

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

THÈSE PRÉSENTÉE À
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE
DU DOCTORAT EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

PAR
ELHADJI MANSOUR FALL

DÉVELOPPEMENT DE COMPOSANTS RF/ MICRO-ONDES MINIATURISÉS À
BASE DE LA TECHNOLOGIE ACOUSTIQUE.

JUIN 2019

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

DOCTORAT EN GÉNIE ÉLECTRIQUE (PH.D.)

Programme offert par l'Université du Québec à Trois-Rivières

**DÉVELOPPEMENT DE COMPOSANTS RF/ MICRO-ONDES MINIATURISÉS À
BASE DE LA TECHNOLOGIE ACOUSTIQUE.**

PAR

Elhadji Mansour Fall

Prof. Frédéric Domingue, directeur de recherche Université du Québec à Trois-Rivières

Prof. Adam Skorek, président du jury Université du Québec à Trois-Rivières

Alexandre Reinhardt, Ph.D., codirecteur de recherche, CEA-LETI
Commissariat à l'énergie atomique et aux énergies alternatives - Laboratoire d'électronique
et de technologie de l'information

Naimi Boubekour, Ph.D., évaluateur externe, C2T3
Centre collégial de transfert de technologie en télécommunications

Prof. Dominic Deslandes, évaluateur externe ETS
École de technologie supérieure

Thèse soutenue le 12 avril 2019

Résumé

L'évolution permanente des systèmes de radiocommunication sans fil s'est traduite par une multiplication des protocoles de communication au courant des dernières décennies. Ceci a notamment favorisé la mise en place de terminaux multifonctionnels basés sur des architectures RF standardisées. Composée d'un étage de filtrage, d'amplification ainsi que de réduction de la fréquence pour un filtrage du canal, la chaîne RF est démultipliée dans les terminaux modernes afin d'assurer un fonctionnement en multibandes et/ou multimodes. Face à la demande croissante en dispositifs moins coûteux et de petites tailles, le principal défi réside dans la miniaturisation de ces architectures. Cependant, ceci est à l'heure actuelle limitée par l'impossibilité de miniaturiser certaines fonctions complexes dans de tels systèmes en maintenant un niveau de performances optimales.

La technologie des ondes acoustique basée sur des matériaux piézoélectriques semble être la solution prometteuse permettant la synthèse de nouveaux composants passifs miniaturisés et à performances élevées pour le traitement du signal radiofréquence. Grâce aux propriétés relatives à la propagation des ondes acoustiques dans les matériaux piézoélectriques, il est en effet possible d'intégrer des composants RF passifs présentant un haut degré de compacité en comparaison avec les solutions traditionnelles basées sur les lignes de transmission électromagnétiques.

Cette thèse porte sur l'étude et le développement composants RF innovants tels que des combineurs/diviseurs de puissance, basés sur la technologie acoustique, en s'appuyant des procédés de microfabrication.

Remerciements

Ce travail de recherche a été effectué sous l'encadrement du Professeur Frédéric

Domingue à qui j'adresse en premier mes remerciements pour son accompagnement depuis la maîtrise et sa grande contribution dans mon parcours universitaire. M. Domingue a été d'un grand soutien durant toutes mes années à l'UQTR.

Je tiens également à remercier mon codirecteur de recherche M. Alexandre Reinhardt, non seulement pour m'avoir accueilli en séjour de recherche au sein du CEA-LETI, mais également pour tout le support qu'il m'a apporté pour la réalisation de mes dispositifs sans compter également ses conseils avisés et le partage de son savoir-faire avec disponibilité.

Mes remerciements vont aussi à mes collègues du Laboratoire de Microsystèmes et Télécommunication (LMST), où les échanges ont été souvent fructueux et bénéfiques.

Mes sincères remerciements à mes parents pour leur soutien inconditionnel depuis tout petit. Leurs encouragements et leurs prières n'ont cessé de me guider dans ma vie. Je ne saurais terminer sans une pensée pour ma femme Ophélie, mon frère Babacar et mes deux sœurs Aida et Bintou qui ne cessent de m'encourager et de me soutenir durant toutes ces années.

Enfin à tout ce petit monde qu'est ma famille, je leur dédie cette thèse.

Table des matières

Résumé.....	iii
Remerciements.....	v
Table des matières.....	vi
Liste des tableaux.....	xi
Liste des figures.....	xii
Liste des symboles.....	xvi
Chapitre 1 - Introduction.....	1
1.1 Les systèmes de télécommunications sans fils et mobiles : évolution et enjeux actuels.....	1
1.1.1 Évolution des systèmes de télécommunications sans fils.....	1
1.1.2 Les enjeux de la miniaturisation des composants passifs.....	3
1.1.3 Les techniques de miniaturisation de composants RF passifs basés sur la propagation des ondes électromagnétiques.....	3
1.1.4 Les microsystèmes acoustiques comme alternative pour une miniaturisation poussée des composants passifs.....	4
1.2 Généralités sur les combineurs/diviseurs de puissance et leurs applications.....	5

1.3	Objectifs et originalité de la thèse	9
1.4	Structure de la thèse	10
Chapitre 2 - Méthodologie de réalisation de filtres SAW à couplage acoustique		
	longitudinal (LCRF)	12
2.1	Généralités sur les ondes élastiques dans un milieu piézoélectrique	13
2.1.1	Contraintes et déformations	13
2.1.2	Notions sur la piézoélectricité	15
2.1.3	Approche théorique de la propagation des ondes élastiques dans un milieu piézoélectrique.....	16
2.1.4	Les différentes ondes élastiques dans un milieu piézoélectrique	17
2.2	Analyse et modélisation de composants SAW élémentaires par la méthode des matrices de transmission	21
2.2.1	Modèle électrique équivalent de Mason d'une cellule élémentaire.....	22
2.2.2	Matrice de transmission d'une cellule acoustique SAW	29
2.2.3	Matrice de transmission et caractéristiques d'un IDT au complet	31
2.2.4	Matrice de transmission et caractéristiques des réflecteurs	35
2.3	Filtres SAW à couplage acoustique longitudinal (LCRF).....	37
2.3.1	Structure et principe de fonctionnement d'un filtre SAW LCRF	37
2.3.2	Synthèse et modélisation d'un filtre LCRF par chaînage de matrices de transmission.....	39

2.3.3	Résultats de simulation des paramètres S du filtre SAW LCRF.	44
2.4	Fabrication par photolithographie optique et mesures de filtres SAW LCRF.....	45
2.4.1	Réalisation des masques	45
2.4.1	Fabrication des dispositifs par lithographie optique	47
2.4.2	Mesures de filtres SAW LCRF fabriqués	49
Chapitre 3 - Développement de combineurs/diviseurs de puissance avec fonction de filtrage à partir de la technologie des ondes acoustiques.....		
3.1	État de l'art sur la miniaturisation des combineurs/diviseurs de puissance	52
3.1.1	Les combineurs/diviseurs de puissance avec fonction de filtrage	53
3.1.2	Les combineurs/diviseurs de puissance utilisant des éléments acoustiques.....	57
3.2	Combineurs/diviseurs de puissance à 2 voies à base de filtres SAW LCRF.....	59
3.2.1	Structures et principe de fonctionnement de combineurs/diviseurs SAW-LCRF	60
3.2.2	Conception et analyse des combineurs/diviseur de puissance SAW LCRF	63
3.2.3	Analyse du combineurs/diviseur de puissance SAW LCRF à deux voies.....	71

3.2.4	Résultats simulation du combineurs/diviseur à 2 voies	77
3.3	Combineurs/diviseurs de puissance à 3 voies à base de filtres SAW	
	LCRF	82
3.3.1	Structure et principe de fonctionnement.....	82
3.3.1	Résultats simulation du combineurs/diviseurs SAW-LCRF à 3	
	voies.....	83
3.4	Étude paramétrique de combineurs/diviseurs RF à base de filtres SAW	
	LCRF	84
3.4.1	Étude de l'influence de l'espacement entre les IDTs	85
3.4.2	Étude de l'influence des transducteurs IDTs	91
3.4.3	Étude de l'influence des réflecteurs.....	94
3.4.4	Étude de l'impact du niveau de métallisation.....	96
3.5	Optimisation des combineurs/diviseurs de puissance SAW-LCRF pour	
	les applications WCDMA	98
3.5.1	Spécifications pour le standard WCDMA	98
3.5.2	Méthodologie d'optimisation du combineur/diviseur de puissance	
	SAW-LCRF	99
3.5.3	Résultats d'optimisation et discussion.....	102
Chapitre 4 - Fabrication et caractérisation de combineurs/diviseurs de puissance		
	à base de filtres SAW-LCRF	104
4.1	Principes généraux de la lithographie électronique.....	105

4.2	Fabrication de combineurs/diviseurs SAW-LCRF opérant à haute fréquence	106
4.2.1	Procédé de fabrication initial	107
4.2.2	Écriture directe et résultats préliminaires	109
4.2.3	Optimisation du procédé et résultats finaux	113
4.3	Combineurs/diviseurs de puissance fabriqués au CEA-LETI.....	115
4.4	Caractérisation électrique des combineurs/diviseurs de puissance SAW-LCRF.....	117
4.4.1	Méthodologie de mesure.....	118
4.4.2	Résultats de mesures.....	119
Chapitre 5 - Conclusion générale.....		125
5.1	Synthèse des travaux	125
5.2	Contributions	126
5.3	Publications	127
5.4	Travaux faisant l'objet de publications en cours.....	127
REFERENCES		129

Liste des tableaux

Tableau 2-1 : Paramètres géométriques des filtres SAW-LCRF	40
Tableau 2-2 : Récapitulatif des différentes étapes de fabrication par lithographie optique	48
Tableau 2-3 : Paramètres géométriques de quelques variantes du filtre SAW- LCRF	51
Tableau 3-1 : Éléments structurels constituant les filtres SAW-LCRF formant chaque voie acoustique du combineur/diviseur de puissance	70
Tableau 3-2 : Spécifications pour le combineur/diviseur de puissance pour les applications W-CDMA.....	99
Tableau 3-3 : Paramètres géométriques obtenus après optimisation du combineur pour les applications WCDMA.....	103
Tableau 4-1 : Procédé initial pour l'écriture directe par lithographie électronique	108
Tableau 4-2 : Paramètres d'écriture pour le procédé bi-couche EL9/PMMA 495K A4	110
Tableau 4-3 : paramètres de déport d'une couche conductrice par évaporation E-beam.....	114
Tableau 4-4 : Configuration des dispositifs mesurés	119

Liste des figures

Figure 1-1 : Architecture radio d'un émetteur-récepteur multimode et multi bande [1].....	2
Figure 1-2 : Principe de fonctionnement d'un combineur/diviseur RF. a) Combinaison de puissance. b) Division de puissance. [6]	7
Figure 1-3 : Exemple d'applications de combineurs/diviseurs de puissance.....	7
Figure 2-1 : : Onde de surface de Rayleigh : a)Déplacement de l'onde de Rayleigh. b) décroissance de la composante longitudinale u_L et de la composante transversale u_T en fonction de la profondeur [14]	19
Figure 2-2 : Onde de Bleustein-Gulyaev	19
Figure 2-3 : Ondes de Lamb [14].....	20
Figure 2-4 : Représentation de l'onde de Love.....	21
Figure 2-5 : Représentation d'une cellule élémentaire	22
Figure 2-6 :Représentation du model électromécanique de Mason [17]	22
Figure 2-7) : Schéma bloc d'une paire d'électrodes représenté sous forme matrices de transmission [20].....	32
Figure 2-8 : Admittance d'un IDT de 20 paires d'électrodes avec $W = 40 \lambda$ sur un substrat de YZ LiNbO3	35
Figure 2-9 : Deux types de configurateurs pour les réseaux de réflecteurs : en court-circuit. b) électrodes flottantes.....	36
Figure 2-10 : Fonction de réflexion d'un réseau de réflecteur de 150 électrodes avec $W = 40\lambda$ sur un substrat de type YZ LiNbO3	37
Figure 2-11 : Représentation d'un filtre SAW LCRF à deux transducteurs.....	38
Figure 2-12: Schéma bloc d'analyse du filtre SAW-LCRF.....	40

Figure 2-13 : Paramètres S du filtre SAW LCRF évalué avec une impédance caractéristique de 50 Ω . a) Transmission S_{21} . b) Réflexion S_{11} et S_{22}	45
Figure 2-14 : Paramètres S du filtre SAW LCRF évalué avec une impédance caractéristique de 70 Ω . a) Transmission S_{21} . b) Réflexion S_{11} et S_{22}	45
Figure 2-15 : Layout de quelques dispositifs SAW soumis à la fabrication. a) transducteur IDT. b) Ligne à délai. c)	46
Figure 2-16 : Image du masque utilisé pour la fabrication des dispositifs SAW par lithographie optique.....	46
Figure 2-17 : Les différentes étapes du procédé de fabrication par lithographie optique	47
Figure 2-18 : Réponse fréquentielle du filtre SAW en comparaison avec le modèle théorique initial. a) Transmission. b) Réflexion	49
Figure 2-19 : Réponse fréquentielle du filtre SAW en comparaison avec le modèle théorique ajusté. a) Transmission. b) Réflexion. c) admittance Y_{11} . d) Phase de S_{21}	49
Figure 2-20 : Variation du gap g_1 entre les IDTs. a) Résultats de mesures. b) Résultats théoriques.....	51
Figure 2-21 : Variation du gap g_0 entre les IDTs et les réflecteurs. a) Résultats de mesures. b) Résultats théoriques	51
Figure 3-1 : Schéma bloc en matrice de transmission du combineur/diviseur SAW-LCRF.....	71
Figure 3-2 : Réponse fréquentielle du combineur/diviseur de puissance de type SAW-LCRF à 3 voies. a) Transmission & isolation. b) Niveau de réflexion. c) Phase en transmission. d) Différence de phase et d'amplitude en transmission.....	84
Figure 3-3 : : Réponse fréquentielle du combineur/diviseur en fonction de la variation du gap g_1	86
Figure 3-4 : Évolution de la bande passante et de la bande passante relative en fonction du gap g_1	88
Figure 3-5 : Réponse fréquentielle du combineur/diviseur en fonction de la variation du gap g_2	89

Figure 3-6 : Évolution de la bande passante et de la bande passante relative en fonction du gap g_2	89
Figure 3-7 : Évolution de l'isolation en fonction de la variation du gap g_2	90
Figure 3-8 : Réponse fréquentielle du combineur/diviseur en fonction du rapport de nombres d'électrodes entre N_{out} et N_{in}	92
Figure 3-9 : Réponse fréquentielle du combineur/diviseur en fonction du rapport de nombres d'électrodes entre N_f et N_{in}	92
Figure 3-10 : Fonction de transfert et susceptance du combineur/diviseur en fonction de la variation de N_{in} sous la condition $N_{out} = N_{in}$ et $N_f = 0.3 N_{in}$	93
Figure 3-11 : Évolution de la bande passante et de la résistance d'adaptation en fonction du nombre d'électrodes N_{in}	94
Figure 3-12 : Transmission et isolation du combineur en fonction du nombre de réflecteurs	95
Figure 3-13 : Évolution des pertes d'insertion et de l'isolation en fonction du nombre d'électrodes par réflecteur.	96
Figure 3-14 : Évolution de la bande passante et du décalage en fréquence en fonction de la métallisation.	97
Figure 3-15 : Évolution du niveau de pertes d'insertion et de l'isolation en fonction de la métallisation.	97
Figure 3-16 : Résultats d'optimisation du combineur/diviseur de puissance SAW-LCRF pour les applications WCDMA	103
Figure 4-1 : Équipement de lithographie électronique de la marque Raith.	106
Figure 4-2 : Combineurs/diviseurs de puissance à fabriquer avec des électrodes de 400 nm	107
Figure 4-3 : Image MEB des résultats de test de dose pour les IDTs de 400 nm	111
Figure 4-4 : Image MEB des résultats avec une dose de $60\mu\text{C}/\text{cm}^2$ pour IDTs de 400 nm.....	111
Figure 4-5: Combineurs/diviseurs de puissance réalisés sur l'empilement EL9/PMMA 495K A4	112
Figure 4-6: Vue agrandie à l'imagerie MEB sur les IDTs du combineur/diviseur de puissance réalisés sur l'empilement EL9/PMMA 950K A2	115

Figure 4-7 : Dessins de masques des structures de combineurs/diviseurs puissance soumis au CEA-LETI	117
Figure 4-8 : Plaque contenant les dispositifs fabriqués au CEA-LETI et vue agrandie sur une structure de combineur/diviseur de puissance SAW-LCRF	117
Figure 4-9 :Caractérisation avec une station de mesures sous pointe semi- automatique	118
Figure 4-10 : Résultats de mesure du dispositif PC-V1-A	121
Figure 4-11 : Vue agrandie sur la réponse fréquentielle. a) réponse autour de 90 MHz. b) réponse autour de 108 MHz.....	121
Figure 4-12 Résultats du dispositif PC-V0 sans isolation	122
Figure 4-13 : Résultats de mesures du dispositifs PC-V1-B comprenant moins d'électrodes au niveau des transducteurs	123

Liste des symboles

C_s : Capacité statique des transducteurs

C_{ij} : Composante du tenseur de rigidité

D_i : Déplacement électrique

E_j : champ électrique

e_{ij} : Matrice des propriétés piézoélectriques du substrat dans la base (X, Y, Z).

f : Fréquence de fonctionnement du dispositif acoustique.

f_r : Fréquence de résonance du modèle de Mason.

h : épaisseur de métal

IDT : Interdigitated Transducer.

K^2 : Coefficient de couplage électromécanique.

k_{11}' : coefficient d'auto-couplage normalisé

k_{12}' : coefficient de couplage mutuel

LCRF : filtres à couplage longitudinal de résonateurs

LiNbO₃ : Niobate de Lithium.

MEB : microscope électronique à balayage

RF : radiofréquence

SAW : Surface Acoustic Waves.

S_{kl} : tenseur de déformation

S_0 : Mode de propagation symétrique des ondes de Lamb.

T_{ij} : tenseur de contraintes

U_i : déplacement

UHF : ultra high frequency

V_0 : vitesse de propagation sur une surface libre

V_m : vitesse de propagation sur une surface métallisée

Z_m : impédance d'une surface métallisée

Z_0 : impédance acoustique d'une surface libre

Z_{ref} : impédance de référence

φ : Coefficient de transduction électroacoustique

ε_{ij} : Tenseur de constante de permittivité

ε'_{ij} : Matrice des propriétés diélectriques du substrat dans la base (X', Y', Z') .

γ_0 : Constante de propagation

ρ : Densité du matériau.

α : Atténuation

λ : Longueur d'onde.

Chapitre 1 - Introduction

1.1 Les systèmes de télécommunications sans fils et mobiles : évolution et enjeux actuels

1.1.1 *Évolution des systèmes de télécommunications sans fils*

Au fil des dernières décennies, les systèmes d'information et de communication ont connu une croissance fulgurante avec un impact considérable sur la sphère socio-économique. Avec un nombre d'utilisateurs « connectés » en constante progression, les systèmes de communications ont aujourd'hui une influence marquante sur les secteurs de la production et de la consommation en facilitant l'accès à l'innovation et la création de nouveaux produits et services.

Ces progrès relatifs aux systèmes d'information et de communication sont à mettre au crédit de l'avènement de la microélectronique. Celle-ci a favorisé la démocratisation des technologies autrefois réservées aux applications militaires, en permettant le développement rapide et à grande échelle, d'architectures radio évoluées et à coûts réduits. L'exemple le plus remarquable reste le téléphone cellulaire qui a délaissé sa fonction première (transmission de voix uniquement) et de son caractère obsolète des années soixante-dix pour évoluer vers des terminaux mobiles « intelligents », multistandard, multifonctionnels, compacts, et accessibles à un grand public.

