'épaisseur, mais ils auront des valeurs différentes :

$$X_{1tr} = jZ_{tr}S_{tr}tg(\omega l/2v_b^E) \text{ et } X_{2tr} = Z_{tr}S_{tr}/\sin(\omega l/v_b^E) \quad (3-1)$$

La vitesse acoustique transversale est obtenue à l'aide de la relation : $v_b^E = \sqrt{1/\rho \cdot s_{11}^E}$ avec une impédance acoustique transversale $Z_{tr} = \rho \cdot S_{tr} \cdot v_b^E$. S_{tr} est la surface transversale, définie par $S_{tr} = w \cdot d$ et l est la dimension latérale de la couche piézoélectrique normale à la force F .

Le rapport de transformation entre le port électrique et la partie acoustique pour le mode transverse vaut $N_{tr} = w d_{31} / s_{11}^E$ avec d_{31} le coefficient piézoélectrique transverse et s_{11}^E coefficient de souplesse à champ électrique constant.

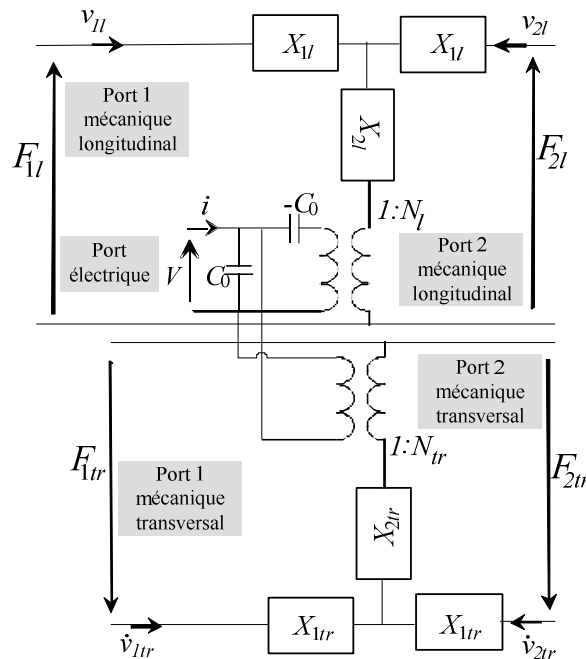


Figure 3-11. Représentation du circuit équivalent de la couche d'AlN pour les deux modes longitudinal et transversal

Les résultats de simulations effectuées avec ADS de ce modèle 2D sont présentés sur la figure 3-12. Ils ne modifient pas la réponse du filtre dans sa bande passante. Par contre, sa réponse large bande conduit à une réjection détériorée donc plus proche des mesures que celle du modèle 1D comme le montre la figure 3-12.

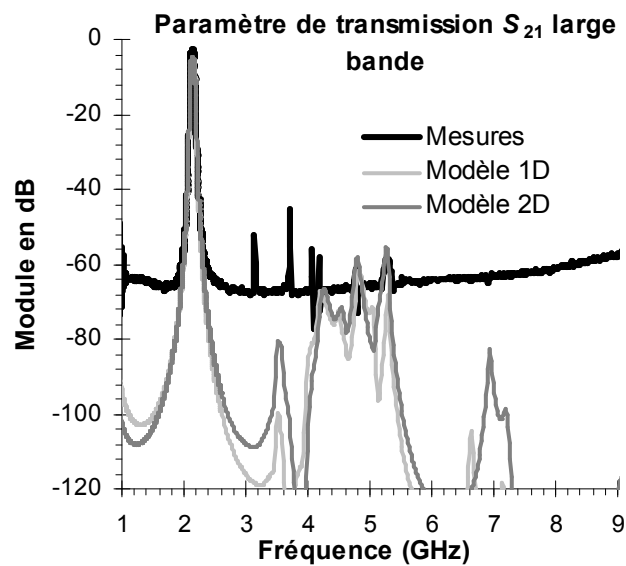


Figure 3-12. Comparaison mesures et simulations large bande pour les deux modèles 1D et 2D

Ces résultats montrent que le couplage acoustique entre les résonateurs de dessus dégrade la performance du filtre en dehors de sa bande passante mais ne permet pas toutefois de décrire la réponse mesurée du filtre CRF en large bande de manière satisfaisante.

Le modèle prenant en compte deux dimensions n'ayant pas apporté de solution satisfaisante, nous allons explorer la deuxième hypothèse liée à l'effet des plots de caractérisation.

3.3.5 Effet des plots de mesure et limites de la méthode d'épluchage

D'après la figure 3-7, nous observons que la réponse du dispositif d'épluchage (ou « de-embedding ») est limitée à -65 dB. Cette réponse est principalement due aux effets des plots qui génèrent un couplage capacitif dans le substrat de Silicium. Cette réponse devient dominante sur la réponse du filtre en dehors de la bande passante et vient masquer la réponse du filtre mesuré. La procédure d'épluchage détaillée dans le paragraphe 3.3.1.4 montre que les performances du filtre en large bande ne peuvent pas être restituées en enlevant les effets des plots.

Pour valider les simulations du modèle des CRF en large bande, nous avons recours à la procédure inverse dite de « embedding ». Cette procédure reproduit les conditions de mesures en ajoutant aux simulations les effets des plots mesurés en large bande. Cette méthode consiste donc à ajouter la matrice admittance du dispositif d'épluchage à la matrice Y du modèle CRF.

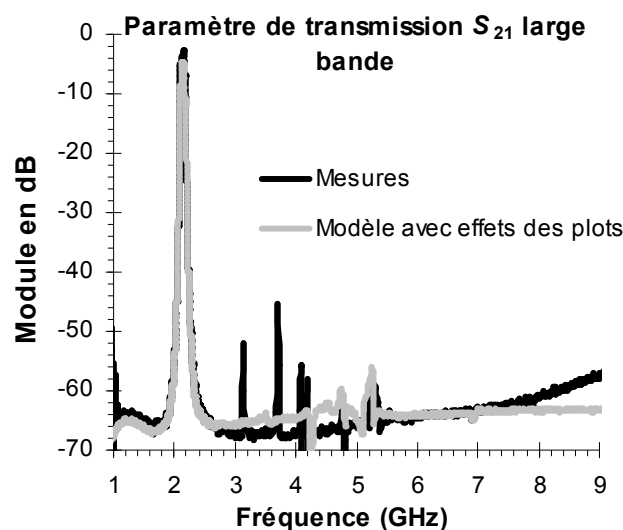


Figure 3-13. Comparaison mesures et simulations large bande du modèle 1D avec les effets des plots et des mesures

Les résultats obtenus en mesures et en simulations 1D avec « embedding » sont décrits sur la figure 3-13. Dans ce cas, nous obtenons une bonne approximation de la réponse

fréquentielle en large bande mesurée à l'aide de ces résultats de simulation basés sur un simple modèle 1D en large bande.

Nous pouvons donc conclure que les plots de mesure sont à l'origine du comportement observé en dehors de la bande passante. Ces plots de mesure ne servent que pour la caractérisation individuelle des filtres. Nous pouvons raisonnablement estimer que les propriétés des filtres hors bande passante (sans plots de mesures) sont certainement bien meilleures que celles observées expérimentalement en présence de plots.

3.4 Optimisation du test RF pour des filtres CRF

La caractérisation fréquentielle des dispositifs RF se fait classiquement à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel (VNA).

Ces mesures peuvent être effectuées manuellement pour une dizaine de dispositifs. Pour un nombre plus élevé de composants sur un même wafer comportant plusieurs réticules identiques, deux solutions peuvent être envisagées : soit avoir identifier des dispositifs de test, soit automatiser les mesures.

Dans ces paragraphes nous allons présenter une première étude qui porte sur la recherche de dispositifs de test en fonction de leur position sur le wafer.

Dans le cas de nos filtres CRF, nous avons environ 2500 filtres à caractériser sur un wafer de 200 mm, nous avons choisi dans un second temps d'automatiser la procédure de mesure en utilisant au maximum les possibilités de la station cascade semi-automatique S300.

3.4.1.1 Impact de la position sur le wafer du filtre sur ses caractéristiques

Cette partie présente les résultats d'une étude statistique sur la dispersion des caractéristiques des filtres en fonction de leur position sur le wafer. Le but étant d'identifier si possible le ou les réticules des filtres à tester en priorité.

Les caractéristiques des filtres mesurés sont : la fréquence centrale f_0 , les pertes d'insertion (IL) et la bande passante Δf à -17 dB. Cette limite correspond aux premières contraintes sur le masque (figure 3-6) à 2,22 GHz.

3.4.1.1.1 Méthode de détermination de la fréquence centrale

La fréquence centrale des filtres peut être déterminée de deux manières :

- La première méthode, basée sur la mesure du module de la transmission, consiste à déterminer la fréquence centrale à l'aide de la moyenne de deux fréquences (f_1, f_2) correspondant à l'atténuation à -3 dB. Dans ce cas, le VNA permet un balayage de la fréquence permettant de rechercher les deux

Chapitre 3 : Caractérisation et validation des simulations des BAW et des CRF fréquences f_1 et f_2 pour $|S_{21}|=IL-3$ dB. Dans le meilleur des cas il faut au moins deux points de mesures fréquentielles. Toutefois il est probable que plusieurs itérations soient nécessaires donc autant de fréquences. Cette approche permet aussi de trouver la bande passante f_2-f_1 à -3 dB.

- La seconde approche utilise la propriété des filtres passe bande symétriques pour lesquels la fréquence centrale correspond à une phase nulle. La technique de détection du passage par une phase nulle exige seulement deux points de mesures ayant des phases Φ_1 et Φ_2 . Il faut choisir les phases dans la partie linéaire autour de zéro avec $\Phi_1 \times \Phi_2 < 0$.

Ces deux techniques de mesure de la fréquence centrale ont été mises en œuvre sur les 28 échantillons. Les résultats sont regroupés dans le tableau 3-1. La fréquence centrale obtenue varie de 2,131 GHz à 2,139 GHz en fonction de la méthode soit un écart de 8 MHz constituant une erreur relative de 0,4% par rapport à f_0 . De plus la dispersion de f_0 en fonction de la position varie entre 2,7 MHz et 3,5 MHz soit une dispersion relative très faible égale à 0,16%.

	<u>Interpolation</u>	<u>Méthode de phase</u>
<u>Moyen (GHz)</u>	2,131	2,139
<u>Ecart-type (MHz)</u>	2,7	3,5

Tableau 3-1. Moyen et écart-type des deux méthodes de calcul de la fréquence centrale

Cette étude statistique conduit à la conclusion que la méthode de mesure de f_0 , à l'aide de la phase, donc seulement deux points de mesures, permet de déterminer la fréquence centrale à moins de 0,4%.

3.4.1.1.1.2 Statistiques sur la dispersion des performances

Deux séries de filtres sont étudiées F_1 et F_2 possédant des caractéristiques différentes. Chaque série contient quatorze filtres répartis sur quatorze réticules situés dans un quart de wafer. Chaque série possède une largeur de cadre (ou frame) et une surface de résonateur différente.

La figure 3-14 (a) présente la dispersion de la fréquence centrale sur quatorze filtres de la série F_1 distribués sur quatorze réticules. La dispersion maximale se trouve proche de la périphérie du wafer (R_1).

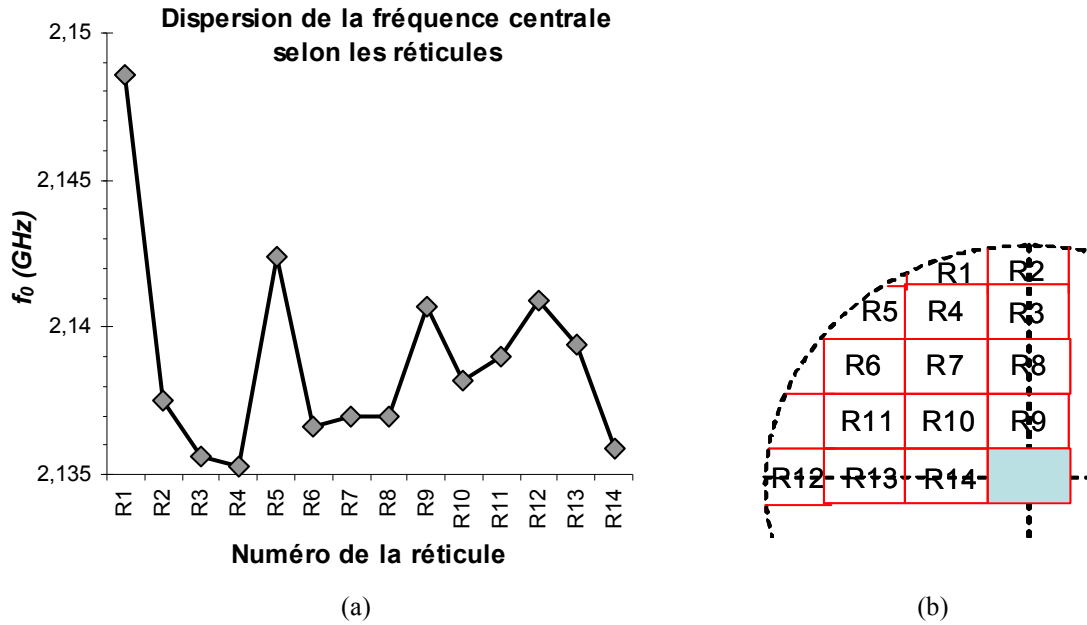


Figure 3-14. (a) dispersion de f_0 suivant la position du réticule, (b) positions des réticules sur le wafer

La fréquence centrale f_0 est calculée à partir du passage par une phase nulle et les pertes d'insertion sont égales au maximum de transmission dans la bande passante. Δf est la bande passante à -17 dB (figure 3-6), elle correspond aux premières atténuations dans les pentes de réjection fixées dans le gabarit WCDMA ; il faut que $|S_{21}|$ soit inférieur à -17 dB pour une gamme de fréquence entre 2,06 GHz et 2,22 GHz.

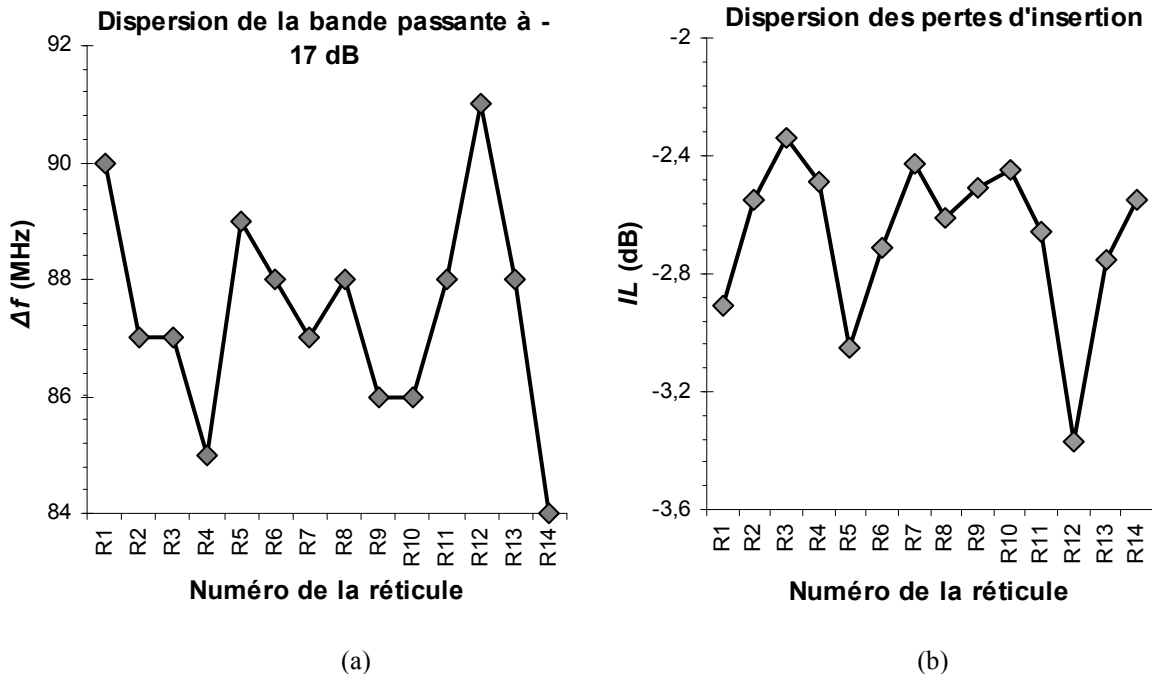


Figure 3-15. Dispersion de Δf (a) et IL (b) suivant la position du réticule

La bande passante de la série F_1 varie entre 57 MHz et 63 MHz, en calculant le facteur de qualité des filtres chargés par 50Ω , Q_c varie entre 34 et 37,5. Le facteur de qualité non chargée Q_{ul} est deux fois plus importantes soit $2.Q_c$ (68 à 75).

Quant à F_2 , la bande passante est entre 62 MHz et 67 MHz, alors son facteur de qualité chargée Q_c se situe entre 31,9 et 35. F_2 possède donc le même facteur de qualité non chargé Q_{ul} que F_1 qui vaut $2,14.Q_c$ (68 à 75).

Nous remarquons que la bande passante Δf (figure 3-15 (a)) trouve son maximum pour le filtre appartenant au réticule R12 situé à la périphérie du wafer (figure 3-14 (b)). Par contre, les pertes d'insertion présentent un minimum pour R12 (figure 3-15 (b)) alors que ce filtre possède la plus grande bande passante. En effet dans le cas de filtre à base de résonateurs couplés tels que les CRF, les pertes d'insertion (IL) peuvent être évaluées à partir de la relation suivante :

$$IL = 20 n \text{ Log} \left(1 - \frac{Q_c}{Q_{ul}} \right) \quad (3-2)$$

avec n le nombre de résonateurs couplés.

D'après le tableau 3-2, les écarts types relatifs de sont de 0,15 % pour f_0 , de 2 % pour Δf et de 9 % pour les pertes d'insertion IL . Ces dispersions sont faibles pour la fréquence centrale et la bande passante à -17 dB, tandis que celle des pertes d'insertion ne sont pas négligeables.

	<u>Fréquence centrale f_0</u>	<u>Pertes d'insertion IL</u>	<u>Δf à -17 dB</u>
<u>F_1</u>	2,139 GHz/ 3,4 MHz	-3 dB/ 0,4 dB	87 MHz/ 1,8MHz
<u>F_2</u>	2,137 GHz/2,1 MHz	-2,75 dB/ 0,3 dB	92 MHz/1,2 MHz

Tableau 3-2. Moyenne/écart type de f_0 , IL et Δf des deux séries de filtres

En conclusion, cette étude ne permet pas de faire apparaître une corrélation entre les dispersions des performances des filtres et leur position sur le wafer. Ces dispersions sont quasiment négligeables pour la fréquence centrale et la bande passante. Ne pouvant pas identifier la position des filtres qui risquent d'être aux limites des performances nous allons proposer une méthode de test systématique automatisée.

3.4.2 Automatisation des mesures

Pour mettre en œuvre cette méthode, nous avons développé un programme sous Labview [Labview] permettant de mémoriser une séquence de mesures c'est à dire le déplacement des sondes sur le wafer, la pose des pointes et la récupération des données (figure 3-16).

Cette séquence peut ensuite être ensuite rejouée de manière autonome sur chaque réticule. De plus, la position de chaque réticule sur le wafer est également mémorisée.

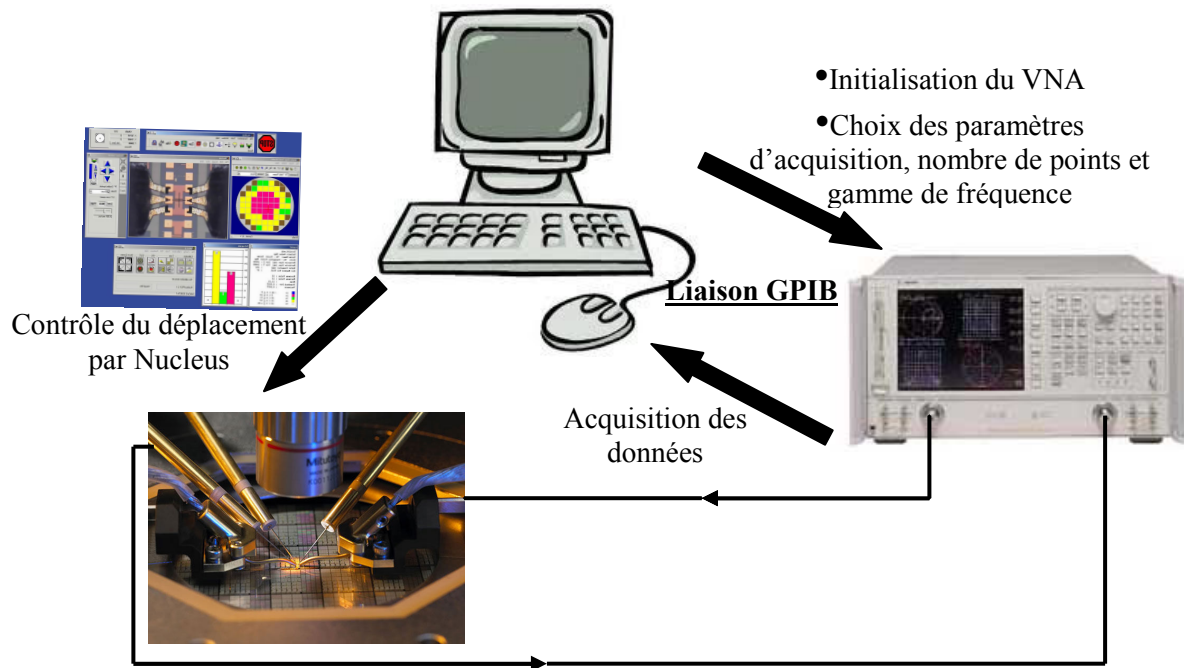


Figure 3-16. Schéma du dialogue entre les différents instruments

Le déplacement des sondes RF dans les trois directions est donc piloté par un programme propre à la station permettant à la fois de définir la cartographie du wafer et de commander le déplacement du support de wafer et des sondes. Ce programme s'appelle « Nucleus ».

Une seconde partie du programme concerne le pilotage du VNA. Le VNA doit être calibré une fois pour toutes au début de la séquence de test, puis nous précisons le type de données à mesurer et à afficher par exemple les paramètres S en module et en phase avec la plage de fréquence et la résolution fréquentielle à prendre en compte. La sauvegarde et le transfert des données depuis le VNA vers l'ordinateur de contrôle sont faits automatiquement. Les mesures de chaque filtre sont rangées dans un fichier indépendant.

La phase de calibration reste manuelle parce nous avons choisi d'utiliser un substrat de calibration indépendant fourni par Cascade. Cette étape n'est en principe effectuée qu'une seule fois.

La figure 3-17 présente les synoptiques des programmes Labview. Le premier présente le programme général où est inséré le bloc du sous-programme VNA. Ce bloc est détaillé sur le second schéma. Dans le sous-programme VNA, nous trouvons le bloc de sauvegarde de données ainsi que les pilotes permettant le dialogue avec le VNA.

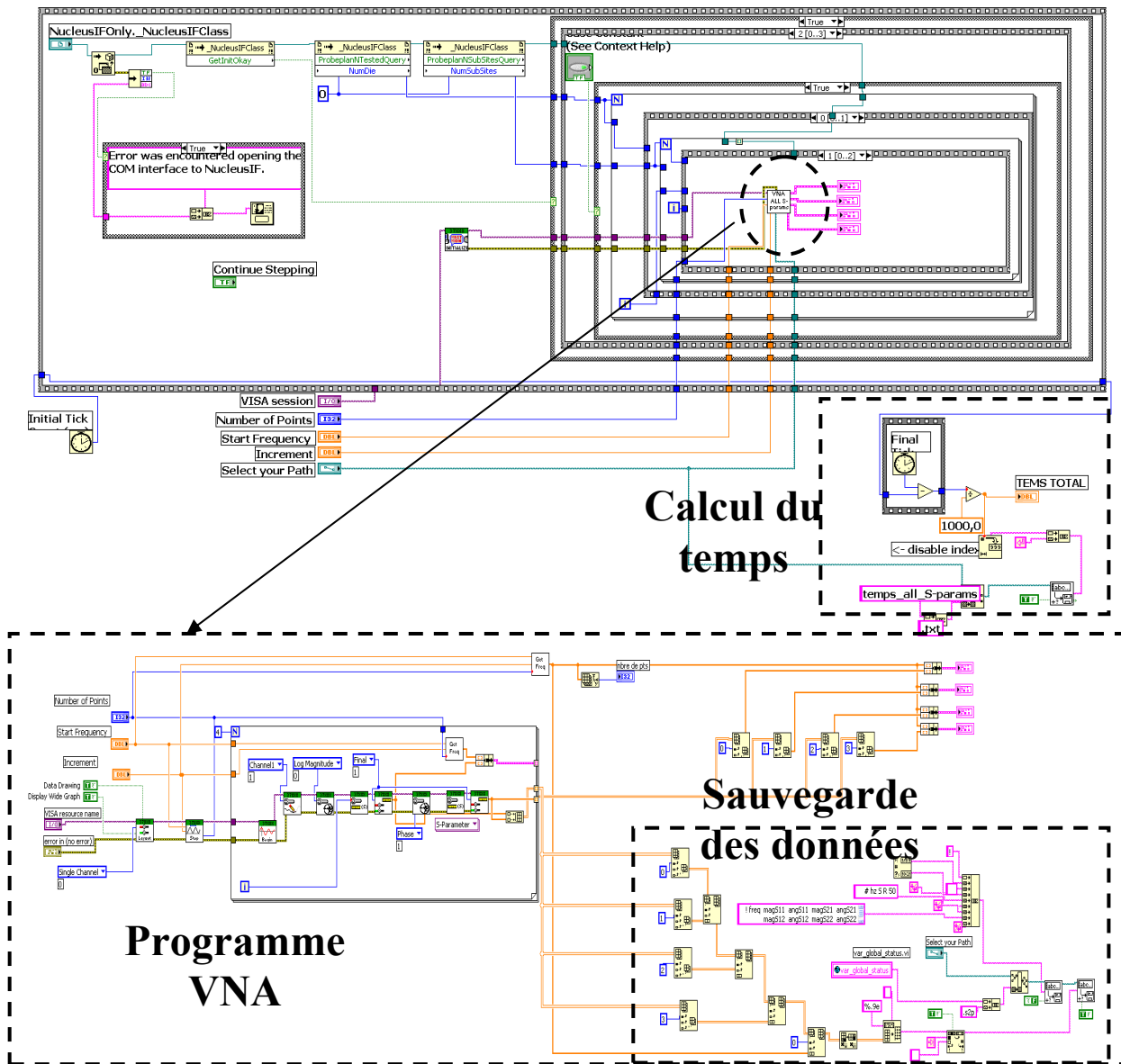


Figure 3-17. Synoptique du programme d'automatisation sous Labview

Dans le programme général, nous avons inséré un compteur (timer) qui permet d'obtenir le temps de mesure nécessaire à la caractérisation de tous les dispositifs à tester sur un wafer.

Par exemple, nous avons réalisé la mesure de 40 filtres CRF répartis sur les 40 réticules du wafer avec 800 points de fréquence par filtre. Les quatre paramètres S complexes sont extraits pour chaque filtre. L'ensemble de ces mesures a nécessité un temps de 5 minutes et 20 secondes. Le déplacement des sondes entre les réticules du wafer représente environ 48 s soit 15 % du temps total alors que 85 % du temps restant sont nécessaires au VNA pour les mesures et la récupération des données (soit 272 s). (La mesure d'un filtre représente environ 8 s de temps de mesure par filtre pour 4 paramètres S complexes. L'acquisition d'un seul paramètre S pour un point de fréquence requiert 2,5 ms.

Si nous considérons la mesure de l'intégralité des 2500 filtres présents sur un wafer dans les mêmes conditions de mesure que les précédentes (4 paramètres S et 800 points), le temps nécessaire pour la caractérisation est alors de 5 heures et 35 minutes. Ce temps est suffisamment significatif pour ralentir la cadence d'une chaîne de production et donc augmenter au final le coût général du filtre.

Nous pouvons préciser qu'en général pour le test industriel, des cartes à pointes spécifiques sont utilisées pour éviter le déplacement de pointes. Cela réduit un peu le temps global mais ne permet pas de gagner énormément sur le temps que nous avons estimé. Notons que 50% du prix du filtre est dédié à son test final.

3.4.3 Etude d'un test fréquentiel optimisé

Pour réduire le temps de test, nous avons étudié une méthode visant à réduire le nombre de points de fréquence. Cette méthode consiste à mesurer seulement quelques points caractéristiques dans le gabarit du filtre. Le but étant cette fois de discriminer les mauvais filtres ne respectant pas le gabarit, ce qui correspond à du test des filtres et non plus à de la mesure. Nous avons procédé par étapes en prenant un nombre de points impair en commençant par 5 points et en ajoutant 2 points à chaque étape.

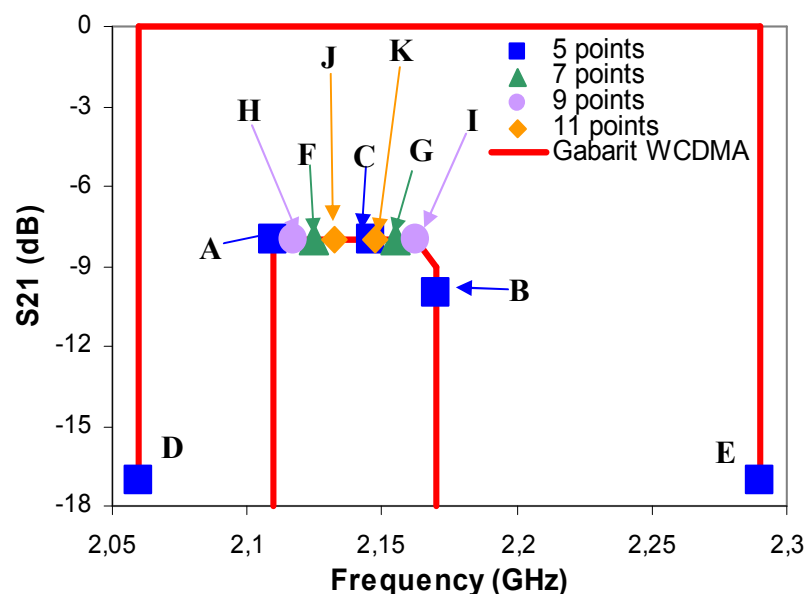


Figure 3-18. Gabarit WCDMA des filtres CRF avec le choix des points de discrimination

Les filtres CRF sont destinés à des applications WCDMA, d'où ils doivent respecter son gabarit présenté sur la figure 3-18. Les deux premiers points essentiels au respect du gabarit sont les extrémités de la bande passante à 2,11 GHz (point A) et 2,17 GHz (point B). La fréquence centrale représente le troisième point C à 2,14 GHz. Les deux points additionnels D et E déterminent les pentes de réjection minimales gauche et droite fixées par le gabarit

WCDMA. Ces 5 points présentés par des carrés bleus vont nous servir pour vérifier si tous les filtres peuvent être triés. A ce stade le résultat est binaire, le filtre répond ou ne répond pas au gabarit du WCDMA.

Pour tester la méthode, nous avons choisi 14 filtres CRF répartis dans un quart du wafer et ayant des caractéristiques différentes.

Comme nous avons déjà les caractéristiques complètes des filtres (issues d'une mesure classique de paramètres S), nous savons à priori quels sont les filtres qui respectent le gabarit. Le principe est de commencer par un nombre limité de point de mesures, faire le test de respect du gabarit sur ces seuls points et vérifier si cette méthode de test est fiable.

Avec cinq points (A, B, C, D et E), nous n'avons pas pu obtenir le résultat escompté, certains filtres ayant été détectés bons alors qu'ils ne l'étaient pas.

Nous avons ensuite ajouté deux points supplémentaires en divisant en deux les espaces de fréquence se trouvant entre A et C puis entre C et D. Les points ajoutés sont respectivement F et G. Avec ces sept points nous avons encore constaté des erreurs dans le test. En procédant par dichotomie successive cette méthode de test a convergé vers l'identification des 11 filtres effectivement défectueux parmi les 14 filtres.

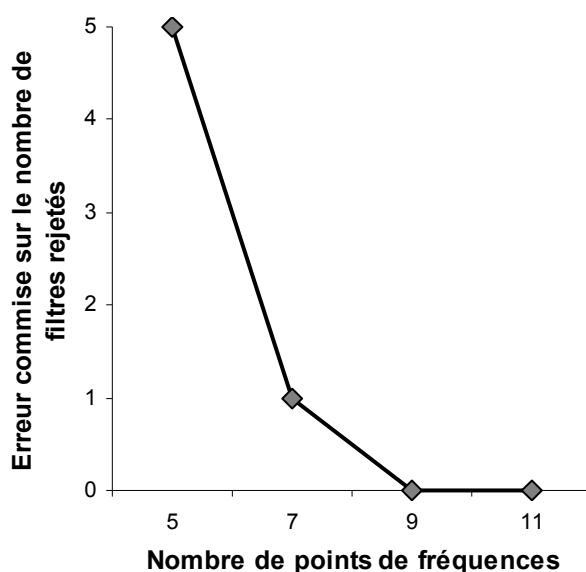


Figure 3-19. Erreur commise sur le nombre de filtres rejetés en fonction du nombre de points de fréquences

La figure 3-19 présente le nombre d'erreurs commises sur les filtres testés en fonction du nombre de points de fréquences sélectionnés. A partir de 9 points, nous avons pu identifier tous les filtres qui ne respectaient pas le gabarit.

Pour estimer le gain de temps sur le test, reprenons les résultats obtenus sur les mesures de temps de caractérisation faites avec le programme Labview. Les 800 points de mesure

requièrent 85% du temps du test. En utilisant seulement 11 points par filtre, le temps de caractérisation prévoit une réduction d'un facteur 80.

Un second programme Labview a été développé pour réaliser cette méthode de test à l'aide de 11 points de mesures.

Ce test a ensuite été éprouvé sur les 40 filtres CRF sur 40 réticules avec les mêmes conditions d'automatisation du déplacement du wafer et de contrôle du VNA. Le temps de test a alors été réduit à 51,4 s (au lieu de 5 min et 20 s) tout en donnant une réponse binaire sur l'état du fonctionnement du filtre. Le temps de déplacement des sondes reste inchangé et égal à 48 s. En revanche le temps d'acquisition et de transfert des mesures par le VNA ne représente plus que 3,4 s (soit 80 fois plus court).

Il faut bien noter que ce test ne permet pas de s'affranchir de la phase de calibration. Toutefois, des défauts dans la bande passante à des fréquences non mesurées par notre méthode ne sont pas détectables. Cette méthode peut être utilisée comme test industriel mais ne permet pas une détection optimale de tous les défauts dans la bande passante du filtre.

3.5 Conclusion

Au cours de ce chapitre nous avons présenté la caractérisation et la simulation large bande des résonateurs BAW et des filtres piézoélectriques CRF. Nous avons pu valider les résultats de simulation après avoir calé les modèles et nous avons obtenu l'ensemble des données numériques des caractéristiques mécaniques et électriques des matériaux constituant les composants.

En comparant les mesures et les simulations des CRF et après quelques hypothèses, nous avons montré que les plots de caractérisation RF limitaient les propriétés des filtres hors bande. Ce point est important à noter pour les concepteurs qui pourraient obtenir de meilleures performances pour les CRF hors bande passante en s'affranchissant de ces plots quand ils ne sont pas nécessaires. Pour prolonger cette modélisation le chapitre 4 sera consacré à la modélisation de ces CRF sous fortes puissances RF avec les effets non-linéaires inhérents.

Dans une dernière partie nous avons étudié une procédure de caractérisation en fréquence des filtres, basée sur une analyse comme elle peut être faite classiquement avec un grand nombre de points de fréquence. Pour cette opération, nous avons automatisé le banc de mesure. La caractérisation fréquentielle optimisée par Labview automatise les tâches du VNA et de la station Cascade, et donne un temps de mesure important dont 85 % est dédié au

Chapitre 3 : Caractérisation et validation des simulations des BAW et des CRF
dialogue avec le VNA. Ce temps de mesure ne permet pas d'intégrer le test des filtres dans une chaîne de production surtout si le coût du test représente 50% du coût du filtre.

Nous avons alors montré que le temps de caractérisation n'était pas compatible avec un processus de fabrication industriel et que le coût généré par le test systématique était prohibitif. Nous avons alors proposé et validé une méthode visant à réduire le nombre de fréquences mesurées. Ce test s'est révélé positif mais montre malgré tout des limitations. Pour aller plus loin dans la recherche d'un test optimum, nous avons exploré d'autres voies faisant appel à des analyses pseudo temporelles. Cette méthode fait l'objet du chapitre 5.

3.6 Références

- [Williams-1995] D.F. Williams, et al., "LRM Probe tip Calibrations using Non-Ideal Standards," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 43, No 2, pp.466-469, Feb. 1995.
- [Hayden-2006] L.Hayden, "An Enhanced Line-Reflect-Reflect-Match Calibration", *IEEE 67th ARFTG Conference*, pp.143-149, San Francisco CA, June 2006.
- [Davidson-1990] A.Davidson et al. "LRM and LRRM Calibrations with Automatic Determination of Load Inductance", *IEEE 36th ARFTG Conference Digest-Fall*, pp.57-63, Monterey CA, Nov.1990.
- [Safwat-2002] A.M.E.Safwat et al., "Sensitivity Analysis of Calibration Standards for Fixed Probe Spacing On-Wafer Calibration Techniques", *IEEE MTT-S Microwave Symposium Digest*, pp.2257-2260, Seattle WA, June 2002.
- [Carpentier-2005] J.F.Carpentier et al., "A SiGe:C BiCMOS WCDMA Zero-IF RF Front-End Using an Above-IC BAW Filter", *IEEE ISSCC Digest of Technical Papers*, Vol.1, pp.394-395, San Francisco CA, Feb. 2005.
- [Feng-2006] F.Feng et al., "A 2D equivalent circuit of piezoelectric ceramic ring for transducer design", *Proceedings of Ultrasonics International*, Vol.44, pp.723-726, Dec.2006.
- [Ballato-2001] A.Ballato, "Modeling Piezoelectric and Piezomagnetic Devices and Structures via Equivalent Networks", *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, Vol. 48, no. 5, Sep.2001.
- [Labview] <http://www.ni.com/labview>

Chapitre4 Caractérisation non-linéaire des filtres acoustiques sous forte puissance RF

4.1 Introduction

Les filtres acoustiques à base de résonateurs BAW (Bulk Acoustic Wave) sont largement utilisés dans les frontaux radios du fait de leurs fortes réjections hors bande et leurs faibles pertes d'insertion. Les performances des filtres BAW sont meilleures que celles de leurs rivaux céramiques et SAW. Un exemple de frontal WCDMA est donné sur la figure 4-1. Nous pouvons alors distinguer deux types de fonctionnalités : le filtrage sélectif classique d'un canal et une fonction de séparation entre le canal d'émission et celui de réception réalisée par un duplexeur.

Si le filtre BAW inséré dans la chaîne d'émission après le mélangeur permet de rejeter les bandes hors standard, le second inséré dans le duplexeur à un double rôle : isoler du canal de réception et filtrer les harmoniques et leurs combinaisons dues principalement aux effets non-linéaires de l'amplificateur de puissance. Ces effets non-linéaires sont introduits par les différentes fonctions de la chaîne d'émission lorsqu'elles sont soumises à une forte puissance (quelques dizaines de dBm) par exemple au travers des transistors qui peuvent les constituer.

Sur la chaîne de réception, le filtre BAW permet de laisser passer le signal utile et de filtrer tous les signaux parasites captés par l'antenne autour de la bande de réception.

Les filtres acoustiques peuvent subir des puissances élevées lors de l'émission. Les forts niveaux de puissances appliqués aux filtres BAW peuvent induire des comportements non-linéaires et donc une détérioration de leurs performances (comme des dérives de leurs fréquences de travail, une désadaptation des ports,...).

Ce comportement en large signal peut être différent de la caractérisation des BAW en petits signaux où le régime de fonctionnement est considéré comme linéaire.

Ce chapitre propose une meilleure compréhension de ces effets non-linéaire des filtres BAW. L'objectif du travail effectué était d'une part de connaître le comportement de ces filtres lorsqu'ils sont soumis à des puissances importantes et d'autre part de localiser les effets non-linéaires dans la structure. L'ensemble de ce travail devant conduire à un modèle non-linéaire exploitable par un concepteur de circuit, nous proposons en fin de chapitre un modèle compatible avec les outils de simulation et de conception.

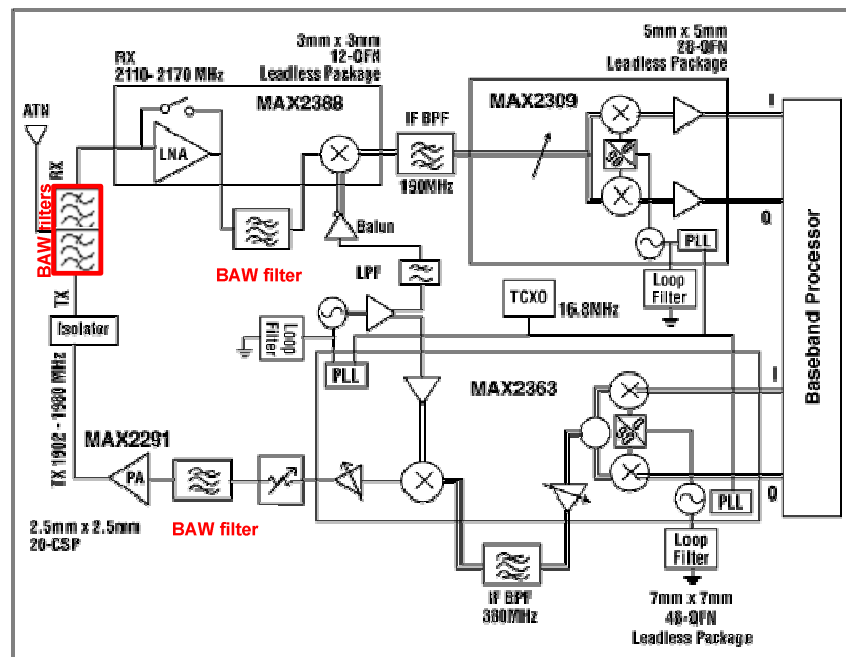


Figure 4-1. Synoptique d'un système de transmission WCDMA

La complexité d'un filtre CRF [Volatier-2006], nous a amenés à nous intéresser en premier lieu à un résonateur BAW seul, afin d'extraire des paramètres et d'étudier des comportements non-linéaires qui seront ensuite repris dans les filtres.

Cette démarche se justifie d'autant plus que nous n'avons pas trouvé dans la littérature d'information sur le comportement non-linéaire de l'AIN et encore moins d'éléments de modélisation de réponses non-linéaires que ce soit pour les BAW ou pour les CRF [Mouroto-2009]. En effet, les modèles non-linéaires trouvés dans la littérature ([Nosek-1999], [Constantinescu-2007], [Aigner-2005], [Rai-2010]) décrivent le comportement non-linéaire des dispositifs BAW autour de leur fréquence de résonance par un circuit BVD. Ce circuit ne permet pas de comprendre le comportement non-linéaire de la couche active d'AIN.

Les informations trouvées dans la littérature sur le comportement non-linéaire concernent les matériaux de type PZT et piézo-céramiques ([Aurelle-1996], [Guyomar-1994], [Chong-2004], [Joshi-1992], [Takahashi-1998], [Gonnard-2000], [Hruska-1996]). Nous allons nous en inspirer tout au long de notre analyse de l'AIN pour localiser les non-linéarités dans ce matériau.

Pour étudier le comportement sous forte puissance, nous avons développé un banc de caractérisation spécifique qui permet d'étudier la réponse des résonateurs BAW et des filtres.

Enfin avec l'ensemble des résultats obtenus en caractérisation, nous avons développé un modèle non-linéaire du filtre afin de comparer les résultats des simulations non-linéaires aux résultats de caractérisations.

4.2 **Caractérisation en puissance des résonateurs BAW**

Un résonateur BAW est un dipôle. Le principal paramètre pour étudier la non-linéarité est de suivre l'évolution de l'impédance électrique du résonateur acoustique en fonction de la puissance appliquée en entrée. En réalité, le banc de mesure de puissance RF mesure l'évolution du paramètre de réflexion (S_{11}) à l'entrée du résonateur BAW ou dispositif sous test (DST).

Dans un second temps, il est possible à partir de ces mesures d'étudier la désadaptation du résonateur mais également l'évolution en fonction de la puissance des fréquences de résonance et d'antirésonance.

Ces effets non-linéaires sont dus principalement aux changements des propriétés de la couche piézoélectrique (AlN) qui provoquent à leur tour un changement des conditions de résonance du BAW. Pour mieux comprendre le comportement non-linéaire de la couche d'AlN, un modèle électro-acoustique est utilisé dans la troisième partie dont le principal rôle est d'exploiter les causes de la dérive non-linéaire. Le modèle (détaillé dans le chapitre 2) fonctionnant pour un régime petits signaux sera ajusté aux résultats de caractérisation pour chaque valeur de puissance mettant en évidence les principales propriétés altérées par la forte puissance.

4.2.1 **Banc de caractérisation en puissance des BAW**

Le banc de mesure de la figure 4-2 sert à étudier la dérive du comportement des résonateurs acoustiques sous forte puissance RF. Le paramètre unique servant à caractériser les effets non-linéaires liés à l'augmentation de la puissance est le paramètre de réflexion en entrée S_{11} du fait que le résonateur est un dipôle.

4.2.2 **Dispositif expérimental**

Les instruments utilisés dans ce set up sont les suivants :

- VNA 8720ES délivrant une puissance maximale limitée à 5 dBm.
- Un amplificateur Empower (1-3 GHz) délivrant une puissance maximale de 10 Watts (40 dBm) avec un point de compression à 50 dBm.
- Un circulateur (1,8-2,8 GHz).
- Un coupleur directif 3022 NARDA ayant une réflexion inférieure à -30 dB pour une fréquence allant de 1,9 GHz à 2,2 GHz.
- Des sondes de puissance ACP40-GSG-100 μ m.
- Des atténuateurs de 10 dB et 20 dB.

Ces instruments sont tous fonctionnels dans la bande de travail du résonateur située entre 1,9 GHz et 2,1 GHz.

Le VNA est utilisé comme générateur de signaux RF avec une puissance délivrée à sa sortie de 0 dBm sur le port *A*. Cette puissance étant faible, elle doit être amplifiée à l'aide de l'amplificateur de puissance Empower permettant d'augmenter la puissance à sa sortie jusqu'à 40 dBm. Ce dispositif présente un point de compression à 1 dB de +50 dBm, alors ses effets non-linéaires ne s'additionnent pas au signal RF pour toute puissance inférieure à 40 dBm.

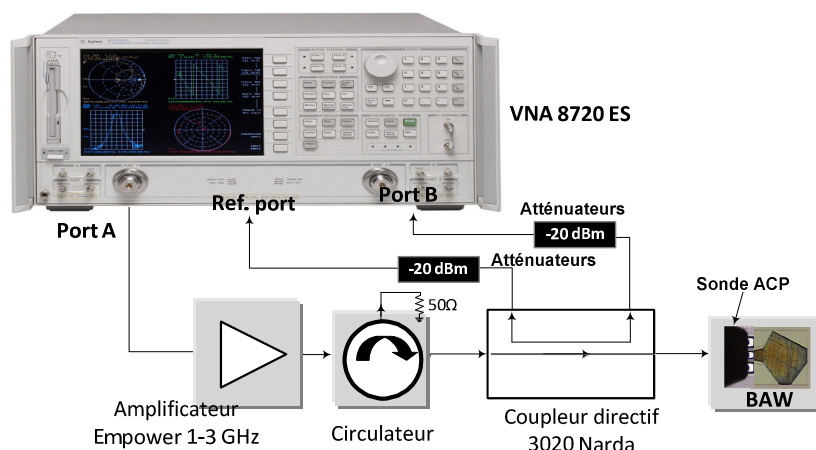


Figure 4-2. Banc de mesure des résonateurs acoustiques BAW

Le circulateur dont le troisième port est connecté à une charge de 50 Ω sert d'isolation de l'amplificateur pour toute puissance réfléchiée. Le coupleur directif a un double rôle. Il permet de mesurer l'image de la puissance incidente à l'entrée du résonateur, acquise sur la voie de référence *R* du VNA. La seconde sortie du coupleur, connectée sur la voie *B* du VNA, donne l'image de la puissance réfléchiée par le résonateur. Les voies *B* et *R* sont ensuite comparées (*B/R*) pour calculer le coefficient de réflexion S_{11} .

Les sondes employées sont de type ACP pouvant supporter une puissance allant jusqu'à 40 dBm. Les mesures sont faites en bande étroite autour de la fréquence de travail du BAW (1,8 – 2,1 GHz) pour pouvoir suivre plus précisément l'évolution des deux fréquences de résonance et d'antirésonance en fonction de la puissance.

Ce type de montage ne permet pas de réaliser une calibration « classique » du VNA complète sur les deux ports (« full two ports ») en calculant les erreurs de tous les paramètres *S* en module et phase. La calibration utilisée dans cette caractérisation est de type « response » ; il s'agit d'une calibration en transmission avec un accès aux boucles externes grâce à une configuration spécifique du VNA. Cette calibration permet de corriger en amplitude et en phase le paramètre de réflexion S_{11} sous puissance maximale de 40 dBm (Annexe III).

4.2.3 Analyse des mesures de puissance

La puissance à l'entrée du dispositif sous test varie entre 20 dBm (considéré comme faible puissance) et 32 dBm (puissance maximale appliquée à l'entrée du BAW). Des essais avec des puissances supérieures à 32 dBm ont conduit à la destruction de plusieurs résonateurs. La cause constatée de ces destructions est l'altération de l'électrode électrique supérieure.

Plusieurs surfaces de résonateur étant disponibles sur le wafer de test, pour des résonateurs de grandes surfaces, nous n'observons pas de changement significatif de la réponse RF car la puissance est répartie sur un volume plus grand et donc le BAW continue à fonctionner dans sa zone linéaire.

Le BAW, dont les variations d'impédances sont décrites sur la figure 4-3, présente une surface d'environ $150 \times 150 \mu\text{m}^2$ (considérée comme petite). Il permet d'illustrer de manière plus visible les changements comportementaux qui apparaissent lorsque le BAW est soumis à une forte puissance RF. La densité de puissance varie entre $36,4 \text{ dBm/mm}^2$ et $58,4 \text{ dBm/mm}^2$.

Nous pouvons constater un décalage important des fréquences de résonance f_r et d'antirésonance f_a (figure 4-3) correspondant respectivement au minimum et au maximum de la valeur d'impédance du résonateur lorsque la puissance varie de 20 (faible puissance) à 32 dBm (puissance de saturation).

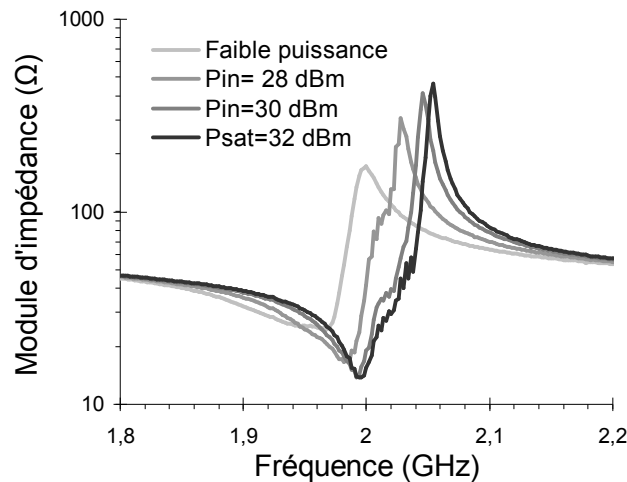


Figure 4-3. Variation de l'impédance du résonateur en fonction de la puissance appliquée

Pour des faibles puissances ($\sim 20 \text{ dBm}$), les fréquences de résonance et d'anti-résonance sont respectivement égales à $1,96 \text{ GHz}$ et $1,995 \text{ GHz}$. En revanche, lorsque la puissance est de 32 dBm , ces valeurs augmentent à $f_r = 1,996 \text{ GHz}$ et $f_a = 2,055 \text{ GHz}$.

Nous remarquons un décalage de la fréquence de résonance ($\Delta f_r = 36 \text{ MHz}$) et d'antirésonance ($\Delta f_a = 60 \text{ MHz}$) en fonction de la puissance. Ce décalage Δf , comparable à la

bande passante $|f_r - f_a| = 35$ MHz, démontre l'intérêt de pouvoir décrire la non-linéarité des résonateurs BAW.

Nous rappelons que le coefficient de couplage électromécanique k_t^2 peut être défini par l'expression suivante :

$$k_t^2 = \frac{\pi^2}{4} \left(1 - \frac{f_r}{f_a} \right) \quad (4-1)$$

Ce coefficient passe de 4,3% pour une faible puissance de 20 dBm à 7,1% pour une puissance maximale de 32 dBm. Nous pouvons conclure à partir de ces mesures que le couplage électromécanique augmente avec la puissance appliquée. De plus, nous pouvons remarquer une augmentation du contraste de l'amplitude de l'impédance entre $|\bar{Z}(f_r)| = Z_{\min}$ et $|\bar{Z}(f_a)| = Z_{\max}$.

4.2.4 Modèle non-linéaire

Pour expliquer le comportement non-linéaire du BAW à forte puissance, nous allons étendre le modèle linéaire du BAW basé sur des circuits équivalents traduisant à la fois le comportement de la couche piézoélectrique et des autres couches passives (Chapitre2). Ce modèle prend en compte les propriétés diélectriques, mécaniques et électro-acoustiques (dans le cas de couche piézoélectrique) par un circuit équivalent sous forme de composants discrets en T. Il permet de décrire le comportement du résonateur BAW sur une large bande (figure 4-4) de fréquence (au moins une décade). Le modèle des BAW « petit signaux » est dans un premier temps calé pour ajuster les différentes incertitudes technologiques : les épaisseurs des différentes couches et la surface totale du BAW.

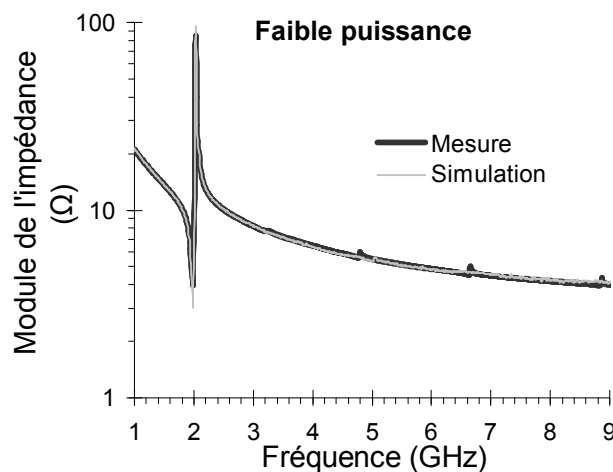


Figure 4-4. Simulation du modèle BAW comparée à la mesure en large bande

Lors de l'augmentation de la puissance, le changement de ces paramètres géométriques est certainement faible et masqué par les variations beaucoup plus importantes des paramètres

Chapitre 4 : Caractérisation non linéaire des filtres acoustiques sous forte puissance RF du matériau piézoélectrique. En conséquence nous considérerons que les seuls paramètres qui varient sont les différentes propriétés élastiques, diélectriques ou électro-acoustiques des couches piézoélectriques et des couches passives. Cette approche est renforcée par le fait que d'après la figure 4.3 les fréquences de résonance et d'antirésonance augmentent avec la puissance d'excitation.

La modification de deux fréquences f_r et f_a en fonction de la puissance RF appliquée permet de cerner les coefficients physiques impactés par la puissance. De plus, les paramètres qui sont les plus influents sur la réponse RF du résonateur appartiennent à la couche piézoélectrique (AlN). Cette couche est la principale responsable de la résonance observée sur ce dispositif. D'après la littérature sur le comportement non-linéaire des PZT et piézo-céramique, nous constatons que les trois paramètres essentiellement affectés par la puissance sont la raideur élastique c , le coefficient piézoélectrique e et la permittivité ϵ .

Par exemple, la fréquence d'anti-résonance peut être décrite par l'expression suivante :

$$f_a = \frac{\sqrt{c_{33}}}{\rho \cdot 2 \cdot d}, \quad (4-2)$$

avec c_{33} , ρ et d qui représentent respectivement : la constante d'élasticité suivant la profondeur, la densité du matériau (AlN) et l'épaisseur de la couche piézoélectrique.

L'observation de l'augmentation relative de f_a de 3 % lorsque la puissance varie de 20 dBm à 32 dBm implique que c_{33} devrait augmenter de 6 %. Les deux autres paramètres restent constants.

De même, le coefficient de couplage est relié aux paramètres du matériau piézoélectrique par l'expression ci-dessous.

$$k_t^2 = \frac{e_{33}^2 \epsilon_{33}}{c_{33}}, \quad (4-3)$$

avec e_{33} et ϵ_{33} respectivement la constante piézoélectrique et la permittivité diélectrique suivant la profondeur (troisième dimension) de la couche AlN.

En se référant à l'équation (4-3), on voit que le paramètre c_{33} est inversement proportionnel au facteur de couplage et donc une augmentation de ce paramètre va induire une diminution de k_t^2 , alors qu'on observe que la puissance élevée favorise le couplage. Par conséquent, la variation de k_t^2 depuis 4,3% (à 20 dBm) jusqu'à 7,1% (32 dBm) implique qu'au moins un autre paramètre varie avec la puissance e_{33} et/ou ϵ_{33} .

Les effets non-linéaires sont limités dans la bande de résonance entre f_r et f_a . Pour des valeurs hors bande, nous remarquons que les valeurs des impédances pour différentes puissances appliquées convergent vers une même ligne de niveau (figure 4-3). Cette ligne est

essentiellement dépendante de la permittivité de l'AlN car le résonateur se comporte hors bande comme une capacité statique. Comme les valeurs d'impédance sont intactes hors bande, nous en déduisons que la permittivité ϵ_{33} ne présente pas un comportement non-linéaire sous forte puissance. Par conséquent, le deuxième paramètre agissant en régime non-linéaire serait le coefficient piézoélectrique e_{33} .

La variation de k_t^2 de 39,4% à la saturation ($P_{in}=32$ dBm) va induire une variation de e_{33} comme le montre le raisonnement suivant :

$$\frac{\Delta k_t^2}{k_t^2} = 2 \times \frac{\Delta e_{33}}{e_{33}} + \frac{\Delta \epsilon_{33}}{\epsilon_{33}} - \frac{\Delta c_{33}}{c_{33}}, \quad (4-4)$$

La variation de ϵ_{33} étant nulle et celle de c_{33} de 6%, nous en déduisons que e_{33} varie de 16,7%.

Pour identifier les variations des ces différents paramètres et les quantifier, nous avons réalisé des rétro-simulations et ajusté les valeurs de ces trois paramètres pour venir décrire les comportements observés lors des mesures des BAW sous forte puissance RF.

La figure 4-5 montre la réponse de l'impédance d'entrée du modèle simulé, en pointillé, comparée à la mesure en trait continu pour une puissance injectée de 28 dBm. Les deux fréquences de résonance et d'anti-résonance sont décalées de 26 et 29 MHz respectivement de celles correspondantes en régime linéaire. Les simulations sont faites sous le logiciel ADS d'Agilent [ADS-2011].

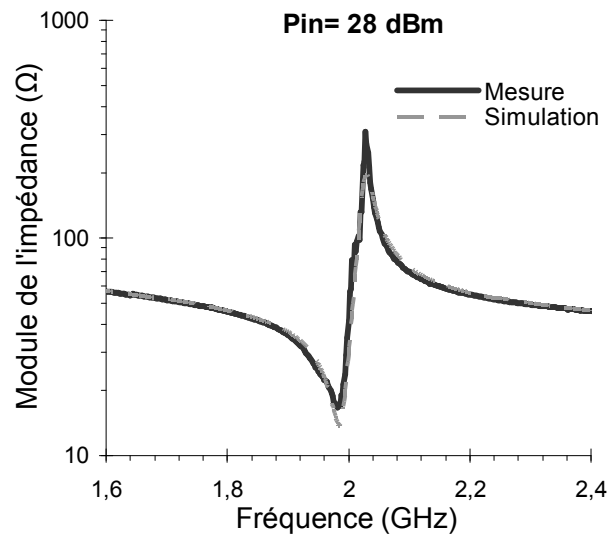


Figure 4-5. Le résonateur simulé à forte puissance en pointillé comparé aux mesures

La figure ci-dessus montre que le modèle déjà développé pour un régime linéaire permet de décrire le comportement du résonateur sous forte puissance en jouant sur des propriétés spécifiques traduisant la non-linéarité du résonateur acoustique pour une puissance donnée.