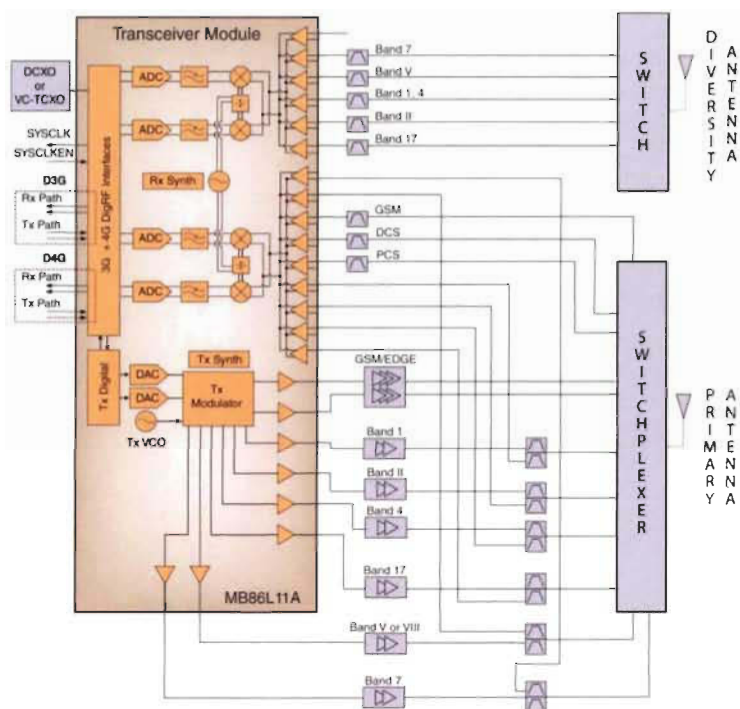


Figure 11 : Architecture radio d'un émetteur-récepteur multimode et multibande [1].

Du point de vue de l'architecture des systèmes radiofréquences, cette évolution s'est traduite par une démultiplication des front-end RF ainsi que des composants dédiés au traitement du signal analogique afin de faire face aux multitudes de protocoles et à l'accroissement de la complexité des fonctions intégrées dans un seul dispositif de communication. À l'image de la figure 1.1 qui matérialise l'architecture radio d'un téléphone mobile multimode et multistandard [1], le dédoubleage de différents blocs RF pose un réel problème d'encombrement en termes de surface d'intégration et engendre par conséquent une augmentation du coût de production.

Dans ce contexte, la miniaturisation des architectures radiofréquences apparaît comme l'un des enjeux majeurs pour l'industrie des semi-conducteurs dont le leitmotiv est le développement de systèmes électroniques intégrant un maximum de fonctionnalités dans un minimum d'espace.

1.1.2 Les enjeux de la miniaturisation des composants passifs

Occupant près de 80 % de la surface totale d'une carte électronique et comptant pour 95 % des coûts d'assemblage, les composants passifs (filtres, coupleurs, combineur/diviseurs, adaptateur d'impédance, transformateurs) jouent un rôle primordial dans les systèmes de communication. Leur densité d'intégration constitue un enjeu crucial pour la miniaturisation des architectures radiofréquences car ils ont une influence considérable sur les performances, la taille et le coût du système global. Les solutions traditionnelles d'intégration des composants passifs sont basées sur l'utilisation d'éléments discrets inductances, capacités, résistances etc. ou de structures planaires à base de lignes de transmissions.

1.1.3 Les techniques de miniaturisation de composants RF passifs basés sur la propagation des ondes électromagnétiques

Dans les applications radio opérant autour du GHz, l'emploi d'éléments discrets reste limité du fait que ces derniers présentent de fortes valeurs difficiles à intégrer ainsi que des facteurs de qualité relativement faibles. En ce qui concerne les solutions basées sur les lignes de transmissions, elles s'appuient généralement sur différentes techniques de miniaturisation telles que :

- La modification géométrique des structures avec l'introduction de méandres et repliements pour réduire les dimensions physiques des lignes [2] ;
- L'utilisation de substrats à haute permittivité relative permettant d'atténuer la vitesse de l'onde électromagnétique et donc de réduire les longueurs électriques [3] [4] ;

- L'implémentation de lignes de transmissions à ondes lentes qui sont des structures périodiquement perturbées par des éléments capacitifs ou inductifs [5].

Bien qu'offrant un fort taux de miniaturisation aux fréquences micro-ondes et millimétriques, les composants passifs, même dits compacts, conservent quand même des tailles relativement larges pour des applications telles que la téléphonie mobile, opérant dans la gamme de fréquences 400 MHz -5 GHz. Face à cette problématique, il existe un besoin important en solutions alternatives permettant une miniaturisation poussée des composants passifs afin de faciliter leur adoption dans les systèmes portatifs de communication sans fil.

1.1.4 Les microsystèmes acoustiques comme alternative pour une miniaturisation poussée des composants passifs

Les microsystèmes acoustiques sont identifiés comme étant une technologie clé pour la miniaturisation des composants passifs. Ils combinent la technologie des microsystèmes RF et la propagation des ondes acoustiques dans un substrat piézoélectrique pour améliorer la compacité des dispositifs passifs applicables aux architectures radiofréquences. Les ondes acoustiques présentent en effet des longueurs d'onde beaucoup plus courtes (de l'ordre 10^3 à 10^5 fois moins longues) que les longueurs d'onde électriques. Ceci permet de réduire drastiquement la taille physique des circuits. Ces propriétés relatives aux ondes acoustiques ont été exploitées avec un fort taux de succès dans l'implémentation de microsystèmes passifs et compacts que l'on retrouve aujourd'hui dans la plupart des appareils de radio télécommunication. De nos jours, le marché des composants RF acoustiques s'évalue à près de 2 milliards de dollars avec essentiellement des composants tels que : des résonateurs/filtres/duplexeurs à ondes de volume (BAW) ou à ondes de surface (SAW)

pour le filtrage RF, des microphones acoustiques, et des oscillateurs programmables. Malgré une large adoption dans les appareils portables actuels, l'application de la technologie acoustique à la miniaturisation des composants passifs complexes tels que les combineurs/diviseurs de puissance, les coupleurs hybrides, reste une solution très peu exploitée actuellement, aussi bien au niveau industriel que de la recherche académique. En d'autres termes, il n'existe sur le marché aucun type de combineur/diviseur de puissance exploitant la propagation des ondes acoustiques. Cette thèse permet de répondre en partie à la problématique de miniaturisation de ces composants complexes en proposant le développement de combineurs/diviseurs de puissance exploitant la propagation des ondes acoustiques.

1.2 Généralités sur les combineurs/diviseurs de puissance et leurs applications

Les combineurs/diviseurs de puissance sont, par définition, des composants passifs dont leur fonction principale est de combiner ou diviser deux ou plusieurs signaux radiofréquences avec un certain ratio de puissance. Comme illustrée à la Figure 1.2, la structure la plus basique pour un combineur/diviseur de puissance se décline sous forme d'un composant RF à 2 voies où un signal RF injecté à l'entrée du dispositif, est séparé en deux signaux d'amplitude égale ou inégale au niveau des deux ports de sortie dans le cas d'une division de puissance. Inversement, deux signaux d'entrée peuvent être sommés à la sortie du dispositif lorsque ce dernier est utilisé comme combineur de puissance. Un combineur/diviseur à N voies peut être facilement implémenté en associant en parallèle plusieurs étages de ces combineur/diviseur basiques à 2 voies.

Les combineurs/diviseurs de puissance trouvent leur application dans une large gamme de systèmes de télécommunications parmi lesquels on peut citer les systèmes de

communications numériques et sans fils, les systèmes de communications optiques, les systèmes de transmission CATV (Community Acces Televison) ou encore dans les systèmes de transmission de données pour l'aviation. Plus concrètement, les combineurs/diviseurs sont utilisés dans l'implémentation de nombreux circuit RF et micro-ondes tels que les mélangeurs dans les architectures de Front-end RF [8], les modules d'amplification à haute puissance [7], ou les réseaux d'alimentation d'antennes [9].

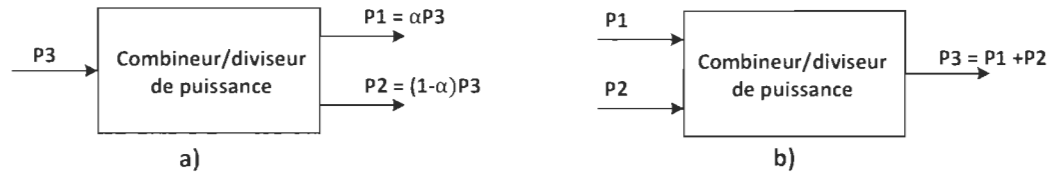


Figure 1-2 : Principe de fonctionnement d'un combineur/diviseur RF. a) Combinaison de puissance. b) Division de puissance. [6]

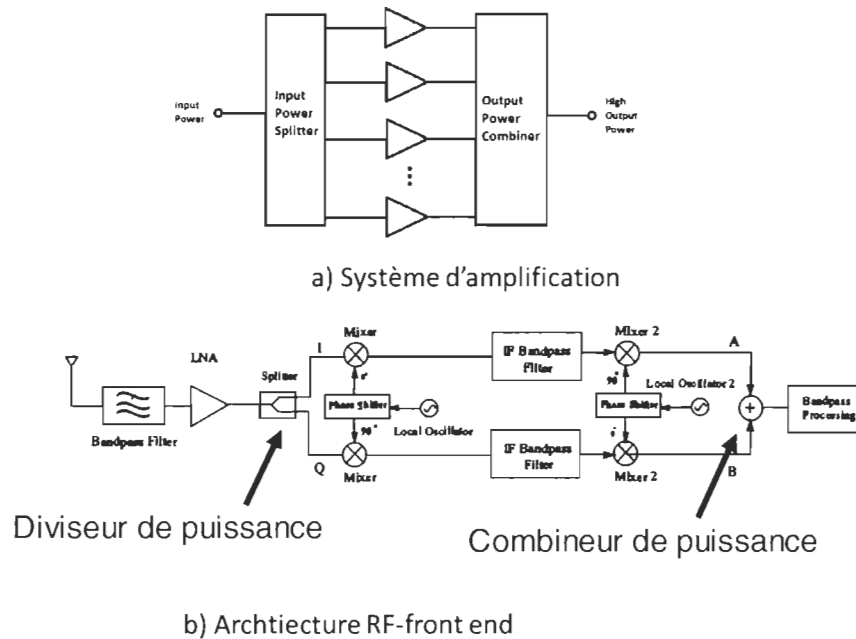


Figure 13 : Exemple d'applications de combineurs/diviseurs de puissance.

La Figure 1.3 illustre quelques exemples d'utilisation de combineurs/diviseurs de puissance notamment dans le cas d'un module d'amplification à haute puissance et dans une architecture de récepteur RF.

Dans un module d'amplification à haute puissance, le signal initial est en premier séparé par un diviseur de puissance en multiples signaux d'entrée pour l'étage d'amplification. Les signaux RF en sortie de chaque amplificateur sont avant que ces derniers permettent de séparer le signal initial en multiples signaux à l'entrée de l'étage d'amplification. Une fois que

Il existe deux grandes catégories de combineurs/diviseurs de puissance : les combineur/diviseurs passifs et les combineurs diviseurs utilisant des circuits actifs. Parmi les combineurs passifs ceux qui sont les plus communs sont la jonction T, le combineur/diviseur de Wilkinson et le combineur de Gysel. Les combineurs/diviseurs de type jonction T et les structures de Wilkinson sont souvent utilisés pour des applications à faible puissance tandis que les combineurs de Gysel sont appropriés aux systèmes à haute puissance. Il y a également les coupleurs hybrides et les coupleurs directionnels qui sont des dispositifs à 4 ports utilisés pour diviser la puissance en entrée et la répartir sur les ports de sortie avec un déphasage de 90° ou de 180° selon le type de composant.

Les combineurs/diviseurs sont traditionnellement implémentés à l'aide de composants discrets (capacités, inductances, et résistances) ou de ligne de transmission RF de type ruban, microruban, ou coplanaire [10] - [13]. Les caractéristiques clés de ces dispositifs de puissance sont : la bande de fréquence de fonctionnement, le ratio de division, les pertes d'insertion, les erreurs de phase et d'amplitude sur les sorties, les isolations entre les sorties ainsi que le niveau d'adaptation d'impédance sur tous les ports.

Face à l'évolution croissante des systèmes de télécommunications et à la forte demande en dispositifs compacts, les principaux défis relatifs à l'implémentation de combineurs/diviseurs de puissance, sont orientés vers la miniaturisation de ces types de composants afin de faciliter leur intégration dans les architectures de systèmes de télécommunications mobiles et sans fils. Plusieurs études publiées se sont penchées sur la question de miniaturisation de ces types de dispositifs en proposant différentes techniques qui ont en commun l'utilisation des lignes de transmission. Ces solutions restent toutefois inadéquates pour faciliter leur intégration dans les appareils portatifs et sans fil fonctionnant

à des fréquences allant jusqu'à l'ordre du UHF (jusqu'à 3 GHz) à cause de la longueur électrique des lignes mise en jeu.

1.3 Objectifs et originalité de la thèse

L'objectif général de cette thèse est de proposer de nouveaux types de combineurs/diviseurs de puissance exploitant la propagation des ondes acoustiques de surface pour répondre à la problématique de miniaturisation des architectures radiofréquences. Ces nouveaux composants compacts dédiés au traitement du signal du signal radiofréquence, sont applicables aux systèmes de télécommunications mobiles et sans fils.

L'originalité d'un combineur /diviseur de puissance à onde acoustique réside dans le fait d'exploiter la propagation des ondes acoustiques dans un milieu piézoélectrique pour réduire considérablement la taille de ces types de structure. Le combineur/diviseur de puissance acoustique s'appuie sur la formation d'interférences constructives des signaux acoustiques pour assurer la combinaison ou division des signaux RF, ainsi que sur la formation d'interférences destructives pour garantir une grande isolation entre les ports. La disponibilité d'un tel combineur constitue une innovation marquante pour un marché des télécommunications de plus en plus demandeur de circuits passifs très compacts. En comparaison avec les combineurs/diviseurs classiques, l'utilisation des ondes acoustiques permet d'avoir un dispositif de combinaison avec un haut degré de miniaturisation. Par exemple, le combineur de Wilkinson miniaturisé à partir de lignes de transmission planaires artificielles, proposé par C. Wang et al [17] conserve quand même un encombrement de 13,4 mm x 22,4 mm en comparaison avec un combineur acoustique dont la surface d'intégration avoisine seulement 0,25 mm² (500 µm x 500 µm). Une autre caractéristique

importante du combineur acoustique est qu'il peut être fabriqué à faible coût en s'appuyant sur des technologies de fabrication déjà existantes et matures telles que la technologie SAW. Par ailleurs, le combineur acoustique, de par sa topologie, permet d'associer une fonction de filtrage RF en outre de sa capacité à combiner et diviser des signaux, ce qui est un avantage considérable dans ce contexte de miniaturisation des composants passifs.

1.4 Structure de la thèse

Afin de faciliter la compréhension des travaux menés durant cette thèse, nous proposons une décomposition de ce manuscrit en 6 chapitres.

- Le premier chapitre est une introduction générale du sujet où la problématique de la miniaturisation des composants passifs ainsi que le type de dispositifs visés sont présentés.

- Dans le second chapitre est présentée la méthodologie de conception des filtres SAW à couplage acoustique longitudinal. Ces types de filtres acoustiques constituent les éléments de base des combineurs/diviseurs de puissance proposés.

- Le troisième chapitre est consacré au développement de nouveaux types de combineurs/diviseurs de puissance avec fonction de filtrage et basé sur filtres SAW à couplage acoustique longitudinal. Ce chapitre détaille la méthodologie de conception ainsi que les résultats de modélisation pour des combineurs/diviseurs de puissance à 2 voies et à 3 voies.

- Le quatrième chapitre aborde la fabrication et les caractérisations des combineurs/diviseurs de puissances proposés.

- Enfin, nous terminons ce manuscrit par une conclusion générale où sont récapitulés les principaux travaux menés dans le cadre de cette thèse ainsi que les contributions

découlant de cette étude. Par ailleurs les perspectives ouvertes par ces travaux en termes de recherche seront également exposées.

Chapitre 2 - **Méthodologie de réalisation de filtres SAW à couplage acoustique longitudinal (LCRF)**

Les dispositifs SAW LCRF sont une catégorie de filtres à résonateurs couplés mettant en œuvre le couplage longitudinal de résonateurs à ondes élastiques de surface. Avec une gamme de fréquence typiquement comprise entre 70 MHz et 2.5 GHz, les filtres SAW LCRF sont utilisés dans les applications radiofréquences pour réaliser les fonctions de filtrage RF (filtre d'antenne) ou comme filtre de fréquence intermédiaire (IF) dans les téléphones cellulaires. Sous l'impulsion du marché de la téléphonie mobile, les filtres à résonateurs couplés se sont rapidement développés à travers les années pour répondre aux contraintes associées aux nouveaux standards de communication et s'imposent aujourd'hui comme des éléments clés dans la mise en place des systèmes de télécommunications mobiles. Cette attractivité des filtres à résonateurs couplés est à mettre au crédit de leurs caractéristiques avantageuses telles que la capacité à présenter une large bande passante, un faible niveau de pertes d'insertion, un encombrement réduit ainsi qu'un faible coût de production. En outre, des fonctions supplémentaires telle que la transformation d'impédance électrique ou la conversion d'un signal électrique asymétrique en un signal symétrique, peuvent être directement intégrées à partir de structures de filtres à résonateurs couplés. Ceci fait d'ailleurs l'objet de notre étude présentée au chapitre 3 ou nous mettrons en lumière l'intégration de nouveaux types de combineurs/diviseurs de puissance exploitant la propagation des ondes acoustiques et basés sur des structures de filtres de type SAW LCRF.

Afin donc de permettre au lecteur non spécialiste d'appréhender dans les meilleures conditions les travaux consacrés aux combineurs/diviseurs RF à base de filtre SAW LCRF, nous présentons dans ce chapitre-ci la méthodologie de conception, la fabrication et la caractérisation de filtres SAW LCRF. La première partie de ce chapitre portera sur les caractéristiques générales des ondes élastiques. Ensuite la seconde partie présentera modélisation de structures élémentaires tels que les transducteurs et réflecteurs tandis que la troisième partie détaillera le principe de fonctionnement de filtres SAW LCRF ainsi que les différentes étapes et résultats d'analyse. La méthodologie de fabrication des dispositifs SAW ainsi et les résultats expérimentaux seront présentés dans la dernière partie qui conclue ce chapitre.

2.1 Généralités sur les ondes élastiques dans un milieu piézoélectrique

2.1.1 Contraintes et déformations

Tout solide élastique soumis à des forces extérieures subit des déformations mécaniques faisant apparaître des contraintes internes qui tendent à le ramener à son état d'équilibre initial. C'est ce phénomène qui permet de générer des ondes élastiques pouvant se propager à la surface ou dans le volume du matériau suivant les conditions aux frontières du milieu. En physique élastique et dans l'hypothèse de faibles déformations, les contraintes générées dans un solide isotrope sont liées aux déformations mécaniques par une relation linéaire tensorielle définie par la loi de Hooke selon l'expression mathématique :

$$T_{ij} = C_{ijkl} S_{kl} \quad i, j, k, l \in \{1, 2, 3\} \quad (2-1)$$

$$\text{Où} \quad S_{kl} = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial u_k}{\partial x_l} + \frac{\partial u_l}{\partial x_k} \right) \quad (2-2)$$

Dans ces équations, T_{ij} correspond aux composantes du tenseur de contraintes tandis que S_{kl} désigne les composantes du tenseur de déformation défini en fonction du champ de déplacement $\vec{u}(x, t)$. Les tenseurs de contraintes et de déformations sont des tenseurs de rang 2 qui, respectivement, ne comprennent que 6 composantes indépendantes du fait de leur symétrie ($T_{ij} = T_{ji}$; $S_{ij} = S_{ji}$). Les coefficients C_{ij} , représentent les composantes du tenseur de rigidité élastique qui matérialisent la relation linéaire la plus générale entre les contraintes et les déformations. Le tenseur de rigidité élastique, aussi appelé constante de raideur, est un tenseur de rang 4 comportant 81 composantes indépendantes. Cependant, Tout comme pour les tenseurs des déformations et des contraintes, les composantes de la constante de raideur sont symétriques, vérifiant ainsi l'égalité suivante :

$$C_{ijkl} = C_{jikl} = C_{ijlk} = C_{klij} \quad (2-3)$$

Cette relation de symétrie réduit le nombre de constantes élastiques indépendantes de 81 à 36, permettant ainsi de réécrire le tenseur de rigidité élastique sous forme d'une matrice 6 x 6 dans laquelle certains coefficients sont dépendants ou égales à zéro en fonction de la nature du milieu de propagation. Par exemple, pour un matériau non piézoélectrique (milieu isotrope), toutes les directions de propagation sont équivalentes et la matrice des constantes élastiques ne possède donc que deux composantes indépendantes. La matrice de constante de rigidité pour un milieu isotrope s'écrit sous la forme :

$$C = \begin{pmatrix} C_{11} & \frac{C_{11}-C_{44}}{2} & \frac{C_{11}-C_{44}}{2} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{C_{11}-C_{44}}{2} & C_{11} & \frac{C_{11}-C_{44}}{2} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{C_{11}-C_{44}}{2} & \frac{C_{11}-C_{44}}{2} & C_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_{44} \end{pmatrix} \quad (2-4)$$

2.1.2 Notions sur la piézoélectricité

L'application d'une contrainte mécanique engendre une polarisation électrique des cristaux avec une charge électrique générée qui est relativement proportionnelle à la contrainte appliquée. Ce phénomène dit effet piézoélectrique direct a été observée pour la première fois en 1880 par les frères Pierre & Jacques Curie. L'effet piézoélectrique inverse qui consiste en la capacité de certains matériaux de se déformer lorsqu'ils sont soumis à une tension électrique a été prédit par Gabriel Lippmann en 1881 à partir de calculs thermodynamiques puis validé par les frères Curie.