Les deux paramètres ajustés lors de ces retro-simulations sont la partie réelle du coefficient élastique c_{33} et le coefficient piézoélectrique e_{33} .

Ils ont un rôle majeur dans le décalage de la fréquence du résonateur BAW comme le montrent les équations (4-2) et (4-3).

Pour estimer l'amplitude de variation de ces deux paramètres c_{33} et e_{33} pour chaque puissance, nous avons déterminé les valeurs que devaient avoir ces deux paramètres en utilisant une procédure d'optimisation sous ADS [ADS-2011] pour trouver la solution la plus proche des résultats de mesure. Le couple des solutions (partie réelle de (c_{33}) et e_{33}) est unique pour chaque puissance donnée.

Les courbes présentées figure 4-6 représentent les variations en fonction de la puissance des deux propriétés mécaniques et piézoélectriques de la couche d'AlN en fonction du champ électrique RF en V/ μ m. Le champ électrique est directement lié à la puissance incidente comme le décrit l'équation suivante :

$$P = (E_{\max} \times th)^2 / 2 \times Z, \quad (4-5)$$

avec $E_{\max}$: l'amplitude maximale du champ électrique, th : l'épaisseur de la couche d'AlN et Z l'impédance à l'entrée du résonateur. Nous choisissons le champ électrique car il permet de voir avec plus de lisibilité les variations des paramètres comme il est exprimé en fonction de la racine carré de la puissance.

Nous considérons que le champ électrique est uniformément réparti dans la couche d'AlN et que l'impédance vaut 50 Ω car le résonateur est adapté ($|S_{11}| < -15$ dB) pour les fréquences entre f_r et f_a .

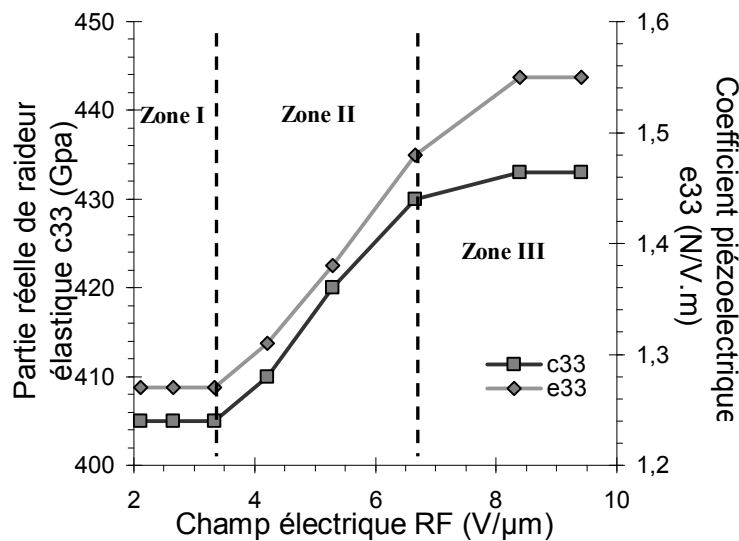


Figure 4-6. Variation des coefficients élastique et piézoélectrique en fonction du champ électrique en V/ μ m

La figure 4-6 présente les variations non-linéaires des deux paramètres ($\Re(c_{33})$, e_{33}) en fonction du champ électrique RF variant entre 2 et 10 V/ μm . Nous pouvons diviser les deux courbes de variations en trois zones comme suit :

1. Zone I : les deux paramètres sont invariables en fonction du champ appliqué. Cette région s'étend jusqu'à 3,4 V/ μm et est considérée comme zone de travail linéaire du BAW.
2. Zone II : Le couple de solution ($\Re(c_{33})$, e_{33}) varie linéairement avec l'amplitude du champ électrique. Cette partie va jusqu'à 6,6 V/ μm .
3. Zone III : Les variations diminuent peu à peu pour arriver à la saturation pour une valeur seuil de E_{th} égale à 8,4 V/ μm . A partir de cette valeur, les deux paramètres de $\Re(c_{33})$ et e_{33} atteignent le maximum de variations et deviennent indépendants du champ électrique.

Pour la valeur seuil du champ électrique E_{th} , $\Re(c_{33})$ présente une variation relative maximale de 6,6% (entre 405 GPa en régime linéaire et 434 GPa en saturation), alors qu' e_{33} arrive à un seuil de $1,56 \text{ N.V}^{-1}.\text{m}^{-1}$ correspondant à une variation plus élevée de 18%. Nous observons que ces variations relatives trouvées en simulations sont proches des variations estimées à partir des équations 4-2 et 4-4.

A partir de ces variations relatives, nous pouvons trouver les lois de non-linéarités des différentes couches piézoélectriques du filtre acoustique CRF. Par contre, nous ne pouvons pas appliquer les mêmes valeurs des paramètres pour les CRF car les deux dispositifs (BAW et CRF) ont été réalisés séquentiellement et le procédé technologique a légèrement évolué. Les BAW ont été réalisés antérieurement aux CRF. Cette différence de technologie de fabrication induit une variation des propriétés de toutes les couches et surtout de la couche piézoélectrique d'AlN.

Malgré que le résonateur BAW possède un volume de couche d'AlN plus grand que celui du CRF, nous allons observer que ce dernier supporte plus de puissance que les BAW et travaille en régime linéaire jusqu'à des puissances allant jusqu'à 33 dBm ; la puissance de saturation du BAW. Nous remarquons donc une technologie plus mature des CRF fabriqués deux ans après les BAW, qui permet aux filtres acoustiques d'être plus robustes vis-à-vis des puissances élevées.

4.3 Caractérisation en puissance des filtres acoustiques CRF

4.3.1 Objectifs

L'objectif de ces mesures de puissance est de pouvoir évaluer l'évolution des non-linéarités présentes dans un filtre acoustique CRF.

Deux types de mesures de puissance sont menées sur les filtres : le point de compression à 1dB et le produit d'intermodulation IMD3 d'ordre 3. Ces paramètres peuvent être mesurés car nous disposons d'un quadripôle et donc nous pouvons récupérer les 4 paramètres S .

4.3.2 Le point de compression

Le gain de compression se produit quand le gain linéaire diminue de 1 dB dû à la saturation du dispositif. Ce paramètre est considéré comme un test de la linéarité du dispositif sur le mode fondamental.

4.3.2.1 Dispositif expérimental

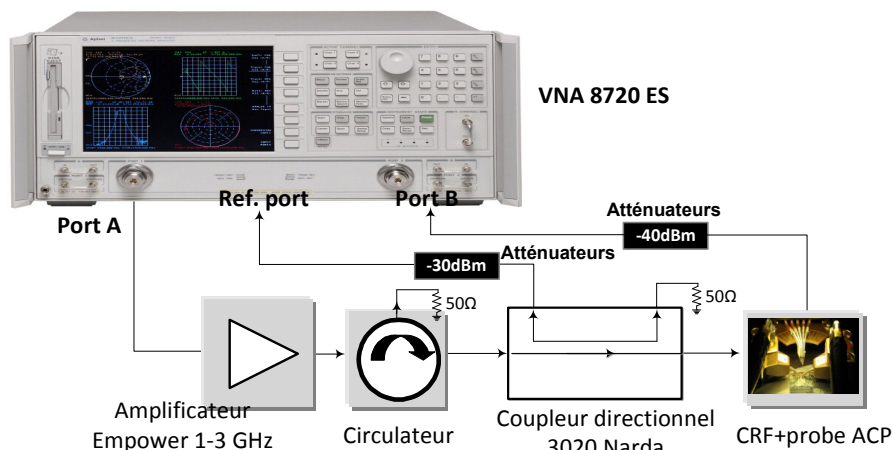


Figure 4-7 Banc de mesure de la puissance de sortie en fonction de la puissance injectée.

Le dispositif est identique à celui utilisé pour caractériser les BAW, c'est à dire qu'il comporte les mêmes appareils et composants. La technique de calibration est identique. Seule la connexion des ports du coupleur change par rapport au VNA.

L'entrée R est vue comme une image de la puissance à l'entrée du filtre. Le signal à la sortie est récupéré sur la voie B et le paramètre de transmission se traduit par le rapport B/R .

Bilan de puissance :

Afin de faire le bilan de puissance, le filtre est remplacé par un thru. La puissance injectée est de -20 dBm à l'aide du port A . Le VNA affiche une valeur de -20 dBm sur le port B : $P_{\text{mesurée_portB}} = -20 (P_{\text{in}}) + 40 (\text{amplificateur}) - 0 (\text{thru}) - 40 (\text{atténuateur}) = -20 \text{ dBm}$, en accord avec les mesures.

Deux filtres sont à tester dans les mesures des CRF sous forte puissance : CRF n°1 et 2. Le tableau 4-1 présente les caractéristiques des deux filtres CRF.

	Pertes d'insertion (IL)	Fréquence centrale (f_0)	Bande passante (BP)
CRF n°1	-3,3 dB	2,14 GHz	55 MHz
CRF n°2	-3 dB	2,14 GHz	60 MHz

Tableau 4-1. Différentes caractéristiques des deux échantillons CRF

Ces différentes caractéristiques vont donner différentes valeurs du point de compression (P_{1dB}) et du point d'interception de troisième ordre (IP_3) pour chacun des deux filtres. Les résultats de mesure (P_{1dB} , IP_3) du premier CRF seront comparés aux simulations de type Harmonic Balance afin de trouver un modèle non-linéaire exploitant les variations des paramètres et décrivant les effets non-linéaires. Le CRF n°2 possédant des réponses différentes (P_{1dB} , IP_3) sera utilisé pour tester la validité du modèle non-linéaire.

4.3.3 Mesure du point de compression

La mesure des points de compression des filtres 1 et 2 se calcule à partir de la courbe ci-dessous en traçant la transmission $IL = fct(P_{in})$ à 2,14GHz correspondant à la fréquence de résonance du filtre CRF.

Les courbes du gain de compression sont présentées sur la figure 4-8. Les points de compression à 1 dB des CRF n°1 et 2 se produisent à 39 dBm et 39,6 dBm respectivement.

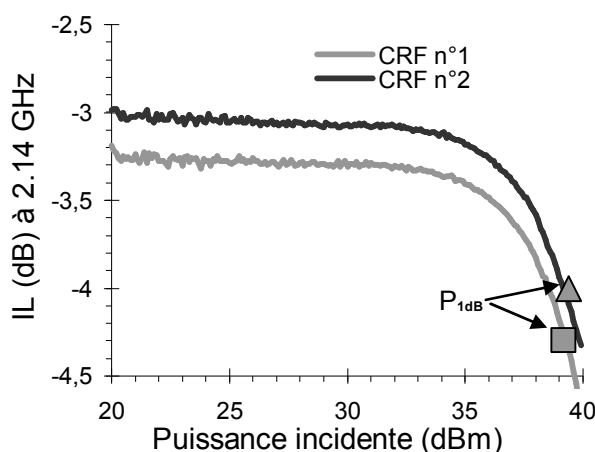


Figure 4-8 Les pertes d'insertions des deux filtres en fonction de P_{in}

La non-linéarité du filtre commence à apparaître à partir de 32 dBm, et les pertes d'insertion atteignent une valeur de -5 dB (n°1) et -4,4 dB (n°2) pour $P_{in_max}=40$ dBm. Cette non-linéarité apparaît à la fréquence fondamentale de 2,14 GHz comme des pertes d'insertion qui constituent de l'énergie qui part du fondamental (2,14 GHz) vers les harmoniques d'ordre supérieur. Cela sera vérifié par l'analyse des produits d'intermodulation.

Le gain de compression et les paramètres S renseignent sur les effets non-linéaires apparents sur la fréquence fondamentale. Dans le cas des résonateurs BAW, les seules mesures que nous pouvions effectuer étaient de type paramètres S en réflexion. Donc, les effets non-linéaires de ces résonateurs sont juste observés sur le fondamental avec le VNA. Par contre avec les CRF, nous utiliserons un banc de mesure permettant l'accès aux harmoniques d'ordres supérieures du spectre transmis.

Parmi les mesures intéressantes dans le cas des CRF, nous avons l'intermodulation (IMD) qui mesure la distorsion produite par deux fréquences adjacentes dans la bande passante du filtre. A partir de ces mesures, nous caractérisons le point d'interception du troisième ordre (IP_3) qui doit se trouver à 10 dB du point de compression suivant la règle d'or, soit à 49 dBm.

La règle d'or s'applique pour tous les dispositifs micro-ondes présentant une faible non-linéarité. Dans le cas des CRF, si nous constatons une distance de 10 dB entre P_{1dB} et IP_3 , nous pouvons limiter les mesures sous forte puissance au point de compression et en déduire l' IP_3 . Pour une distance différente de 10 dB, les CRF introduisent donc de fortes non-linéarités [Cho-2005] et les mesures d'intermodulations seront nécessaires pour compléter la caractérisation non-linéaire des filtres.

4.3.4 Le produit d'intermodulation d'ordre 3

L'intermodulation est vue comme un mélange indésirable de deux fréquences voisines créant des fréquences parasites IM_n (n est le produit d'intermodulation). Dans notre cas, nous nous limitons au produit d'intermodulation de troisième ordre IM_3 .

4.3.4.1 Dispositif expérimental

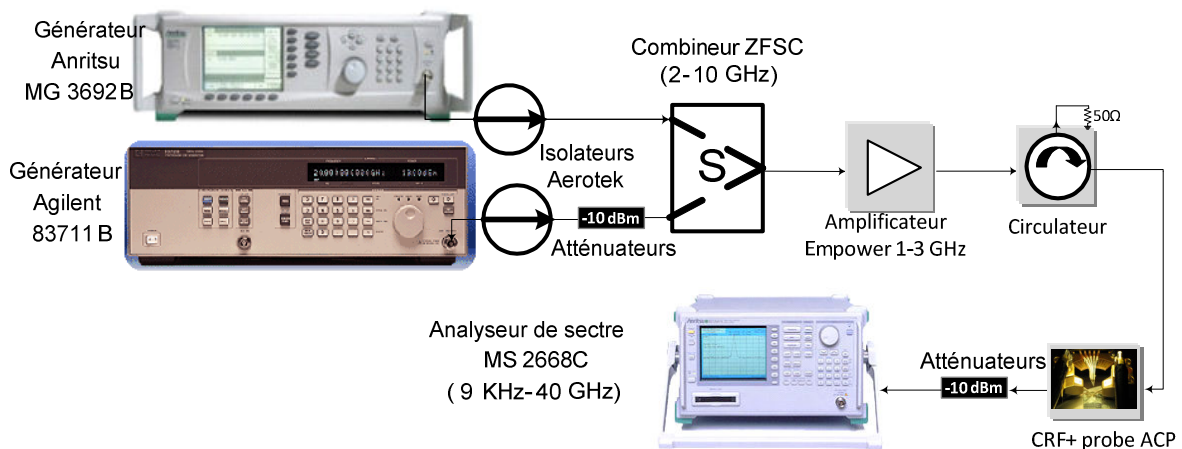


Figure 4-9 Banc de mesure d' IP_3

Les instruments utilisés pour ce banc de mesure :

- 2 générateurs (Anritsu MG3692B et Agilent 83711B de 1-20 GHz) pour générer des signaux de fréquences voisines
- 2 isolateurs Aerotek ($IL=-0.5\text{dB}$)
- 1 combineur ZFSC (2-10 GHz) avec $IL = -6\text{dB}$ pour additionner les deux signaux RF
- Analyseur de spectre (MS 2668C 9 kHz-40 GHz) pour visualiser les spectres à la sortie du filtre

Nous trouvons aussi l'amplificateur Empower, le circulateur et les atténuateurs protégeant l'analyseur de spectre des hautes puissances.

Pour mesurer le point d'intermodulation d'ordre 3, nous utilisons deux générateurs de signaux RF dont les fréquences voisines sont espacées de 5 MHz correspondante à la largeur du canal de la norme UMTS.

L'atténuateur de 10 dB ajouté à la sortie du générateur Agilent 83711B permet de trouver des puissances faibles de l'ordre de -15 dBm car la puissance minimale délivrée à la sortie du générateur Agilent est limitée à -7 dBm. L'isolateur favorise aussi l'isolation et diminue l'interaction entre les deux sources RF.

Les deux signaux combinés sont ainsi amplifiés avec Empower et envoyé au CRF. L'analyseur MS 2688C récupère le spectre à la sortie du filtre.

4.3.4.2 Bilan de puissance

Avec une puissance à l'entrée de -15 dBm, la puissance mesurée à l'aide de l'analyseur de spectre doit être de 0dBm, pour un "à travers" ou "thru" ($IL=0\text{dB}$) disposé à la place du filtre.

$P_{\text{mesurée}} = -15 (P_{\text{in}}) - 0.5 (\text{isolateur}) - 6 (\text{combineur}) + 42 (\text{amplificateur}) - 0 (\text{thru}) - 20 (\text{atténuateur}) = 0 \text{ dBm}$. Cette puissance estimée correspond bien à la puissance mesurée avec l'analyseur de spectre. Ce test sert à vérifier le fonctionnement des sondes RF ainsi que celui de la chaîne de mesure.

Nous vérifions aussi pour un "thru" la densité de bruit de l'appareil qui est de -106 dBm/Hz. Le niveau de bruit visualisé sur l'analyseur de spectre vaut -66 dBm pour une fenêtre VBW (Video BandWidth) de 10 kHz. Le niveau de bruit est calculé comme suit : densité spectrale de bruit de l'appareil = $-66 - 10\log_{10}(\text{VBW}) = -66 - 40 = -106 \text{ dBm/Hz}$.

4.3.5 Mesure du spectre à la sortie du filtre et détermination de l' IP_3

4.3.5.1 IP_3 d'un thru

Le produit d'intermodulation IM_3 en fonction de la puissance incidente (P_{in}) en échelle logarithmique donne la réponse 3:1 qui croise la réponse du fondamental 1:1 au point d'interception de troisième ordre IP_3 .

La puissance incidente varie entre 20 et 40 dBm, avec un espacement des fréquences voisines de 5 MHz (G1 à 2,14 GHz et G2 à 2,135 GHz) dans la bande passante du filtre CRF.

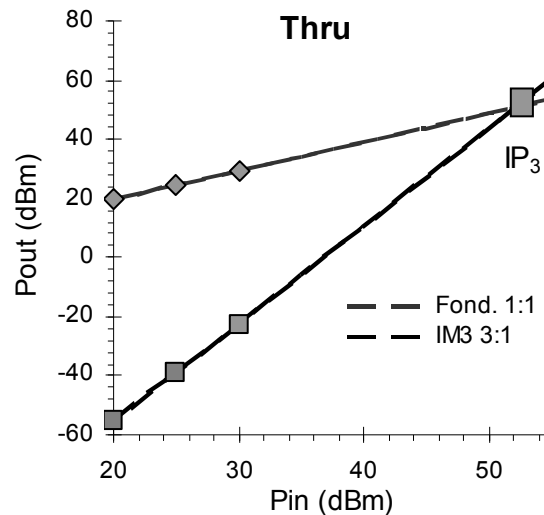


Figure 4-10 IP_3 d'un thru

Nous trouvons un point d'interception du "thru" (figure 4-10) à IIP_3 (Input Intermodulation Product) = 52 dBm et OIP_3 (output Intermodulation Product) = 50,6 dBm.

4.3.5.2 IP_3 du filtre CRF

La figure 4-11 présente les points d'interception des filtres 1 et 2. Le couple (IIP_3 , OIP_3) du CRF n°1 est (45,6 dBm, 41,5 dBm) et du CRF n°2 (44 dBm, 42,5 dBm).

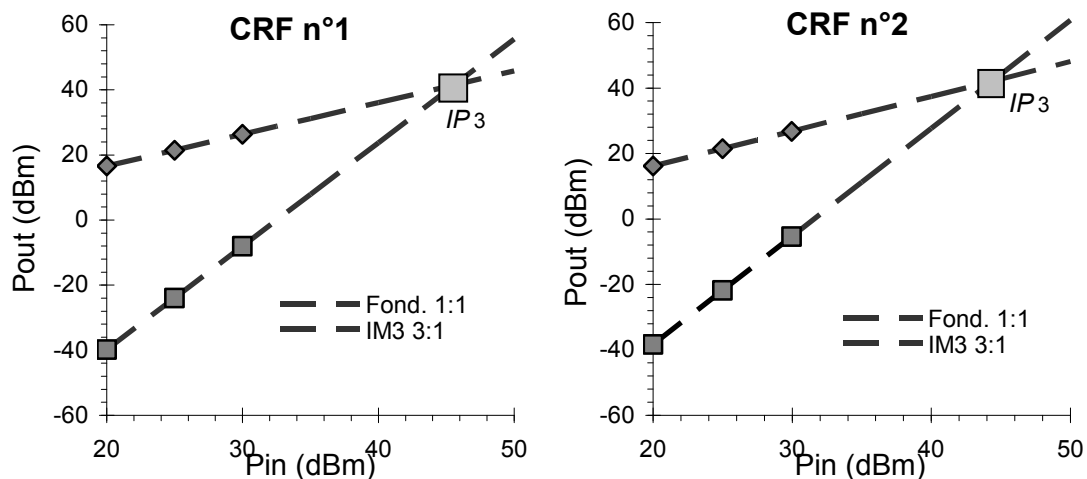


Figure 4-11. IP_3 Des filtres

IP_3 se situe approximativement 5 dB au-dessus du point de compression, et donc il ne suit pas la règle d'or $|P_{1dB}-IIP_3| \sim 10$ dB pour les faibles non-linéarités. Nous en déduisons que le CRF introduit des fortes non-linéarités qui changent la distance entre P_{1dB} et IP_3 , et donc le point de compression ne suffit pas à caractériser les effets non-linéaires dans la couche d'AlN.

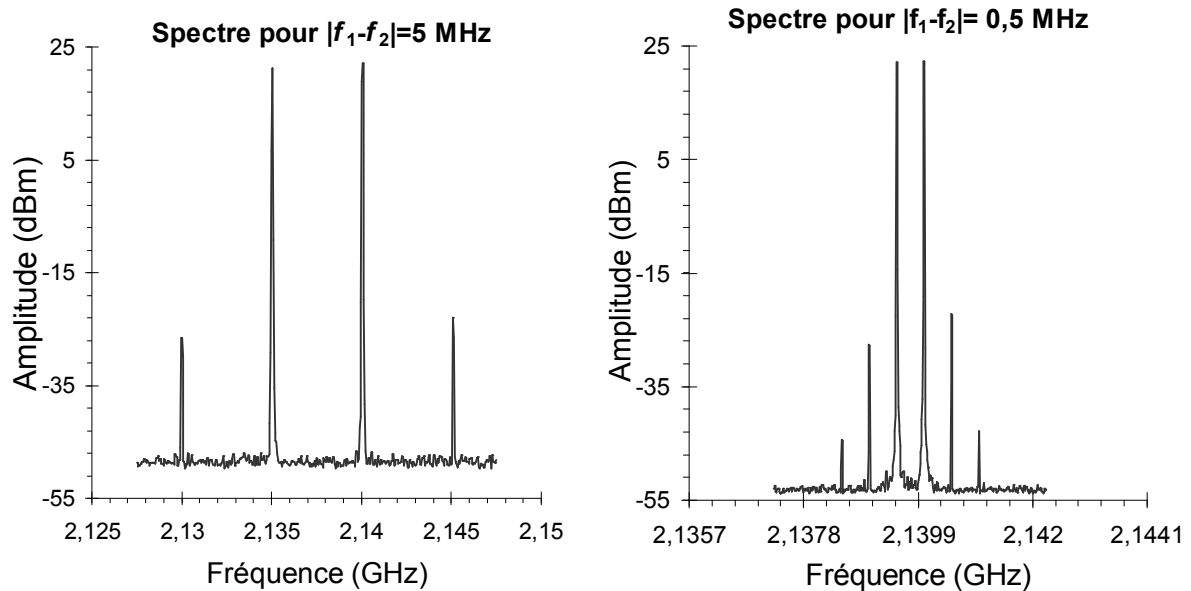


Figure 4-12. Spectre du filtre CRF n°1 pour un espacement de 5 et 0,5 MHz

La figure 4-12 donne les spectres du filtre CRF n°1 pour deux espacements des fréquences voisines. A gauche, nous trouvons les deux raies du fondamental pour $f_1=2,14$ GHz et $f_2= 2,135$ GHz soit une différence de 5 MHz, les deux raies du produit d'intermodulation IM_3 sont à 2,13 GHz et 2,145 GHz avec des amplitudes différentes dues à l'atténuation inhomogène dans la bande passante du filtre. A droite, nous diminuons l'espacement à 500 kHz, et alors nous observons l'apparition des raies correspondant à l'intermodulation IM_5 d'ordre 5 qui appartiennent à la bande passante du filtre.

Ces effets non-linéaires sont utilisés dans la partie suivante pour développer un modèle non-linéaire des CRF prenant en compte les variations des propriétés de la couche d'AlN sous forte puissance. Ce modèle compatible avec un simulateur commercial (ADS) peut servir aux concepteurs de circuits pour définir les effets non-linéaires des CRF sans avoir besoin de faire des mesures.

4.3.6 Modèle non-linéaire des filtres acoustiques

Dans ce paragraphe, nous introduisons un modèle non-linéaire des CRF en utilisant le modèle linéaire détaillé dans le chapitre 2. Pour pouvoir comparer les résultats de mesures

Chapitre 4 : Caractérisation non linéaire des filtres acoustiques sous forte puissance RF P_{1dB} et IP_3 à ceux du modèle, nous utilisons les simulations Harmonic Balance sous ADS expliquées en Annexe IV.

4.3.6.1 Simulations HB pour les CRF

Les filtres à résonateurs couplés «CRF » possèdent trois résonateurs couplés en mode d'épaisseur comme le montre la figure ci-dessous. La surface d'un résonateur vaut $145 \times 145 \mu m^2$. La puissance injectée est appliquée principalement sur le premier résonateur BAW d'entrée. La puissance confinée dans les couches de couplage perd une partie de la puissance ε en arrivant au résonateur n°2. Ce résonateur présente une surface double soit $300 \times 145 \mu m^2$ par rapport à celles des résonateurs supérieurs (1 et 3) et donc la puissance confinée ne suffit pas pour le pousser à la non-linéarité. L'onde traversant de nouveau les couches de couplage arrive au troisième résonateur avec une puissance $P_{in} - 2\varepsilon$.

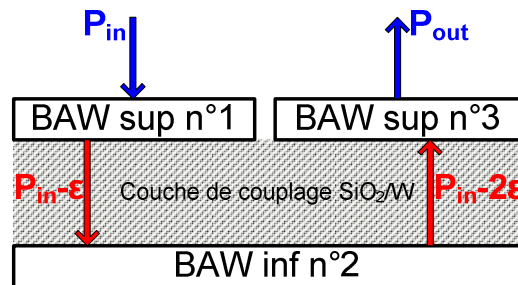


Figure 4-13 . La puissance telle qu'elle est répartie sur les trois résonateurs du CRF

En mesurant la réponse en transmission S_{21} du CRF sous forte puissance, nous constatons un décalage de la pente de réjection de droite par rapport à la réponse du CRF en petits signaux alors que celle de gauche est intacte. La partie responsable du décalage de la pente droite est essentiellement les résonateurs supérieurs [Lobel-2001] alors que le résonateur n°2 agit sur la pente gauche. Ce qui justifie que seuls les résonateurs supérieurs travaillent en régime non-linéaire.

Dans les simulations HB sous ADS, nous prenons en compte cette répartition inhomogène de la puissance sur les trois résonateurs. Les deux paramètres qui entrent en jeu sont la partie réelle du coefficient élastique c_{33} et le coefficient piézoélectrique e_{33} .

Les simulations HB de l'ensemble des résonateurs présenté sur la figure 4-13, utilisent l'algorithme d'optimisation du couple $(\Re(c_{33}), e_{33})$ en précisant des objectifs sur la valeur de P_{out} pour le mode fondamental et pour le produit d'intermodulation IM_3 . La source de puissance injecte une puissance P_{in} sur deux fréquences voisines f_1 de 2,14 GHz et f_2 de 2,135 GHz. Le point de compression est vu comme les pertes générées sur le fondamental f_1 et l' IM_3 correspond à $2f_2 - f_1$ soit 2,145 GHz. L'algorithme d'optimisation ne converge pas

contrairement au cas des BAW et donc la solution du couple $(\Re(c_{33}), e_{33})$ n'existe pas physiquement.

Par conséquent, ce couple de paramètres décrivant les effets non-linéaires au mode fondamental ne suffit pas pour trouver l' IM_3 . Les simulations en paramètres S , déjà réalisées dans le cas des BAW ne décrivent pas en totalité le comportement non-linéaire des dispositifs acoustiques. Il y a un autre paramètre non-linéaire qui contribue au produit d'intermodulation et qui n'a pas d'impact sur la réponse du fondamental. D'après la littérature, ce paramètre est la constante diélectrique ϵ_{33} de l'AIN.

Sur la figure 4-14, nous présentons à droite le modèle de la couche piézoélectrique telle qu'elle est simulée sous ADS, la capacité C_{0NL} présente la partie diélectrique, considérée comme non-linéaire car elle est une fonction de la permittivité non-linéaire ϵ_{33} de l'AIN.

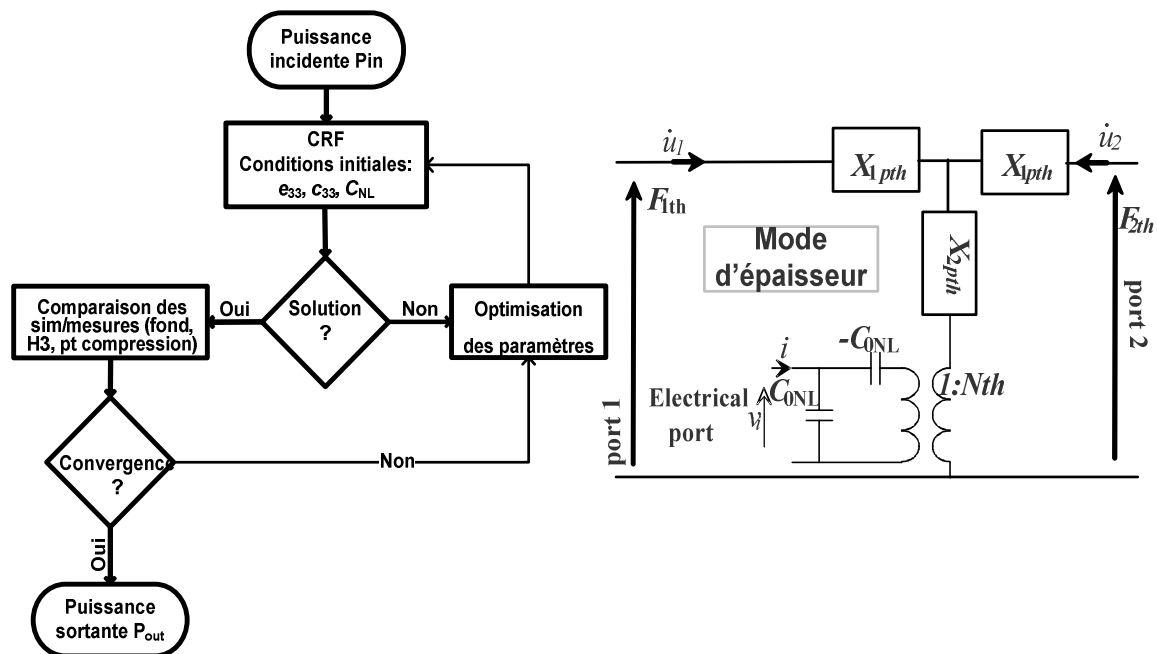


Figure 4-14 . Organigramme de la méthode de simulation (gauche) et le modèle non-linéaire de la couche AIN (droite)

L'organigramme suivant donne la démarche suivie durant les simulations HB pour trouver une solution du triplet $(\Re(c_{33}), e_{33}, \Re(\epsilon_{33}))$. La simulation peut être faite en plusieurs itérations avant de converger vers une solution unique pour chaque valeur de puissance incidente. Le point de compression est à déduire à partir du module du fondamental comme dans l'équation: $IL = P_{in} - P_{fond}$, où IL sont les pertes d'insertion du CRF à la fréquence de résonance de 2,14 GHz.

La capacité non-linéaire proposée par ADS est un composant utilisé dans le cas des simulations *Harmonic Balance* et il permet l'accès direct à la valeur de la permittivité. Elle est

Chapitre 4 : Caractérisation non linéaire des filtres acoustiques sous forte puissance RF exprimée en fonction de la tension à ses bornes : $C_{0NL} = c_0 + \sum_{p=1} c_p \times V^p$. Dans notre cas, une non-linéarité d'ordre 1 suffira: $C_{0NL} = c_0 + c_1 V$ où c_0 présente la partie linéaire correspondante à la valeur initiale de la permittivité en régime petits signaux. La partie $c_1 V$ décrit la partie non-linéaire.

La puissance réactive aux bornes de la capacité s'exprime comme suit : $P_{CNL} = C_{0NL} \times \omega \times V^2 = \omega \times (c_0 V^2 + c_1 V^3)$, et donc nous remarquons une apparition des harmoniques d'ordre 2 et 3.

En suivant la méthode de simulation proposée dans l'organigramme et en balayant la puissance incidente, l'algorithme converge vers les résultats de mesure (P_{1dB} , IP_3) en associant à chaque puissance incidente des valeurs du triplet.

4.3.6.2 Comparaison des résultats de retro-simulations et des mesures

Les simulations sont ajustées en faible puissance pour correspondre à la réponse mesurée du filtre acoustique CRF n°1. Ce filtre est utilisé comme prototype pour exploiter les lois de non-linéarités alors qu'un autre filtre CRF n°2 possédant une réponse dans la bande passante (tableau 4-1) légèrement différente sera utilisé pour vérifier le modèle élaboré dans les premières simulations HB.

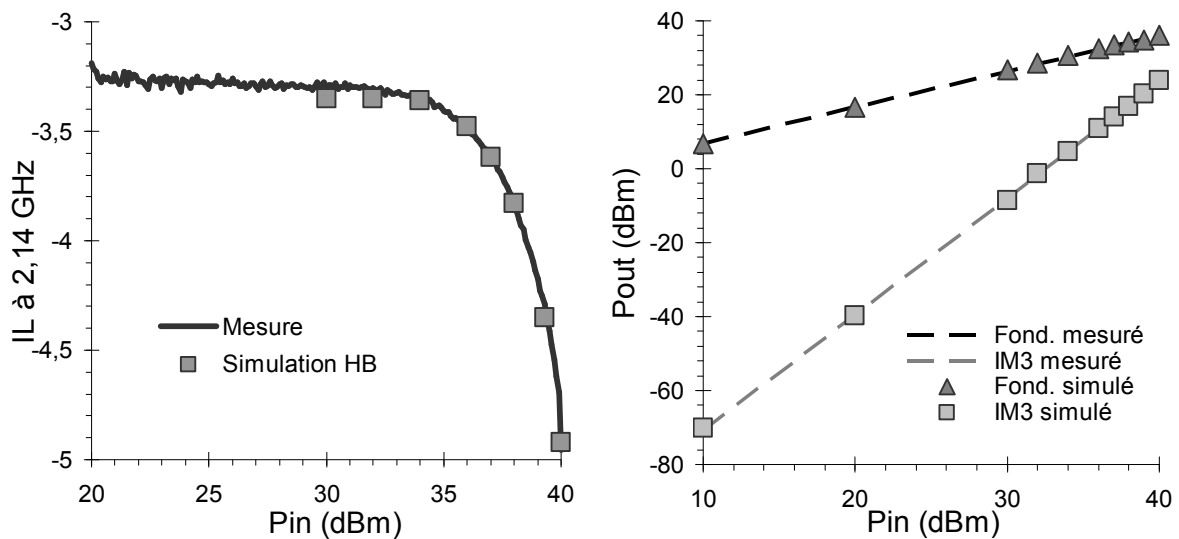


Figure 4-15 .Comparaison du gain de compression et produit d'intermodulation mesurées et simulées du filtre CRF n°1

Le gain est calculé à partir du module du fondamental pour différentes valeurs de la puissance d'entrée. Les puissances balayées vont de 30 dBm, moment d'apparition de la non-linéarité, à 40 dBm avec un pas de 2 dBm. La figure 4-15 à gauche présente les résultats de simulation HB et de mesure.

Comme pour le cas du gain de compression, les simulations fournissent aussi le module du produit d'intermodulation IM_3 . Nous partons des puissances faibles de l'ordre de 10 dBm jusqu'à 40 dBm. Nous trouvons les mêmes valeurs en retro-simulations et en mesure.

4.3.6.3 Loi de variation non-linéaire des paramètres du triplet

La simulation en faible puissance permet de figer certaines valeurs des paramètres tels que les épaisseurs des couches et les propriétés acoustiques des matériaux passifs. Les simulations HB sous forte puissance requièrent une variation des éléments du triplet ($\Re(c_{33})$, e_{33} , $\Re(\epsilon_{33})$) pour s'approcher des mesures tout en conservant les autres paramètres du modèle constants.

Pour des puissances allant jusqu'à 30 dBm, le filtre travaille en régime linéaire et le triplet ne change pas de valeur. Pour des puissances plus élevées, nous constatons une augmentation des coefficients élastique, piézoélectrique et de la permittivité avec la puissance incidente. Nous déterminons la loi de variation de chaque coefficient en cherchant pour chaque puissance le jeu de paramètres permettant une convergence des simulations et des mesures.

Nous commençons par la partie acoustique de l'AlN vue dans le coefficient $\Re(c_{33})$. La figure 4-16 présente la variation non-linéaire de $\Re(c_{33})$ en fonction de l'amplitude du champ électrique RF en V/ μ m. La partie imaginaire de c_{33} étant l'image des pertes élastiques dans la couche d'AlN, ne présente pas de variations notables sous forte puissance.

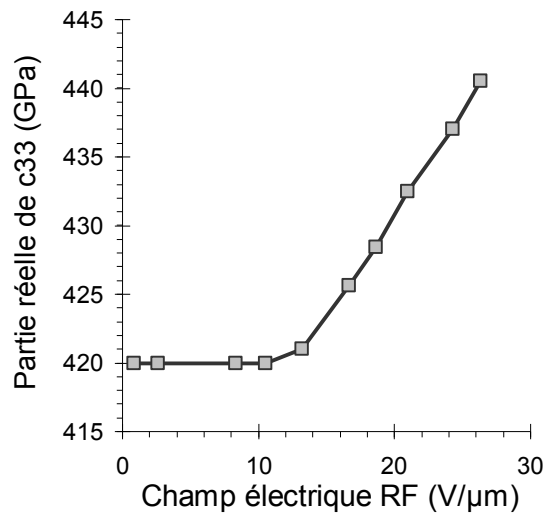


Figure 4-16 . Loi de variation non-linéaire de $\Re(c_{33})$ en fonction du champ électrique RF (V/ μ m)

$\Re(c_{33})$ reste constant (régime linéaire) jusqu'à $E_{cni}=12,5$ V/ μ m ($P_{in}=33,5$ dBm). À partir de cette valeur le paramètre varie linéairement en fonction du champ électrique et arrive

Chapitre 4 : Caractérisation non linéaire des filtres acoustiques sous forte puissance RF à une variation de 4,9% pour un champ électrique arrivant à 26 V/μm ($P_{in}=40$ dBm). Nous décrivons la variation linéaire en une équation comme suit :

$$\Re(c_{33}) = 1.52 \times (E - E_{ent}) + \Re(c_{33l}), \quad (4-6)$$

Avec $\Re(c_{33l})$ la valeur initiale de $\Re(c_{33})$ dans la zone linéaire, E est l'amplitude du champ électrique.

La saturation n'est pas atteinte dans le cas des mesures CRF contrairement aux BAW. L'amplificateur de puissance fournit une puissance maximale de 40 dBm suffisante pour voir la saturation d'un seul résonateur BAW à 32 dBm mais pas les filtres CRF quiaturent au-delà de 40 dBm.

Nous trouvons une variation similaire pour le coefficient piézoélectrique en passant dans la zone non-linéaire. Différemment de $\Re(c_{33})$, e_{33} passe à la zone non-linéaire plus tard à $E_{ent}=15,5$ V/μm (35,5 dBm). La variation d' e_{33} arrive à 17,4% pour une puissance incidente maximale de 40 dBm ($E=26$ V/μm). La variation peut être décrite par une droite en fonction du champ électrique comme suit :

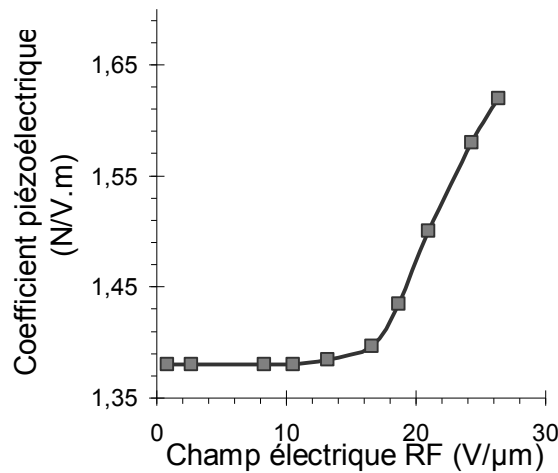


Figure 4-17 . Loi de variation non-linéaire d' e_{33} en fonction du champ électrique RF (V/μm)

$$e_{33} = 0.023 \times (E - E_{ent}) + e_{33l}, \quad (4-7)$$

Avec e_{33l} la valeur initiale d' e_{33} dans la zone linéaire.

Nous remarquons que les variations relatives de $\Re(c_{33})$ et e_{33} de 4,9% et 17,4% sont proches de celles du BAW qui arrivent à la saturation de l'AlN à des valeurs de 7% et 18%.

Le troisième paramètre variant sous forte puissance est la permittivité réelle $\Re(\epsilon_{33})$ de la couche d'AlN.

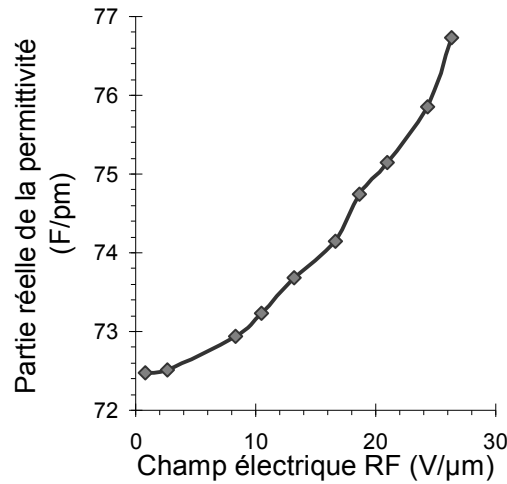


Figure 4-18 . Loi de variation non-linéaire de $\Re(\epsilon_{33})$ en fonction du champ électrique RF (V/μm)

Ce paramètre a seul un impact sur les produits d'intermodulation et les harmoniques d'ordres supérieurs et donc il est exprimé en fonction du carré du champ (figure 4-18). La variation est vue dans l'équation suivante :

$$\Re(\epsilon_{33}) = (0.08E)^2 + \Re(\epsilon_{33I}), \quad (4-8)$$

avec $\Re(\epsilon_{33I})$ la valeur initiale de $\Re(\epsilon_{33})$ dans la zone linéaire.

La variation relative est de 5,2% pour un champ électrique qui varie entre 0,8 V/μm ($P_{in}=20$ dBm) et 26 V/μm ($P_{in}=40$ dBm) sans atteindre la saturation du CRF.

La permittivité présente des variations négligeables pour de faibles champs électriques. Les fortes puissances induisent une augmentation de la permittivité en fonction du carré du champ électrique mettant en évidence l'effet d'électrostriction. Cet effet non-linéaire est responsable du transfert d'énergie du fondamental aux harmoniques d'ordres supérieurs.

En somme, cette partie présente la variation d'un nouveau paramètre (permittivité) qui apparaît dans l'effet d'électrostriction [Haun-1989] et qui agit principalement sur les fréquences harmoniques. Alors, la mesure du produit d'intermodulation ou d'harmoniques d'ordre supérieur est nécessaire pour envisager tous les effets non-linéaires de la couche d'AlN.

Pour valider les lois de variation de ces trois paramètres, les résultats du filtre CRF n°2 vont servir pour les comparer au modèle non-linéaire dans la partie suivante.

4.3.6.4 Vérification du modèle non-linéaire avec le CRF n°2

Cette vérification du comportement de l'AlN permet de s'assurer de la validité du modèle non-linéaire et des variations des paramètres de l'AlN, car la couche piézoélectrique est réalisée dans la même technologie de fabrication. Les deux CRF présentant une légère

Chapitre 4 : Caractérisation non linéaire des filtres acoustiques sous forte puissance RF
différence dans leurs caractéristiques (tableau 4-1) donnent des effets non-linéaires différents (figure 4-18 et figure 4-11) pour P_{1dB} et IP_3 .

Les pertes d'insertion augmentent principalement avec les pertes mécaniques de la couche de Molybdène qui sont plus importantes dans le cas du CRF n°1. En augmentant la puissance appliquée, on favorise les pertes d'insertions en poussant l'énergie du fondamental à partir vers les harmoniques. Le CRF n°1 possédant les pertes les plus grandes va atteindre le point de compression plus rapidement ; 39 dBm au lieu de 39,6 dBm pour le CRF n°2.

Le champ électrique appliqué à la couche d'AlN est inversement proportionnel aux pertes d'insertion. Le champ entrant est plus important pour le CRF n°2, et arrive le premier à sa valeur seuil E_{th} où le point d'interception du 3^{ème} ordre (IP_3) apparaît. Le CRF n°2 présentant les plus faibles pertes d'insertion arrive plus tôt au seuil et sa valeur d' IIP_3 (44 dBm) est plus petite que celle du CRF n°1(45,6 dBm).

A partir de cette analyse, nous validons l'utilisation du second CRF pour valider le modèle non-linéaire développé dans le paragraphe précédent.

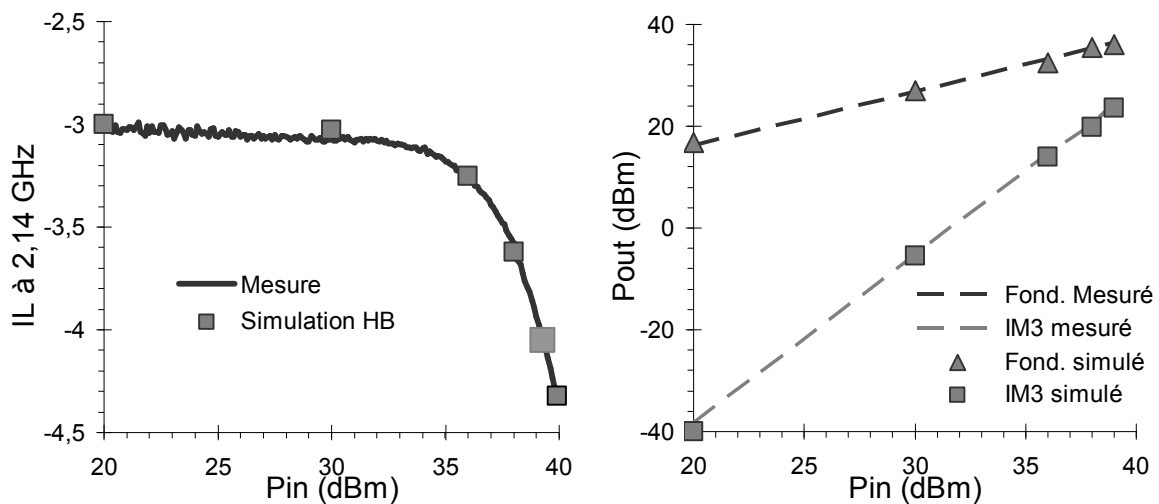


Figure 4-19 . Comparaison du gain de compression et produit d'intermodulation mesurées et simulées du filtre CRF n°2

Les équations des paramètres ($\Re(c_{33})$, e_{33} , $\Re(\epsilon_{33})$) sont introduites dans le modèle du CRF n°2. Ce modèle à la base linéaire, devient alors un modèle non-linéaire en insérant les lois non-linéaires des paramètres. Les simulations de type HB sont comparées aux mesures sur la figure 4-19.

Le point de compression du CRF n°2 se produit pour différentes valeurs de puissance et de champ électrique par rapport au CRF n°1, et donc les valeurs du triplet associées vont être différentes ($\Re(c_{33}) = 439$ GPa, $e_{33} = 1,6$ N.V⁻¹.m⁻¹, $\Re(\epsilon_{33}) = 76$ F/pm). D'après la figure 4-19, nous déduisons que le modèle non-linéaire suit les mesures de P_{1dB} et IM_3 et donc les

variations non-linéaires établies peuvent être utilisées dans toutes les couches d'AlN du CRF. Les trois paramètres sont essentiellement responsables des effets non-linéaires dans les filtres acoustiques à base d'AlN. Leurs variations relatives sont à respecter mais les valeurs initiales sont différentes selon la qualité de l'AlN utilisé.

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous décrivons le comportement non-linéaire des résonateurs BAW et filtres CRF sous fortes puissances. Les BAW sont étudiés en premier car ils présentent une structure plus simple à base d'une seule couche piézoélectrique.

Les premières mesures sur le paramètre de réflexion S_{11} faites sur les résonateurs acoustiques mettent en évidence une forte augmentation des fréquences de résonance et d'antirésonance pour des valeurs de puissances importantes arrivant jusqu'à 32 dBm (puissance de claquage du résonateur). Pour expliquer cette réponse, nous utilisons les simulations en mode S -paramètres sous ADS d'Agilent. Nous avons remarqué que cette non-linéarité provient de la couche piézoélectrique qui permet d'avoir ce décalage important des fréquences. Les paramètres responsables de cette non-linéarité sont la partie réelle du coefficient élastique $\Re(c_{33})$ et du coefficient piézoélectrique e_{33} . Une loi de variation est élaborée à partir de la comparaison entre les simulations et les mesures pour être utilisée dans le cas des filtres acoustiques. ($\Re(c_{33})$, e_{33} , $\Re(\varepsilon_{33})$)

Les mesures en paramètres S reflètent les pertes d'énergie à la fréquence du fondamental sans prendre en considération la variation d'énergie au niveau des harmoniques. Les résonateurs étant des dipôles, sont mesurés en réflexion à l'aide du paramètre S_{11} à la fréquence du fondamental et alors le VNA ne donne pas accès aux intermodulations d'ordres supérieures pouvant introduire d'autres paramètres non-linéaires n'agissant que sur les harmoniques.

En outre, les BAW et les CRF ont été conçus à différentes périodes et donc ils n'ont pas la même technologie de fabrication. La technologie des CRF étant plus récente permet d'avoir plus de robustesse vis-à-vis de la puissance.

En somme, les variations non-linéaires des paramètres acoustique et piézoélectrique de la couche d'AlN ne peuvent pas être appliquées seules au cas des filtres à cause des différentes technologies de fabrication, car les mesures faites sur les résonateurs ne prennent en considération que la variation du fondamental. Par contre, l'étude sur les résonateurs donne une idée des paramètres qui peuvent générer la non-linéarité dans la couche piézoélectrique et la dynamique de variation de chaque coefficient.

Les mesures dans le cas des CRF illustrent la variation du fondamental et de l'harmonique d'ordre 3 (IM_3) sous forte puissance. Pour mieux comprendre le comportement non-linéaire de chacune des couches résonantes, on a recours aux simulations *Harmonic Balance* (HB) sous ADS qui nous permettent de calculer le fondamental et l'intermodulation d'ordre supérieur pour chaque puissance. Les simulations HB permettent une optimisation des coefficients non-linéaires de la couche d'AlN pour s'approcher des résultats de mesures. Pour converger vers les mesures, un autre coefficient non-linéaire est entré en jeu ; la permittivité diélectrique agissant sur les harmoniques d'ordres supérieures traduisant l'effet électrostrictif dans la couche piézoélectrique.

Un premier filtre est utilisé comme prototype pour élaborer les lois de variations du triplet (Réel (c_{33}), e_{33} , ϵ) et un deuxième filtre ayant une réponse différente est utilisé pour vérifier ces lois. Par conséquent, les variations non-linéaires des coefficients du triplet sous forte puissance peuvent être généralisées pour tous types de résonateurs ou filtres acoustiques utilisant la même technologie de fabrication.

4.5 Références

- [Volatier-2006] A. Volatier et al., "Design, Elaboration and Characterization of Coupled Resonator Filters for WCDMA Applications," *IEEE Ultrasonics Symposium*, Vancouver BC, pp.829-832, Oct.2006.
- [Mourot-2009] L. Mourot et al., "Nonlinear Behavior of CRF Device at High Power Level," *IEEE Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, San Diego CA, pp.1-4, Feb.2009.
- [Paco-2007] P. Paco et al., "Equivalent Circuit Modeling of Coupled Resonator Filters," *IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Controls*, vol. 55, no.9, pp.2030-2037, Sept.2007.
- [Nosek-1999] J. Nosek, "Drive Level Dependence of the Resonant Frequency in BAW Quartz Resonators and his Modeling," *IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Controls*, vol. 46, no.4, pp.823-829, July 1999.
- [Constantinescu-2007] F. Constantinescu et al., "Circuit Models for Power BAW Resonators-Set up and Implementation," *Proceedings of Africon 2007*, Windhoek, pp.1-6, Sept.2007.
- [Aigner-2005] R. Aigner et al., "Behavior of BAW devices at high power levels," *2005 IEEE MTT-S International Microwave Symposium. Digest*, pp.429-432, June 2005.
- [Rai-2010] S. Rai et al., "A Digitally Compensated 1.5 GHz CMOS/FBAR Frequency Reference," *IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Controls*, vol. 57, no.3, pp.552-561, March 2010.
- [Aurelle-1996] N. Aurelle et al., "Nonlinear behavior of an ultrasonic transducer," *Proceedings of Ultrasonics Int. 1995*, vol. 34, pp.187-191, 1996.
- [Guyomar-1994] D. Guyomar et al., "Non-linearities in Langevin Transducers," *Proceedings of IEEE Ultrasonics Symposium*, Nov.1994.
- [Chong-2004] C.P. Chong et al., "Nonlinear of piezoceramics and piezocomposites under various ac fields," *Sensors and Actuators A*, vol. 116, no.2, pp. 320-328, 2004.
- [Joshi-1992] S.P. Joshi, "Non-linear constitutive relations for piezoceramic materials," *Smart Material and Structures*, vol.1, no.1, pp.80-83, 1992.
- [Takahashi-1998] S. Takahashi, "Nonlinear Piezoelectric Effect in Ferroelectric Ceramics," *Jpn.J.Appl.Phys*, vol.47, no.9B, pp.5292-5296, Sept. 1998.
- [Gonnard-2000] P. Gonnard., "Investigation on dielectric, mechanical and piezoelectric non-linearities in piezoceramics through a new equivalent circuits," *Proceedings of International Symposium on Applications of Ferroelectrics ISAF*, vol. 2, pp.691-694, Honolulu, Aug. 2000.

[Hruska-1996] C.K. Hruska et al, "Determination of the third-order piezoelectric constants and electrostriction of alpha quartz using the thickness modes of plates," *Proceedings of 43rd Annual Symposium on Frequency Control*, pp.485-489, Denver CO, Aug.1996.

[ADS-2011] Advanced Design System (ADS), Version 2011, Agilent Technologies, Santa Clara, Calif., USA, March 2011.

[Cho-2005] C. Cho et al, "IIP3 Estimation from the Gain Compression Curve," *IEEE Trans. on MTT-S*, vol.53, no.4, pp.1197-1202, April 2005.

[Lobel-2001] H.P. Lobel et al, "Materials for bulk acoustic wave (BAW) resonators and filters," *Journal of the European Ceramic Society*, vol.21, no.15, pp.2633-2640, Oct. 2001.

[Haun-1989] M.J. Haun et al, "Modeling of the Electrostrictive, Dielectric, and Piezoelectric Properties of Ceramuc PbTiO_3 ," *IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Controls*, vol. 37, no.4, pp.393-401, July 1989.

Chapitre5 Nouvelle méthode de tests de dispositifs hyperfréquences

5.1 Introduction

Classiquement les méthodes de tests linéaires utilisées dans l'industrie pour qualifier des dispositifs hyperfréquences découlent de deux familles de méthodes de caractérisation.

La première est basée sur l'utilisation d'un signal sinusoïdal de fréquence variable. Ce signal de spectre très étroit permet une caractérisation qui peut être très précise mais à une fréquence donnée. Un test sur une large bande de fréquence nécessite alors de multiplier le nombre de fréquences de mesure et augmente de manière significative le temps de mesure donc son coût. Nous avons montré à la fin du chapitre 3, qu'il est possible d'automatiser et de réduire le nombre de fréquences de test. Toutefois cette optimisation nécessite la recherche d'un compromis entre le nombre minimum de points de mesure et la détection de tous les défauts dans la réponse du dispositif sous test (DST). Cette recherche d'optimum peut être longue. De plus, ces méthodes de mesure nécessitent un analyseur vectoriel (VNA) qui est un appareil certes précis (précision au dixième de dB) mais qui requiert une phase de calibrage. En conclusion, lorsque cette méthode est utilisée pour le test hyperfréquence, elle conduit souvent à des temps de test longs avec des appareils souvent surdimensionnés pour cet usage et onéreux.

La seconde famille de méthodes de caractérisation est, quant à elle, basée sur les méthodes de réflectométrie temporelle (TDR/T). Une impulsion électrique (ou un échelon), donc un signal large bande, excite le dispositif. La réponse spectrale de ce dernier va réfléchir partiellement en fonction des fréquences, un signal hyperfréquence qui sera échantillonné et analysée par transformée de Fourier. Cette technique peut aussi être utilisée en transmission. En analysant l'amplitude, la durée et la forme de l'onde réfléchie, nous pouvons déterminer la nature de la variation d'impédance dans le milieu. Comparée à la mesure fréquentielle, la TDR/T peut fournir les mêmes informations sur le dispositif [Engl-2004], [Wakayama-2005]. Nous pouvons remonter aux paramètres fréquentiels par une simple transformée de Fourier de la réponse temporelle en réflexion ou en transmission (figure 5-1).

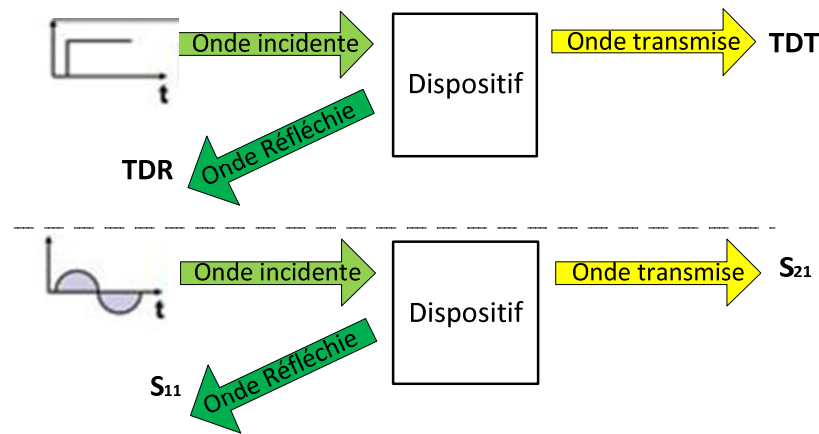


Figure 5-1. Les techniques TDR/T et VNA

La mesure en réflexion est sensible à la variation instantanée de l'impédance d'interconnexion alors que la mesure avec le VNA est plus sensible à l'impédance d'entrée du dispositif. Cette méthode présente l'avantage d'un temps de mesure très court. En revanche, elle nécessite la génération d'un signal très bref et d'échantillonneurs encore plus rapides. Dans ce cas encore les équipements mis en œuvre sont coûteux. De plus, la précision obtenue avec une méthode impulsionnelle est nettement moins bonne que dans le cas d'une méthode fréquentielle.

Enfin à partir des résultats fournis par ces deux méthodes il est souvent très difficile de déduire l'impact qu'auront les performances du circuit sur la chaîne de transmission numérique dans laquelle il sera inséré. En effet, par exemple le lien entre le taux d'erreur binaire et l'ondulation de la transmission dans la bande passante d'un filtre n'est pas trivial.

Dans ce chapitre, nous nous proposons de décrire une nouvelle méthode de test qui se situe entre l'analyse à spectre étroit ou méthodes fréquentielles et l'analyse large bande des méthodes de réflectométrie.

Cette méthode de test est basée sur l'analyse de la déformation d'une constellation d'une modulation numérique simple, par exemple une modulation QPSK. Le principe repose sur la comparaison des constellations en entrée et en sortie du DST. Connaissant la séquence de référence, il est possible de mesurer l'erreur quadratique moyenne (« Error Vector Magnitude » ou *EVM*) de la constellation à la sortie du dispositif.