L'effet piézoélectrique direct et inverse est décrit par un couple d'équations permettant d'exprimer le couplage entre les contraintes électriques et mécaniques. Ces équations s'écrivent sous la forme [15] :

$$T_{ij} = C_{ijkl}^E S_{kl} - e_{kij} E_k \quad (2-5)$$

$$D_i = e_{kij} S_{kl} + \epsilon_{ij}^S E_j \quad (2-6)$$

Où D_i correspond au déplacement électrique, e_{kij} désigne le tenseur piézoélectrique, ϵ_{ij} représente le tenseur de permittivité de rang 2 et E_j matérialise le champ électrique dérivé du potentiel φ . La relation entre le champ électrique et ce potentiel est donnée par l'équation suivante :

$$E_j = \frac{\partial \varphi}{\partial x_j} \quad (2-7)$$

À ces équations s'ajoutent également un autre couple d'équations exprimant cette fois la déformation et le déplacement électrique en fonction de la contrainte mécanique et du champ électrique soit :

$$S_{ij} = s_{ijkl}^E T_{kl} + d_{kij} E_k \quad (2-8)$$

$$D_i = d_{kil} T_{kl} + \epsilon_{ij}^T E_{ij} \quad (2-9)$$

Avec d_{kil} représentant le tenseur des constantes piézoélectriques tandis que ϵ_{ij}^T est le tenseur des constantes de permittivité à contrainte constante T .

2.1.3 Approche théorique de la propagation des ondes élastiques dans un milieu piézoélectrique

De manière générale, la propagation des ondes élastiques dans un solide nécessite un déplacement de la matière dont le mouvement est régi par la loi fondamentale de la dynamique appliquée à un élément de volume. En l'absence de forces volumiques extérieures comme la pesanteur et l'inertie, l'équation de mouvement en translation s'écrit :

$$\rho \frac{\partial^2 u_i}{\partial t^2} = \frac{\partial T_{ij}}{\partial x_j} \quad i, j = \{1, 2, 3\} \quad (2-10)$$

Avec ρ représentant la densité du matériau, u_i , le déplacement dans un repère orthonormé d'un point du matériau de coordonnées x_j , et T_{ij} , le tenseur des contraintes.

Pour des solides piézoélectriques, cette équation du mouvement peut être réécrite en remplaçant les expressions des contraintes et des déplacements par les expressions des équations 2-5 puis en considérant l'équation 2-7. Ainsi l'équation du mouvement dans un solide piézoélectrique devient :

$$\rho \frac{\partial^2 u_i}{\partial t^2} = C_{ijkl}^E \frac{\partial S_{kl}}{\partial x_j} + e_{ijk} \frac{\partial^2 \varphi}{\partial x_i \partial x_k} \quad (2-11)$$

En remplaçant ensuite le tenseur de déformation S_{kl} par son expression définie en fonction du champ de déplacement $u(x, t)$ par l'équation 2.-2, nous obtenons l'équation de propagation d'ondes acoustiques dans un solide piézoélectrique qui est donné par :

$$\rho \frac{\partial^2 u_i}{\partial t^2} = C_{ijkl}^E \frac{\partial^2 u_l}{\partial x_j} + e_{ijk} \frac{\partial^2 \varphi}{\partial x_i \partial x_k} \quad (2-12)$$

Par ailleurs, en supposant toute absence de charges libre dans le solide piézoélectrique et que seul les effets électrostatiques sont présents, la relation $\frac{\partial D_j}{\partial x_j} = 0$ est vérifiée. Ceci permet de définir les équations de Maxwell pour le cas quasi-statique et en l'absence de charges libres selon la relation suivante :

$$\begin{cases} \nabla \vec{D} = 0 \\ \vec{E} = -\nabla \varphi \end{cases} \quad (2-13)$$

Afin de déterminer les ondes acoustiques se propageant dans le solide piézoélectrique, les solutions de l'équation 2-12 doivent satisfaire les conditions aux limites. Suivant ces conditions limites, plusieurs types d'ondes catégorisés en deux grandes familles peuvent se propager dans le solide piézoélectrique : les ondes de volume et les ondes de surface.

2.1.4 Les différentes ondes élastiques dans un milieu piézoélectrique

Deux principales catégories d'onde élastiques peuvent être générées dans un solide piézoélectrique : les ondes élastiques de surface et les ondes de volume [15].

Dans le cas des ondes de volumes, la propagation s'effectue à l'intérieur du matériau et la déformation mécanique engendrée peut exister sous deux formes distinctes : les ondes longitudinales et les ondes transversales. Une onde longitudinale, encore appelée onde de pression, est caractérisée par une suite de compression et dilatation dont le déplacement des

particules est parallèle à la direction de propagation de l'onde. Pour une onde transversale, la perturbation provoquée est un mouvement de cisaillement dont la polarisation est perpendiculaire à la direction de propagation.

Une onde acoustique de surface est un type d'onde élastique guidée qui se localise et se propage à la surface d'un milieu semi-infini surmonté du vide ou à l'interface d'un milieu limité par deux surfaces libres. Il existe donc différents types d'ondes élastiques de surface peuvent se propager dans un milieu selon le cas de figure et dont les principales sont : l'onde de Rayleigh, l'onde de Bleustein-Gulyaev, l'onde de Lamb, et l'onde de Love.

- **Onde de Rayleigh** : l'onde de Rayleigh correspondant à une solution particulière de l'équation d'onde satisfaisant les conditions aux limites mécaniques et électriques caractéristiques d'une surface libre. Cette onde élastique se propage à la surface de solides semi-infinis en contact avec l'air. Elle est connue comme étant le type d'onde de surface la plus courante. À l'instar du schéma représentatif à la figure 2-1.a), l'onde de Rayleigh est caractérisée par un déplacement elliptique des particules dans le plan sagittal. Ce déplacement est le résultat de la combinaison d'une composante longitudinale et d'une composante transversale qui sont déphasées de $\pi/2$. Finalement, la propagation l'onde de Rayleigh induit une ondulation de la surface dont l'amplitude décroît exponentiellement dans le volume du solide pour s'atténuer complétement à une profondeur qui est de l'ordre d'une longueur

d'onde

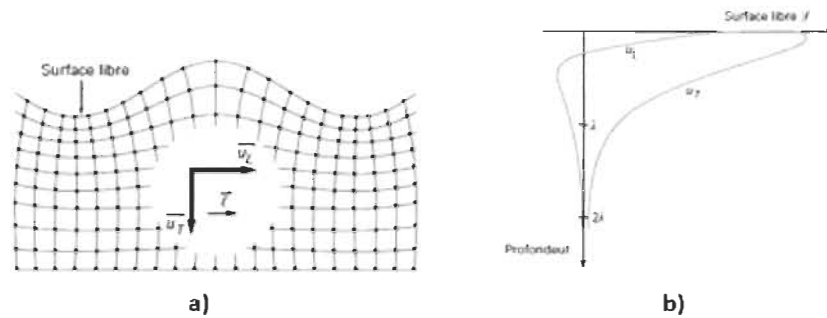


Figure 2-1 : Onde de surface de Rayleigh : a) Déplacement de l'onde de Rayleigh. b) Décroissance de la composante longitudinale U_L et de la composante transversale U_T en fonction de la profondeur [14].

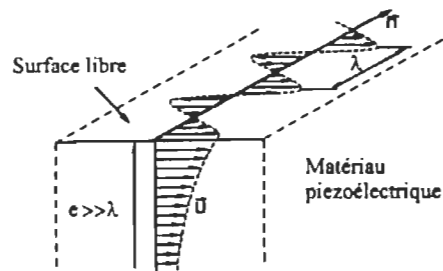


Figure 2-2 : Onde de Bleustein-Gulyaev

- **Les ondes de Bleustein-Gulyaev (BG)** : les ondes BG sont des ondes purement transversales qui se propagent dans un milieu solide piézoélectrique si celui-ci est homogène et semi-infini. Ce type d'onde induit un déplacement parallèle et possède une profondeur de pénétration plus grande en comparaison avec l'onde de Rayleigh (figure 2-2). La vitesse de propagation de ces ondes est comparable à celle des ondes de volume transversales de même polarisation.
- **Les ondes de Lamb** : ces ondes sont un cas particulier des ondes de Rayleigh se propageant dans un solide limité par deux plans parallèles (plaque). Lorsque l'épaisseur des plaques est de l'ordre de la longueur d'onde, les composantes des ondes de surface se couplent

et donnent naissance à des ondes de Lamb symétriques ou antisymétriques. Celles-ci sont représentées à la Figure 2-3. Comme pour les ondes de Rayleigh, les ondes de Lamb ont une polarisation elliptique qui résulte de la combinaison des composantes longitudinales et transversales.

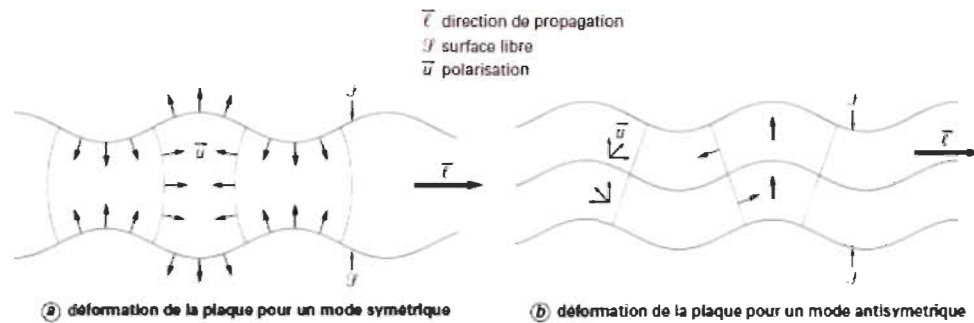


Figure 2-3 : Ondes de Lamb [14].

- Ondes de Love** : ces ondes sont aussi appelées ondes d'interface car elles se propagent dans un milieu constitué d'une couche mince et d'un substrat semi-infini à la condition que la vitesse de l'onde transversale dans le matériau du substrat soit supérieure à celle des ondes de même polarisation dans la couche mince [14]. Pour des fréquences élevées telles que la longueur d'onde soit inférieure à l'épaisseur h , l'onde est contenue dans la couche et se propage à la vitesse de la composante transversale de l'onde de volume dans la couche. Dans le cas contraire où les fréquences sont basses telles que la longueur d'onde est supérieure à l'épaisseur de la couche, l'onde se propage alors principalement dans le substrat. La figure 2-4 présente une représentation schématique des ondes de Love.

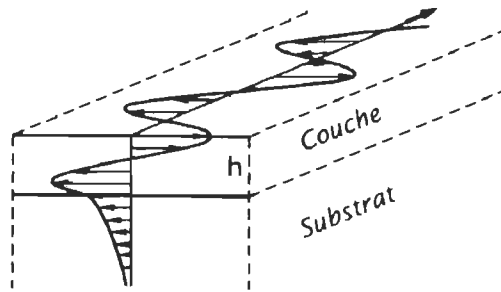


Figure 2-4 : Représentation de l'onde de Love

2.2 Analyse et modélisation de composants SAW élémentaires par la méthode des matrices de transmission

La modélisation des composants à ondes élastiques de surface a fait l'objet de nombreux travaux menant à la mise en place de différentes méthodes d'analyse précises permettant d'aboutir à un parfait accord entre mesures et simulations. Parmi les méthodes les plus récentes et couramment utilisées, peuvent être citées, la méthode des modes couples, la méthode de la matrice mixte et la méthode basée sur la représentation par circuit électrique équivalent de Mason. La méthode des modes couplées ou celle de la matrice mixte sont considérées parmi les approches les plus efficaces pour tenir en compte tous les phénomènes mis en jeu. Néanmoins, l'adoption du circuit électrique équivalent de Mason offre une plus grande flexibilité dans l'analyse et permet une conception rapide des dispositifs SAW avec une efficacité largement avérée.

Dans cet ordre d'idée, notre approche privilégiée repose sur l'utilisation d'un circuit électrique équivalent ainsi qu'une représentation en matrice de transmission pour l'analyse des composants SAW. Cette partie décrit les principales étapes de la méthode de modélisation que nous avons exploitée dans l'étude et la conception des filtres SAW LCRF.

2.2.1 Modèle électrique équivalent de Mason d'une cellule élémentaire

Le modèle électrique équivalent de Mason offre la possibilité de décrire le comportement électroacoustique des dispositifs à ondes élastiques de surface. Le principe du modèle de Mason consiste à décomposer les dispositifs SAW sous forme de réseaux périodiques (transducteurs, réflecteurs, etc.) en plusieurs cellules élémentaires dont chacune peut être analysée et décrite par un circuit électromécanique équivalent basé sur le modèle "cross field" [16].

Dans notre approche, une telle cellule élémentaire correspond typiquement à une demi-longueur d'onde (λ) du réseau considéré et est constituée d'une zone métallisée ainsi que d'aires de propagation en surface libre tel qu'illustré à la figure 2-5.

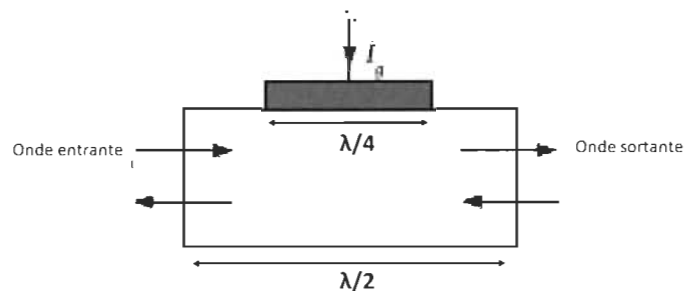


Figure 2-5 : Représentation d'une cellule élémentaire

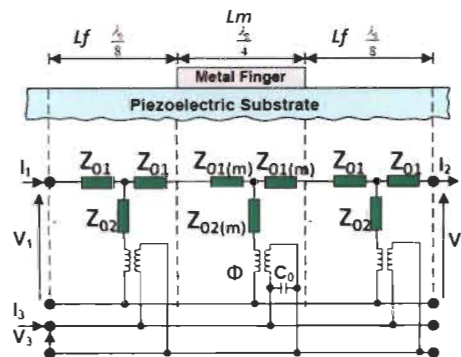


Figure 2-6 : Représentation du modèle électromécanique de Mason [17].

La région métallisée correspond à une électrode et les deux zones non métallisées représentent les gaps entre électrodes. Cette représentation imagée peut être traduite sous forme d'un schéma électrique équivalent exposée à la figure 2-6. Ce modèle électrique équivalent d'une structure élémentaire se présente sous forme d'un circuit à 3 ports comportant deux ports acoustiques et un port électrique. A la différence du modèle "cross field" de Mason, le modèle électromécanique ci-présent est plus complet et plus précis. Il permet en effet de prendre en compte les phénomènes de réflexion internes inhérents aux discontinuités d'impédance entre les régions métallisées et les surfaces libres [18]. Chaque surface libre ou métallisée de la cellule élémentaire est par conséquent représentée par son modèle de ligne de transmission SAW avec pertes. Celui-ci est défini en fonction des paramètres caractéristiques d'une ligne de transmission acoustique que sont : la vitesse de propagation (V_0 ou V_m) ; la constante de propagation par unité de longueur (γ_0 ou γ_m) de l'onde ; ainsi que l'impédance caractéristique spécifique à la région considérée (Z_0 ou Z_m). Les éléments caractéristiques du modèle électrique équivalent d'une cellule élémentaire sont donnés par l'ensemble des expressions définies par la relation (2-14).

Les différents paramètres utilisés pour définir les équations établies dans la relation (2-14), sont décrits ci-après.

- La fréquence f_c correspond à la fréquence centrale d'opération du dispositif. Elle est exprimée en fonction des dimensions physiques de la cellule élémentaire et des différentes vitesses de propagation associées aux régions libres et métallisées. Pour un réseau uniforme à deux électrodes par longueur d'onde (λ_0), soit un ratio de métallisation de 0.5, la largeur de la zone métallisée L_m est égale à $\lambda_0/4$ et chaque surface à propagation libre a une grandeur L_f égale à $\lambda_0/8$.

$$\left\{ \begin{array}{l}
 f_0 = V_0/\lambda_0 \\
 f_c = 1/2 \cdot \left(L_f/V_0 + L_m/V_m \right)^{-1} \\
 L_f = \lambda_0/8 \text{ et } L_m = \lambda_0/4 \\
 \gamma_0 = \left(\alpha_0 + j \cdot 2\pi f/V_0 \right) \text{ et } \gamma_m = \left(\alpha_m + j \cdot 2\pi f/V_m \right) \\
 Z_{01} = Z_0 \cdot \tanh(\gamma_0/2) \text{ et } Z_{02} = Z_0/\sinh(\gamma_0) \\
 Z_{m1} = Z_m \cdot \tanh(\gamma_m/2) \text{ et } Z_{m2} = Z_m/\sinh(\gamma_m) \\
 \phi^2 = \left(V_0/\lambda_0 \right) \cdot C_s Z_0 K^2
 \end{array} \right. \quad (2-14)$$

- La vitesse de l'onde acoustique dans les régions à propagation libre (V_0) dépend des propriétés physiques du substrat, elle est fixée selon la coupe et de l'orientation du matériau piézoélectrique. Dans le cas d'une surface métallisée, la vitesse de propagation V_m peut être déduite à partir de la vitesse moyenne décalée (V_a) de l'onde acoustique se propageant sous un IDT selon les relations suivantes :

$$V_m = (1/4) \cdot \left(1/2V_a - 1/4V_0 \right)^{-1} \quad (2-15)$$

$$V_a = (1 - k'_{11}) \cdot V_0 \quad (2-16)$$

Où k'_{11} symbolise le coefficient d'auto-couplage normalisé en fréquence encore appelé coefficient de décalage en vitesse. Ce dernier permet de quantifier la somme de toutes les perturbations entraînant une dérive la vitesse de l'onde SAW se propageant sur une surface piézoélectrique métallisée [19]. La relation reliant le coefficient d'auto-

couplage normalisé aux différentes perturbations de la vitesse dues à la métallisation s'écrit selon l'égalité suivante :

$$k'_{11} = \left| \frac{\Delta v}{v} \right| = \left| \left[\frac{\Delta v}{v} \right]_p + \left[\frac{\Delta v}{v} \right]_m \cdot (h/\lambda_0) + \left[\frac{\Delta v}{v} \right]_s \cdot (h/\lambda_0)^2 \right| \quad (2-17)$$

En fonction du rapport de l'épaisseur de la couche de métal par rapport à la longueur d'onde (h/λ_0), la vitesse de propagation sous les électrodes peut subir des variations causées par trois facteurs que sont : l'effet de court-circuit des champs de surface piézoélectrique, l'effet de masse des électrodes (*mass loading en anglais*), et la modification de la raideur de surface (stiffness).

Du point de vue physique, la perturbation de la vitesse liée à l'effet de court-circuit $\left. \frac{\Delta v}{v} \right|_p$ ainsi que celle relative à l'effet de masse $\left. \frac{\Delta v}{v} \right|_m$ tendent à réduire la vitesse de propagation sous les électrodes. À l'inverse la variation effective $\left. \frac{\Delta v}{v} \right|_s$ due à la modification de la raideur du substrat peut se traduire par une augmentation de la vitesse de propagation selon le type de métal et de matériau piézoélectrique utilisés.

De manière générale, l'ensemble des perturbations de la vitesse de propagation causé par la présence des électrodes est caractérisé à travers le coefficient du coefficient d'auto-couplage normalisé k'_{11} dont l'expression définie par l'équation (2-18) peut être réécrite sous la forme :

$$k'_{11} = \left| \frac{dv}{v} \right| = \left| k'_{11p} + k'_{11m} + k'_{11s} \right| \quad (2-18)$$

k'_{11p} , k'_{11m} , k'_{11s} désignent respectivement les coefficients relatifs aux trois facteurs perturbants. En annexe est fourni un tableau listant, les valeurs que peuvent prendre

ces coefficients pour différents types de substrat piézoélectrique exploitant une onde SAW de Rayleigh.

- Les paramètres Z_0 et Z_m représentent respectivement l'équivalent électrique de l'impédance caractéristique d'une surface libre et celle d'une surface métallisée. Dues aux perturbations induites par la métallisation, Z_m peut prendre une valeur qui peut être supérieure ou inférieure à Z_0 en fonction de la nature du substrat et du type de métal. De cette différence de valeur en résulte une série de discontinuités d'impédance le long du chemin de propagation de l'onde acoustique qui sont à l'origine des réflexions internes générées aux périphéries des électrodes. Ces réflexions internes dues à la présence des électrodes sont caractérisées à travers le coefficient de couplage mutuel normalisé k'_{12} qui est défini en fonction des perturbations d'impédance comme suit :

$$k'_{12} = (1/\pi) \cdot \left| \frac{\Delta Z}{Z} \right| \quad (2-19)$$

$$\left[\frac{\Delta Z}{Z} \right] = \left[\frac{\Delta Z}{Z} \right]_p + \left[\frac{\Delta Z}{Z} \right]_m \cdot (h/\lambda_0) + \left[\frac{\Delta Z}{Z} \right]_s \cdot (h/\lambda_0)^2 \quad (2-20)$$

Le terme $\left[\frac{\Delta Z}{Z} \right]$ est identifié comme étant le rapport de discontinuité d'impédance avec ΔZ qui représente la différence d'impédance entre une région métallisée et une surface libre [19]. En considérant les équations (2-19) et (2-20), le coefficient de couplage mutuel peut également s'écrire sous la forme :

$$k'_{12} = |k'_{12p} + k'_{12m} + k'_{12s}| \quad (2-21)$$

où k'_{12p} , k'_{12m} , et k'_{12s} sont les coefficients du substrat associés respectivement aux perturbations d'impédance dues à l'effet de court-circuit des champs de surface, l'effet de masse des électrodes et l'effet de la raideur de surface.

- Les termes γ_0 et γ_m , correspondent respectivement aux constantes de propagation complexe par unité de longueur de l'onde SAW dans les régions libres et métallisées de la cellule élémentaire. Ces constantes sont évaluées en fonction des coefficients d'atténuation de l'onde par unité de longueur (α_0 et α_m) et des différentes constantes de phase que sont $\beta_0 = 2\pi f/V_0$ et $\beta_m = 2\pi f/V_m$.
- Le coefficient de transduction de la cellule élémentaire est désigné par ϕ . Pour un transducteur SAW, celui-ci modélise l'efficacité de conversion de l'énergie électrique en onde acoustique. Ce paramètre est défini en fonction de l'impédance caractéristique d'une surface libre, de la capacité par unité de section C_s , du coefficient de couplage électromécanique K^2 ainsi que de la fréquence centrale de référence f_0 . En pratique, on considère que tout le signal électrique est traduit en énergie acoustique et que par conséquent le coefficient de transduction est égal à 1. Cette hypothèse est d'autant plus vérifiée que les travaux publiés dans la littérature démontre que pour des substrats tels que YZ-LiNbO₃ ou 128°Y-LiNbO₃, les coefficients de transduction extraits expérimentalement sont en pratique proches de la valeur unité. Partant de ce postulat, la valeur de l'impédance caractéristique d'une surface libre peut en être déduite selon l'expression suivante :

$$Z_0 = \frac{1}{f_0 C_s k^2} \quad (2-22)$$

Après avoir défini tous les paramètres caractéristiques du modèle électromécanique, la réponse fréquentielle d'une électrode peut être obtenue à partir de sa matrice d'admittance qui est déterminée comme suit :

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = [Y] \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (2-23)$$

$$[Y] = \frac{j}{Z_e} \begin{bmatrix} -\cot \theta_e & \csc \theta_e & -\tan \frac{\theta_e}{2} \\ \csc \theta_e & -\cot \theta_e & -\tan \frac{\theta_e}{2} \\ -\tan \frac{\theta_e}{2} & -\tan \frac{\theta_e}{2} & 2 \tan \frac{\theta_e}{2} + \omega Z_e C_s \end{bmatrix} \quad (2-24)$$

Où Z_e et θ_e correspondent respectivement à l'impédance caractéristique équivalente et à l'angle de transit équivalent pour une électrode. Ces paramètres peuvent être extraits à partir de la matrice $ABCD$ d'une cellule élémentaire. En effet, si l'on considère que le circuit électromécanique de la figure (2-6) peut être vu comme une ligne de transmission équivalente, sa matrice $ABCD$ s'exprime alors en fonction de Z_e et θ_e telle que :

$$\begin{bmatrix} A_e & B_e \\ C_e & D_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & jZ_e \sin \theta_e \\ j\frac{1}{Z_e} \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \quad (2-25)$$

Partant de cette égalité, l'impédance caractéristique équivalente et l'angle de transit équivalent sont donnés par :

$$\theta_e = \cos^{-1} A_e \quad (2-26)$$

$$Z_e = \frac{B_e}{j \sin \theta_e} \quad (2-27)$$

Il est à noter que les paramètres A_e , B_e , C_e , et D_e de la matrice $ABCD$ équivalente sont obtenus par la mise en cascade des matrices $ABCD$ associés aux régions libres et métallisées constituant une électrode, soit :

$$\begin{bmatrix} A_e & B_e \\ C_e & D_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_0 & B_0 \\ C_0 & D_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_m & B_m \\ C_m & D_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_0 & B_0 \\ C_0 & D_0 \end{bmatrix} \quad (2-28)$$

$$\begin{bmatrix} A_0 & B_0 \\ C_0 & D_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \operatorname{csch}(\gamma_0 \cdot L_f) & \sinh(\gamma_0 \cdot L_f) \\ \sinh(\gamma_0 \cdot L_f) & \operatorname{csch}(\gamma_0 \cdot L_f) \end{bmatrix} \quad (2-29)$$

$$\begin{bmatrix} A_m & B_m \\ C_m & D_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \operatorname{csch}(\gamma_m \cdot L_m) & \sinh(\gamma_m \cdot L_m) \\ \sinh(\gamma_m \cdot L_m) & \operatorname{csch}(\gamma_m \cdot L_m) \end{bmatrix} \quad (2-30)$$

À la suite de la mise en place des différentes relations permettant de décrire le comportement d'une électrode à partir du modèle électrique équivalent de Mason, la simulation de structures complètes (IDT, résonateurs, filtres SAW, etc.) peut s'effectuer soit à l'aide d'un simulateur de circuit électrique (Ex : *Agilent Design System*) par mise en cascade de plusieurs cellules élémentaires, ou soit de manière analytique par chaînage de matrices de transmission. Les sections suivantes détaillent la dérivation des matrices de transmission de transducteurs interdigités et de réflecteurs à partir de la matrice d'une électrode puis l'application de la méthode de chaînage de ces matrices de transmission pour l'analyse et la simulation de composants SAW.

2.2.2 Matrice de transmission d'une cellule acoustique SAW

La méthode de modélisation basée sur les matrices de transmission a fait école et représente aujourd'hui l'outil de calcul le plus prisé dans l'industrie des filtres électroacoustiques. La précision de cette méthode d'analyse pour les composants SAW a été largement démontrée avec une prise en compte des effets de second ordre relatifs à ces dispositifs (dérive en vitesse, réflexions internes, génération d'ondes en volume, etc.). Par ailleurs, l'utilisation des matrices de transmission est très utile dans un contexte d'optimisation dans la mesure où elle offre la possibilité de tester rapidement le plus grand nombre de configurations possibles.

Le principe de cette méthode consiste à calculer la matrice d'admittance d'un composant SAW par la mise en cascade des matrices de transmission des différents éléments acoustiques formant la structure. Chaque élément acoustique pouvant être une électrode, un IDT, un ou réflecteur, est en fait considéré comme une structure à 3 ports caractérisée par ses champs

acoustiques entrants (U^+) et sortants (U^-) au niveau des ports mécaniques (P_{i-1} et P_i) ainsi que par le courant I et le potentiel V associés au port électrique P_j . La matrice de transmission traduit alors l'interaction entre ces différentes grandeurs selon la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} U_{n-1}^+ \\ U_{n-1}^- \\ I_k \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} U_n^+ \\ U_n^- \\ V_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} & t_{13} \\ t_{21} & t_{22} & t_{23} \\ t_{31} & t_{32} & t_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_n^+ \\ U_n^- \\ V_k \end{bmatrix} \quad (2-31)$$

Dans le but de simplifier la mise en cascade de matrices de transmission de plusieurs cellules, l'équation (2-31) peut être scindée en deux pour faire apparaître distinctivement la composante acoustique et la composante électrique. L'équation (2-31) est donc réécrite comme suit :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} U_{n-1}^+ \\ U_{n-1}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_n^+ \\ U_n^- \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} t_{13} \\ t_{23} \end{bmatrix} V_k \\ I_k = \begin{bmatrix} t_{31} & t_{32} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_n^+ \\ U_n^- \end{bmatrix} + t_{33} V_k \end{cases} \quad (2-32)$$

Les valeurs des coefficients t_{ij} de la matrice de transmission dépendent de la nature de l'élément acoustique considéré. Dans le cas d'une simple électrode, les coefficients de la matrice sont définis tels que [20] :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 t_{11} = \frac{1}{2} \left(2A_e + \frac{B_e}{Z_0} + Z_0 C_e \right) \\
 t_{12} = \frac{1}{2} \left(Z_0 C_e - \frac{B_e}{Z_0} \right) \\
 t_{13} = \pm \frac{j \tan \theta_e / 2}{2Z_e} \sqrt{Z_0} \left(-A_e - 1 - \frac{B_e}{Z_0} \right) \\
 t_{21} = -t_{12} \\
 t_{22} = \frac{1}{2} \left(2A_e - \frac{B_e}{Z_0} - Z_0 C_e \right) \\
 t_{23} = \pm \frac{j \tan \theta_e / 2}{2Z_e} \sqrt{Z_0} \left(A_e + 1 - \frac{B_e}{Z_0} \right) \\
 t_{31} = \pm 2t_{13} \\
 t_{32} = \pm (-2t_{23}) \\
 t_{33} = j\omega C_s + \frac{j 2 \tan \theta_e / 2}{Z_e} - \frac{j 2 (\tan \theta_e / 2)^2 \sin \theta_e}{Z_e}
 \end{array} \right. \quad (2-33)$$

Dans la relation (2-33), les termes A_e , B_e , C_e , et D_e de la matrice $ABCD$ équivalente du circuit électromécanique présenté à la section précédente. Les coefficients t_{13} , t_{23} , t_{31} , et t_{32} prennent un signe positif ou négatif selon la polarité de l'électrode considéré.

Les matrices de transmission ainsi que les réponses fréquentielles de structures SAW plus complexes peuvent être obtenues par chaînage de matrices caractéristiques de plusieurs électrodes.

2.2.3 Matrice de transmission et caractéristiques d'un IDT au complet

De par sa structure, un IDT est constitué de plusieurs électrodes disposées latéralement en parallèle et pouvant être au même potentiel électrique ou inversement polarisés. Partant de ce principe, la matrice de transmission d'un IDT au complet est obtenue en répétant une opération de chaînage de matrice de deux électrodes adjacentes pour un nombre de fois égale au nombre d'électrodes dans la structure. Afin d'illustrer cela, nous détaillons ci-après la

détermination de la matrice de transmission pour une paire d'électrodes avant de généraliser le résultat à un IDT composé de N paires de doigts.

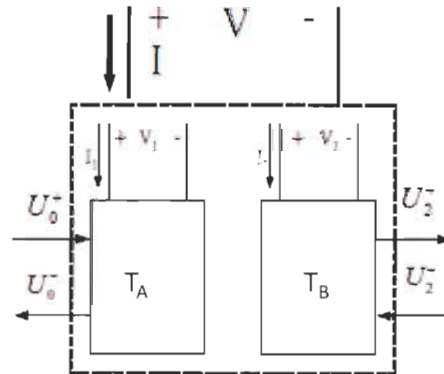


Figure 2-7 : Schéma bloc d'une paire d'électrodes représenté sous forme de matrices de transmission [20].

Soit une paire d'électrodes représentée par le schéma block de la Figure (2-7) dans laquelle chaque électrode est définie respectivement par la matrice de transmission T^A et la matrice T^B telles que :

$$\begin{bmatrix} U_0^+ \\ U_0^- \\ I_1 \end{bmatrix} = [T^A] \begin{bmatrix} U_1^+ \\ U_1^- \\ V_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} & t_{13} \\ t_{21} & t_{22} & t_{23} \\ t_{31} & t_{32} & t_{33} \end{bmatrix}_A \begin{bmatrix} U_1^+ \\ U_1^- \\ V_1 \end{bmatrix} \quad (2-34)$$

$$\begin{bmatrix} U_1^+ \\ U_1^- \\ I_2 \end{bmatrix} = [T^B] \begin{bmatrix} U_2^+ \\ U_2^- \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} & t_{13} \\ t_{21} & t_{22} & t_{23} \\ t_{31} & t_{32} & t_{33} \end{bmatrix}_B \begin{bmatrix} U_2^+ \\ U_2^- \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (2-35)$$

En considérant que l'amplitude de l'onde sortant de la première électrode correspond à l'amplitude de l'onde entrante dans la cellule adjacente, les interactions électriques et acoustiques existant au niveau d'une paire d'électrodes sont alors mises en exergue à travers les relations récursives suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} U_0^+ \\ U_0^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}_A \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}_B \begin{bmatrix} U_2^+ \\ U_2^- \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} t_{13} \\ t_{23} \end{bmatrix}_A V_1 + \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}_A \begin{bmatrix} t_{13} \\ t_{23} \end{bmatrix}_B V_2 \\ I_1 = [t_{31} \quad t_{32}]_A \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}_B \begin{bmatrix} U_2^+ \\ U_2^- \end{bmatrix} + [t_{33}]_A V_1 \\ I_2 = [t_{31} \quad t_{32}]_B \begin{bmatrix} U_2^+ \\ U_2^- \end{bmatrix} + [t_{33}]_B V_2 \end{array} \right. \quad (2-36)$$

Étant donné que les électrodes formant un IDT sont connectées en parallèle, la tension au niveau de celles-ci est la même tandis que le courant total est la somme des courants individuels traversant chaque électrode. Les égalités $V_1 = V_2$ et $I = I_1 + I_2$ sont donc vérifiées.

A ce titre, la relation (2-36) peut être reformulée comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} U_0^+ \\ U_0^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}_A \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}_B \begin{bmatrix} U_2^+ \\ U_2^- \end{bmatrix} + \left(\begin{bmatrix} t_{13} \\ t_{23} \end{bmatrix}_A + \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}_A \begin{bmatrix} t_{13} \\ t_{23} \end{bmatrix}_B \right) V \\ I = \left([t_{31} \quad t_{32}]_A \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}_B + [t_{31} \quad t_{32}]_B \right) \begin{bmatrix} U_2^+ \\ U_2^- \end{bmatrix} + \left([t_{33}]_A + [t_{33}]_B + [t_{31} \quad t_{32}]_A \begin{bmatrix} t_{13} \\ t_{23} \end{bmatrix}_B \right) V \end{array} \right. \quad (2-37)$$

Au regard de ces deux équations ci-dessus, il peut en être déduit au final que la matrice de transmission pour une paire d'électrodes s'écrit sous la forme :

$$T = \begin{bmatrix} T_p & B_p \\ C_p & t_{33p} \end{bmatrix} \quad (2-38)$$

$$T_p = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}_p = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}_A \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}_B \begin{bmatrix} U_2^+ \\ U_2^- \end{bmatrix} \quad (2-39)$$

$$B_p = \begin{bmatrix} t_{13} \\ t_{23} \end{bmatrix}_p = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}_A \begin{bmatrix} t_{13} \\ t_{23} \end{bmatrix}_B + \begin{bmatrix} t_{13} \\ t_{23} \end{bmatrix}_A \quad (2-40)$$

$$C_p = [t_{31} \quad t_{32}]_p = [t_{31} \quad t_{32}]_A \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}_B + [t_{31} \quad t_{32}]_B \quad (2-41)$$

$$t_{33p} = [t_{33}]_A + [t_{33}]_B + [t_{31} \quad t_{32}]_A \begin{bmatrix} t_{13} \\ t_{23} \end{bmatrix}_B \quad (2-42)$$

Dans les expressions ci-dessus, T, B, C sont des sous-matrices tandis que le paramètre t_{33p} est un scalaire. Une fois que la matrice de transmission pour une paire est calculée, la même procédure peut être renouvelée pour un IDT au complet comportant N paires d'électrodes. Ainsi les sous matrices T_N, B_N et C_N et le coefficient t_{33N} sont calculés à partir des équations généralisées ci-après [21] :

$$T_N = (T_p)^N \quad (2-43)$$

$$B_N = \sum_{i=1}^N T_p^{i-1} B_p \quad (2-44)$$

$$C_N = \sum_{i=1}^N C_p T_p^i \quad (2-45)$$

$$t_{33N} = N t_{33p} + \sum_{i=1}^N (N - i) C_p T_p^{i-1} B_p \quad (2-46)$$

Enfin la matrice de transmission d'un IDT au complet composé de N paires d'électrodes est :

$$T = \begin{bmatrix} T_N & B_N \\ C_N & t_{33N} \end{bmatrix} \quad (2-47)$$

À partir de la matrice de transmission d'un IDT complet, il peut être déduit l'admittance de l'IDT qui est $Y_{in} = I_{in}/V_{in}$. La figure 2-8 désigne l'admittance d'un IDT calculé par la méthode des matrices de transmission et représentée sous forme de conductance et de susceptance. Un IDT composé de 20 électrodes avec une ouverture de 40λ a été considéré pour cette illustration.

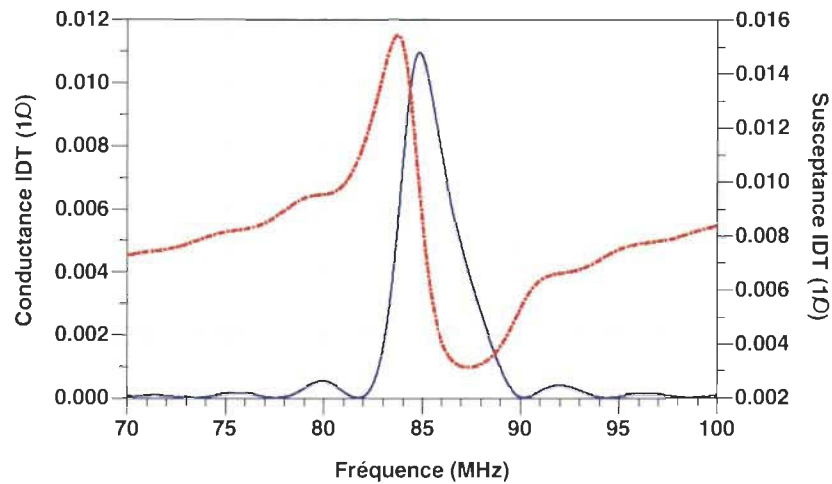


Figure 2-8 : Admittance d'un IDT de 20 paires d'électrodes avec $W = 40 \lambda$ sur un substrat de YZ-LiNbO₃

2.2.4 Matrice de transmission et caractéristiques des réflecteurs

Il existe deux types de configuration de réseau de réflecteurs sont généralement utilisés dans l'implémentation de filtres SAW : les réseaux de réflecteurs à électrodes flottantes et les réseaux de réflecteurs à électrodes en court-circuit. La figure 2-9 schématise les deux configurations possibles. Le réseau de réflecteur à électrode en court-circuit est plus efficace que la seconde configuration, raison pour laquelle nous allons considérer dans la suite que les types de réflecteurs à électrodes court-circuitées.