Un autre avantage de cette méthode est la simplicité du banc de test : un générateur hyperfréquence, un modulateur numérique et un oscilloscope numérique (figure 5-2). Elle s'affranchit de l'étape préparatoire de la correction des erreurs de la chaîne de mesure (calibration).

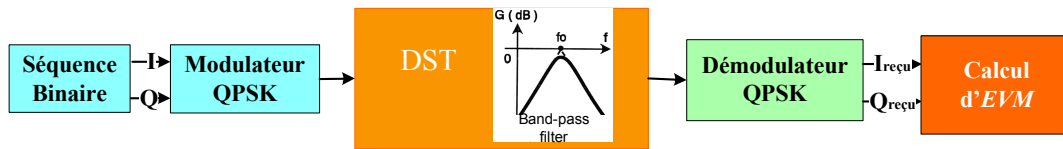


Figure 5-2. Synoptique de la méthode de test industriel

De plus, cette méthode permet de tester la fonctionnalité d'un circuit seul mais également d'extrapoler son influence dans une chaîne de transmission complète grâce à l'*EVM* qui peut être relié au rapport signal sur bruit (*RSB*) et au taux d'erreur binaire (*TEB*) pour une modulation donnée.

Ce chapitre se décompose en trois parties. Dans un premier temps, nous justifierons le choix du paramètre d'analyse *EVM* plutôt que le *RSB* ou *TEB*, puis celui du type de modulation. Dans la deuxième partie, nous présenterons les méthodes de mesures et de simulations envisagées. La troisième partie, subdivisée en trois, permettra de valider la méthode d'abord sur des filtres simples de Butterworth puis sur des filtres de Tchebychev et enfin sur les filtres CRF caractérisés dans les chapitres précédents. Pour conclure une synthèse des résultats et des limites de cette méthode de test seront résumés.

5.2 Choix des conditions de mesures

L'objectif essentiel du test hyperfréquence d'un dispositif est de déterminer son impact sur la chaîne de transmission (ou d'instrumentation) hyperfréquence et vérifier le bon fonctionnement de l'ensemble du système lorsque les différents constituants seront assemblés. Il existe de nombreuses causes de distorsions ou des dégradations linéaires ou non linéaires dans les chaînes de transmission de signaux numériques.

Dans un système de transmission, différentes sources de dégradation des signaux peuvent produire :

- une réponse fréquentielle non uniforme dans la bande passante du canal
- des produits d'intermodulation dans le canal de transmission ou les canaux adjacents
- des problèmes d'interférences dues à des trajets multiples
- une dégradation due à des effets non-linéaires (saturation de l'amplificateur de puissance, de l'oscillateur,...)

Pour évaluer ces imperfections, plusieurs paramètres peuvent être étudiés. Le rapport signal sur bruit *RSB* (ou *SNR* Signal to Noise Ratio en anglais), l'*EVM* et le *TEB* sont les trois paramètres les plus utilisés pour quantifier des distorsions et dégradations du signal traversant une chaîne de transmission.

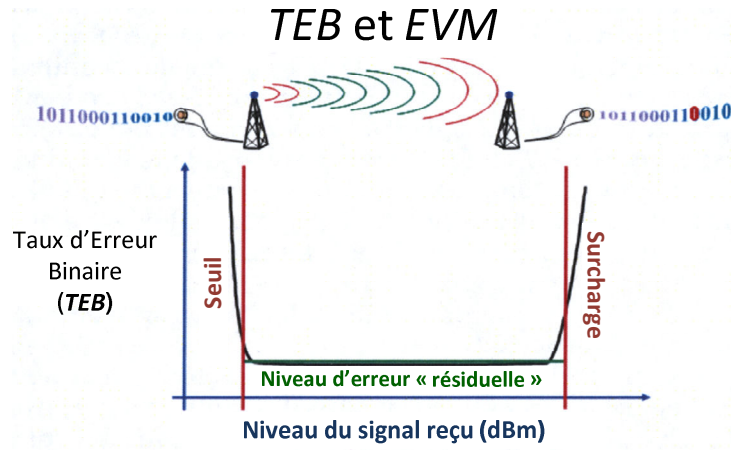


Figure 5-3. Profil du *TEB* en fonction du niveau de signal reçu

Notre technique consiste à tester des dispositifs RF à l'aide d'un des paramètres de caractérisation des systèmes mais lequel et pour quel type de modulation numérique ? Dans les paragraphes suivants nous allons tenter de répondre à ces questions.

5.2.1 Choix du paramètre d'analyse

Parmi les trois paramètres que nous venons de voir, nous allons tenter de justifier le choix d'un seul comme paramètre d'analyse du test industriel. Avant cela, nous allons rappeler brièvement leurs définitions et nous verrons aussi que dans certaines conditions, il existe des relations entre ces différents paramètres.

5.2.1.1 Rapport Signal sur Bruit (*RSB*)

Le *RSB* représente la qualité de la transmission d'un signal par rapport aux signaux parasites. Il désigne le rapport entre l'énergie d'un signal et l'énergie du bruit dans l'environnement où ce signal se trouve. Dans le cas d'un modèle de bruit gaussien, le *RSB* [Shafik-2006] dans le cas d'une modulation complexe est défini par l'équation suivante :

$$RSB = \frac{P_{signal}}{P_{bruit}} = \frac{\frac{1}{T} \sum_{t=1}^T [I_t^2 + Q_t^2]}{\frac{1}{T} \sum_{t=1}^T [n_{I,t}^2 + n_{Q,t}^2]}, \quad (5-1)$$

Où I_t et Q_t sont les composantes en phase et en quadrature de la tension du signal modulé, et où $n_{I,t}$ et $n_{Q,t}$ sont les composantes de l'amplitude du bruit dans le plan complexe. L'équation 5-1 donne une valeur directe du *RSB* pour un grand nombre de symboles $T \gg M$ (où M est le nombre de symboles pour une modulation M -aire donnée). En échantillonnant le signal complexe à la fréquence rythme du symbole, nous pouvons approximer le *RSB* par

$$RSB = \frac{E_s}{N_0} = \frac{\log_2(M) \cdot E_b}{k \cdot T_N \cdot B}, \quad (5-2)$$

Où E_s est l'énergie du symbole pour une modulation M -aire. L'énergie par symbole est égale à $\log_2(M) E_b$. N_0 est la densité spectrale d'énergie d'un bruit blanc équivalent à un bruit thermique de température T_N (en K) sur une bande de fréquence B avec k la constante de Boltzmann ($1,38065 \cdot 10^{-23}$ J/K).

Toutefois la mesure directe du RSB est rarement possible et il faut donc avoir recours à un autre paramètre d'analyse.

5.2.1.2 Taux d'Erreur Binaire (TEB)

Pour caractériser une chaîne de communication numérique, nous relierons les bits émis et les bits reçus par une figure de mérite proportionnelle au rapport entre le nombre de bits erronés à la réception et le nombre total de bits transmis. Ce paramètre est le taux d'erreur binaire (TEB). Pour une modulation M -aire, le TEB peut être écrit en fonction du RSB dans un canal classique gaussien caractérisé par un bruit blanc additif Gaussien, AWGN (Additive White Gaussian Noise), par l'expression suivante [Shafik-2006]:

$$TEB = \frac{2(L-1)}{L \log_2(L)} Q \left[\sqrt{\left[\frac{3 \log_2(L)}{L^2 - 1} \right] \frac{2 \cdot RSB}{\log_2(M)}} \right], \quad (5-3)$$

avec $L = \log_2(M)$ le nombre de dimensions d'une modulation M -aire et $Q(x)$ est la fonction d'erreur complémentaire de Gauss (encore nommée *erfc*).

Bien que le TEB soit une figure de mérite permettant de caractériser la qualité de transmission dans un système, ce paramètre présente aussi plusieurs contraintes qui limitent son utilisation [Hassun-1997]. Parmi les facteurs limitant, citons les suivants :

- un temps de mesure qui peut être long lorsque le TEB est faible (par exemple 10^{-6}) et qui est inversement proportionnel au débit binaire.
- Si la valeur définie au préalable n'est pas atteinte, ce paramètre ne donne pas d'information sur les causes possibles de limitation.

Pour les raisons citées ci-dessus, le TEB n'est pas facilement utilisable dans notre application de test industriel de dispositifs RF pour laquelle un temps de mesure le plus faible possible est recherché.

5.2.1.3 Module du Vecteur d'Erreur (EVM)

L'EVM représente une mesure sur l'ensemble d'une constellation (ensemble des symboles transmis ou reçus) de l'écart de position entre un symbole de la constellation et un symbole idéal (figure 5-5).

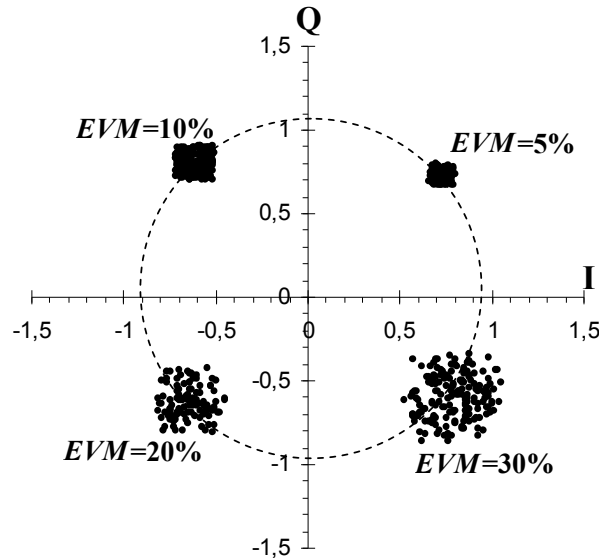


Figure 5-4 Exemple de distribution des points de mesures d'un symbole QPSK pour différentes valeurs d'EVM

Le taux d'EVM ou plus couramment appelé EVM, exprimé en pourcentage, permet de caractériser les fluctuations d'amplitude et de phase en prenant en compte tous les symboles de la constellation (figure 5-4).

Si un symbole complexe de référence est représenté par $\vec{r}(t)$ sur la figure 5-5, celui reçu $\vec{v}(t)$ a pu subir une succession de variations dans le canal de propagation et dans les différents éléments de la chaîne de transmission.

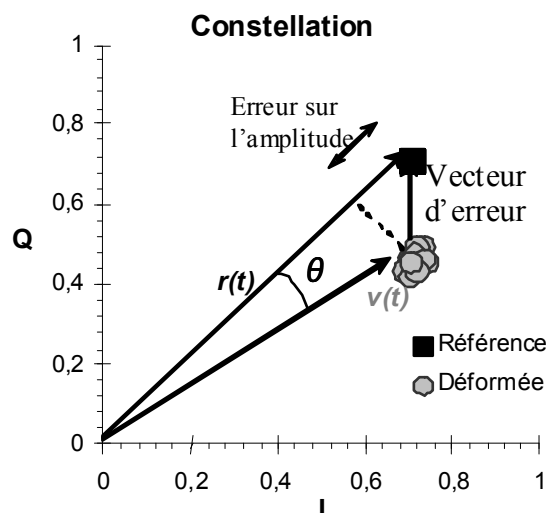


Figure 5-5. Un symbole de référence et la partie de la constellation du signal analysé lui correspondant et l'écart (module et phase) pour un symbole

La différence entre le vecteur de référence ($\vec{r}(t)$) et le vecteur lié à un symbole reçu ($\vec{v}(t)$) est le vecteur d'erreur. Nous trouvons une erreur sur l'amplitude de $v(t)$ et une différence de phase θ (figure 5-5). Avant de calculer l' EVM , il faudrait en toute rigueur corriger la phase par une rotation et l'amplitude par une variation de l'amplitude identique de tous les symboles de la constellation reçue.

L' EVM est la moyenne quadratique de l'erreur de tous les symboles :

$$EVM_{RMS} = \left[\frac{1}{T} \sum_{i=1}^T |A_v \cdot v_I^i - r_I^i|^2 + |A_v \cdot v_Q^i - r_Q^i|^2 \right]^{1/2}, \quad (5-4)$$

avec les composantes I Q reçues (v_I et v_Q) et celles de références (r_I et r_Q) normalisées, T est le nombre total de symboles transmis.

A_v est le facteur de normalisation des symboles reçus (figure 5-5).

$$A_v = \sqrt{\frac{1}{P_v / T}}, \quad (5-5)$$

P_v étant la puissance totale des symboles reçus et T le nombre de symboles.

Des expressions ont été proposées permettant de relier l' EVM et le RSB [Shafik-2006] dans certaines conditions. Celle le plus souvent retenue, est de considérer un grand nombre d'occurrences par symbole ($T \gg M$), un bruit blanc gaussien et un échantillonnage optimal au centre du symbole (ouverture maximale du diagramme d'œil). Cette relation est la suivante :

$$RSB \approx \frac{1}{(EVM)^2} \text{ ou } RSB_{dB} \approx -20 \log_{10}(EVM_{RMS}), \quad (5-6)$$

A partir des équations (5-3) et (5-6), nous déduisons, la relation suivante entre le TEB et l' EVM pour une modulation numérique M -aire donnée.

$$TEB \approx \frac{2(L-1)}{L \log_2(L)} Q \left(\sqrt{\left[\frac{3 \log_2(L)}{L^2 - 1} \right] \frac{2}{EVM_{RMS}^2 \log_2(M)}} \right), \quad (5-7)$$

De plus pour effectuer les mesures d' EVM , il n'est pas indispensable de connaître le signal transmis (contrairement au TEB). La mesure d' EVM peut se faire à tout niveau d'un système de transmission (figure 5-6) à condition que le signal soit ramené en bande de base s'il ne l'était pas déjà. Ajoutons que l' EVM est plus sensible au RSB et aux fluctuations dans le système que le TEB ceci est dû à la relation mathématique qui les relie [Lin-2007].

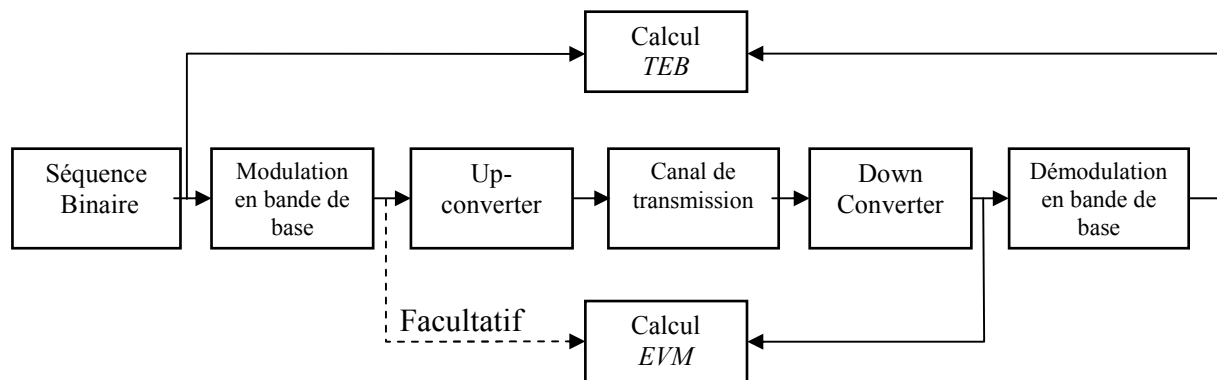


Figure 5-6. Diagramme d'un système de transmission avec calcul de TEB et d' EVM

Le seul paramètre répondant aux exigences du test industriel en termes de simplicité et de temps de calcul est donc l' EVM qui permet à la fois de déduire dans certaines conditions le RSB et le TEB . Nous avons donc choisi ce paramètre d'analyse pour le test industriel.

5.2.2 Choix de la modulation

Une fois la métrique identifiée, il faut choisir la modulation numérique la plus adaptée. Les critères de choix sont les suivants :

- une modulation simple à mettre en œuvre (modulation et démodulation),
- une modulation dont la largeur spectrale puisse être ajustée en fonction de la bande de fréquence à tester,
- une modulation dont la puissance est indépendante des symboles transmis,
- une modulation de test suffisamment représentative des signaux numériques qui traverseront le dispositif dans son utilisation finale.

Plusieurs types de modulations vérifient ces conditions et peuvent être proposées dans le cadre de ce test. La modulation qui offre le meilleur compromis entre les différents critères de choix est la modulation en quadrature de phase QPSK.

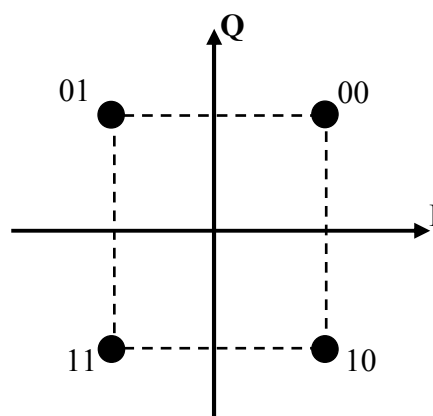


Figure 5-7. Constellation de la modulation QPSK

La modulation QPSK [Lee-2007] est à quatre états de phase ($L = 2$ et $M = 4$) comme représentée sur la figure 5-7. Ce type de modulation permet de moduler deux bits par symbole. Pour une bande passante identique du signal émis, son débit binaire est le double de celui de la modulation BPSK (deux éléments dans la constellation). Les états de phase de la modulation QPSK correspondent à φ_i avec une amplitude constante:

$$\varphi_i = (2i + 1)\frac{\pi}{4}, \text{ avec } 0 \leq i < 4, \quad (5-8)$$

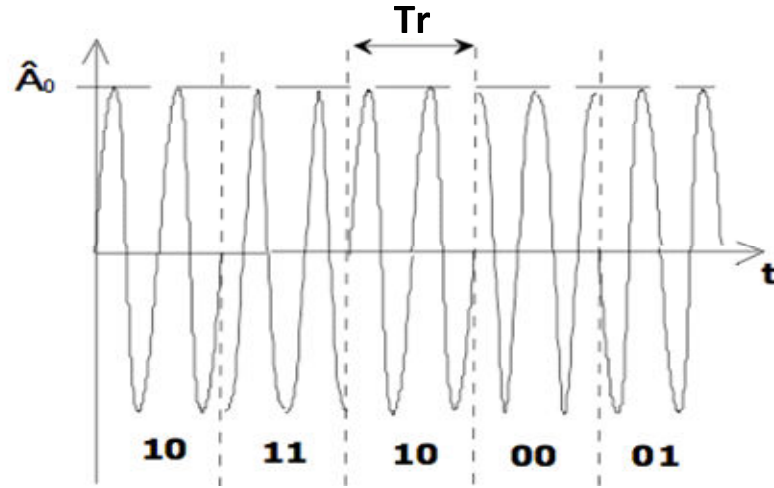


Figure 5-8. Signal modulé avec la modulation QPSK

Ajoutons que la QPSK ne présente pas différents niveaux de puissance comme les modulations QAM (pour $M > 4$) avec un taux d'erreur binaire plus faible. La densité spectrale de puissance de la modulation QPSK est :

$$DSP_{QPSK}(f) = \frac{A_0^2 \cdot T_s}{2} \text{sinc}(\pi T_s (f - f_0))^2 \text{ (en V}^2/\text{Hz)} \quad (5-9)$$

avec T_r la période rythme ou période des symboles (la fréquence rythme $f_r = 1/T_r$) et f_p la fréquence de la porteuse.

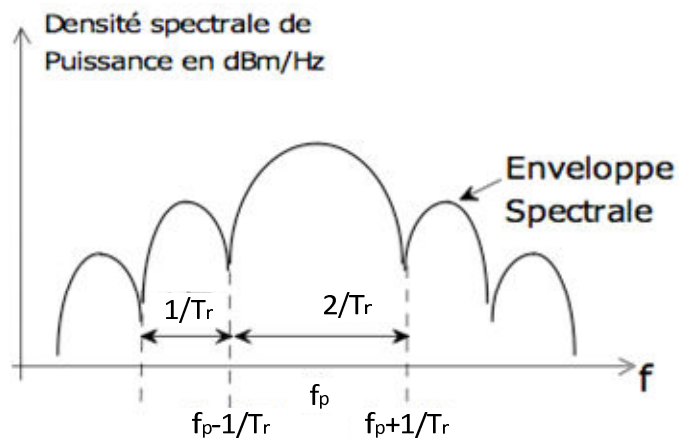


Figure 5-9. Densité spectrale de puissance d'un signal avec une modulation QPSK

La modulation QPSK reste le choix le plus favorable pour faire des tests industriels à base de modulation numérique simple.

Pour cette modulation ($L = 2$ et $M = 4$), la relation entre le TEB et l' EVM se simplifie sous la forme suivante :

$$TEB \approx Q\left(\frac{1}{EVM_{RMS}}\right), \quad (5-10)$$

Cette relation nous permet de remonter à la probabilité d'erreur TEB à partir de l' EVM pour un canal gaussien. L'évolution du TEB en fonction de l' EVM pour plusieurs types de modulations est décrite dans la référence [Shafik-2006].

5.3 Description de la technique de mesure

Après, le choix du paramètre de mesure EVM et celui de la modulation numérique QPSK, dans ce paragraphe, nous détaillerons le principe de la méthode de test, le banc de mesure, la procédure d'expérimentation mise en œuvre et la qualité des résultats attendus.

Des mesures seront complétées par des simulations système sous ADS permettant de mieux comprendre le lien entre les déformations de la constellation en sortie du dispositif et la réponse en transmission de ce dispositif.

5.3.1 Principe

La méthode consiste à envoyer un signal numérique modulé en QPSK à travers un circuit. Ce signal composé d'un nombre de symboles (T) transmis à la fréquence rythme f_r . Ce signal est ensuite transposé autour de la fréquence porteuse f_p et son spectre occupe une largeur de bande égale à $2*f_r$.

Pour valider cette méthode de test et rester dans le cadre du test des filtres CRF nous avons choisi comme circuit un filtre passe-bande (figure 5-10).

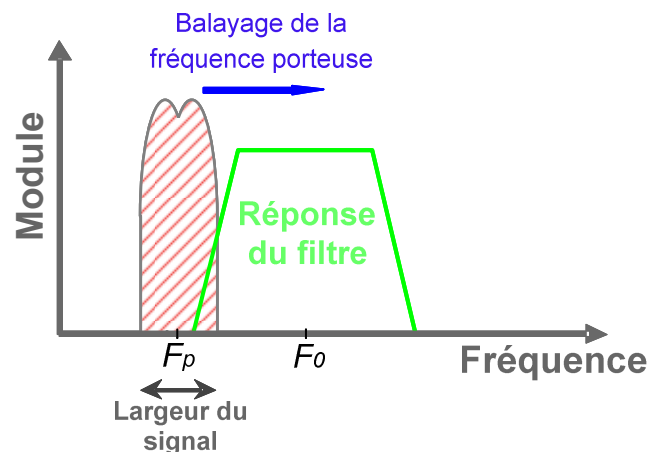


Figure 5-10. Principe de la technique de mesure

Deux conditions de mesure sont à respecter pour ce test :

- la fréquence porteuse f_p du signal QPSK doit présenter une amplitude suffisante à la sortie du filtre pour pouvoir déterminer l'*EVM*. Cela sous entend que f_p soit à dans la bande passante (*BP*) du filtre (la zone de filtrage) ou en limite de *BP*, soit $f_p = f_0 \pm BP/2$,
- la fréquence rythme f_r doit être choisie de façon à ce qu'elle couvre la majorité de la *BP* pour avoir en une seule mesure d'*EVM* le comportement global du filtre sur l'ensemble de sa *BP*, soit $f_r \leq BP/2$.

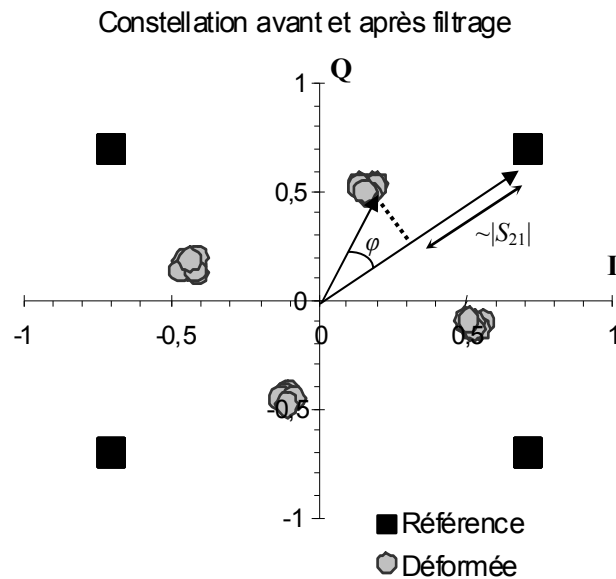


Figure 5-11. Constellations QPSK à l'entrée et à la sortie du filtre passe bande

La constellation du signal QPSK à la sortie du filtre va subir au moins deux déformations : une rotation de sa phase initiale et une atténuation de son amplitude due respectivement à la phase du filtre et à ses pertes d'insertion (figure 5-11). Cette rotation et cette atténuation du signal QPSK sont directement reliées aux deux paramètres fréquentiels qui sont le module et la phase du coefficient de transmission S_{21} autour de la fréquence porteuse du signal (f_p).

Après démodulation du signal QPSK à la sortie du filtre, nous calculons l'*EVM* en trois étapes :

- La normalisation : le signal QPSK a subi une atténuation lors de la traversée du filtre. A partir de l'ensemble des points qui constituent la « tâche » d'un symbole nous déterminons le centre de la « tâche » avec l'équation 5-11 soit $\bar{V}_{moy}$. Si la constellation de référence est répartie sur un cercle de rayon unité le module « moyen » du coefficient de transmission autour de la fréquence porteuse est égal à l'inverse du coefficient de normalisation soit :

$$|\bar{S}_{21}(f_p)| = |\bar{V}_{moy}|^2 = \frac{1}{A_v}, \quad (5-11)$$

- La correction de la phase : le signal QPSK déformé suite au passage par le filtre est comparé au signal à l'entrée du filtre. La différence de phase φ observée entre les deux constellations (figure 5-11) donne la phase « moyenne » du filtre autour de la fréquence porteuse du signal, soit (pour le 1^{er} symbole)

$$\varphi = \text{Arg}(\bar{S}_{21}(f_p)) = \text{Arg}(\bar{V}_{moy}) - \frac{\pi}{4}, \quad (5-12)$$

- Le calcul de l'*EVM* : la constellation de sortie normalisée et recalée en phase est comparée à celle de référence. La quantification de la dispersion des points de la constellation mesurée autour des quatre symboles de la modulation QPSK est alors obtenue avec l'expression de l'*EVM* (5-4). Ce paramètre *EVM* dépend des caractéristiques des filtres mais également des choix faits pour la fréquence porteuse et la fréquence rythme (débit binaire).

A l'issue de ces trois étapes, nous avons obtenus trois paramètres : φ , A_v et une valeur d'*EVM*. Les deux premiers sont directement reliés aux caractéristiques du filtre autour de f_p . En revanche le dernier permet de tenir compte des différentes causes de déformation de la constellation sur la bande de fréquence testée : les pertes d'insertion, les ondulations de la transmission dans la bande observée, un décalage éventuel de la fréquence centrale du filtre...

Ce test permet donc avec un paramètre unique de tenir compte de causes multiples de déformations. Si l'ensemble de ces causes cumulées induit une valeur d'*EVM* supérieure à un seuil maximal fixé le filtre testé doit être rejeté.

Ajoutons qu'à partir de cette valeur d'*EVM*, nous pouvons déduire la contribution du filtre à la dégradation du *RSB* et remonter au *TEB*.

5.3.2 Méthode de simulation sous ADS

Avant de mettre en œuvre les mesures d'*EVM*, des simulations à l'aide du logiciel ADS [ADS-2011] ont été réalisées. Ces simulations, à l'image de la méthode de test, se situent entre les simulations temporelles et fréquentielles mais également entre le niveau système (« Digital Signal Processing ») et le niveau composant (« Analog/RF »). En effet, elles nécessitent d'utiliser un simulateur temporel pour décrire la modulation numérique, mais aussi de pouvoir décrire le dispositif à simuler, dans notre cas un filtre, dans le domaine fréquentiel.

Pour réaliser cette cohabitation nous avons utilisé « ADS Ptolemy »; qui est un simulateur temporel d'ADS, qui permet de simuler simultanément une partie de circuit décrite

dans le domaine fréquentiel (« Analog/RF ») et une partie dans le domaine temporel, le tout dans un environnement de traitement du signal numérique (« Digital Signal Processing ») avec des sources temporelles.

De plus, deux types de simulations temporelles sont possibles en mode « Digital Signal Processing » soit des simulations « transitoire » soit des simulations « enveloppe ». Les simulations « enveloppe » proposent des simulations plus rapides que les simulations « transitoires ». En effet, les simulations « enveloppe » extraient d'abord les échantillons complexes de l'enveloppe du signal RF modulé puis les simulent à l'aide de la fonction « Harmonic-Balance » évitant ainsi d'avoir recours à des pas temporels trop petits imposés par la période du signal de la porteuse. Dans ce cas de simulation « enveloppe », la fréquence porteuse n'a pas d'influence sur le temps de simulation.

La figure 5-12 présente le schéma d'une simulation temporelle sous « ADS Ptolemy ». Un signal complexe (I_{ref} , Q_{ref}) aléatoire est généré et modulé en QPSK (bloc MOD-QPSK) sur une fréquence porteuse f_p puis envoyé à travers un filtre passe bande BPF simulé dans le sous-domaine « enveloppe ». Le bloc « EnvOutShort » permet de faire l'interface entre la sortie du sous-domaine circuit et l'entrée du domaine « Digital Signal Processing » sous « ADS Ptolemy ». Le signal à la sortie du filtre est démodulé à travers le bloc DEM-QPSK pour récupérer les deux composantes du signal complexe I_{dist} et Q_{dist} . Les composantes I et Q des deux signaux de référence et déformé vont servir pour calculer le facteur de normalisation, la phase moyenne du filtre et la valeur d' EVM comme nous l'avons décrit.