En pratique une seule électrode présente un faible taux de réflexion de l'onde acoustique d'environ 20 %. Par conséquent pour avoir une réflexion maximale, un réflecteur d'une onde SAW nécessite un réseau composé de N électrodes. En effet, les réflexions sur chaque électrode s'additionnent de façon cohérente à la fréquence de synchronisme dite condition de Bragg. Dans ces conditions, la réflexion de l'onde acoustique est quasi totale dans une certaine bande de fréquence dite bande d'arrêt.

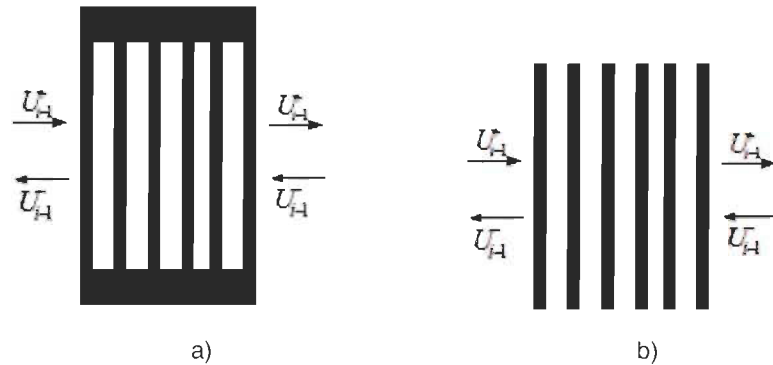


Figure 2-9 : Deux configurations pour les réseaux de réflecteurs : avec des électrodes en court-circuit (a) et avec des électrodes flottantes (b)

De par sa structure un réseau de réflecteurs à électrodes en court-circuit est en réalité à un IDT où toutes les électrodes sont reliées entre elles. Du point de vue électrique cela se traduit par un court-circuit du port électrique. La matrice de transmission du réflecteur correspond donc à la composante acoustique de la matrice de transmission d'un IDT. Elle est définie selon l'équation X, où les coefficients t_{ijN} correspondent aux coefficients de la matrice de transmission des IDTs, représentant la partie acoustique.

$$R = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{11N} & t_{12N} \\ t_{21N} & t_{22N} \end{bmatrix}$$

Afin d'illustrer le calcul des caractéristiques d'un réseau de réflecteur par la méthode des matrices de transmission, nous avons considéré un réseau de 150 électrodes avec une ouverture de 40λ . La figure 2-10 représente la fonction de réflexion calculée pour une telle configuration.

La caractéristique la plus importante pour un réseau de réflecteur SAW est le coefficient de réflexion. Celui-ci détermine la largeur de la bande d'arrêt du réflecteur selon la relation suivante définie par (2-48), où r est le coefficient de réflexion par électrode, Δf la largeur de la bande d'arrêt et f_0 , la fréquence centrale de la fonction de réflexion.

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{2r}{\pi} \quad (2-48)$$

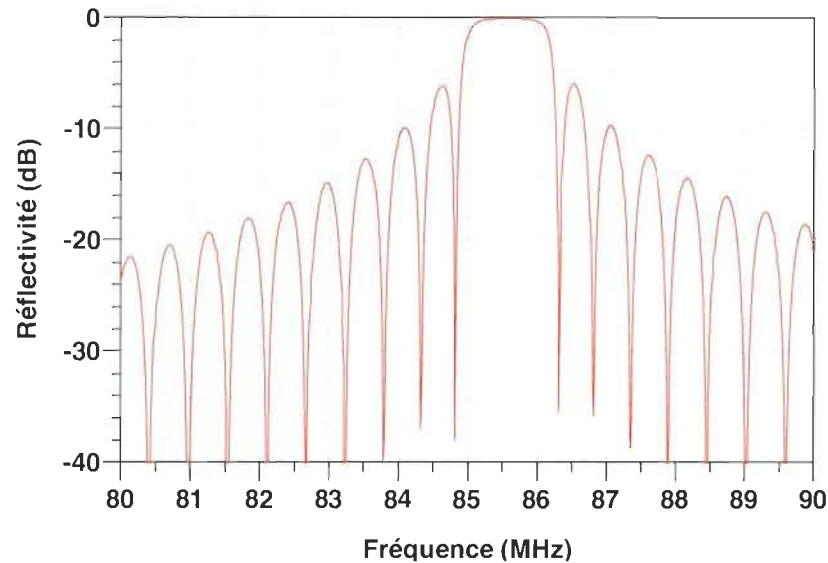


Figure 2-10 : Fonction de réflexion d'un réseau de réflecteur de 150 électrodes avec $W = 40\lambda$ sur un substrat de type YZ -LiNbO₃

2.3 Filtres SAW à couplage acoustique longitudinal (LCRF)

Dans cette section, nous présentons le principe de fonctionnement et la méthodologie de modélisation de filtres SAW LCRF qui vont constituer les éléments de base du combineur/diviseur de puissance exploitant la propagation des ondes acoustiques.

2.3.1 Structure et principe de fonctionnement d'un filtre SAW LCRF

Un filtre SAW LCRF est composé de deux ou plusieurs transducteurs de type IDTs placés sur une même voie acoustique ainsi que des réseaux de réflecteurs placés aux extrémités, qui ont pour fonction de réfléchir et de confiner l'onde acoustique à l'intérieur du dispositif. Une structure typique d'un filtre SAW LCRF à deux transducteurs est schématisée à la figure 2-11.

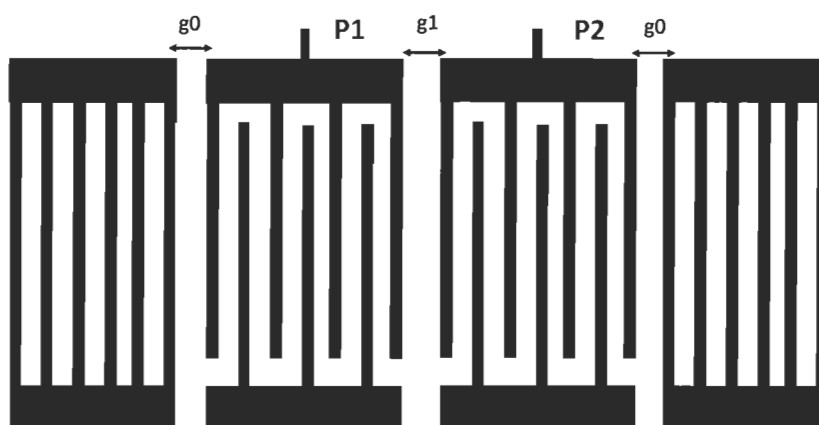


Figure 2-11 : Représentation d'un filtre SAW LCRF à deux transducteurs

Le principe de fonctionnement de ce filtre SAW LCRF est basé sur un échange d'énergie entre les deux résonateurs de gauche et de droite formés par chaque transducteur et son réflecteur voisin. Selon la configuration schématisée à la figure 2-11, un système de résonateurs couplés présentant deux modes de résonance proches est alors obtenu. Ces modes de résonances correspondent respectivement à un mode symétrique et à un mode antisymétrique. Lorsque le couplage acoustique entre ces deux modes est du même ordre de grandeur que le couplage piézoélectrique, il devient possible de structurer la fonction de transfert d'un filtre passe bande dont la bande passante est de l'ordre de l'écart entre les fréquences de résonance des deux modes [14]. Plus que ces deux modes de résonances peuvent toutefois exister dans la structure en fonction du nombre de transducteurs utilisés, de leur longueur et aussi de l'espacement entre eux. Il est ainsi possible de synthétiser des structures filtres utilisant un grand nombre de modes pour améliorer les caractéristiques électriques telles que la bande passante, l'étalement de la bande de transition ou le niveau de réjection hors bande. Un des inconvénients du filtre SAW LCRF réside dans le fait que sa réjection hors bande est modeste, nécessitant de cascader plusieurs filtres LCRF ou

d'appliquer des techniques de pondération des IDTs et des réflecteurs pour améliorer cette caractéristique.

En pratique, les filtres SAW LCRF à bande étroite sont en général implémentés sur du Quartz, tandis que les applications à large bande requièrent souvent l'utilisation de substrat à fort taux de couplage et exploitant des ondes acoustiques de type « leaky SAW », lesquelles ont des propriétés différentes de l'onde de Rayleigh. Dans le cas présent, les filtres SAW LCRF ont été conçus en considérant un substrat de niobate de lithium de type YZ qui permet d'exploiter une onde de Rayleigh avec un couplage électromécanique assez élevé pour les besoins du combineur/diviseur de puissance basés sur ces filtres SAW LCRF.

2.3.2 Synthèse et modélisation d'un filtre LCRF par chaînage de matrices de transmission

La synthèse du filtre SAW LCRF consiste à dimensionner les éléments structurels le constituant (IDTs, réflecteurs et gap) en fonction des spécifications données. L'objectif étant de démontrer la méthodologie de conception des filtres SAW LCRF pour les besoins du combineur/diviseur de puissance à onde acoustique, aucune spécification n'est prise en compte dans le cas présent si ce n'est d'avoir de faibles pertes en transmission ainsi qu'une adaptation des ports d'entrée et de sortie du filtre. À ce titre, les réflecteurs sont dimensionnés pour avoir un taux de réflexion avoisinant 100 %, tandis que pour les IDTs, le nombre de paires d'électrodes ainsi que l'ouverture sont choisis de manière à ce que l'impédance des transducteurs soit égale à l'impédance caractéristique du système, à savoir 50Ω dans le cas actuel. Le tableau 2-1 détaille les paramètres considérés pour la modélisation du filtre SAW-LCRF.

Tableau 2-1 : Paramètres géométriques des filtres SAW-LCRF

Largeur des électrodes pour IDTs et réflecteurs	$d = 10 \mu\text{m}$
Période des IDTs	$\lambda = 4*d = 40 \mu\text{m}$
Période des réflecteurs	$\lambda_r = 4*d = 40 \mu\text{m}$
Nombre de paires électrodes dans les IDTs	20,5
Nombre d'électrodes par réseau de réflecteurs	150
Ouverture acoustique W	40λ
Épaisseur de métal	100 nm $(h/\lambda) = 0,025 \%$
Espacements (gaps)	$g_0 = 3\lambda/8$ et $g_1 = \lambda/4$

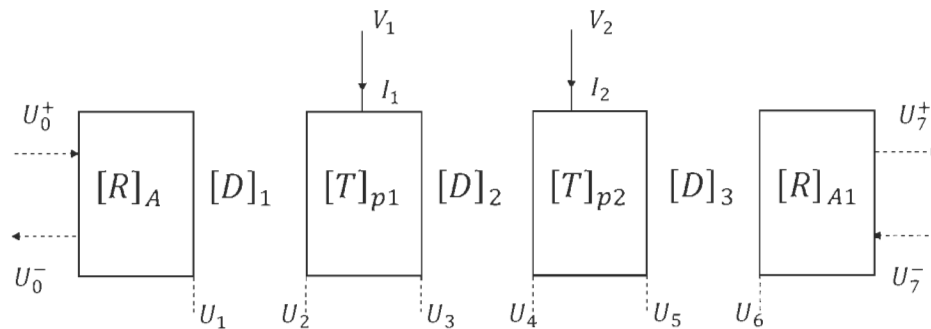


Figure 2-12: Schéma bloc d'analyse du filtre SAW-LCRF

Afin de modéliser le comportement du filtre SAW LCRF, une analyse mathématique basée sur le chaînage de matrices de transmission a été conduite en considérant le schéma bloc de la figure 2-12 représentant la structure du filtre SAW LCRF. Cette représentation sous forme de matrice de transmission nous permet de calculer les admittances associées à chaque port électrique et d'en dériver ensuite les paramètres S du filtre. Les paragraphes suivants détaillent les différentes étapes de calcul.

- Calcul de Y11 :

En se basant sur le schéma bloc, les relations récursives suivantes peuvent être écrites :

$$I_1 = [t_{31} \quad t_{32}]_{p1} \begin{bmatrix} U_3^+ \\ U_3^- \end{bmatrix} + [t_{33}]_{p1} \cdot V_1 \quad (2-49)$$

$$\begin{bmatrix} U_3^+ \\ U_3^- \end{bmatrix} = [D_2] \begin{bmatrix} U_4^+ \\ U_4^- \end{bmatrix} \quad (2-50)$$

$$\begin{bmatrix} U_4^+ \\ U_4^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}_{p2} \begin{bmatrix} U_5^+ \\ U_5^- \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} t_{13} \\ t_{23} \end{bmatrix}_{p2} \cdot V_2 \quad (2-51)$$

$$\begin{bmatrix} U_5^+ \\ U_5^- \end{bmatrix} = D_3 R_B \begin{bmatrix} U_7^+ \\ U_7^- \end{bmatrix} \quad (2-52)$$

En remplaçant dans l'équation (2-49), $\begin{bmatrix} U_3^+ \\ U_3^- \end{bmatrix}$ par la combinaison des trois équations (2-50),

(2-51) et, (2-52), le courant I_1 au port P1 peut s'écrire :

$$I_1 = [t_{31} \quad t_{32}]_{p1} [D_2] \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}_{p2} [D_3] [R_B] \begin{bmatrix} U_7^+ \\ U_7^- \end{bmatrix} + [t_{31} \quad t_{32}]_{p1} \begin{bmatrix} t_{13} \\ t_{23} \end{bmatrix}_{p2} V_2 + [t_{33}]_{p1} \cdot V_1 \quad (2-53)$$

Sachant que $V_1 = 0$ pour le calcul de Y11, l'expression du courant I_1 peut être arrangé pour s'écrire sous la forme :

$$I_1 = [M] \begin{bmatrix} U_7^+ \\ U_7^- \end{bmatrix} + [t_{33}]_{p1} \cdot V_1 \quad (2-54)$$

$$\text{Avec } [M] = [m_{11} \quad m_{12}] = [t_{31} \quad t_{32}]_{p1} D_2 \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}_{p2} D_3 R_B. \quad (2-55)$$

Ayant l'expression de I_1 en fonction de $\begin{bmatrix} U_7^+ \\ U_7^- \end{bmatrix}$ et de la tension V_1 , on cherche alors à définir

la valeur de $\begin{bmatrix} U_7^+ \\ U_7^- \end{bmatrix}$ en fonction de $\begin{bmatrix} U_0^+ \\ U_0^- \end{bmatrix}$. Pour ce faire on peut écrire ;

$$\begin{bmatrix} U_0^+ \\ U_0^- \end{bmatrix} = [R_A][D_1] \begin{bmatrix} U_2^+ \\ U_2^- \end{bmatrix} \quad (2-56)$$

$$\begin{bmatrix} U_2^+ \\ U_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}_{p1} \begin{bmatrix} U_3^+ \\ U_3^- \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} t_{13} \\ t_{23} \end{bmatrix}_{p1} \cdot V_1 \quad (2-57)$$

En combinant ces deux équations avec l'équation définissant $\begin{bmatrix} U_3^+ \\ U_3^- \end{bmatrix}$, $\begin{bmatrix} U_0^+ \\ U_0^- \end{bmatrix}$ peut s'écrire sous

la forme

$$\begin{bmatrix} U_0^+ \\ U_0^- \end{bmatrix} = [G] \begin{bmatrix} U_7^+ \\ U_7^- \end{bmatrix} + [H]V_1 \quad (2-58)$$

$$\text{Avec } [G] = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} = [R_A][D_1] \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}_{p1} [D_2] \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}_{p2} [D_3][R_B] \quad (2-59)$$

$$[H] = \begin{bmatrix} h_{11} \\ h_{21} \end{bmatrix} = [R_A][D_1] \begin{bmatrix} t_{13} \\ t_{23} \end{bmatrix}_{p1} \quad (2-60)$$

À partir des équations (2-54), (2-59), (2-60) et des conditions aux limites $U_7^- = 0$ et $U_0^+ = 0$ le courant I_1 s'exprime finalement tel que :

$$I_1 = -m_{11} \frac{h_{11}}{g_{11}} V_1 + [t_{33}]_{p1} \cdot V_1 \quad (2-61)$$

Ceci nous permet d'en déduire l'expression de Y_{11} à savoir ;

$$Y_{11} = [t_{33}]_{p1} - m_{11} \frac{h_{11}}{g_{11}} \quad (2-62)$$

Les valeurs de m_{11} , h_{11} et g_{11} sont calculés à partir des équations (2-55), (2-59) et (2-60)

Calcul de Y22 :

Sachant que la structure étudiée est réciproque et comporte des IDTs identiques au niveau des ports d'entrée et de sortie, l'égalité suivante est vérifiée ;

$$Y_{11} = Y_{22} \quad (2-63)$$

Calcul de Y21 :

La composante Y21 de l'admittance électrique du filtre peut être calculée suivant la relation :

$$Y_{21} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} \quad (2-64)$$

Sachant que $V_2 = 0$, le courant I_2 peut être défini à partir des relations récursives, soit :

$$I_2 = [t_{31} \quad t_{32}]_{p2} \begin{bmatrix} U_5^+ \\ U_5^- \end{bmatrix} \quad (2-65)$$

En remplaçant $\begin{bmatrix} U_5^+ \\ U_5^- \end{bmatrix}$ dans l'expression de I_2 par l'équation (2-52), nous obtenons la relation liant I_2 et V_1 qui est sous la forme ;

$$I_2 = [J] \begin{bmatrix} U_7^+ \\ U_7^- \end{bmatrix} \text{ avec } [J] = [j_{11} \quad j_{12}] = [t_{31} \quad t_{32}]_{p2} [D_3] [R_B] \quad (2-66)$$

A partir ces expressions ci-dessus, de l'équation définissant $\begin{bmatrix} U_0^+ \\ U_0^- \end{bmatrix}$, ainsi que des conditions limites, nous obtenons la relation suivante :

$$U_0^+ = \frac{g_{11}}{j_{11}} I_2 + h_{11} V_1 = 0 \quad (2-67)$$

Cette relation nous permet par la suite d'en déduire la valeur de Y21 soit :

$$Y_{21} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} = -\frac{h_{11} \cdot j_{11}}{g_{11}} \quad (2-68)$$

h_{11} , j_{11} , et g_{11} étant respectivement donné par les équations (2-60) et (2-66)

Calcul de Y12 :

Le filtre étudié étant réciproque nous avons une égalité entre Y12 et Y21 qui est vérifiée.

$$Y_{12} = Y_{21} \quad (2-69)$$

2.3.3 Résultats de simulation des paramètres S du filtre SAW LCRF.

Une fois tous les coefficients Y_{11} , Y_{12} , Y_{21} et Y_{22} calculés, nous pouvons en déduire les paramètres S du filtre SAW LCRF juste par simple transformation de la matrice d'admittance. Considérant que chaque port du dispositif relié à une impédance caractéristique Z_0 qui est réelle et égale à 50Ω , les relations suivantes permettent de calculer les différents paramètres S, sachant que $S_{11} = S_{22}$ et $S_{21} = S_{12}$.

$$S_{11} = S_{22} = \frac{(1-Y_{11}Z_0)(1-Y_{22}Z_0)+Y_{12}Y_{21}Z_0^2}{(1+Y_{11}Z_0)(1+Y_{22}Z_0)-Y_{12}Y_{21}Z_0^2} \quad (2-70)$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{-2Y_{12}Z_0}{(1+Y_{11}Z_0)(1+Y_{22}Z_0)-Y_{12}Y_{21}Z_0^2} \quad (2-71)$$

Les courbes présentées à la figure 2-13 désignent les différents paramètres S calculés pour le filtre SAW LCRF en considérant les paramètres géométriques listés au tableau 2.1 Comme nous pouvons le remarquer sur les résultats de la figure 2-13, la fonction de transfert du dispositif est celle d'un filtre passe bande. Le niveau de pertes d'insertion relevé dans la bande passante est de l'ordre de 0,36 dB à la fréquence centrale et le niveau de réflexion est inférieur à -10 dB sur toute la bande pour une impédance caractéristique de 50Ω connectée aux ports. Lorsque cette impédance est modifiée pour une valeur de 70Ω , l'adaptation en impédance est améliorée comme le montre la figure 2-14. Les pertes d'insertions relevées dans ce cas sont de 0,04 dB. Dans les deux cas, la bande passante à -1 dB est de 61,6 kHz tandis que la bande passante à -3 dB est de 71,1 MHz, correspondant à une bande passante relative de l'ordre de 0,92 %. Nous notons également dans les deux cas un faible un niveau de rejet hors bande assez modeste, ce qui est une caractéristique des filtres SAW LCRF.

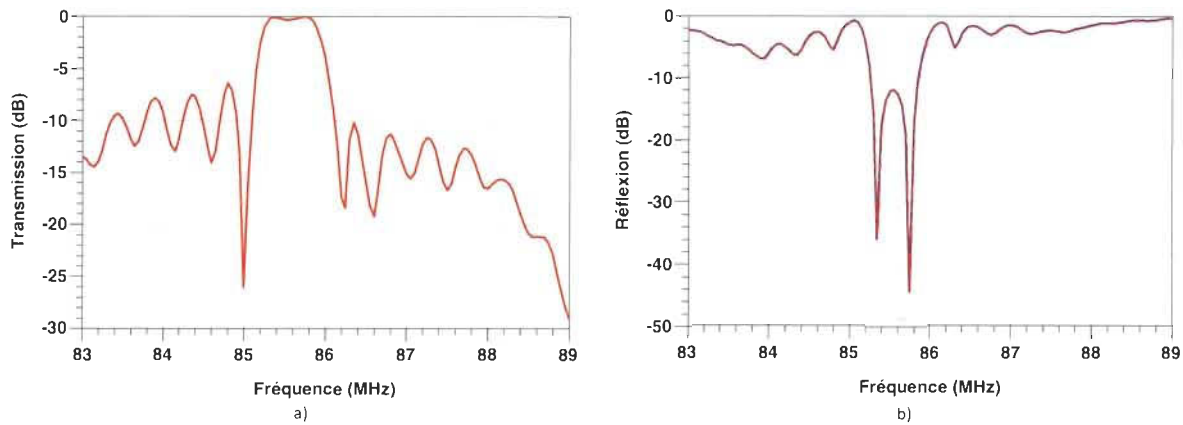


Figure 2-13 : Paramètres S du filtre SAW LCRF évalué avec une impédance caractéristique de 50 Ω . a) Transmission $|S_{21}|$. b) Réflexion $|S_{11}|$ et $|S_{22}|$

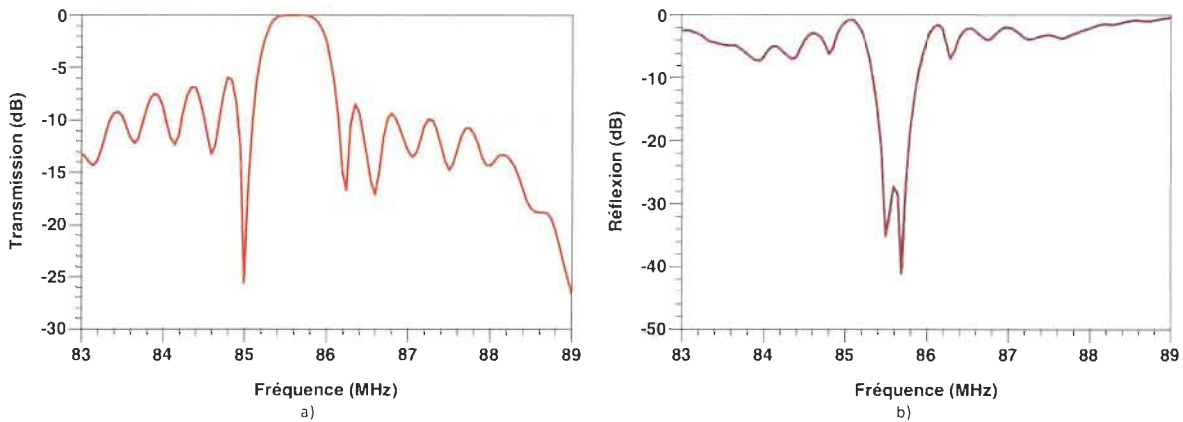


Figure 2-14 : Paramètres S du filtre SAW LCRF évalué avec une impédance caractéristique de 70 Ω . a) Transmission $|S_{21}|$. b) Réflexion $|S_{11}|$ et $|S_{22}|$.

2.4 Fabrication par photolithographie optique et mesures de filtres SAW LCRF

2.4.1 Réalisation des masques

La fabrication des filtres SAW-LCRF par la photolithographie optique requiert tout d'abord la réalisation d'un masque permettant de transférer les motifs des structures sur le substrat de niobate de lithium. Pour cela, les layout des différentes structures visées ont été dessinés à l'aide du logiciel Convector. La figure 2-15 présente les différents dispositifs acoustiques conçus pour les besoins de notre étude tandis que la figure 2-16 est une

représentation du masque utilisé pour la microfabrication et comportant l'ensemble des dispositifs SAW dessinés.

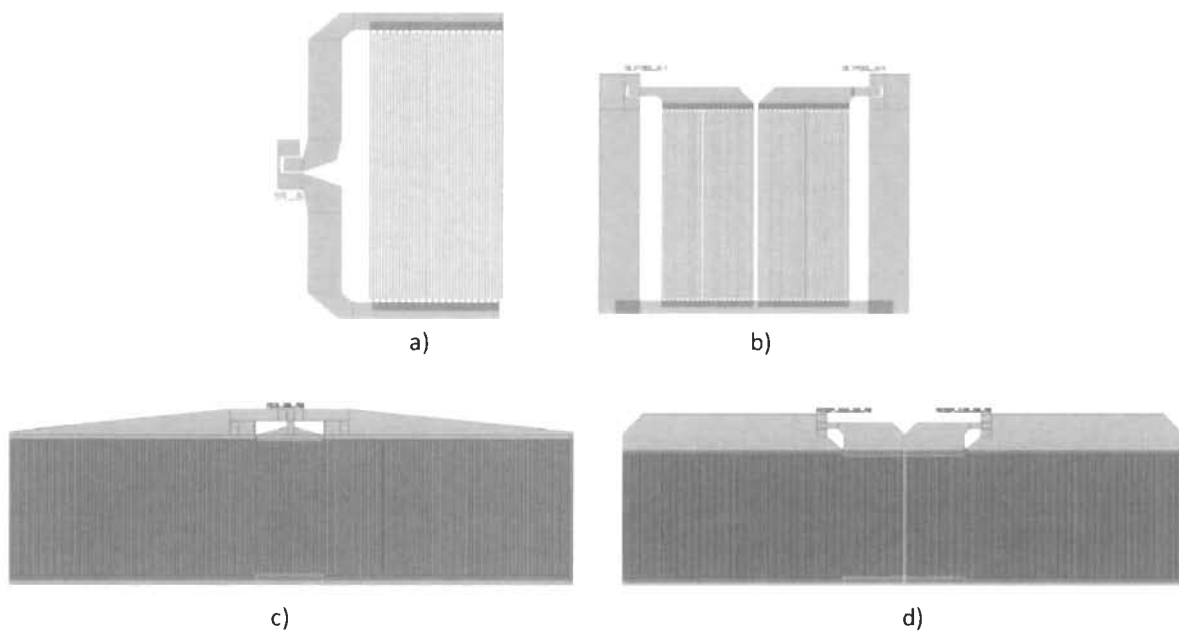


Figure 2-15 : Layout de quelques dispositifs SAW soumis à la fabrication. a) transducteur IDT. b) Ligne à délai. c) Résonateur 1 port. d) Filtre LCRF

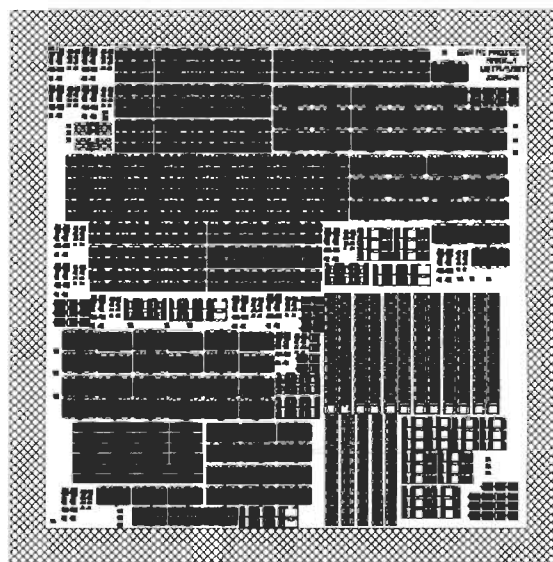


Figure 2-16 : Image du masque utilisé pour la fabrication des dispositifs SAW par lithographie optique

2.4.1 Fabrication des dispositifs par lithographie optique

De manière générale la photolithographie optique est une technique de fabrication qui permet de transférer une image vers un substrat à l'aide d'un masque et d'une résine photosensible. Dans le cas des dispositifs SAW, cette technique est utilisée pour fabriquer les structures à basse résolution avec des largeurs de doigts supérieures à $2\ \mu\text{m}$. La fabrication des composants SAW par lithographie optique requiert un procédé de fabrication qui se décline en 6 étapes élémentaires qui sont résumés au niveau de la figure 2-17. De manière générique, les différentes étapes sont le dépôt de la couche, le dépôt et le recuit d'une résine négative, l'insolation de la résine grâce aux UV, le développement de la résine, la gravure du métal dans les zones non désirées, puis enfin le stripping qui consiste à retirer toute la couche de résine restante pour laisser apparaître les motifs souhaités. Cette technique est utilisée dans le cas présent pour la fabrication de filtres SAW-LCRF. Le tableau 2-2 détaille les paramètres de fabrication ainsi que les images de la plaque après chaque étape.

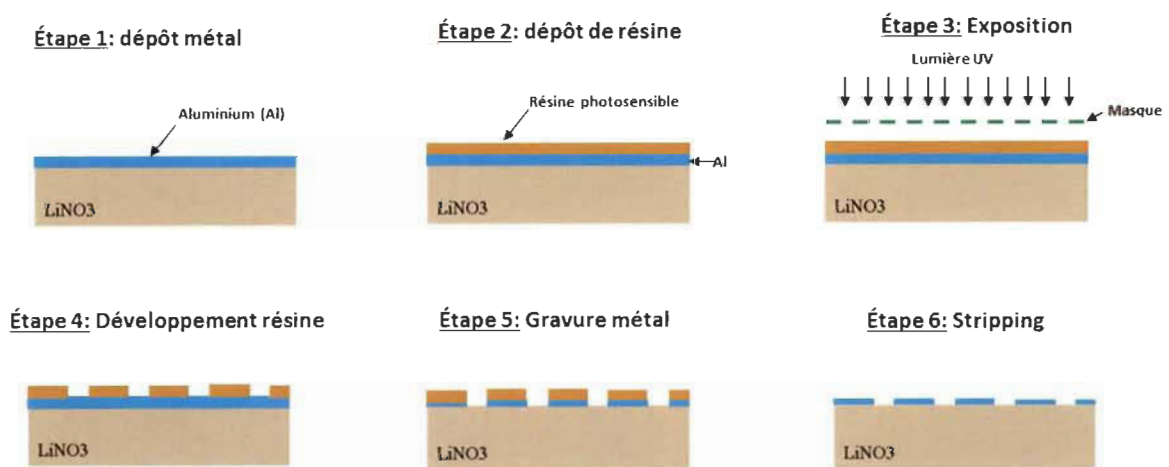


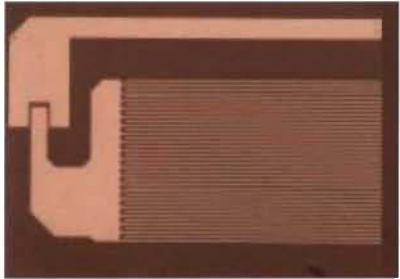


Figure 2-17 : Les différentes étapes du procédé de fabrication par lithographie optique

Tableau 2-2 : Récapitulatif des différentes étapes de fabrication par lithographie optique

<p><u>Dépôt de métal par évaporation E-beam</u></p> <p>Matériau : aluminium Épaisseur : 100 nm</p>	<p>Plaque avec du métal</p> 
<p><u>Dépôt et cuisson de la résine</u></p> <ul style="list-style-type: none"> - Dépôt: 4000 tr/min, 2000 tr/min/s, durée 60 s - Cuisson à la plaque chauffante 100° (durée 90 s) 	
<p><u>Insolation de la résine</u></p> <ul style="list-style-type: none"> - Équipement MJB4 25 	<p>Après développement</p> 
<p><u>Développement de la résine</u></p> <ul style="list-style-type: none"> - Solution AZ developer - Rinçage à l'eau - Séchage à la soufflette 	
<p><u>Gravure humide de l'aluminium</u></p> <p>Solution: $\text{H}_3\text{PO}_4 + \text{HNO}_3 + \text{CH}_3\text{CO}_2\text{H} + \text{H}_2\text{O}$: (25:1:5:2) pendant 3 minutes environ</p> <ul style="list-style-type: none"> - Rinçage à l'eau - Séchage à la soufflette 	<p>Après stripping</p> 
<p><u>Stripping de la résine</u></p> <ul style="list-style-type: none"> - Solution : acétone - Rinçage à l'eau - Séchage à la soufflette 	

2.4.2 Mesures de filtres SAW LCRF fabriqués

Après fabrication, le filtre SAW LCRF a été caractérisé à l'aide d'une station de mesure sous pointe manuelle, d'un analyseur de réseaux vectoriel (VNA) et des pointes RF de type GSG. Après calibration du VNA par la méthode SOLT, les paramètres S du filtre SAW-LCRF ont été mesurés en considérant une impédance caractéristique de 50Ω . Les résultats de mesures en termes de transmission et de réflexion sont exposés à la figure 2-18 en comparaison avec la réponse théorique calculée à partir des matrices de transmission.

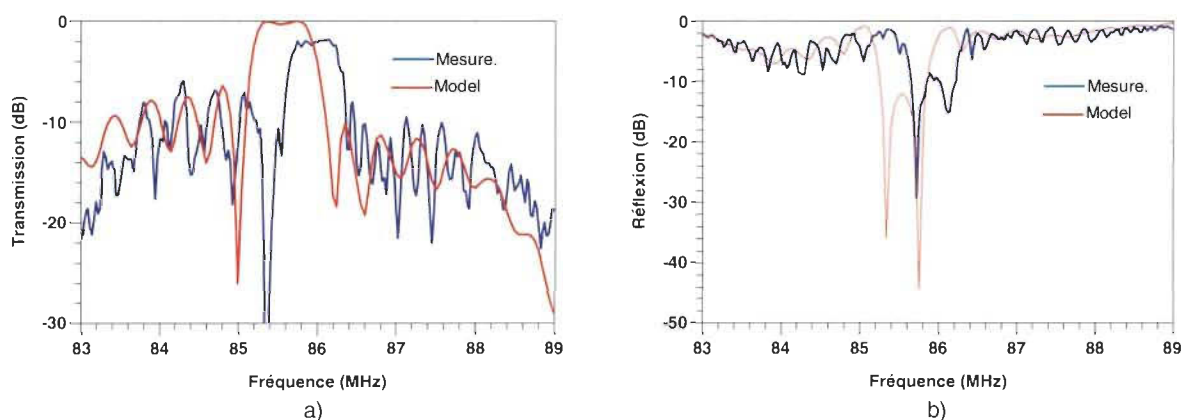


Figure 2-18 : Réponse fréquentielle du filtre SAW en comparaison avec le modèle théorique initial. a) Transmission. b) Réflexion

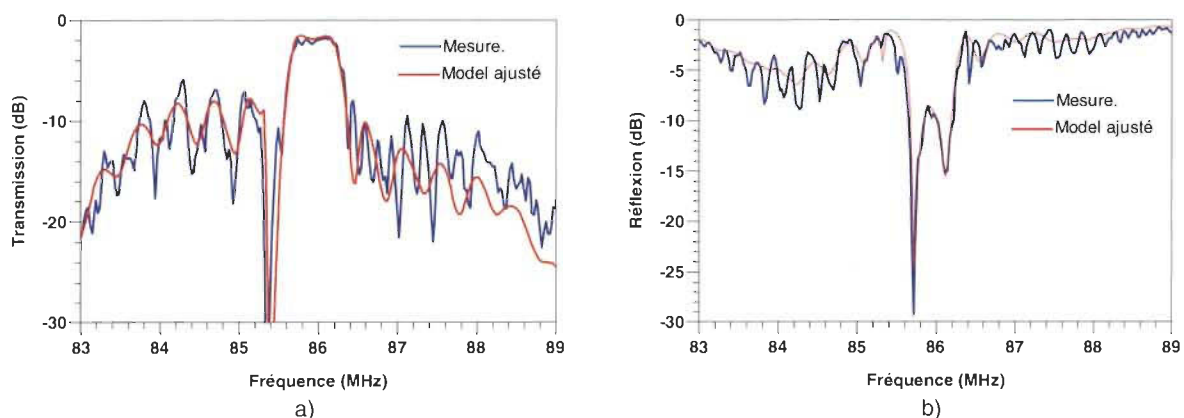


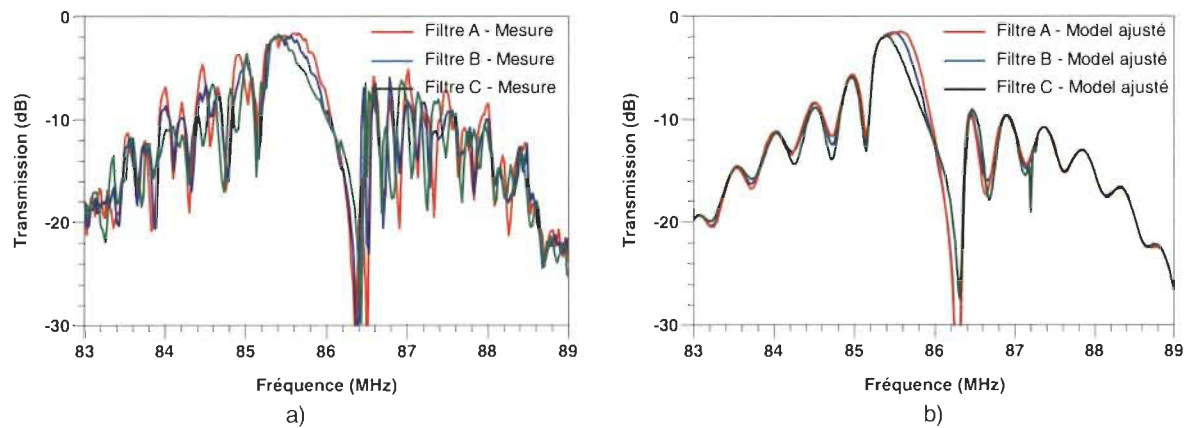
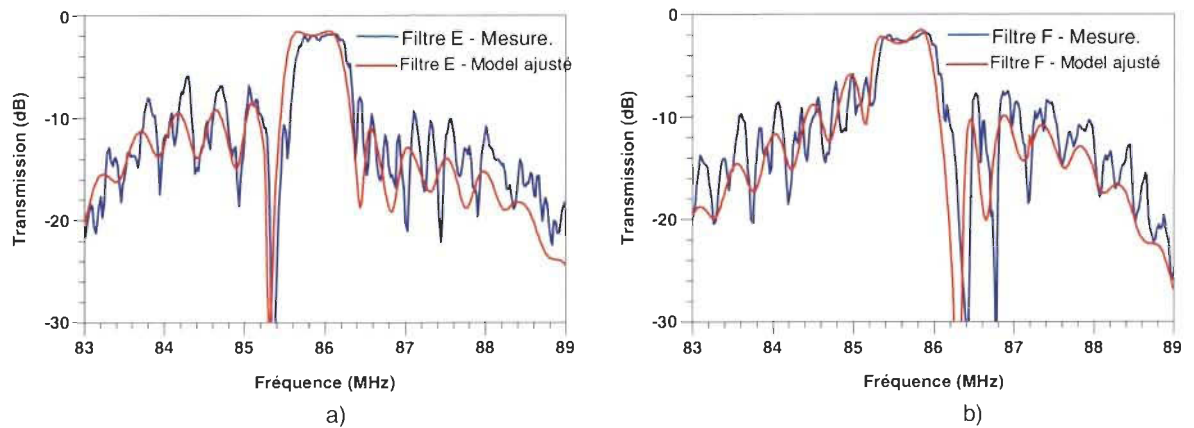
Figure 2-19 : Réponse fréquentielle du filtre SAW en comparaison avec le modèle théorique ajusté. a) Transmission. b) Réflexion. c) admittance Y_{11} . d) Phase de S_{21} .