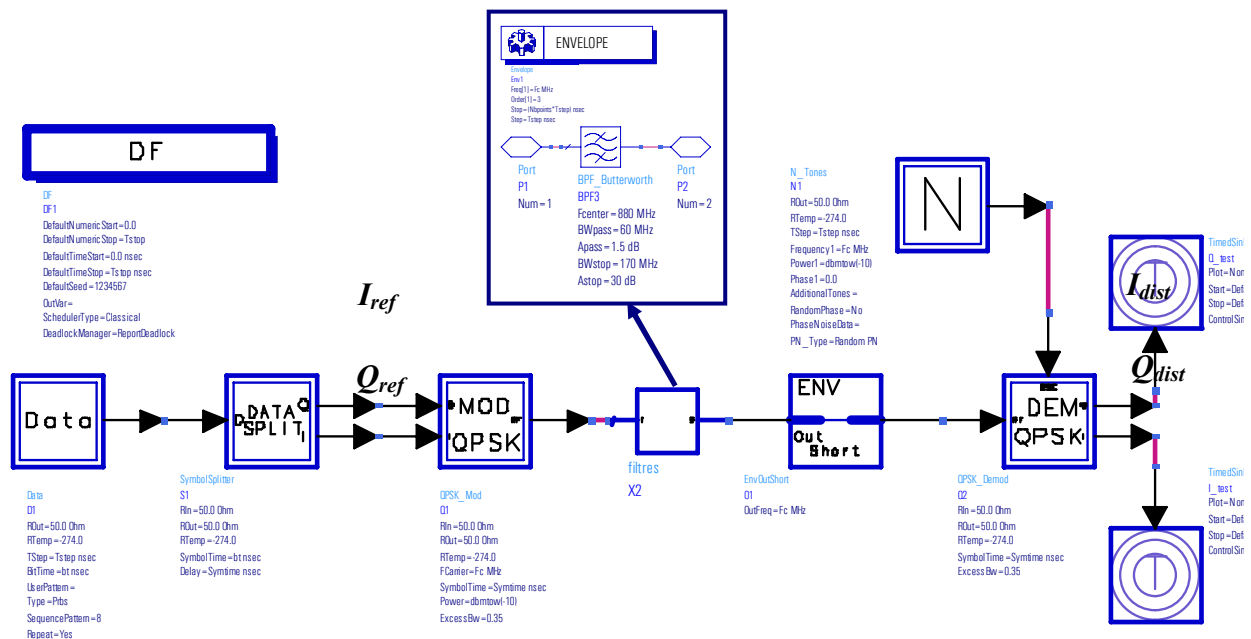


Figure 5-12. Simulation temporelle avec « ADS Ptolemy »

Les simulations temporelles nécessitent plusieurs points par symbole. Pour calculer l'*EVM*, nous choisissons le point de simulation correspondant à l'ouverture maximale du diagramme d'œil.

Les premiers résultats de simulations d'*EVM*, faites sur des filtres de Butterworth d'ordre 3 et 4, seront présentés et comparés à des mesures un peu plus tard dans le paragraphe 5.4.

5.3.3 Procédure d'expérimentation et banc de mesure

Pour mettre en œuvre la procédure de test décrite précédemment, nous avons utilisé les équipements suivants : un générateur de signaux numériques modulés ESG 4438C et un oscilloscope numérique d'Agilent DSO 54855A muni du logiciel VSA (Vector Signal Analyzer). L'ESG 4438C permet la génération de signaux modulés jusqu'à une fréquence porteuse de 6 GHz avec une fréquence rythme maximale de $50 \cdot 10^6$ symboles par seconde (50 Mb/s) soit une largeur de bande spectrale occupée inférieure à 100 MHz. De plus ce générateur de signaux numériques offre la possibilité de générer soit des signaux aléatoires soit une séquence binaire prédéfinie.

Le DSO 54855A peut échantillonner des signaux jusqu'à une fréquence de 20 Gsamples/s pour une fréquence porteuse du signal allant jusqu'à 6 GHz soit le tiers de la fréquence d'échantillonnage afin de respecter la condition de Nyquist-Shannon.

Le VSA est un logiciel d'Agilent permettant de faire la démodulation d'un signal et de calculer son paramètre *EVM*. Le calcul de l'*EVM* se fait en comparant la constellation mesurée à une constellation de référence générée par le logiciel lui-même. Il suffit de lui indiquer la fréquence porteuse et la fréquence rythme du signal avec le nombre de symboles et le nombre de points de mesure par symbole.

Toutefois ce logiciel VSA présente une limitation pour notre application. Bien que l'oscilloscope numérique DSO 54855A dispose de deux entrées le VSA ne permet de démoduler qu'un signal à la fois. De plus il ne donne pas accès à l'information de déphasage entre la constellation mesurée et celle de référence (un seul signal mesuré) donc pas de possibilité d'obtenir φ et donc le déphasage du filtre.

Pour nos mesures, nous avons choisi 1000 symboles avec 1 point de mesure par symbole. Nous avons vérifié que le nombre de points par symbole n'a pas d'impact sur la valeur de l'*EVM* calculée.

Ce nombre de symboles nous permet de garantir des transitions entre tous les points de la constellation et une distribution quasi-homogène des symboles entre les quatre états

possibles ('00', '01', '10' et '11'). Le filtre de Nyquist utilisé dans la partie modulation/démodulation QPSK est un filtre en cosinus surélevé « Root Raised Cosine » ayant le facteur d'ondulation « roll-off » $\alpha = 0,35$. Il permet de s'affranchir des interférences inter-symboles qui augmentent la valeur d'erreur.

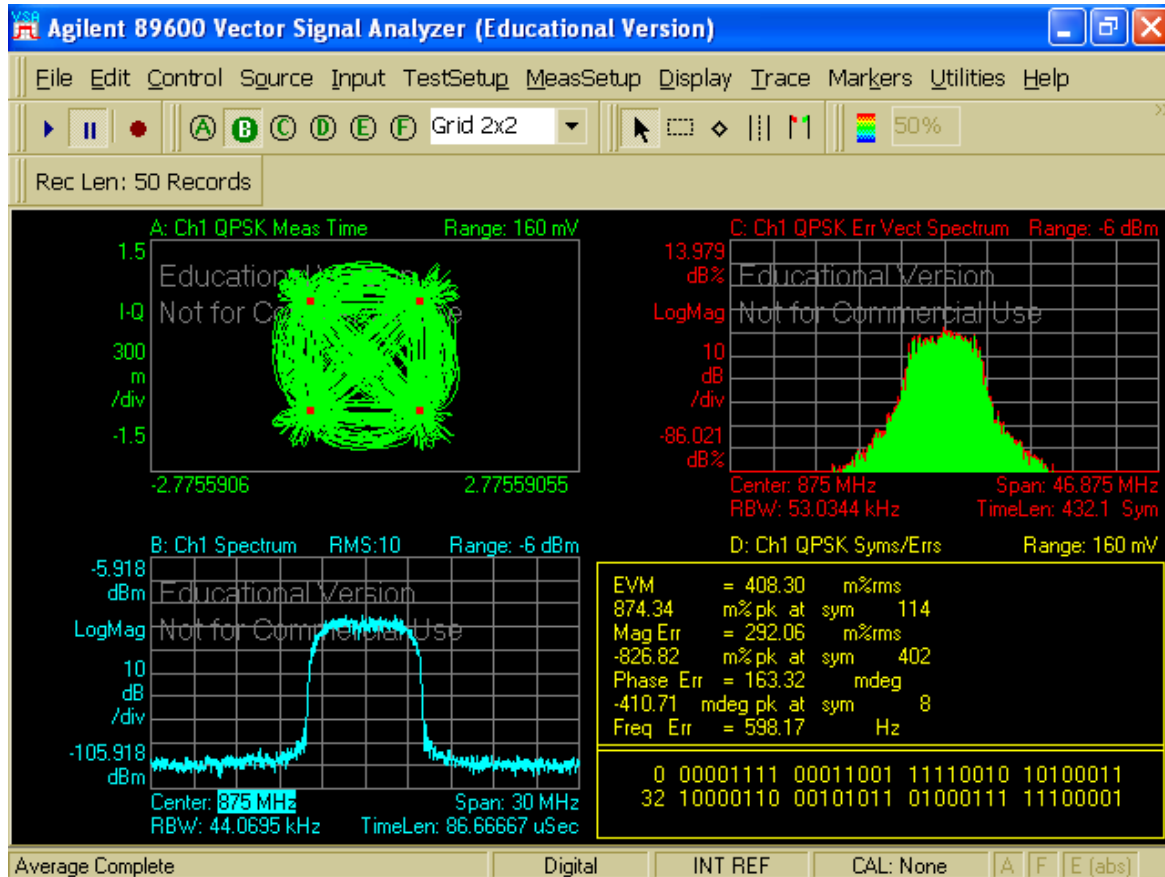


Figure 5-13. Ensemble des données fournies par le VSA

Dans le cas d'une démodulation d'un signal QPSK à la fréquence porteuse de 875 MHz, le VSA fournit les résultats sous la forme de quatre quadrants décrits sur la figure 5-13. Nous pouvons observer la constellation mesurée (quadrant en haut à gauche), le spectre du signal centré à la fréquence porteuse avec une largeur de bande de $2*f_c$ (quadrant en bas à gauche), le spectre de l'EVM en fonction des symboles (quadrant en haut à droite) et la valeur d'erreur en amplitude et phase et l'EVM en % r.m.s. (quadrant en bas à droite). Dans ce cas l'EVM est de 0,4 %.

Nous utilisons l'ensemble des appareils de mesure (ESG+DSO) avec le logiciel VSA pour calculer le module, la phase moyenne et l'EVM du filtre.

Nous avons réalisé le montage décrit sur la figure 5-14. Le signal hyperfréquence généré par l'ESG est divisé en deux par un diviseur de Wilkinson. La sortie 1 du diviseur est reliée au filtre grâce à un câble hyperfréquence de longueur L . La sortie du filtre est connectée à la voie d'entrée 1 du DSO par un câble de même longueur L . De même, la sortie 2 du

diviseur est reliée à la voie 2 du DSO au travers des mêmes câbles à l'exclusion du filtre à tester. Ce montage garanti que les signaux temporels mesurés par le DSO sur les deux voies d'entrée ne seront déphasés que par la contribution du filtre.

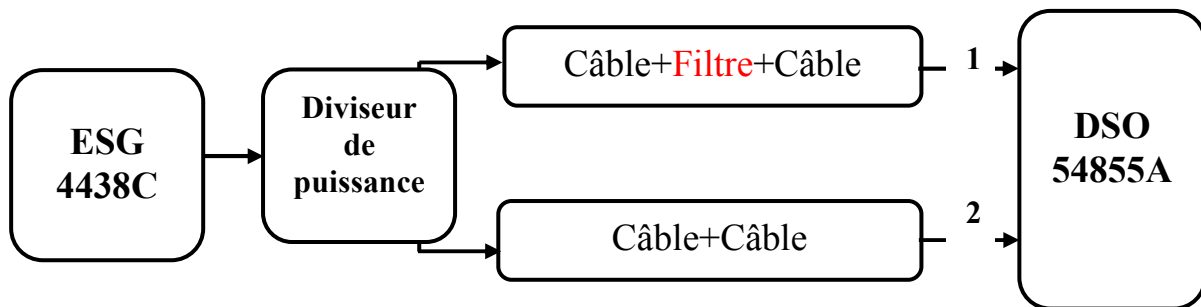


Figure 5-14. Schéma du banc de mesure

Du fait que la phase du filtre ne peut pas être mesurée par le VSA, nous proposons de la calculer directement en mesurant le retard temporel entre les voies 1 et 2 du DSO puis en multipliant par la fréquence porteuse pour remonter au déphasage en degré entre les deux signaux. Les deux autres paramètres sont calculés à partir du VSA, qui s'occupe de normaliser la constellation distordue par rapport à la constellation de référence puis de calculer l'*EVM*. La valeur moyenne du module du coefficient de transmission $|\bar{S}_{21}(f_p)|$ est affichée comme la valeur du module du spectre à la fréquence porteuse. L'*EVM* est affichée directement comme l'erreur entre la constellation interne de référence et la constellation corrigée.

Un test préliminaire d'étalonnage a été fait pour mesurer l'*EVM* de référence obtenue sur la voie 2 en l'absence de filtre. Nous trouvons que le minimum d'*EVM* est de 3% pour une fréquence rythme de l'ordre de 35 Mbd/s.

Des premières analyses de la méthode sont faites sur des filtres simples comme des filtres de Butterworth de différents ordres et des filtres de Tchebychev afin d'établir la technique. Des filtres CRF en technologie intégrée sont utilisés dans la suite pour mettre en œuvre le test industriel.

5.4 Analyse des résultats des filtres de Butterworth

Pour mieux appréhender les résultats de mesure et de simulation obtenus avec cette nouvelle méthode de test, nous avons commencé par des dispositifs simples et bien connus. Les premiers filtres testés sont des filtres passe bande de Butterworth d'ordre 3 et 4. Ces filtres présentent des réponses les plus plates possible dans leurs bandes passantes.

Rappelons que la fréquence rythme maximale de l'ESG4438C impose un signal modulé dont largeur spectrale maximale est d'environ 100 MHz d'où le choix de la bande passante

des filtres autour de cette valeur. De plus ces filtres doivent pouvoir être réalisés en technologie planaire micro-ruban sur un substrat hyperfréquence (celui choisi est le Rogers RO4003 de permittivité relative $\epsilon_r = 3,55$, d'épaisseur $h = 813 \mu\text{m}$ et d'angle de pertes diélectriques $\text{tg}\delta = 27.10^{-4}$). A l'aide de la topologie planaire choisie : des rubans couplés en ligne micro-ruban, il est difficile de réaliser des filtres avec des facteurs de qualité supérieurs à une dizaine, donc le choix de la fréquence centrale des filtres a été imposé en dessous de 1 GHz.

Les caractéristiques du filtre d'ordre 3 (nommé F_{B3}) sont une fréquence centrale f_0 de 920 MHz et une bande passante de 120 MHz. Celles du filtre d'ordre 4 (nommé F_{B4}) sont une f_0 de 935 MHz et une BP de 70 MHz. Ces filtres coplanaires avec des résonateurs à lignes parallèles couplées en zigzag ou avec des stubs ont été conçus et réalisés (figure 5-15). La réponse en transmission du filtre de Butterworth d'ordre 3 obtenue avec un VNA 8510 C avec 800 points de mesures et un pas de 2 MHz est donnée sur la figure 5-16.

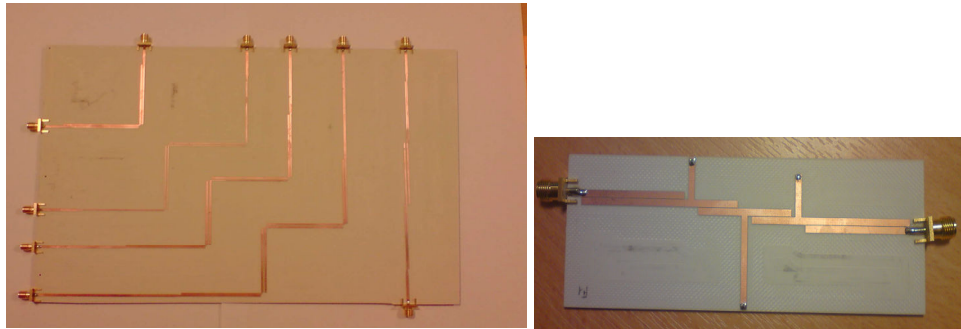


Figure 5-15. Photographie des filtres de Butterworth réalisés

Pour valider notre méthode de test, la fréquence rythme du signal modulé QPSK a été choisie arbitrairement dans un premier temps égal à 30% de la BP du filtre (soit $f_r = 40 \text{ Mbd/s}$ pour F_{B3} et $f_r = 21 \text{ Mbd/s}$ pour F_{B4}). Ce choix, qui permet au signal QPSK de couvrir 60 % de la bande passante du filtre, reste un cas intermédiaire entre la mesure que nous pourrions faire avec un VNA et celle faite en temporelle avec une impulsion.

Nous avons ensuite modifié la fréquence porteuse pour faire des mesures d' EVM sur l'ensemble de la bande du filtre sans changer f_r .

Les résultats obtenus pour le module de la transmission du filtre (équation (5-11)) et le déphasage (équation (5-12)) sont comparés aux mesures faites à l'aide du VNA sur la figure 5-16.

Le paramètre Δf décrit l'écart entre la fréquence porteuse f_p et la fréquence centrale f_0 . Ce paramètre est ensuite normalisé par la bande passante soit $\Delta f/BP$.

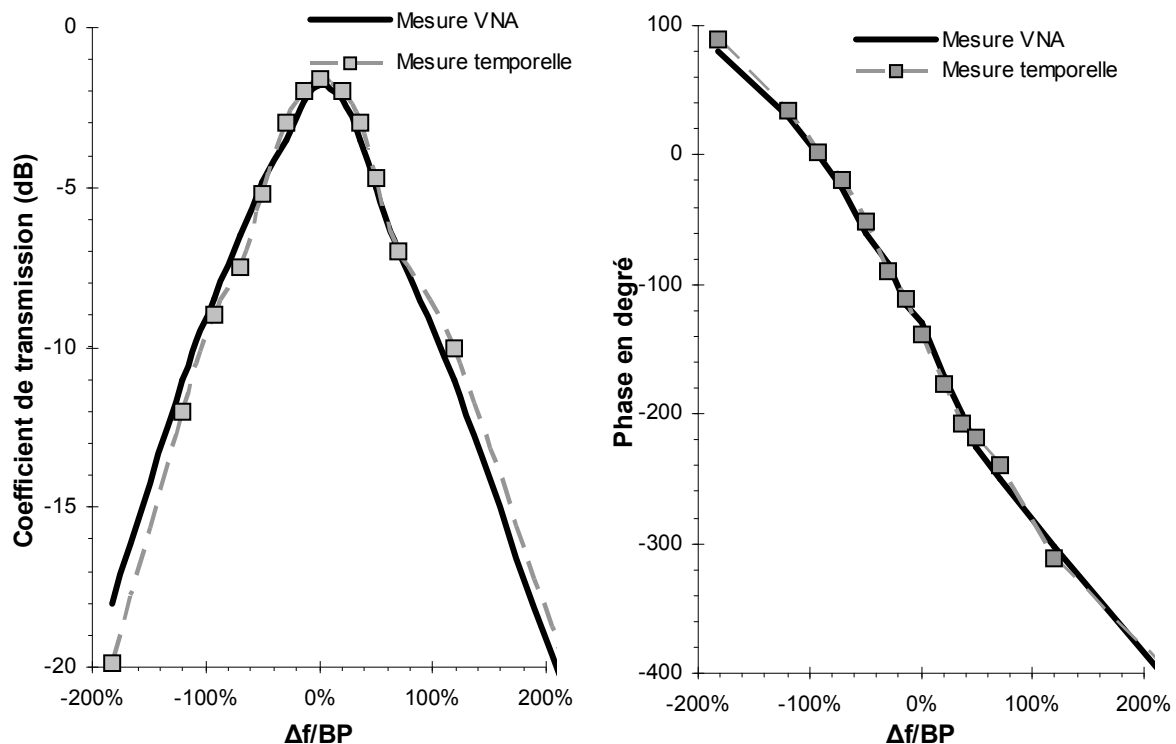


Figure 5-16. Module et phase du filtre mesurés par deux méthodes, temporelle et fréquentielle

Nous pouvons remarquer que les résultats sur le module et la phase issus des mesures pseudo-temporelles restituent fidèlement les mesures faites avec le VNA malgré un spectre du signal QPSK qui couvre 60% de la bande passante du filtre.

L'écart maximum entre l'extraction du module et de la phase moyenne du filtre par la méthode temporelle par rapport à celle mesurée à l'aide d'un VNA arrive à 2 dB sur le module et 10° sur la phase.

Dans un second temps, après la normalisation et la correction de la phase, nous comparons la valeur d'*EVM* obtenue par simulation sous ADS Ptolemy et celle obtenue par mesure avec le VSA (figure 5-17 et 5-18) toujours avec un spectre du signal QPSK qui couvre 60 % de la bande passante du filtre.

Les résultats de simulation sont en accord avec ceux obtenus par les mesures. L'écart entre les deux résultats d'*EVM* reste inférieur à 2 %. Cet accord permet de valider la méthode de simulation avec ADS Ptolemy. Cette méthode de simulation permet de déterminer la variation de l'*EVM* pour un filtre donné et d'estimer la sensibilité de l'erreur aux différents défauts qui peuvent exister dans le filtre testé.

Nous trouvons que le minimum d'*EVM* de 3% est obtenu à la fréquence centrale du filtre ($f_p = f_0$). Ce minimum correspond à l'erreur de la chaîne de transmission à vide (sans le filtre) pour une fréquence rythme de 40 Mbd/s (30 % BP).

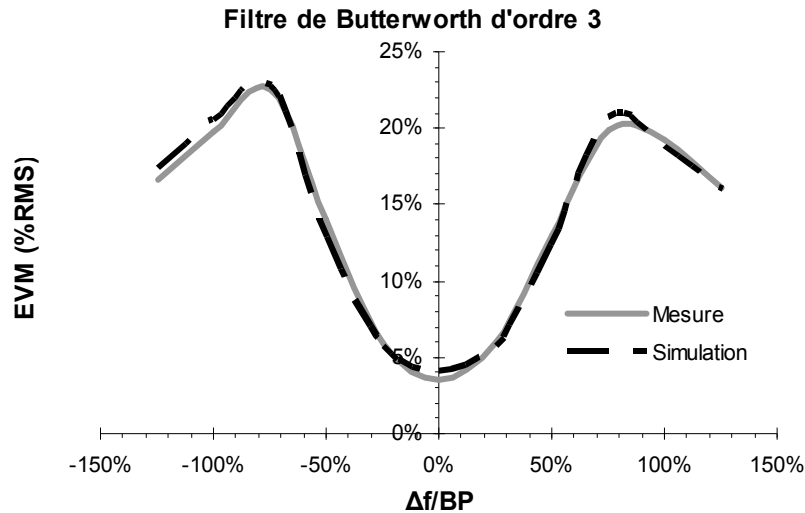


Figure 5-17. Mesure et simulation d'EVM pour un filtre de Butterworth d'ordre 3

En s'écartant de la fréquence centrale, l'EVM tend à augmenter avec l'apparition d'une dissymétrie du spectre reçu liée à des atténuations différentes des lobes de part et d'autres de la porteuse, le filtre n'étant plus centré sur le spectre du signal modulé. Ce comportement atteint un maximum lorsque l'écart entre f_p et f_0 est égale à $\pm 85\%$ de la BP (figure 5-17). Nous constatons que la courbe d'EVM ne présente pas de symétrie par rapport à l'axe des ordonnées. En effet nous trouvons un maximum de 20 % en haute fréquence (à droite) et 23 % en basse fréquence (à gauche). Cette différence s'explique par le fait que la pente de réjection du filtre en basse fréquence est plus importante que celle en haute fréquence. Nous pouvons remarquer que la non symétrie d'un filtre sera détectable avec l'EVM.

Pour $|\Delta f/BP| > 85\%$, l'EVM décroît car le filtre n'est plus adapté et le signal transmis est fortement atténué. L'amplitude du signal à la sortie du filtre atteint une valeur limite minimale où le calcul d'EVM n'est plus valide. Donc le calcul d'EVM reste valide tant que le signal modulé ne sort pas entièrement de la bande passante du filtre. Le test industriel ainsi développé peut détecter tout type de défaut en restant limité à la bande passante du filtre.

La figure 5-18 représente l'EVM dans la bande passante pour un filtre de Butterworth d'ordre 4 (F_{B4}). Nous trouvons la même allure d'EVM que pour le filtre de Butterworth d'ordre 3. Dans le cas du F_{B4} les EVM maximums sont obtenus pour un décalage de la fréquence porteuse égale à $\pm 82\%$ de la BP avec des valeurs maximales d'EVM plus importantes. L'EVM_{max} en haute fréquence est de 30 % et celui en basse fréquence de 33%. De nouveau le filtre F_{B4} n'est pas symétrique.

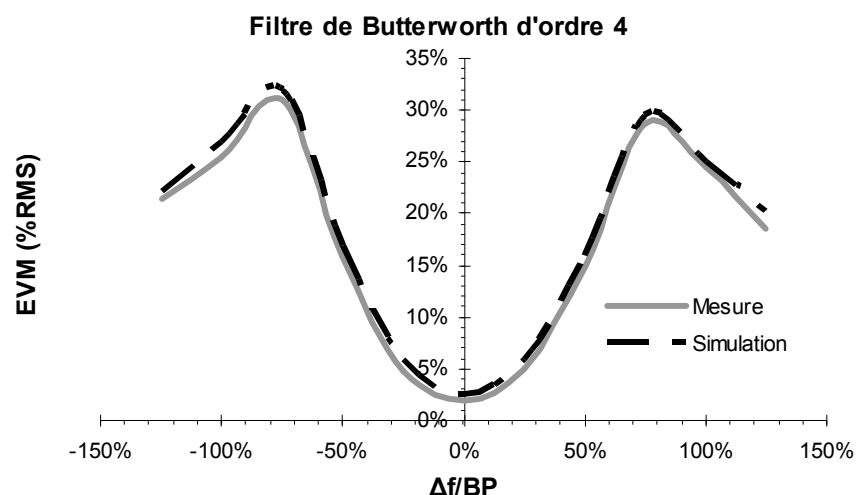


Figure 5-18. Mesure et simulation de l'EVM pour un filtre de Butterworth d'ordre 4

Nous pouvons déduire des mesures de F_{B3} et F_{B4} que l'EVM augmente avec la dissymétrie et avec la pente de réjection (ou l'ordre du filtre).

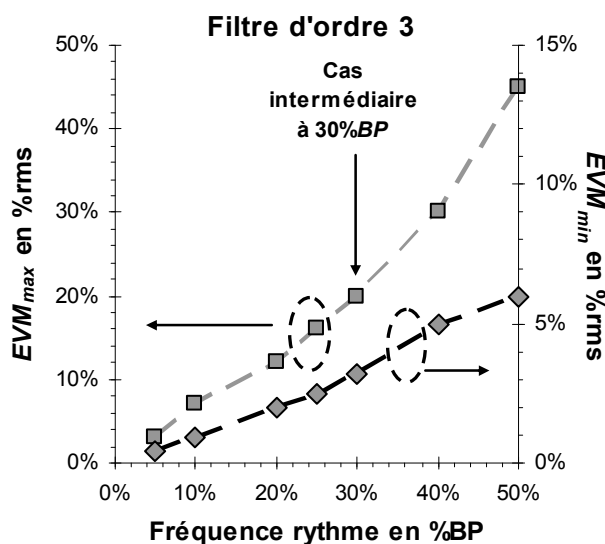


Figure 5-19. Variations d' EVM_{max} et d' EVM_{min} en fonction de la fréquence rythme (%BP) pour un filtre d'ordre 3

En comparant les allures d'EVM pour les deux filtres, nous trouvons une dynamique entre les valeurs minimales et maximales de 15% pour un filtre d'ordre 3 et 25% pour celui d'ordre 4. Cette dynamique dépend aussi du choix de la largeur du signal choisi donc de la fréquence rythme d'où la justification du choix de la fréquence des symboles à 30% de la BP.

En effet, une largeur du signal plus étroite conduit à une dynamique d'EVM plus faible (figure 5-19). Il faut donc disposer d'une dynamique suffisante pour pouvoir séparer les filtres présentant un défaut des bons filtres.

La fréquence rythme du filtre f_r doit avoir aussi une limite maximale car pour une largeur de bande importante du signal, nous risquons de moins détecter les défauts du filtre

puisque le signal transmis moyenne toutes les variations produites dans sa bande passante. Ainsi les valeurs minimales d' EVM augmentent avec la fréquence rythme (figure 5-19) pour atteindre 5% dans le cas d'une largeur de bande du signal couvrant la totalité de la bande passante du filtre ($f_r = 50\%BP$). Cette valeur d'erreur élevée ne permet pas de détecter les défauts dans la bande passante du filtre qui entraînent des valeurs de l' EVM_{min} inférieures à 5%.

Après plusieurs mesures et simulations, nous avons déduit qu'une fréquence rythme de 30% de la BP est le meilleur compromis pour la détection d'un défaut avec une dynamique suffisante de l' EVM .

Différentes simulations et mesures faites sur plusieurs filtres de même ordre mais de fréquence centrale et de bande passante différentes montrent que nous pouvons unifier la signature d' EVM pour un filtre d'ordre donné si nous normalisons toujours la fréquence rythme (f_r/BP) et le décalage de sa fréquence porteuse ($\Delta f/BP$) par rapport à la bande passante BP du filtre comme sur les figures 5-17 et 5-18. La figure 5-17 peut alors être considérée comme une réponse générale d' EVM pour un filtre de Butterworth d'ordre 3 quelle que soit sa fréquence centrale, ses pertes d'insertion et sa bande passante. Cette règle peut être applicable à tous les filtres de Butterworth pour un ordre donné.

5.5 Applications sur des filtres de Tchebychev

Les deuxièmes série de filtres testés a été celle des filtres de Tchebychev car ils présentent des ondulations dans la bande passante. Le but de cette partie est de déterminer si la mesure de l' EVM permet de détecter ces ondulations et sous quelles conditions.

La fréquence rythme est toujours fixée à 30% de BP . Le filtre étudié est un filtre d'ordre 4 ayant des ondulations dans la bande passante arrivant à 1 dB.

La figure 5-20 présente l'allure de l' EVM mesurée à l'aide du VSA puis elle est comparée au module du coefficient de transmission mesuré avec un VNA. Nous constatons que la valeur de l' EVM présente des ondulations qui varient entre 5% et 10% (soit ΔEVM de 5%) dans la bande passante du filtre alors que le module de la transmission S_{21} (présente une ondulation de $\Delta S_{21} = 1$ dB). Les maximums de l' EVM sont détectés autour de $\pm 78\%$ de la BP . Toutefois nous observons des valeurs maximales plus importantes de 38% (haute fréquence) et 30% (basse fréquence). Ce filtre est lui aussi dissymétrique avec des pentes de réjection supérieures à celle du filtre de Butterworth d'ordre 4.

En conclusion, nous pouvons détecter une variation des pertes d'insertion dans la bande passante grâce à l' EVM .