En premier lieu, nous reconnaissons au niveau des mesures la fonction de transfert du filtre SAW-LCRF calculée théoriquement. Nous notons toutefois un certain décalage en fréquence entre la mesure et la théorie qui s'explique par le fait que les dispositifs fabriqués présentent des électrodes dont la largeur est légèrement inférieure à ce qui était prévu. En effet, les structures ont été fabriquées avec le masque à l'envers ce qui a entraîné une modification de la résolution des électrodes qui s'est traduit par une légère augmentation de la fréquence d'opération. Un léger ajustement du modèle théorique permet alors de retrouver un parfait accord entre la prédiction théorique et la mesure à l'image des résultats présentés à la figure 2-19. Le filtre SAW-LCRF fabriqué présente un niveau de transmission qui est de -1,9 dB en moyenne avec une bande passante à 1 dB qui est égale à 56 MHz. La bande passante à 3 dB mesurée est de l'ordre de 63 MHz, ce qui correspond à une bande passante relative de 0,7 %.

Afin de s'assurer de la validité du modèle théorique, les résultats de mesures de plusieurs variantes de filtres SAW-LCRF fabriqués sont comparés avec leurs prédictions théoriques à la figure 2-20. Les caractéristiques géométriques de ces 6 versions du filtre SAW-LCRF diffèrent uniquement par les valeurs attribuées respectivement aux gaps g_1 et g_0 . Ces structures sont obtenues en variant la distance entre les IDTs ou en en modifiant la distance séparant les IDTs et les réflecteurs. Les paramètres caractéristiques de ces variantes du filtre SAW-LCRF sont listés au tableau 2-3. Au-delà de la concordance entre les résultats de mesures et la théorie, nous remarquons que la structure de la fonction de transfert dépend des gaps g_0 et g_1 .

Tableau 2-3 : Paramètres géométriques de quelques variantes du filtre SAW-LCRF

	Variation du gap g_1			Variation du gap g_0	
Structures	Filtre A	Filtre B	Filtre C	Filtre D	Filtre E
Gaps	$g_0 = \lambda/4$	$g_0 = 3\lambda/8$	$g_0 = 3\lambda/2$	$g_0 = \lambda/4$	$g_0 = \lambda/2$
	$g_1 = \lambda/4$	$g_1 = \lambda/4$	$g_1 = \lambda/4$	$g_1 = 3\lambda/8$	$g_1 = \lambda/4$

Figure 2-20 : Variation du gap g_1 entre les IDTs. a) Résultats de mesures. b) Résultats théoriques.Figure 2-21 : Variation du gap g_0 entre les IDTs et les réflecteurs. a) Résultats de mesures. b) Résultats théoriques

Chapitre 3 - Développement de combineurs/diviseurs de puissance avec fonction de filtrage à partir de la technologie des ondes acoustiques.

3.1 État de l'art sur la miniaturisation des combineurs/diviseurs de puissance

La miniaturisation des combineurs et diviseurs de puissance a fait l'objet de nombreuses recherches publiées en corrélation avec une perpétuelle demande en dispositifs à la fois très performants et compacts pour les architectures de télécommunications mobiles et sans fils. En premier lieu, les travaux ont été orientés sur la réduction de la taille physique des combineurs et diviseurs de puissance en s'appuyant sur les techniques traditionnelles de miniaturisation des lignes de transmissions électromagnétiques. À titre d'exemple, plusieurs études ont ainsi fait état de différentes solutions d'intégration de structures compactes de combinaison/division de puissance basées sur : l'utilisation d'ondes lentes (*slow-wave*) [22], l'implémentation à partir de guides d'ondes intégrés au substrat (*SIW : substrate integrated waveguide*) [23], l'introduction de structures à défaut de plan de masse (*DGS : Defected Ground Structure*) [24], ou encore l'intégration en multicouche avec la technologie LTCC (*Low Temperature Co-fired Ceramic*) [25].

Avec la recrudescence des protocoles modernes de communication, les architectures RF sont devenues de plus en plus complexes, nécessitant ainsi d'aborder la question de la miniaturisation des combineurs/diviseurs de puissance non plus par rapport à la réduction de la taille uniquement mais aussi du point de vue de leur intégration dans un système et dans une certaine mesure la capacité à leur conférer des caractéristiques multifonctionnelles. C'est à ce

titre que la tendance actuelle s'est portée sur le développement de combineurs/diviseurs de puissance intégrant une fonction de filtrage.

3.1.1 Les combineurs/diviseurs de puissance avec fonction de filtrage

Durant ces dernières années, le sujet portant sur le développement de combineurs et diviseurs de puissance compacte intégrant une fonction de filtrage a fait l'objet d'intensives recherches résultant en une multitude publications. Le but de cette méthode est d'implémenter la fonction de combinaison/division de puissance et celle de filtrage dans un seul composant, afin de réduire significativement l'encombrement au niveau système. Cette approche multifonctionnelle apporte en outre quelques avantages supplémentaires tels que la réduction des pertes, une plus faible consommation et une réduction du coût d'intégration. Dans la plupart des travaux publiés sur ce sujet, la stratégie adoptée consiste à substituer par des filtres planaires (ou quasi-planaires), chaque branche de transmission de longueur quart d'onde formant le combineur/diviseur de Wilkinson traditionnel [26] - [29]. Les filtres utilisés dans ce type de structure peuvent être implémentés à partir de différentes techniques telles que le couplage de résonateurs ou l'utilisation de cavités à guides d'ondes.

Le diviseur de puissance à 3 ports présenté en [26] est un exemple de structure de division de signal RF avec fonction de filtrage utilisant des résonateurs couplés. Le dispositif en question a été réalisé en disposant dans chaque branche, deux résonateurs sous forme de spires de manière à favoriser un couplage direct permettant la transmission en phase du signal introduit au port d'entrée vers les deux ports de sortie. Cette structure a été conçue pour des applications opérant autour de 2.45 GHz et présente un rapport de division de 3 dB, des pertes d'insertion de 1,4 dB ainsi qu'une bande passante relative de l'ordre de 7.1 %. En outre, de bonnes performances en termes de sélectivité et de rejet hors bande ont été également atteintes

grâce à une optimisation du couplage croisé entre les deux branches de résonateurs formant le composant. Ce diviseur de puissance est toutefois caractérisé par une absence totale d'isolation entre les deux ports de sortie. À l'inverse, un combineur/diviseur de puissance miniaturisé avec fonction de filtrage et présentant une isolation large bande a été introduit en [27]. Constitué de deux filtres passe-bande disposés parallèlement et d'un circuit d'isolation sous forme de d'un résonateur RLC, ce combineur/diviseur de signal RF présente une isolation supérieure à 20 dB et s'étendant du DC à $2.2f_0$. Les pertes d'insertion enregistrées sont respectivement de 3,81 dB et 3,85 dB dans chaque branche de transmission tandis que la bande passante relative est de 11.8 %. Structurellement, chaque filtre utilisé dans ce cas a un déphasage de 90° et est formé de résonateurs quarts d'onde lesquels sont reliés à la masse via une ligne de transmission commune. Les résonateurs et lignes de transmission de la structure sont implémentés à partir de la technologie micro ruban et l'étude analytique a été effectuée par l'analyse des modes pairs et impairs. Deux autres types de combineurs/diviseurs utilisant des résonateurs couplés pour réaliser la fonction de filtrage ont été également répertoriés [28] [29]. Dans ces deux configurations basées le concept de Wilkinson conventionnel, les deux transformateurs quarts d'onde sont remplacés par des résonateurs chargés par des stubs et chaque résonateur est fait de lignes de transmission repliées à plusieurs segments. Chacune des structures exposées en [27] et en [28] est caractérisée par sa réponse fréquentielle typique à celle d'un filtre passe bande tout en présentant un rapport de division égale entre les ports de sortie ainsi qu'une isolation supérieure à 20 dB dans leur bande passante respective. Dans [28], un chemin de couplage additionnel est ajouté entre le port d'entrée et les deux ports de sortie afin d'améliorer la sélectivité en fréquence.

En utilisant des lignes de transmission couplées, les auteurs Y.C Lin et al. [29] ont proposé une structure de combineur/diviseur multi bande avec fonction de filtrage. Le caractère multi bande est tel que le dispositif présenté peut opérer sur une ou deux bandes de fréquences en même temps. Pour ce faire, les auteurs ont remplacé les branches d'un diviseur usuel par des filtres passe-bande à boucle ouverte qui ont été conçus par couplage de lignes de transmission. Chaque filtre passe-bande fonctionne en dual band à des fréquences correspondantes respectivement aux fréquences de résonance des modes pairs et modes impairs existant dans la structure. Le rapport de division entre les ports de sortie ainsi que les propriétés de transmission sont contrôlés par optimisation du positionnement et de l'espacement entre les différentes lignes de transmission couplés. Les résultats de mesures obtenus par les auteurs démontrent bien l'association de la fonction de filtrage à celle de division/combinaison de signal avec des performances en termes de pertes d'insertion respectivement égales à 3,8 dB et 3,9 dB dans les bandes de fréquence 1.8 GHz et 2.96 GHz. Les bandes passantes relatives associées à ces deux fréquences d'opération sont de 8 % et 7.4 % respectivement. Une isolation supérieure à 10 dB est obtenue dans chaque bande grâce à l'ajout d'un élément résistif et d'une inductance entre les deux branches de transmission.

Une autre technique basée sur l'emploi de guides d'ondes a été récemment proposé comme alternative pour la mise en place de combineurs/diviseurs puissance compacts avec fonction de filtrage [30] [31]. Par exemple, la structure présentée en [30] comprend des guides d'ondes à substrat intégré formant des cavités résonantes, ainsi que des lignes de transmission de type micro ruban. Deux cavités résonantes aux modes SIW TE_{102} et SIW TE_{201} sont cascadées de manière à former les branches de transmission du diviseur et permettre ainsi d'avoir une réponse fréquentielle équivalente à celle d'un filtre passe bande. Une analyse des

modes pairs et modes impairs permet de concevoir ce type de diviseur dont les résultats de mesure démontrent des pertes d'insertion inférieures à 3,3 dB dans la bande de fréquence 8.83 – 906 GHz avec une isolation entre les ports de sortie supérieure à 16 dB. Le circuit d'isolation dans cette structure, a été réalisé à partir d'un réseau de lignes micro rubans comprenant quatre sections de lignes quart d'onde et une résistance d'isolation.

En utilisant plusieurs cavités à guide d'ondes comme dans [31], un combineur/diviseur de puissance multiport avec fonction de filtrage peut être également défini. Dans ce cas précis, la topologie de la structure consiste en un assemblage de quatre résonateurs qui sont couplés entre eux à l'aide d'inverseurs d'admittance. Chaque résonateur est sous forme d'une cavité à guides d'onde métallique couplé à un port. Le principe de fonctionnement de combineur/diviseur est tel que trois des cavités utilisent le mode de résonance TE₁₀₁ tandis que le mode TE₂₀₁ est uniquement exploité par la cavité restante connectée au port d'entrée. Malgré ses performances électriques avancées (pertes insertion, isolation, bande passante), ce dispositif de combinaison/division de signal présente des dimensions assez grandes du fait de la présence des guides d'ondes métalliques qui occupent un volume considérable. Afin de s'affranchir de cette limitation, l'auteur a appliqué ce même concept en remplaçant les cavités métalliques par des guides d'ondes de type SIW pour ensuite concevoir un combineur/diviseur de puissance à 8 ports. De manière générale, les combineurs/diviseurs de puissance à base de guides d'ondes ont l'avantage de présenter de faibles pertes, un haut facteur de qualité ainsi qu'une large tenue en puissance, ce qui les rend favorables aux applications à haute puissance.

En résumé toutes ces solutions répertoriées ci-dessus portant sur la conception de combineur ou diviseur de puissance avec une fonction de filtrage intégrée ont pour point commun l'utilisation de lignes de transmission électromagnétiques ou des guides d'ondes

comme éléments de base. Cependant les longueurs électriques mises en jeu par ces éléments se traduisent par des dimensions physiques pouvant aller jusqu'à l'ordre de plusieurs cm en basse fréquence. Ce large encombrement a pour conséquence de limiter le déploiement à grande échelle de ces types de combineurs/diviseurs de puissance avec fonction de filtrage dans les architectures des appareils portatifs.

Ayant une vitesse de propagation qui est en moyenne 10^5 fois plus faible que celles des ondes électromagnétiques, les ondes acoustiques peuvent à l'inverse être employées pour apporter une solution efficace à cette problématique de miniaturisation. Les ondes acoustiques présentent en effet des longueurs d'onde bien plus courtes (de l'ordre du μm à basse fréquence) que les longueurs électriques, offrant ainsi la possibilité d'une miniaturisation poussée des combineurs/diviseurs de puissance avec fonction de filtrage.

3.1.2 Les combineurs/diviseurs de puissance utilisant des éléments acoustiques

Bien que ce concept soit très peu exploité dans la littérature, on répertorie tout de même quelques travaux publiés faisant état de structures de combineurs et/ou de diviseurs de puissance avec fonction de filtrage et exploitant des éléments acoustiques.

La première structure de diviseur de signal RF à élément acoustique ayant une fonction de filtrage a été introduite pour la première fois en 1985 par M. Hikita et al. Cette solution décrite dans le brevet japonais JP 60160719 [32], propose la réalisation d'un diviseur de puissance en utilisant des filtres à transducteurs imbriqués exploitant les ondes acoustiques de surface (SAW). Les filtres composés d'une série de transducteurs IDTs, sont disposés symétriquement sur deux chemins acoustiques distincts selon un arrangement qui permet de relier l'entrée des deux filtres pour former le port d'entrée du diviseur tandis que le port de sortie de chaque filtre

est associé à un port de sortie du diviseur. Selon cette configuration, le principe de fonctionnement est tel qu'un signal électrique appliqué au port d'entrée, se trouve divisé dans les deux voies puis converti en onde acoustique de surface par les IDTs connectés au port d'entrée de chaque filtre. Par la suite, les ondes acoustiques ainsi générées dans chaque voie se propagent jusqu'aux IDTs connectés aux ports de sortie où elles sont reconverties en signal électrique. La symétrie de la structure permet de garantir une transmission de puissance égale au niveau des deux sorties. Les résultats de modélisation publiés démontrent effectivement que la structure proposée présente les fonctionnalités de division de signal RF tout en ayant les caractéristiques d'un filtre SAW. Cependant, la configuration adoptée n'assure pas spécifiquement une isolation entre les ports de sortie puisqu'un signal reçu par exemple par le premier port de sortie de la voie acoustique supérieur, est retransmis au second port de sortie situé sur le chemin acoustique inférieur via le port d'entrée qui est commun aux deux filtres. Cette absence d'isolation limite l'utilisation d'une telle structure en tant que combineur.

Après cette première solution brevetée au Japon, il a fallu ensuite attendre jusque vers la fin des années 2000 pour voir apparaître une seconde solution d'intégration de combineur/diviseur de puissance utilisant des éléments à ondes SAW. Les travaux présentés en [33] portent en effet sur l'utilisation d'un filtre SAW à transducteurs unidirectionnels multiphases (MUDT) pour remplir la fonction de combinaison et de division de signal RF. La structure du filtre employé comme combineur/diviseur de puissance consiste en deux transducteurs unidirectionnels (UDT) à 4 phases positionnés de part et d'autre d'un IDT bidirectionnel connecté à un port de sortie. L'excitation des UDT multiphases entraîne la génération de deux SAW se propageant dans une seule direction vers l'IDT central où elles s'additionnent. L'onde acoustique résultante est ensuite convertie en signal électrique par ce

même IDT connecté au port de sortie, permettant ainsi de réaliser la fonction de combinaison de puissance. Inversement un signal RF appliqué à l'IDT bidirectionnel est divisé en deux et recueilli au niveau des ports connectés à chaque UDT multiphase à la suite d'une transduction acousto-électrique. Les résultats de simulation publiés confirment que les performances du filtre SAW proposé par l'auteur sont équivalentes à celle d'un coupleur hybride en quadrature. Avec une structure dimensionnée pour opérer à la fréquence centrale de 888 MHz en considérant un substrat de type $128^\circ\text{Y-X LiNbO}_3$, les pertes d'insertion relevés sont aux alentours de 3,5 dB et l'isolation entre les ports d'entrée est supérieure à 20 dB. La principale limitation de ce type de combineur/diviseur de puissance réside dans le fait son fonctionnement requiert l'emploi de 4 différents signaux pour exciter les UDTs à 4 phases, chaque signal ayant un déphasage de 90° par rapport à l'autre.

À l'instar des solutions présentées ci-dessus, notre objectif est d'utiliser les ondes acoustiques comme candidat idéal à la miniaturisation des PC tout en leur conférant la fonctionnalité d'un filtre passe bande. Toutefois, notre approche diffère de ce qui existe présentement par l'emploi de filtre SAW LCRF comme élément de base pour l'implémentation de structures de combinaison/division de signal RF.

3.2 Combineurs/diviseurs de puissance à 2 voies à base de filtres SAW LCRF

Cette section traite de l'étude et de la réalisation de combineurs/diviseurs de puissance à 2 voies d'accès exploitant la propagation d'ondes SAW et implémentés à partir de filtres SAW-LCRF. Ce travail est motivé par le besoin de trouver une solution efficace de miniaturisation des structures de combinaison et division de signal RF afin de faciliter leur intégration dans architectures de communication sans fils et mobiles. En plus de présenter une fonction de filtrage, les performances recherchées pour un tel dispositif et auxquelles on tentera de se

rapprocher sont : des pertes de transmission minimales, une bonne isolation entre les différents ports d'entrée, un équilibre des amplitudes et phases entre les différentes branches, ainsi qu'une adaptation des ports.

Nous exposerons donc dans la première partie, les principes sur lesquels repose le fonctionnement du combineur/diviseur SAW-LCRF ainsi que la topologie adoptée pour une combinaison/division à 2 voies. La deuxième partie traite de la conception et de l'analyse de ces combineurs/diviseurs à partir de la méthode des matrices de transmission. Enfin de compte les résultats de simulations présentés à la troisième partie permettent de valider le concept pour des applications opérant à basse fréquence.