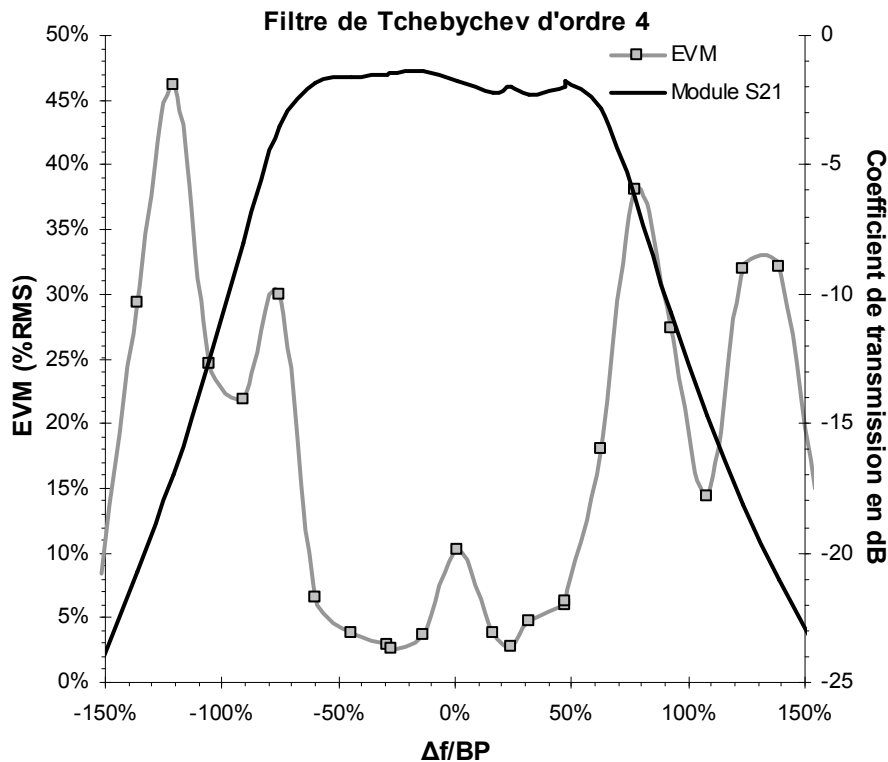


Figure 5-20. Mesure de l'*EVM* et du module de transmission pour un filtre de Tchebychev d'ordre 4

Des pentes de réjection plus importantes ont un impact sur le décalage $\Delta f/BP$ correspondant à EVM_{max} . Nous trouvons la valeur maximale d'erreur pour $\Delta f/BP = 78\%$ de la *BP* alors que les filtres de Butterworth d'ordre 4 ont un maximum à 82 % de la *BP*. Les pentes étant plus fortes dans le cas des filtres de Tchebychev, ils atténuent plus rapidement le signal transmis et donc l'*EVM* n'est plus significatif à partir d'une valeur du décalage de la fréquence porteuse plus petite. Par conséquent, des pentes de réjection plus importantes donnent des valeurs maximales de l'*EVM* plus élevées pour des décalages $\Delta f/BP$ plus faibles.

Après l'analyse des filtres de Butterworth et Tchebychev, nous proposons de tester cette méthode sur les filtres CRF testés dans le chapitre précédent avec la méthode d'optimisation fréquentielle. Les filtres CRF sont des filtres plus sélectifs que les filtres précédents avec des ondulations sévères dans la bande passante et des pertes d'insertion élevées.

5.6 Applications du test industriel sur des filtres CRF-BAW

La méthode ainsi établie va servir pour tester sa sensibilité à la dispersion des caractéristiques des filtres CRF en fonction de leur position sur le wafer. Nous choisissons en premier un filtre CRF comme filtre de référence puis nous testons les autres filtres CRF en les comparant à la réponse de ce filtre.

5.6.1 Analyse d'un filtre CRF prototype

Nous sélectionnons un filtre CRF possédant une bande passante et des pertes d'insertion moyennes par rapport aux autres filtres. Le filtre a une fréquence centrale de 2,14 GHz et une bande passante de 60 MHz. La figure 5-21 présente le module du coefficient de transmission et la variation de l'*EVM* dans sa bande passante. La fréquence rythme du signal modulé est de 30% de la *BP* soit 18 Mbauds/s, avec une fréquence porteuse variant de + 200% à - 200% de la *BP*.

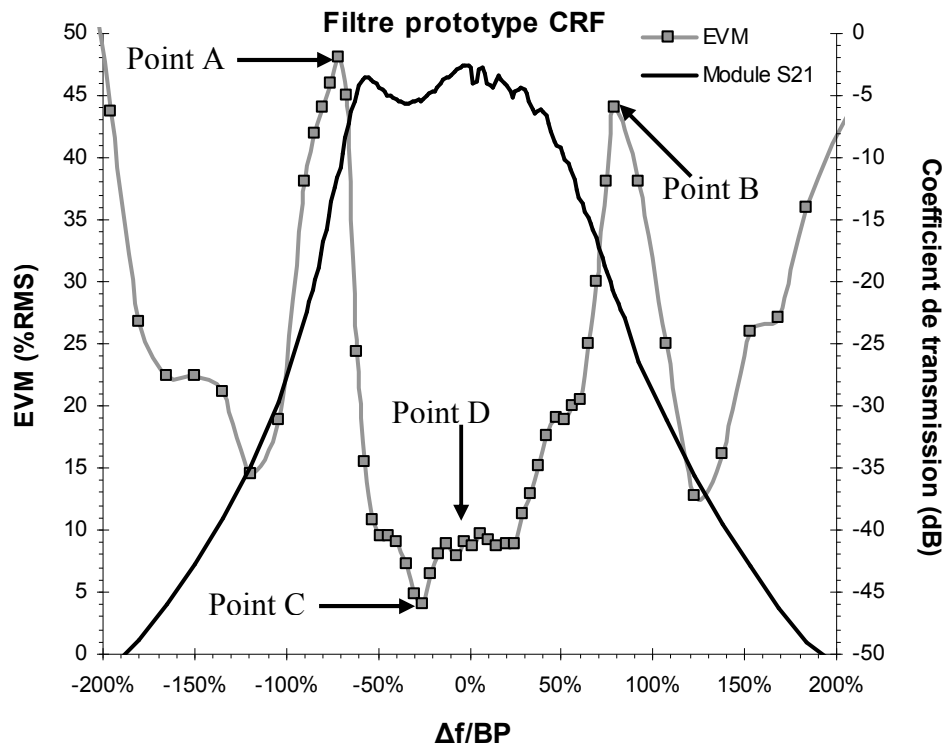


Figure 5-21. Mesure d'*EVM* et du module de transmission pour un filtre CRF

Sur cette signature d'*EVM* du filtre CRF choisi en référence nous allons définir des points caractéristiques (4 nommés A, B, C et D). Nous trouvons dans la bande passante une variation ΔEVM de 8% pour une variation des pertes d'insertion comprise entre -5,5 dB à 2,12 GHz (point C) et -3 dB à 2,14 GHz (point D), soit une ondulation de 2,5 dB présentée sur une largeur d'environ 35% de la *BP*. L'*EVM* de référence mesuré sans le filtre est de 2 %.

Contrairement aux filtres de Butterworth, la fréquence centrale ne présente pas de minimum d'*EVM* puisque plusieurs oscillations sont présentes dans la bande passante. Mais le point de la fréquence centrale (point D) reste un point critique dans le test d'*EVM* car il correspond au minimum des pertes d'insertion. Des pertes plus élevées augmentent l'erreur en ce point.

L'*EVM* maximal est atteinte à -70%*BP* (point A) pour la pente gauche avec une valeur de 48%. La pente droite donne une valeur maximale de 44% à 75% de la *BP* (point B). Les

pententes sont légèrement différentes, la pente gauche présente une plus forte variation que celle de droite suite à une valeur maximale de l'*EVM* de 48% plus grande pour un décalage maximal plus petit de 70% de la *BP*.

Ce filtre va servir comme filtre de référence et ces valeurs d'*EVM* vont être comparées à celles d'autres filtres pour trier les filtres vérifiant les spécifications.

5.6.2 Paramètres critiques pour le test industriel

Neuf filtres sont mesurés pour mettre en œuvre la méthode du test industriel. L'*EVM* est calculée pour quatre points critiques :

- Les deux valeurs maximales de l'*EVM* dans les pentes de réjection à -70% de la *BP* (point A) et à 75% de la *BP* (point B).
- La valeur minimale d'*EVM* à -35% de la *BP* où les pertes d'insertion sont maximales dans la bande passante (point C), ce point est considéré comme un point critique dans la bande passante.
- La valeur de l'*EVM* correspondant à la fréquence centrale (point D).

Les mesures d'*EVM* faites sur un échantillon de filtres CRF montrent que ces quatre points présentent les plus grandes dynamiques d'*EVM*.

Nous proposons à partir de ces points caractéristiques de discriminer les mauvais filtres dans un test industriel.

Les points extrêmes peuvent avoir une variation d'*EVM* de $\pm 5\%$ alors que toute valeur d'*EVM* dans la bande passante doit rester inférieure à $\pm 3\%$ de celle du filtre prototype. Nous pouvons augmenter ou diminuer les variations imposées suivant la qualité de discrimination que nous souhaitons.

Avec ces valeurs d'*EVM*, nous pouvons aussi localiser les défauts dans les filtres comme le décalage ou la variation de la bande passante et la variation des pertes d'insertion. Un décalage de la bande passante du filtre change la valeur d'*EVM* surtout aux extrêmes (points A et B). Une augmentation de la bande passante diminue les valeurs d'erreur et une variation des pertes d'insertion change la valeur de l'*EVM* à la fréquence centrale (point D).

Dans le paragraphe suivant, nous présentons les résultats de discrimination du test industriel faits sur neuf filtres CRF pour quatre points d'*EVM* mesurés.

5.6.3 Test des filtres CRF

Les filtres sélectionnés pour le test industriel présentent divers défauts : des décalages de la bande passante à gauche ou à droite, des variations de la bande passante, des variations

de la fréquence centrale et des pertes d'insertion variables. Les mesures sont faites à l'aide d'un signal QPSK dont la fréquence rythme est de 30% de la *BP* soit un débit de 18Mbauds/s.

5.6.3.1 Décision sur le point A

L'histogramme de la figure 5-22 présente la variation de l'*EVM* des filtres au point A. La largeur du signal étant 60% de la *BP* du filtre couvre une partie de la pente de réjection gauche et une partie de la bande passante du filtre, d'où des valeurs d'*EVM* obtenues relativement élevées par rapport à celles observées dans la bande passante du filtre.

Avec les conditions de discrimination fixées à $\pm 5\%$ de la valeur d'*EVM* du filtre de référence, seuls les filtres R1_K14 et R3_K14 sont bons. Tous les autres filtres sont considérés comme mauvais pour différentes raisons.

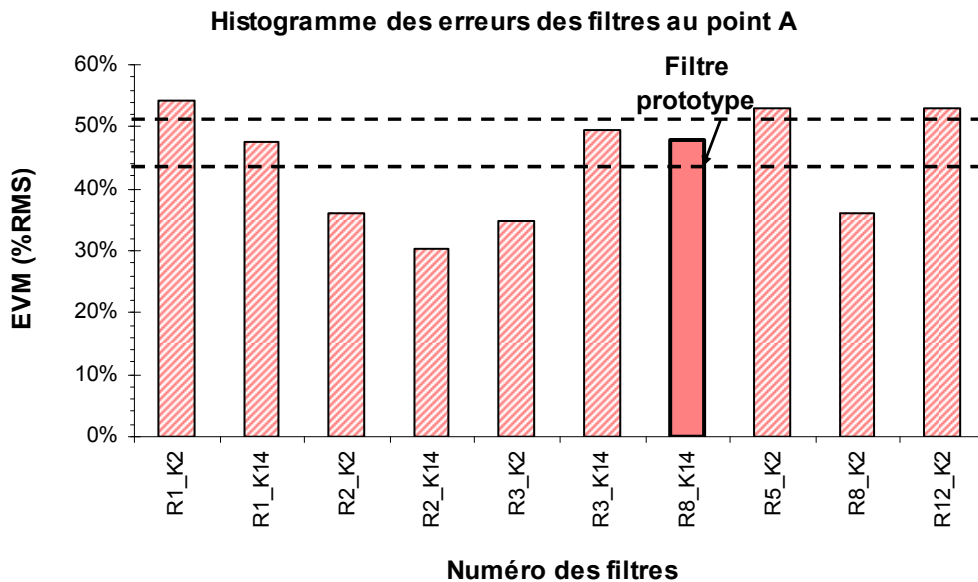


Figure 5-22. Histogramme d'*EVM* pour le point d'extremum A

Pour des valeurs d'*EVM* supérieures à celle du filtre prototype, les filtres considérés (R1_K2, R5_K2 et R12_K2) présentent un décalage à droite de la pente de réjection gauche. Des valeurs d'*EVM* plus petites peuvent être le résultat d'un décalage à gauche de la pente de réjection ou une anomalie dans la bande passante du filtre. D'autres points de mesure sont nécessaires pour localiser leurs défauts.

5.6.3.2 Décision sur le point C

La figure 5-17 présente l'histogramme du point critique dans la bande passante possédant le minimum d'erreur. Pour une marge de variation de $\pm 3\%$, les filtres à rejeter sont R5_K2, R1_K2 et R12_K2, les mêmes que ceux rejetés à l'aide du point A. Les filtres

présentent de grandes valeurs d'*EVM* pour le point A et le point C, ce qui justifie aussi un décalage de la partie gauche de leurs bandes passantes.

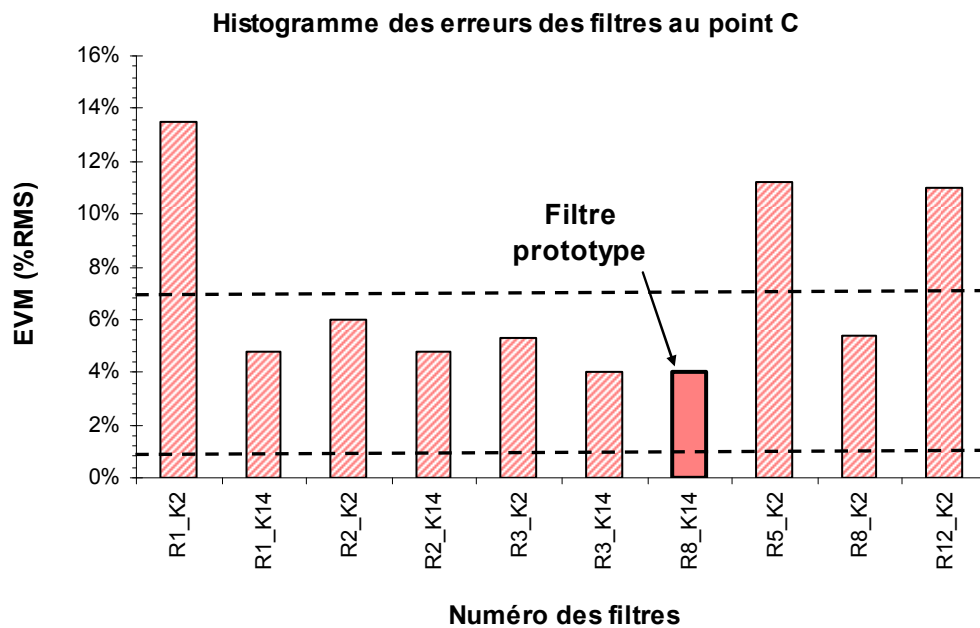


Figure 5-23. Histogramme d'*EVM* pour le point C de la bande passante

5.6.3.3 Décision sur le point D

La figure 5-24 illustre les variations d'*EVM* pour le point de la fréquence centrale du filtre (point D). La marge de variation dans la bande passante étant toujours à $\pm 3\%$, un nouveau filtre est discriminé : R2_K14. Les filtres rejetés avec les points A et C présentent aussi des valeurs d'*EVM* plus élevées dues à l'augmentation des pertes d'insertion à la fréquence centrale. Par conséquent ces filtres (R1_K2, R5_K2 et R12_K2) présentent aussi des défauts sur leurs pertes d'insertion à la fréquence centrale.

Le filtre R2_K14 présente une petite valeur d'*EVM* donc des pertes d'insertion inférieures à celles du filtre prototype pour la fréquence centrale.

Une variation des pertes d'insertion à la fréquence centrale signifie une variation de la valeur de la bande passante (quand on amorti, on élargie la bande passante, notion Gain-Bande). Par conséquent, nous pouvons dire que les filtres ayant une valeur d'erreur élevée ont des pertes d'insertion élevées et une bande passante inférieure à celle du filtre prototype et vice-versa. L'ensemble des filtres R1_K2, R5_K2 et R12_K2 ont une bande passante inférieure et R2_K14 possède une bande passante supérieure au filtre prototype.

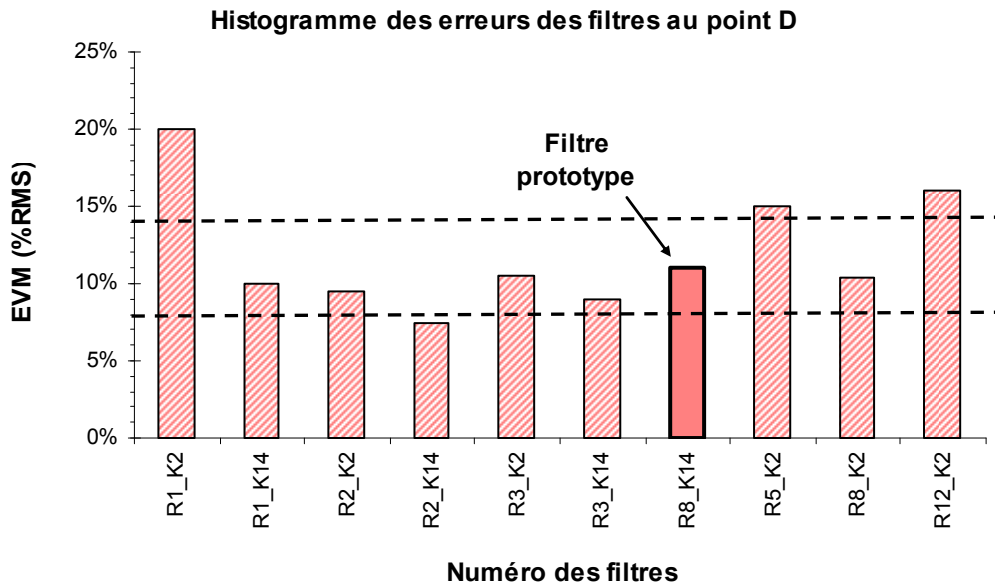


Figure 5-24. Histogramme d'*EVM* pour la fréquence centrale D

5.6.3.4 Décision sur le point B

Nous finissons avec le point B (figure 5-25), point dans la pente de réjection droite. Ce point va nous permettre de détecter les anomalies dans la partie droite de la bande passante.

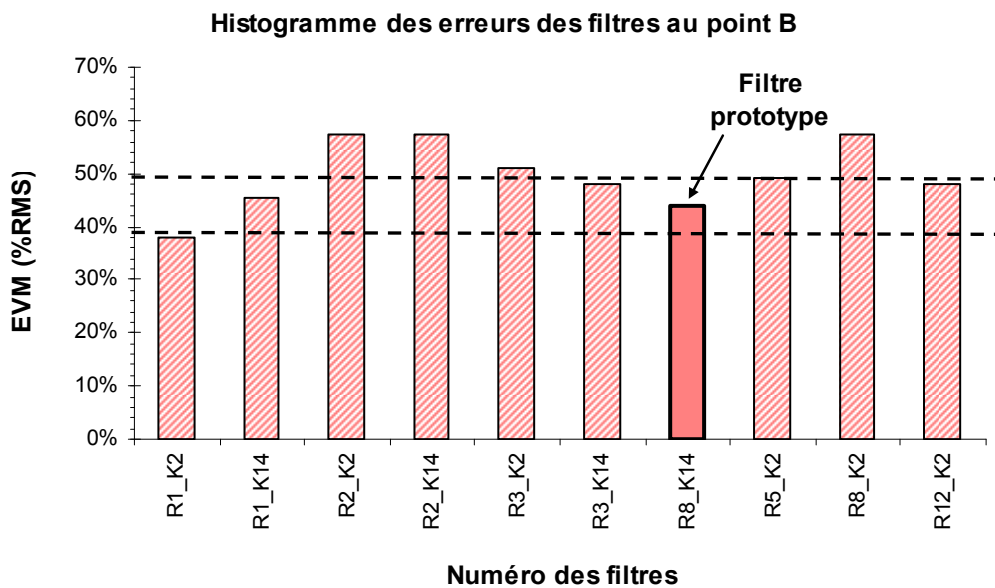


Figure 5-25. Histogramme d'*EVM* pour la fréquence centrale, point B

Le filtre R1_K2 présente aussi une petite valeur d'*EVM* à droite, alors ce filtre possède un décalage à droite de toute sa bande passante avec des pertes d'insertion plus élevées et une bande passante plus étroite que celle du filtre prototype.

Les filtres R5_K2 et R12_K2 rejetés pour des défauts dans leurs pentes de réjection gauche et leurs pertes d'insertion ne présentent pas de défaut au point B. D'où ces filtres

possèdent donc un décalage à droite de leur pente de réjection gauche ce qui diminue la bande passante du filtre et augmente les pertes d'insertion à la fréquence centrale du filtre de référence.

Le filtre R2_K14 présente une erreur supérieure à celle du filtre prototype pour la pente droite tout en ayant une erreur inférieure au point A, côté pente gauche et des pertes d'insertion plus faibles dans la bande passante. Ce filtre possède donc une bande passante décalée à gauche et plus large que celle du filtre prototype.

Les filtres R8_K2, R3_K2 et R2_K2 ont des erreurs d'EVM supérieures à celle du filtre de référence, ce qui justifie le décalage à gauche de leurs pentes de réjection droite. Ces filtres possèdent une valeur d'EVM inférieure au point A et aucune anomalie dans la bande passante (point C et D), donc ces filtres présentent des pertes significatives dans la partie gauche de leur bande passante.

Les filtres R1_K14 et R3_K14 sont des filtres restant toujours dans les valeurs d'EVM requises pour les 4 points de discrimination et répondent aux exigences.

Le tableau suivant reprend les différentes analyses sur les filtres testés.

	Point A	Point B	Point C	Point D	Localisation des défauts	Résultat de discrimination
R1_K2	+	-	+	+	Décalage BP à droite + IL élevé	Mauvais
R1_K14	✓	✓	✓	✓	✓	Bon
R2_K2	-	+	✓	✓	Décalage BP à gauche	Mauvais
R2_K14	-	+	✓	-	Décalage BP à gauche+ IL réduit	Mauvais
R3_K2	-	+	✓	✓	Décalage BP à gauche	Mauvais
R3_K14	✓	✓	✓	✓	✓	Bon
R5_K2	+	✓	+	+	BP plus petite et IL élevé	Mauvais
R8_K2	-	+	✓	✓	Décalage BP à gauche	Mauvais
R12_K2	+	✓	+	+	BP plus petite et IL élevé	Mauvais

Tableau 5-1. Bilan des discriminations sur tous les filtres CRF

En conclusion et en comparant les résultats de discrimination du test industriel à la réponse fréquentielle de chacun des filtres, nous identifions les défauts détectés par la méthode de l'EVM.

Le temps de ce test se limite au temps du déplacement des sondes qui est estimé dans le chapitre 3 à 85% du temps total du test tout en considérant que le temps de mesures de 4 points est négligeable (1000 fois plus court que le test VNA). Ce test permet de s'affranchir

de l'étape de calibration nécessitant un temps et une précision élevée dans le cas des autres techniques de mesures.

5.7 Conclusion

Nous avons présenté une nouvelle méthode de test industriel à base d'une modulation numérique QPSK envoyée à travers un dispositif RF. Les paramètres fournis par ce nouveau type de test sont hybrides : des paramètres composants tels que le coefficient de transmission fréquentiel moyen en module et phase et un paramètre système *EVM*.

Les premiers tests sont faits sur des filtres, les composants les plus critiques d'un système de transmission en termes de coût du test final. Des analyses balayant la bande passante des filtres de Butterworth et Tchebychev sont effectuées pour comprendre le comportement de l'*EVM*. Ces analyses ainsi que l'analyse faites sur un filtre prototype CRF nous a permis de définir une méthode de test industriel à partir de quelques points de fréquence porteuse caractéristiques (4 dans notre cas). La méthode est ensuite testée sur un échantillon des filtres CRF et comparée au test fréquentiel pour mettre en œuvre sa rapidité et sa capacité à localiser les défauts d'un filtre avec ces points de mesure et des paramètres simples à exploiter. Ce test peut être effectué avec des instruments beaucoup moins cher qu'un VNA et en s'affranchissant des étapes de préparation telles que la calibration. Il nous faut aussi mentionner que ce type de test suppose que les filtres ne présentent pas de défaut majeur d'adaptation en entrée. Ce point n'a pas été abordé de façon explicite puisque nous avons montré que l'atténuation du filtre restait dans les limites de ce qui avait été observé avec les paramètres *S*. Si les filtres avaient été désadaptés, l'atténuation observée à la sortie aurait été plus importante.

Parmi les évolutions de la méthode, nous pouvons envisager de tester les 4 points de fréquences en utilisant un signal de type OFDM avec 4 sous-porteuses. D'autres modulations peuvent être exploitées pour analyser d'autres paramètres tels que la non-linéarité des filtres à partir de l'*EVM* ou d'autres paramètres tels que le rapport de puissance de bruit (*NPR*). Des mesures des filtres CRF soumis à de fortes puissances hyperfréquences telles que celles faites au chapitre 4 devraient également permettre de mettre en évidence l'impact des non-linéarités sur l'*EVM* du filtre et donc sur le *TEB*.

Le test industriel effectué sur des filtres passe-bande peut être étendu à des filtres passe-haut ou passe-bas ou d'autres composants tels que les amplificateurs, les diviseurs de puissance, les déphaseurs...

5.8 *Références*

[Engl-2004] M. Engl et al., “Comparison of Time Domain Package Characterization Techniques using TDR and VNA,” Proceedings of 6th EPTC, pp.490-495, Singapore, Dec. 2004.

[Wakayama-2005] C. Wakayama, “Correlation between VNA and TDR/TDT extracted S-parameters up to 20GHz” Intel Corporation/University of Washington (White paper) (2005) [Online]. Available:
http://www.tek.com/products/oscilloscopes/sampling/interconnect_analysis/customer_papers/

[Shafik-2006] R.A. Shafik et al., “On the Extended Relationships Among EVM, BER and SNR as Performance Metrics,” ICECE’06, pp.408-411, Bangladesh, Dec. 2006.

[Hassun-1997] R. Hassun et al., “Effective Evaluation of Link Quality using Error Vector Magnitude Techniques,” Proceedings of Wireless Communications Conference, pp. 89-94, Boulder, CO, USA, Aug. 1997.

[Lin-2007] M. Lin et al. “EVM Simulation and its Comparison with BER for Different Types of Modulation,” TENCON 2007, pp. 1-4, Taipei, Nov. 2007.

[Lee-2007] R. Lee et al. “Communications Engineering: Essentials for Computer Scientists and Electrical Engineers,” Wiley-IEEE Press, pp. 135-188, Nov. 2007.

[ADS-2011] Advanced Design System (ADS), Version 2011, Agilent Technologies, Santa Clara, Calif., USA, March 2011.

Conclusions Générales

Nous présentons dans cette thèse la modélisation des filtres à résonateurs couplés CRF, une architecture innovante de filtres à ondes de volume (BAW) par représentation à l'aide d'un modèle électro-acoustique large bande. Ce modèle a ensuite été implanté dans un logiciel de calcul de circuit hyperfréquence ADS. Ce choix a été justifié et nous retiendrons qu'il est parfaitement compatible avec les outils de conception de la microélectronique. Il faut aussi mentionner les limitations de ce choix qui est principalement une modélisation une dimension, bien que nous ayons été amenés à ajouter une seconde dimension dans certaines simulations que nous avons abordées dans le chapitre 3. Le modèle que nous avons développé prend en compte toutes les couches constitutives des structures et intègre aussi les pertes diélectriques et élastiques.

Ensuite, nous avons présenté la caractérisation et la simulation large bande des résonateurs BAW et des filtres piézoélectriques CRF. En comparant les mesures et les simulations des CRF et après quelques hypothèses, nous avons montré que les plots de caractérisation RF limitaient les propriétés des filtres hors bande. Ce point est important à noter pour les concepteurs qui pourraient obtenir de meilleures performances pour les CRF hors bande passante en s'affranchissant de ces plots quand ils ne sont pas nécessaires.

Dans ce même chapitre, nous avons étudié une procédure de caractérisation en fréquence des filtres en automatisant le banc de mesure. La caractérisation fréquentielle optimisée par Labview qui pilote le fonctionnement du VNA et de la station Cascade donne un temps de mesure important dont 85 % est dédié aux échanges entre le VNA et l'ordinateur de contrôle. Ce temps de mesure ne permet pas d'intégrer le test des filtres dans une chaîne de production surtout si le coût du test représente 50% du coût du filtre. Nous avons alors proposé et validé une méthode visant à réduire le nombre de fréquences mesurées. Ce test s'est révélé positif mais montre malgré tout des limitations en termes de précision et de détection des défauts dans le filtre.

Dans le quatrième chapitre, nous avons pu étendre les modèles précédents pour simuler le comportement non-linéaire des résonateurs BAW et filtres CRF sous fortes puissances. Les résonateurs BAW se saturent à 32 dBm de puissance d'excitation alors que les filtres CRF sont plus robustes à l'augmentation de la puissance avec un point de compression en entrée aux alentours 39 dBm.

Les mesures dans le cas des CRF illustrent la variation du fondamental et de l'harmonique d'ordre 3 (IM_3) sous forte puissance. Pour comprendre le comportement non-

linéaire de chacune des couches résonantes, nous avons eu recours aux simulations *Harmonic Balance* (HB) sous ADS qui nous permettent de calculer le fondamental et l'intermodulation d'ordre supérieur pour chaque puissance d'entrée. Nous avons mis en évidence que les paramètres qui intervenaient sont le coefficient de raideur élastique, le coefficient piézoélectrique et la permittivité diélectrique, ce qui se traduit par une augmentation de l'amplitude des harmoniques d'ordres supérieures et qui valide l'hypothèse d'un effet électrostrictif dans la couche piézoélectrique.

Le dernier chapitre est dévolu à une nouvelle méthode de test industriel à base d'une modulation numérique QPSK sur porteuse RF placée à l'entrée d'un dispositif. Les paramètres fournis par ce nouveau type de test sont hybrides : des paramètres caractéristiques des composants ou des circuits tels qu'un coefficient moyen et complexe de transmission en fonction de la fréquence et un paramètre caractéristique des systèmes de transmission numérique l'*EVM*.

Les premiers tests de mise au point et de validation de la méthode sont effectués sur des filtres de Butterworth et de Tchebychev, réalisés sur circuit imprimé. Des analyses sont effectuées en faisant varier la fréquence porteuse dans la bande passante des filtres. Les résultats obtenus permettent d'étudier les variations de l'*EVM*. Ces analyses, ainsi que l'analyse faite ultérieurement sur un filtre CRF, nous ont permis de définir une méthode de test industriel à partir de quelques points caractéristiques de la fréquence porteuse (4 dans notre cas). La méthode est ensuite testée sur un échantillon de filtres CRF et les résultats sont comparés à ceux des tests fréquentiels réalisés avec un analyseur vectoriel de réseaux. Cela nous permet de montrer l'efficacité de la méthode en terme de mise en œuvre, de rapidité et de capacité à localiser les défauts d'un filtre avec quelques points de mesure et des paramètres simples à exploiter. Ce test peut être effectué avec des instruments beaucoup moins chers qu'un VNA et en s'affranchissant des étapes de préparation telles que la calibration.

Les perspectives de ce travail sont nombreuses. Nous pouvons citer des études sur l'utilisation de signaux multi-porteuses comme l'OFDM qui permettrait de réaliser la caractérisation en une seule opération, le signal comportant autant de sous-porteuse que de porteuses dans la méthode que nous avons présentée. Il est aussi envisageable d'utiliser d'autres modulations numériques plus complexes qui permettraient de mettre en évidence d'autres caractéristiques telles que la non-linéarité des filtres à partir de l'*EVM*. Des mesures des filtres soumis à de fortes puissances hyperfréquences telles que celles faites au chapitre 4 devraient également permettre de mettre en évidence l'impact des non linéarités sur l'*EVM* du filtre et donc sur le *TEB*. Enfin, une dernière piste pourrait aussi être explorée moyennant un

dispositif plus complexe que celui que nous avons utilisé et qui consisterait à pouvoir obtenir des informations sur le coefficient de réflexion à l'entrée du filtre. Cette dernière piste nous ferait quitter le domaine du test permettant de discriminer les filtres pour aller vers la caractérisation.

La méthode de test que nous avons présentée sur des filtres passe-bande peut être étendue à des filtres passe-haut ou passe-bas ou à d'autres composants tels que les amplificateurs, les diviseurs de puissance, les déphaseurs...

Liste des publications

Journal international

[1] W. Sahyoun, J. M. Duchamp, and P. Benech, "Coupled Resonator Filters: Wide-band modeling, frequency versus pseudo-time characterizations," *Microelectronic Engineering*, vol. In Press, Corrected Proof.

[2] W.Sahyoun, J.M.Duchamp and P.Benech, "Acoustic, Piezoelectric, and Dielectric Nonlinearities of AlN in Coupled Resonator Filters for high RF power levels," *IEEE UFFC*, vol. In Press, Corrected Proof.

Communications internationales

[1] W.Sahyoun, Ph.Benech, JM.Duchamp, G.Parat, P.Ancey "A method reducing the time of RF test for Coupled Resonator Filters," *IEEE Conference on Electronics Circuits and Systems (ICECS 2009)*, Dec. 2009, Hammamet, Tunisia

[2] W. Sahyoun, Ph. Benech, N. Corrao, J-M. Duchamp "Wide-band modelling of Coupled Resonator Filters with measurement restrictions," *Memswave 2010*, July 2010, Otranto, Italy

[3] W.Sahyoun, Ph.Benech, JM.Duchamp "Pseudo-time domain filter characterization using EVM parameter," *European Microwave Conference (EuMC 2010)*, September 2010, Paris, France

[4] W.Sahyoun, JM.Duchamp, Ph.Benech "An improved wide-band model of Coupled Resonator Filters using two different approaches," *Asia Pacific Microwave Conference (APMC 2010)*, Dec. 2010, Yokohama, Japan

[5] W.Sahyoun, JM.Duchamp, Ph.Benech "Coupled Resonator Filters: Modelling, Wide-Band frequency and Pseudo-time domains characterizations," *Micro&Nano conference*, Dec. 2010, Athens, Greece

[6] Walaa Sahyoun, Jean-Marc Duchamp, Philippe Benech "Industrial combining RF and system test of microwave devices using QPSK modulation," *International Microwave Symposium (IMS 2011)*, June 2011, Baltimore, USA

Liste des publications

[7] Walaa Sahyoun, Jean-Marc Duchamp, Philippe Benech “Nonlinear Behavior of AlN in BAW and CRF devices for high RF Electric Field,” *European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC 2011)*, October 2011, Manchester, UK

Communications nationales

[1] Walaa Sahyoun, Jean-Marc Duchamp, Nicolas Corao, Philippe Benech, Guy Parat, Pascal Ancey “Etude d'une méthodologie de caractérisation de filtres CRF à grande échelle,” *Journées nationales Microondes (JNM 2009)*, Mai 2009, Grenoble, France

[2] Walaa Sahyoun, Philippe Benech, Nicolas Corrao, Jean-Marc Duchamp “Modèle large bande des filtres acoustiques CRF caractérisant les restrictions des mesures RF,” *Journées nationales Microondes (JNM 2011)*, Mai 2011, Grenoble, France

[3] Walaa Sahyoun, Philippe Benech, Jean-Marc Duchamp “Nouvelle méthode de test de dispositifs RF basée sur l'utilisation de modulations numériques,” *Journées nationales Microondes (JNM 2011)*, Mai 2011, Grenoble, France

Annexe I : Equation de la propagation en mode d'épaisseur d'une couche piézoélectrique

Les matériaux piézoélectriques sont largement utilisés dans les résonateurs et filtres acoustiques. Cependant, il est intéressant de comprendre analytiquement les effets piézoélectriques de ce matériau. Nous pouvons considérer deux types de propagation d'onde : les ondes longitudinales où le déplacement des particules se fait suivant la propagation de l'onde et les ondes transversales appelées ondes de cisaillement où les particules bougent perpendiculairement à la direction de propagation. Dans notre cas, nous étudions le mode de propagation longitudinal suivant l'épaisseur désignée comme la troisième direction « 3 ».

La piézoélectricité décrit une relation linéaire entre des termes mécaniques tels que la déformation (S), la contrainte (T) et des termes électriques tels que le champ (E) et le déplacement électrique (D). L'hypothèse de linéarité est valable pour des petites variations.

Selon le choix des paramètres, on trouve quatre combinaisons de relation :

- Equation de type extensive (forme h) :

$$\begin{cases} T_3 = c_{33}^D S_3 - h_{33} D_3 \\ E_3 = -h_{33} S_3 + \beta_{33}^S D_3 \end{cases} \quad (1)$$

- Equation de type intensive (forme d) :

$$\begin{cases} T_3 = s_{33}^E S_3 + d_{33} E_3 \\ D_3 = d_{33} S_3 + \epsilon_{33}^T E_3 \end{cases} \quad (2)$$

- Equation de type mixte (forme g) :

$$\begin{cases} S_3 = s_{33}^D T_3 - g_{33} D_3 \\ E_3 = -g_{33} T_3 + \beta_{33}^T D_3 \end{cases} \quad (3)$$

- Equation de type mixte (forme e) :

$$\begin{cases} T_3 = c_{33}^E S_3 - e_{33} E_3 \\ D_3 = -e_{33} S_3 + \epsilon_{33}^S D_3 \end{cases} \quad (4)$$

Avec E (V/m), D (C/m²) des tenseurs d'ordre 1 et T (N/m²), S (m/m) tenseurs d'ordre 2.

ϵ^T et ϵ^S : tenseur de permittivité diélectrique d'ordre 2 en F/m à T ou S constant.

β^T et β^S : tenseur d'imperméabilité diélectrique d'ordre 2 en m/F à T ou S constant.

h_{33} : tenseur de constante piézoélectrique d'ordre 3 en V/m ou N/C.

Les autres tenseurs piézoélectriques d'ordre 3 sont d_{33} (en C/N ou m/V), g_{33} (en Vm/N ou m²/C) et e_{33} (en C/m² ou N/Vm).

S^E et s^D : tenseur de souplesse élastique d'ordre 4 en m²/N à E ou D constant.

c^E et c^D tenseur de raideur élastique d'ordre 4 en N/m² à E ou D constant.

Chacun de ces coefficients peut être exprimé en fonction des autres en passant d'un type d'équations à un autre. Par exemple pour passer de la forme h à e, on exprime la raideur élastique c comme suivant :

$$c_{33}^D = c_{33}^E + \varepsilon_{33} h_{33}, \quad (5)$$

En considérant la propagation en mode d'épaisseur, les dimensions latérales étant assez larges que celle de la direction de propagation ne subissent pas de déplacements et donc les conditions limites mécaniques sont: $S_1=S_2=0$ (déformation longitudinale) et $S_4=S_5=S_6=0$ (déformation de type cisaillement).

Selon Maxwell, un milieu diélectrique isolant où pas de pertes de flux électriques considère que : $D_1=D_2=0$ et $\partial D_3/\partial x_3 = 0$ (conditions limites électriques).

D et S sont choisis dans les conditions limites comme des variables indépendantes, on utilise les équations constitutives de type h. Dans le cas d'un déplacement électrique constant D , et en se basant sur la relation de Newton :

$$\frac{\partial^2 u_3}{\partial t^2} = \frac{c_{33}^D}{\rho} \frac{\partial^2 u_3}{\partial x_3^2}, \quad (6)$$

Avec u_3 le déplacement de la particule dans la troisième direction et ρ la densité volumique du matériau piézoélectrique.

L'équation régissant le déplacement de la particule est la suivante

$$u_3(x_3, t) = [A \sin(\omega x_3 / v^D) + B \cos(\omega x_3 / v^D)] e^{j\omega t}, \quad (7)$$

Avec v^D la vitesse acoustique de la particule exprimée en fonction des propriétés du matériau piézoélectrique : $v^D = (c_{33}^D / \rho)^{1/2} = ((c_{33}^E + \varepsilon_{33} h_{33}) / \rho)^{1/2}$.

Les conditions aux limites donnent $T_3=0$ pour $x_3=0$ (on trouve A) et d (idem B), notons que la déformation est exprimée comme suit : $S_3 = \partial u_3 / \partial x_3$.

$$u_3(x_3, t) = \frac{v^D h_{33} D_3}{\omega c_{33}^D} \left[\sin(\omega x_3 / v^D) - \operatorname{tg} \frac{\omega t}{2v^D} \cos(\omega x_3 / v^D) \right] e^{j\omega t}, \quad (8)$$

Avec d l'épaisseur de la couche piézoélectrique. L'impédance électrique donne :

$$Z = \frac{1}{j\omega C_0} \left[1 - k_t^2 \frac{\operatorname{tg} \omega t / 2v^D}{\omega t / 2v^D} \right], \quad (9)$$

Avec $C_0 = \text{Surface} / (d \times \beta_{33}^S)$, la capacité statique de la lame piézoélectrique et $k_t^2 = (e_{33}^2 \beta_{33}^S) / c_{33}^D$, le coefficient de couplage électromécanique dans le matériau piézoélectrique.

La fréquence de résonance f_r et d'antirésonance f_a correspondent aux minima et maxima d'impédance. Pour des pertes négligeables, la couche piézoélectrique présente $f_r=f_s$ (fréquence série) et $f_a=f_p$ (fréquence parallèle). On peut exprimer f_a et k_t^2 comme suit :

$$\begin{cases} f_a = v^D / 2d \\ k_t^2 = \frac{\pi}{2} \frac{f_r}{f_a} \operatorname{tg} \left(\frac{\pi}{2} \frac{f_a - f_r}{f_a} \right), \end{cases} \quad (10)$$

Si les fréquences f_r et f_a sont proches de façon que $|f_r - f_a| \ll f_a$, on peut simplifier l'expression du facteur de couplage :

$$k_t^2 = \frac{\pi^2}{4} \frac{f_r}{f_a} \frac{f_a - f_r}{f_a}, \quad (11)$$

Les matériaux non piézoélectriques utilisent les mêmes équations que les précédentes de 1 à 4 avec des tenseurs piézoélectriques nuls.

Annexe II : Propriétés des matériaux

Les simulations du CRF nécessitent les propriétés des matériaux données dans le tableau 1 pour le calcul des paramètres S.

Matériau	AlN	Mo	SiO ₂	W	SiN	Si
Vitesse acoustique v (m/s)	11150	5200	5800	4500	13000	8400
Densité ρ (g/m ³)	3380	10220	2200	19300	1800	2340
Epaisseur (nm)	1230	400	710	610	200	∞

Tableau 1. Valeurs des propriétés acoustiques des matériaux

La couche d'AlN présente une permittivité relative réelle ε_r de 8,4 et de coefficient de piézoélectricité de 1,38 N/V.m et un coefficient élastique 420 GPa. Les pertes sont modélisées par une résistance d'électrode de 0,5 Ω , une partie imaginaire de la constante de raideur $c_{33i}=1,1$ GPa, l'angle de perte diélectrique $\text{tg}(\delta) = 0,005$. Le résonateur supérieur du CRF possède une surface apodisée de 21080 μm^2 .

Annexe III : Calibration sous forte puissance

Le modèle d'erreur « Response » fournit une correction de l'erreur des paramètres de transmission ou réflexion du signal traversant le DST. Ce modèle est approprié pour des mesures de transmission des dispositifs adaptés, ayant des faibles pertes et pour des mesures de réflexions où le vecteur de normalisation du module et de la phase permet d'avoir une précision suffisante des mesures.

Pour des mesures de réflexions, nous utilisons un « open » ou un « short », et un « thru » pour des mesures de transmissions.

La calibration est faite sous forte puissance, pour prendre en considération les erreurs qui peuvent être générées en augmentant la puissance à l'entrée du DST.

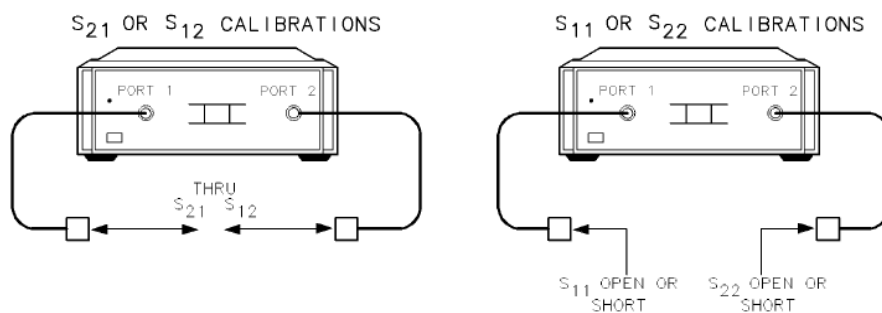


Figure 1 Calibrage test de type « response » en transmission (gauche) et en réflexion (droite)

La calibration utilisée dans nos mesures est de type « transmission response » pour inclure les deux ports *A* et *B* dans la correction d'erreur. La calibration « reflection response » corrige les erreurs sur un des ports du VNA.

La mesure est effectuée sur un thru et normalisée par rapport à un modèle idéal d'une réponse d'un thru illustré sur la figure 2 (0dB perte d'insertion et 0° de décalage de phase).

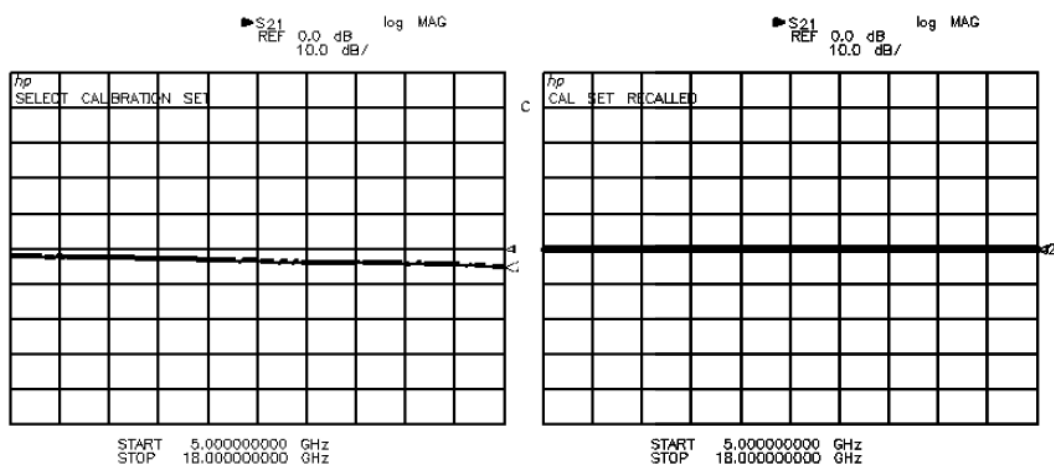


Figure 2 Mesure S₂₁ d'un thru sans (gauche) et avec (droite) calibration « response »

Annexe IV : Simulations HB du CRF sous forte puissance

L'équilibre harmonique est une technique d'analyse dans le domaine fréquentiel des circuits et systèmes ayant un comportement non linéaire. Ce type de simulation réalisée avec ADS d'Agilent est bien adapté aux circuits micro-ondes analogiques. La simulation HB sert à calculer dans notre cas : le point de compression à 1 dB, le point d'interception d'ordre 3 IP_3 et l'intermodulation IMD .

Les simulations *en paramètres S* et en courant alternatif (*AC*) ne donnent aucune information sur le comportement non linéaire des circuits RF. Les simulations de type transitoire (« transcient ») par contre, consomment beaucoup de temps et de mémoire et le pas dans le temps doit correspondre à la plus grande fréquence alors que la période de simulation doit être suffisamment grande pour observer une période complète de la plus basse fréquence des harmoniques.

La simulation HB permet d'avoir des simulations des circuits avec plusieurs fréquences d'entrée. Cela permet de calculer les fréquences d'intermodulation, les différentes harmoniques et la conversion entre les harmoniques.

Le principe de la méthode HB est itératif. Il est basé sur l'hypothèse que pour une excitation sinusoïdale donnée, il existe une solution stable qui peut être approximée avec une précision satisfaisante par le biais d'une série de Fourier. Par conséquent, les tensions des nœuds du circuit prennent des valeurs d'amplitude et de phase pour toutes les fréquences générées par la source.

Pour les éléments linéaires y compris les éléments distribués, les courants des nœuds sont calculés à l'aide d'une simple analyse linéaire dans le domaine fréquentiel. Dans le cas d'éléments non linéaires, les courants des nœuds sont traités dans le domaine temporel puis transformés dans le domaine fréquentiel à l'aide de l'analyse de Fourier.

En se basant sur la loi des courants de Kirchoff (KCL), la somme des courants de chaque harmonique de tous les nœuds doit être nulle. La probabilité d'obtenir ce résultat dès la première itération est extrêmement faible.

La figure 1 présente les simulations Harmonic Balance du CRF sous forte puissance injectée en entrée. Nous présentons les paramètres non linéaires $\Re(c_{33})$, e_{33} and $\Re(\varepsilon_{33})$ par $\Re(c_{33_nl})$, e_{33_nl} and $\Re(\varepsilon_{33_nl})$ dans la figure 1 en fonction de l'amplitude du champ électrique E calculé à partir de la puissance à l'entrée « pin ».

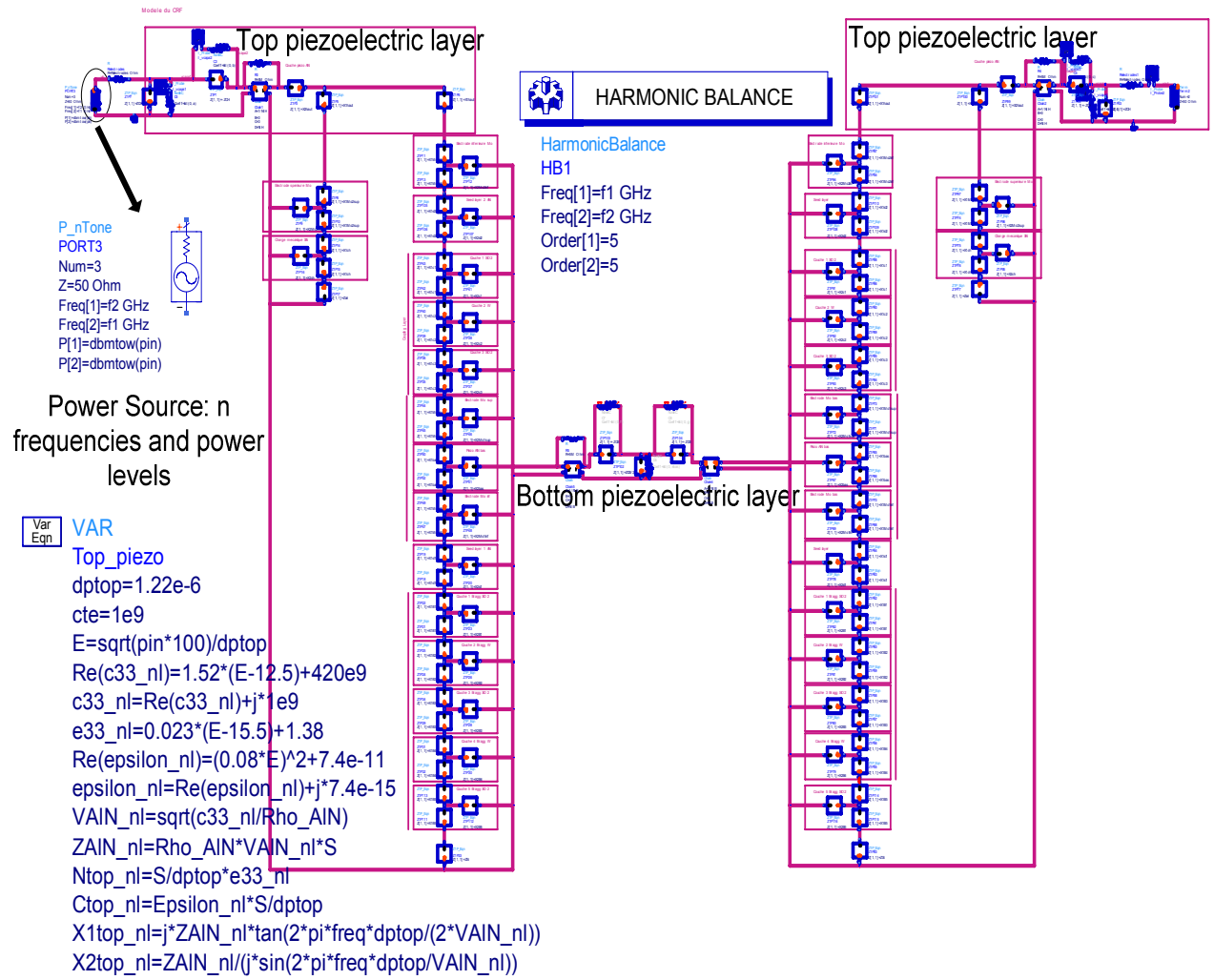


Figure 1. Simulation HB du circuit électro-acoustique du CRF sous ADS

L'équation de $Re(c33_nl)$ est introduite pour calculer la vitesse acoustique non linéaire, l'impédance acoustique non linéaire et les impédances élastiques non linéaires de la couche d'AIN supérieure désignée dans le circuit ADS respectivement par $VAIN_nl$, $ZAIN_nl$, $X1top_nl$ et $X2top_nl$.

Le coefficient piézoélectrique non linéaire $e33_nl$ apparaît dans le rapport de transformation non linéaire $Ntop_nl$ pour la couche d'AIN supérieure et la permittivité non linéaire $Re(epsilon_nl)$ donne une capacité statique non linéaire $Ctop_nl$.

Les simulations HB du circuit électro-acoustique du CRF donnent le module en transmission aux fréquences fondamentales (f_1 , f_2) et les produits d'intermodulation ($2f_2 - f_1$, $2f_1 - f_2$) de la figure 2. Les pertes d'insertion sont alors calculées comme la différence entre la puissance en sortie en dBm (vout) à 2,14 GHz (figure 2) et la puissance en entrée pin.

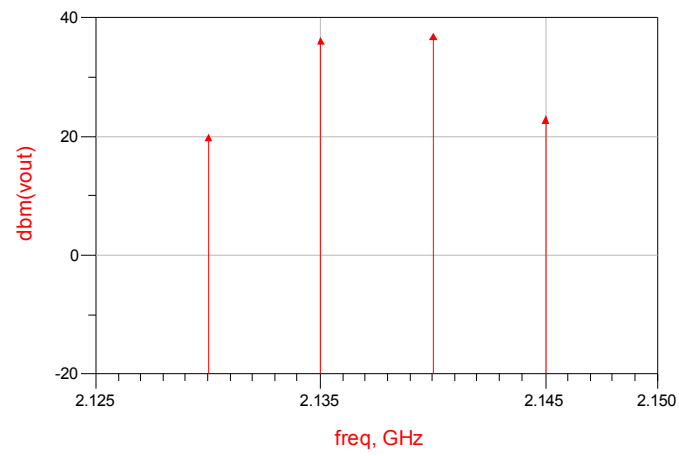


Figure 2. Les modules en dbm des fréquences fondamentales et des produits d'intermodulation du circuit CRF simulés sous HB d'ADS

Glossaire

ADS: Advanced Design System
 AGR: Air Gap Resonator
 AlN: Aluminium Nitride
 AMPS: Advanced Mobile Phone System
 BAW: Bulk Acoustic Wave
 BER: Bit Error Rate
 BiCMOS: Bipolar CMOS
 BVD: Butterworth-Van Dyke model
 CDMA: Code Division Multiple Access
 CMOS: Complementary Metal-Oxide Semiconductor
 CRF: Coupled Resonator Filter
 CSD: Chemical Solution Deposition
 DSO: Digital Storage Oscilloscope
 EDGE: Enhanced Data Rates for Global Evolution
 ESG: Vector Signal Generator
 EVM: Error Vector Magnitude
 FBAR: Film Bulk Acoustic Wave
 FFT: Fast Fourier Transformation
 HBAR: High Overtone Bulk Acoustic Wave Resonator
 HDTV: High Definition TV
 HSDPA: High Speed Downlink Packet Access
 GPRS: General Packet Radio System
 GSM: Global System for Mobile Communication
 IM: InterModulation Product
 IMT: International Mobile Telecommunications
 IP: Internet Protocol
 IP3: Third order Intercept Point
 k_t^2 : Electromechanical Coupling coefficient
 KLM: Krimholtz Leedom and Matthae model
 LNA: Low Noise Amplifier
 LRM: Line-Reflect-Match
 LRRM: Line-Reflect-Reflect-Match
 LTE: Long Term Evolution
 MMIC: Monolithic Microwave Integrated Circuits
 MMS: Multimedia Message Service
 NMT: Nordic Mobile Telephone
 OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing
 PA: Power Amplifier
 PCB: Printed Circuit Board
 PZT: Plomb Zirconium Titanium
 QPSK: Quadrature Phase Shift Keying
 SAW: Surface Acoustic Wave
 SCF: Stacked Crystal Resonator
 SMR: Solidly Mounted Resonator
 SMS: Short Message Service
 SNR: Signal to Noise Ratio
 SOLT: Short Open Load Thru

Glossaire

TACS: Total Access Communication System

TDMA: Time Domain Multiple Access

TDR: Time Domain Reflectometry

TRL: Thru Reflect Line

UMTS: Universal Mobile Telecommunications Access

VNA: Vector Network Analyzer

VSA: Vector Signal Analyzer

WCDMA: Wide Code division Multiple Access

Wifi: Wireless Fidelity

WiMax: Worldwide Interoperability for Microwave Access

ZnO: Zinc Oxide

Résumé

Les systèmes de télécommunications actuels nécessitent des filtres passe bande fonctionnant à des fréquences comprises entre 1 GHz et 10 GHz pour les systèmes les plus répandus, notamment la téléphonie mobile. Les filtres actuels sont reportés, donc non intégrés sur silicium. Ils présentent certains inconvénients : coût, place occupée, incompatibilité avec les technologies silicium... Une solution consiste à utiliser des résonateurs à ondes de volume, plus communément appelés BAW (Bulk Acoustic Waves). Ils présentent l'avantage d'être intégrables sur silicium. De nouvelles architectures nommées CRF (Coupled Resonator Filter) font appel à des résonateurs à ondes de volume (BAW) mais aussi à des structures utilisant des couplages acoustiques entre différentes couches. L'objectif du travail proposé est de modéliser les structures actuelles et en cours d'études pour obtenir des modèles de type circuits électriques. Ces modèles seront validés par des mesures effectuées au laboratoire sur des résonateurs BAW et sur des filtres qui sont réalisés par nos partenaires. La première partie des études portait sur le comportement RF sous faible et forte puissances, suivi du développement d'un modèle large bande simulé sous ADS décrivant le comportement des filtres BAW sous faible et forte puissances. Une optimisation du temps de mesure en fréquence est effectuée pour réduire le temps du test RF.

La seconde partie de la thèse est orientée vers le développement d'une nouvelle méthode de test pseudo-temporelle des filtres hyperfréquences qui consiste à mesurer directement leur impact sur un signal numérique grâce au paramètre «*EVM*» (Error Vector Magnitude). Ce paramètre est relié au *BER* et nos travaux montrent qu'il permet également de retrouver en partie les paramètres *S* et détecter les filtres défectueux à partir d'une seule mesure. Cette nouvelle technique permettant le test de filtres à partir d'un seul point de mesure permet de réduire le temps et le coût de caractérisation à des fins industrielles. Ce travail s'est déroulé dans un cadre de collaborations avec le LETI et STMicroelectronics au sein du projet FAST labellisé par le pôle MINALOGIC.

Mots clés :

ADS, BAW, caractérisation sous forte puissance, caractérisation pseudo-temporelle, coût du test industriel, CRF, *EVM*, filtres RF, Modèle large bande.

Abstract

The telecommunication systems require pass band filters operating between 1 GHz and 10 GHz for most of the popular radio communication system including the mobile phones. The current filters that are not integrated on silicon present some inconveniences such as cost, surface occupied and incompatibility with silicon technology. The solution consists on using Bulk Acoustic Wave resonator called BAW that has the advantage of being integrated on silicon. Innovative architectures called CRF (Coupled Resonator Filter) are based on BAW resonator and use acoustic coupling between different layers. To understand the design and the functioning of these structures, finite element software can be used which requires significant computing time. The objective of our work is modelling the existing and coming structures with models made of electrical circuits. These models will be validated on BAW filters designed by our partners (CEA-LETI) and measured in our laboratory. In the first part, we develop an electro-acoustical wide band model of BAW and CRF filters simulated with ADS software for low and high RF powers. Optimization of measurement in the frequency domain is made to reduce the time of RF test.

The second part of the thesis is directed towards the development of a new method of pseudo-time domain test of RF filters, which consists on measuring directly their impact on a digital signal with the parameter «*EVM*» (Error Vector Magnitude) that is related to *BER*. Our work shows that we can also find some of *S* parameters and detect the defected filters from a single measurement extraction. This new technique of filter testing with a single measurement point allows reducing time and cost of test for industrial purposes. This work takes place within collaboration with CEA-LETI and STMicroelectronics in the project FAST labelled by MINALOGIC pole

Keywords :

ADS, BAW, High power characterization pseudo-time domain characterization, cost of industrial test, CRF, *EVM*, RF filters, wide band model.