3.2.1 Structures et principe de fonctionnement de combineurs/diviseurs SAW-LCRF

Le principe de fonctionnement des combineurs/diviseurs de puissance que nous proposons s'appuie sur le principe de combinaison et division de signal RF par formation d'interférences acoustiques constructives et destructives. En se basant sur cette méthode initialement brevetée en 2012 et exposée en [34] - [35], une approche différente et nouvelle reposant sur le couplage acoustique longitudinal d'ondes SAW est proposée dans cette étude. Les structures adoptées pour le combineur/diviseur de puissance sont en effet constituées de filtres SAW-LCRF disposés parallèlement sur plusieurs voies acoustiques et comprenant chacun un minimum de trois transducteurs distincts et de deux réseaux périphériques de réflecteurs. Un schéma détaillé de l'architecture d'un tel combineur/diviseur à deux voies est donné à la Figure 3.1. Elle est constituée de deux voies acoustiques comprenant chacune une série de transducteurs connectés respectivement au port d'entrée P_{ei} , au port de sortie P_{si} , ainsi qu'au port flottant P_{fi} . De cette manière, d'un signal électrique appliqué au port d'entrée entraîne au niveau des IDTs connectés à ce même port, la génération d'une onde acoustique qui se propage jusqu'aux IDTs

de sortie où elle est récupérée sous forme de signal électrique grâce à l'effet piézoélectrique inverse. Les IDTs reliés au port flottant ont pour leur part, la fonction de transférer une partie de l'onde acoustique se propageant sur l'une des voies, vers l'autre voie acoustique.

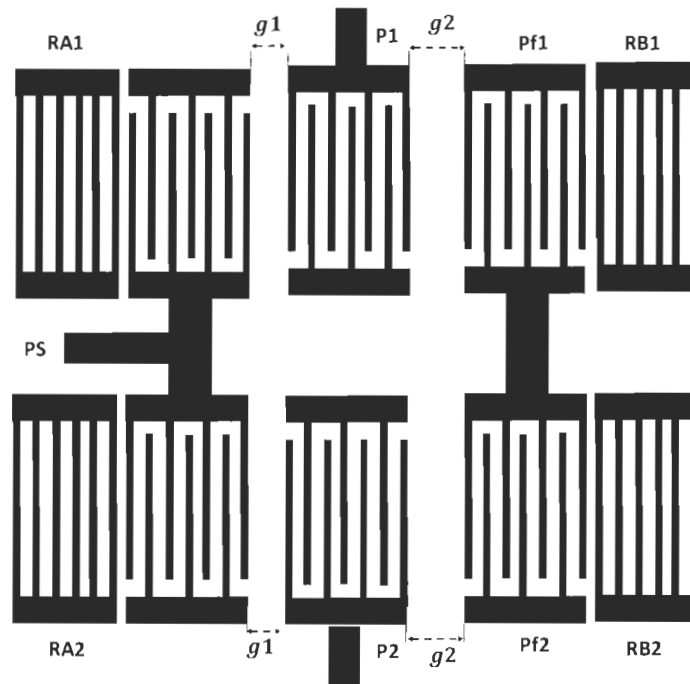


Figure 3.1 : Représentation du combineur/diviseur de puissance SAW-LCRF à 2 voies

Les réseaux de réflecteur terminant chaque voie acoustique permettent de confiner l'onde dans la structure formant ainsi une cavité acoustique où cohabitent plusieurs modes de résonances qui peuvent être couplés pour favoriser un transfert d'énergie entre les différents ports du composant.

Du point de vue structurel, les IDTs connectés au port de sortie sont séparés des IDTs du port d'entrée par une distance égale à $g_1 = (2m + 1)\lambda/4$, tandis que ces mêmes transducteurs d'entrée sont éloignés des IDTs du port flottant par une distance égale à $g_2 = (2n + 1)\lambda/2$. Considérant que les variables m, n sont des nombres entiers, cet arrangement permet de s'assurer que les ondes émises à partir de chaque port d'entrée se propagent jusqu'aux IDTs de

sortie pour former des interférences constructives entraînant ainsi une combinaison du signal électrique. À l'inverse, une isolation entre les deux ports d'entrée est obtenue en s'assurant que les ondes émises à partir d'un signal appliqué au premier port d'entrée, arrivent simultanément au niveau du second port d'entrée de manière à former des interférences destructives.

Le fonctionnement d'un tel combineur/diviseur de puissance exploitant la formation d'interférences d'onde SAW apparaît plus compréhensible lorsque l'on analyse le parcours de l'onde acoustique à travers la structure. Ainsi un signal appliqué au port d'entrée P1 génère une onde acoustique qui se propage et arrive en quadrature de phase au port de sortie Ps par les trois chemins que sont :

- Le chemin acoustique direct formé entre le port P1 et le port Ps ;
- Le chemin acoustique défini par le port P1 - le port Pf1 - le port P1 - le port Ps grâce à la réflexion de l'onde à l'extrémité de la voie acoustique ;
- Et enfin le chemin formé par le passage de l'onde sur les deux voies acoustiques : port P1 - port Pf1 - port Pf2 - port P2 - port Ps ;

Par ailleurs, du fait de la symétrie de la structure, un signal émis au second port d'entrée P2 va également arriver en quadrature au port de sortie suivant un chemin acoustique similaire. Ces conditions de propagation permettent d'obtenir des interférences constructives pour des ondes émises aux deux ports d'entrée et se propageant vers l'IDT connecté au port de sortie Ps. Il en résulte ainsi une combinaison des signaux électriques au niveau de port de sortie. Par contre, les ondes générées à un premier port d'entrée P1 vont arriver simultanément en phase et en opposition de phase au niveau du second port d'entrée P2 selon les deux chemins acoustiques suivants :

- Le chemin acoustique passant par le port P1- le port Pf1 - le port Pf2 – le port P2 pour une arrivée en phase ;
- Et le chemin acoustique formé par le port P1 - le port Ps- le port P2 (après réflexion par R11) pour une arrivée en opposition de phase.

Il se produit alors au niveau du second port d'entrée P2, des interférences destructives entre les ondes ayant parcouru ces deux chemins différents, assurant ainsi une isolation électrique entre les deux ports d'entrée. Finalement, la configuration ce dispositif à 3 trois ports électriques décrits à la figure 4.1 est équivalente à une structure de filtre SAW LCRF avec les propriétés d'un combineur/diviseur de puissance à 2 voies.

Après avoir détaillé le mécanisme d'opération des structures de combineurs/diviseurs de puissance à filtres SAW-LCRF, les paragraphes suivants présentent la conception et l'analyse mathématique de ces composants.

3.2.2 Conception et analyse des combineurs/diviseur de puissance SAW LCRF

3.2.2.1 Spécifications des combineurs/diviseurs SAW LCRF

Les principales contraintes auxquelles doivent répondre les dispositifs étudiés sont focalisées sur la double fonction de filtrage et combinaison/division de plusieurs signaux RF à partir de filtres SAW LCRF, ainsi que sur la compacité. Dans un premier temps, aucune application spécifique n'est visée si ce n'est de démontrer la validité du concept pour les architectures des systèmes sans fils et mobiles opérant à basse fréquence. Deux types de combineurs/diviseurs à fonction de filtrage fonctionnant autour de 85 MHz ont été considérés : un combineur/diviseur à 2 voies et un autre à 3 voies. Ces composants devront présenter à la fréquence centrale, des pertes d'insertion inférieures à 1 dB excluant le ratio de division ainsi qu'une isolation

supérieure à 10 dB entre les différents ports d'entrée. Le niveau de pertes en réflexion admissible à la fréquence centrale est fixé à 15 dB pour des impédances d'entrée-sortie spécifiées à 50 Ω .

3.2.2.2 *Considérations et dimensionnement*

Les performances du combineur/diviseur de type SAW LCRF dépendent essentiellement de deux facteurs à la fois, à savoir :

- le déphasage entre les ondes se propageant dans la structure de manière à former des interférences constructives et destructives ;
- et les caractéristiques des filtres SAW-LCRF individuels formant chaque voie acoustique. Ces caractéristiques sont par exemple le nombre de pôles et de modes de résonance ; le niveau de pertes d'insertion et de réflexion ; ainsi que la bande passante relative.

Ces deux facteurs principaux sont intimement liés aux paramètres des éléments structurels du composant que sont le substrat, les réflecteurs, les IDTs et les différents espacements appliqués dans chaque voie. Le dimensionnement initial du combineur/diviseur de puissance consiste donc à définir dans un premier temps, la configuration géométrique permettant à la fois de structurer la fonction de transfert d'un filtre passe bande et de combiner/diviser des signaux RF avec une isolation entre les ports d'entrée. Dans un second temps, une optimisation de la structure initiale permettra d'affiner la réponse fréquentielle du combineur/diviseur de puissance de sorte à répondre aux spécifications imposées.

Les paragraphes qui suivent décrivent en détail les aspects relatifs aux éléments structurels, qui sont pris en compte dans le dimensionnement du combineur/diviseur de puissance.

Considérations pour le substrat : La bande passante des combineurs/diviseurs proposés dépend directement du coefficient de couplage électromécanique de l'onde Rayleigh sur le substrat exploité. Comme pour les filtres SAW conçus auparavant, le substrat de type niobate de lithium YZ-LiNbO₃ est considéré en particulier en raison de son coefficient de couplage relativement élevé. Avec un coefficient de couplage extrait de l'ordre de 4,33 %, ce matériau s'avère à lui-même de remplir les objectifs en termes de bande passante (1 %) et de faibles pertes. De plus, ce substrat permet d'améliorer la compacité de la structure dans la mesure où les IDTs et les réflecteurs ne requièrent que de quelques dizaines d'électrodes pour remplir avec efficacité leur fonction respective de transduction et de réflexion de l'onde. En comparaison, un matériau comme le quartz ($K^2 = 0.1\%$) requiert à l'inverse une centaine d'électrodes pour remplir les fonctions identiques.

Le taux de métallisation pour les IDTs et les réflecteurs est de 0,5 tandis que l'épaisseur de la couche de métal est fixée à 100 nm au départ. Cette épaisseur correspond à un faible rapport (h/λ) de 0.025 %, ce qui permet de limiter les pertes résistives et les réflexions internes aux IDTs. Les réflexions internes aux IDTs peuvent se traduire par une perturbation des conditions de phase favorisant la formation des interférences constructives et destructives.

Pour un rapport (h/λ) de 0.025 %, le coefficient de réflexion par électrode déduit des précédentes mesures est de l'ordre de 1.6 %. Cette valeur donne lieu à une bande d'arrêt des réflecteurs relativement large pour structurer la réponse du combineur/diviseur de manière à avoir la bande passante recherchée.

Considérations sur les réflecteurs : Les réseaux de réflecteurs placés aux extrémités de chaque voie acoustique jouent le rôle de miroir permettant de réfléchir les ondes acoustiques afin de les confiner à l'intérieur de la structure. Ceci permet de minimiser les pertes, mais

aussi de former une cavité acoustique où peuvent être couplés plusieurs modes de résonance pour structurer la fonction de transfert d'un filtre. Le couplage des modes de résonances dépend entre autres des caractéristiques de la bande d'arrêt des miroirs tels que sa fréquence centrale de Bragg où la réflectivité est maximale, la largeur de bande ainsi que le cintrage de ce dernier.

En pratique, la période des réflecteurs est fixée de sorte que la fréquence de Bragg des réflecteurs corresponde à la fréquence centrale spécifiée pour combineur/diviseur de puissance. En outre, la largeur de la bande d'arrêt est fixée par le coefficient de réflexion par électrode du miroir tandis que le cintrage dépend à la fois de ce même coefficient de réflexion ainsi que du nombre d'électrodes constituant chaque réseau de réflecteurs. Le choix du nombre d'électrodes par réflecteur est fait selon un compromis entre le niveau de réflexion maximal pour minimiser les pertes, le cintrage de la bande d'arrêt et le niveau d'isolation requis entre les ports d'entrée. Un très grand nombre d'électrodes par réflecteur se traduit par une réflectivité proche de 100 % et un cintrage maximal de la bande d'arrêt mais entraîne d'un autre côté une dégradation voire une perte totale de l'isolation entre les ports d'entrée. En effet, la formation des interférences destructives au niveau des IDTs connectés aux ports d'entrée se fait en corrélation avec la quantité d'énergie acoustique réfléchie à l'intérieur de la structure et transportée d'une voie à l'autre. Le nombre d'électrodes par réflecteur choisi comme point de départ doit être compris entre 50 et 100 doigts afin d'avoir un bon compromis en termes de performance.

Par ailleurs, les réflecteurs sont placés de manière synchrone par rapport aux IDTs évitant ainsi tout espacement entre ces éléments. Ceci permet premièrement de ne pas introduire un retard supplémentaire des ondes acoustiques réfléchies à l'intérieur de la structure afin de

respecter les conditions de phase permettant de former les interférences acoustiques requises. En second lieu, ce placement permet de réduire les pertes de propagation relatives à la diffusion de l'onde SAW dans le volume du matériau. En effet, lorsque la périodicité du réseau de réflecteur est interrompue, l'effet de stockage de l'énergie acoustique est réduit et l'énergie se diffuse dans le volume du substrat.

Considérations sur les transducteurs : En outre de leur fonction de transduction du signal électrique en énergie acoustique et vice-versa, les IDTs présentent des caractéristiques qui conditionnent la réponse du combineur/diviseur de puissance. Les paramètres tels que la fréquence de synchronisme des IDTs, leur nombre d'électrodes ainsi que leur ouverture, influencent les performances du dispositif en termes de bande passante, de pertes d'insertion, d'isolation entre les ports d'entrée et de niveau d'adaptation en impédance.

Pour un IDT dont la période des électrodes est égale à celle des réflecteurs, la fréquence de synchronisme des IDTs qui se traduit par un maximum de leur conductance, s'établit en entrée ou en sortie de la bande d'arrêt des réflecteurs. En raison de ce phénomène et du fait que les réflecteurs soient placés de manière synchrone par rapport aux IDTs, la période des IDTs constituant le combineur/diviseur de puissance est choisie de sorte que leur fréquence de synchronisme soit comprise dans la bande d'arrêt des miroirs. En conséquence, la période des IDTs est fixée à une valeur légèrement inférieure à celle des réflecteurs, selon le rapport $P_r/P_{idt} = 1.01$ avec P_r et P_{idt} désignant respectivement la période des réflecteurs et celles des IDTs.

Le nombre d'électrodes dans les IDTs ainsi que leur ouverture déterminent directement leur impédance, de même que les pertes associées à leur résistance électrique. Pour une impédance

donnée, une augmentation du nombre d'électrodes va permettre de réduire à la fois l'ouverture des IDTs ainsi que la résistance électrique. Pour le combineur/diviseur SAW étudié, le nombre d'électrodes structurant les IDTs connectés aux ports d'entrée et de sortie ainsi que leur ouverture sont choisis en fonction des impédances caractéristiques spécifiées (impédance typique de 50Ω pour les applications RF). En considérant que tous les transducteurs du dispositif conservent la même ouverture, le nombre d'électrodes constituant les IDTs connectés aux ports flottants est déterminé en fonction du niveau d'isolation maximale requis. La longueur des IDTs flottants a en effet un impact direct sur l'amplitude et la phase de signal acoustique transmise d'une voie à l'autre. Des IDTs flottants qui ont un nombre d'électrodes sensiblement égal à la moitié de ceux des IDTs d'entrée sont nécessaires pour respecter les conditions d'isolation entre les ports d'entrée du combineur/diviseur de puissance.

De manière générale, le choix du nombre d'électrodes ainsi que l'ouverture de tous les IDTs doit néanmoins tenir compte de certaines contraintes qui définissent les valeurs limites acceptables pour ces deux paramètres. Par exemple un nombre minimum d'électrodes s'avère nécessaire pour avoir une efficacité de transduction maximale des IDTs. Ce minimum dépend de la nature du substrat piézoélectrique et peut se calculer pour une onde type de Rayleigh, à partir de l'expression (3-1) :

$$N_{min} = \sqrt{\pi}/K^2. \quad (3-1)$$

À l'inverse le nombre de maximal d'électrodes est limité par la largeur de la bande passante souhaitée puisque cette dernière est inversement proportionnelle au nombre de paires d'électrodes constituant les IDTs d'entrée et de sortie du dispositif.

Les IDTs doivent présenter une ouverture minimale afin d'éviter les éventuels effets de diffraction. Ce minimum dépend de l'application visée et la valeur typique est généralement fixée autour d'une quarantaine de longueur d'onde pour des structures de filtres SAW à résonateurs couplés. Dans le cas actuel du combineur/diviseur de puissance où plusieurs voies acoustiques sont placées en parallèle et connectées au même port de sortie, l'ouverture des IDTs peut être réduite de moitié, favorisant ainsi une réduction de la résistance électrique des IDTs. Par conséquent, une ouverture typique de 20λ est considérée pour le dimensionnement des IDTs.

Considérations sur les gaps entre IDTs : les différents gaps g_1 et g_2 présents dans chaque voie acoustique conditionnent directement le fonctionnement du combineur/diviseur de puissance. Ces distances entre les différents IDTs établissent les conditions de phase permettant aux ondes acoustiques se propageant dans la structure, de former des interférences constructives pour se combiner et des interférences destructives assurant une isolation en entrée. Ce principe d'opération du combineur/diviseur de puissance est respecté si seulement les gaps sont choisis de sorte que g_1 soit un multiple impair de $\lambda/4$ et g_2 , un multiple impair de $\lambda/2$. En somme $g_1 = (2m + 1)\lambda/4$ et $g_2 = (2n + 1)\lambda/4$, où n et m sont des nombres entiers. En pratique, g_1 et g_2 sont fixés à leur valeur minimale admissible afin d'avoir une large bande passante puisque ces gaps jouent également le rôle de régions de couplage les filtres SAW-LCRF formant chaque voie acoustique. En effet, les espacements g_1 et g_2 séparent les filtres de chaque voie acoustique en différentes cavités pouvant échanger de l'énergie. La cavité régie par la distance g_1 est principalement responsable de la transmission du signal des ports d'entrée vers le port de sortie, tandis que la cavité associée à g_2 influence l'échange d'énergie entre les différents ports d'entrée respectifs.

Dimensionnement initial : Au regard des aspects qui régissent le comportement du combineur/diviseur de type SAW-LCRF, il en est déduit un premier dimensionnement physique en se basant sur les différentes hypothèses établies ci-dessus. Les éléments structurels des filtres SAW-LCRF formant chaque voie acoustique sont présentés au tableau 3-1. Ces paramètres sont valables aussi bien pour un combineur/diviseur à 2 voies que pour une structure de combinaison/division à 3 voies. Les sections suivantes décrivent l'analyse mathématique ainsi que les résultats de simulation des combineurs/diviseurs conçus selon ce dimensionnement initial.

Tableau 3-1 : Éléments structurels constituant les filtres SAW-LCRF formant chaque voie acoustique du combineur/diviseur de puissance

Paramètres géométriques des filtres SAW-LCRF par voie acoustique	
Période des IDTs	$\lambda = 39,7 \mu\text{m}$
Période des réflecteurs	$\lambda_r = 1,01 \cdot \lambda$
Nb. Électrodes dans les IDTs à 1 port d'entrée	81
Nb. Électrodes dans les IDTs à 1 port de sortie	81
Nb. Électrodes dans les IDTs à 1 port flottant	31
Nb. Électrodes par réseau de réflecteurs	75
Ouverture acoustique W	20λ
Épaisseur de métal (h/λ)	0,0025 %
Espacements	$g_1 = \lambda/4$ et $g_2 = \lambda/2$

3.2.3 Analyse du combineurs/diviseur de puissance SAW LCRF à deux voies

L'analyse mathématique du combineur/diviseur de puissance à 2 voies est effectuée par la méthode des matrices de transmission en considérant le schéma bloc de la figure 3-1 ou les éléments structurels sont représentés par leur matrice de transmission. Dans la figure 3-2 les matrices T_{pi} (avec $i = 1,2$) sont associées aux IDTs connectés respectivement aux ports d'entrée P1 et P2 tandis que T_{si} ($i = 1,2$) désigne pour chaque voie acoustique, la matrice de transmission de l'IDT connecté au port de sortie. L'espace entre les IDTs positionnés dans chaque voie acoustique est représenté la matrice D_{ij} d'une zone de propagation libre. D_{ij} est une matrice 2×2 où l'indice correspond au numéro de voie acoustique et l'indice j représente le numéro du port acoustique correspondant. Les réseaux de réflecteurs placés de part et d'autre sont également décrits par des matrices de transmission 2×2 noté R_{Ai} et R_{Bi} .

Comme pour les filtres SAW LCRF, le combineur/diviseur de puissance peut être caractérisé à travers sa matrice de Y à partir de laquelle sera ensuite dérivée la matrice de paramètres S .

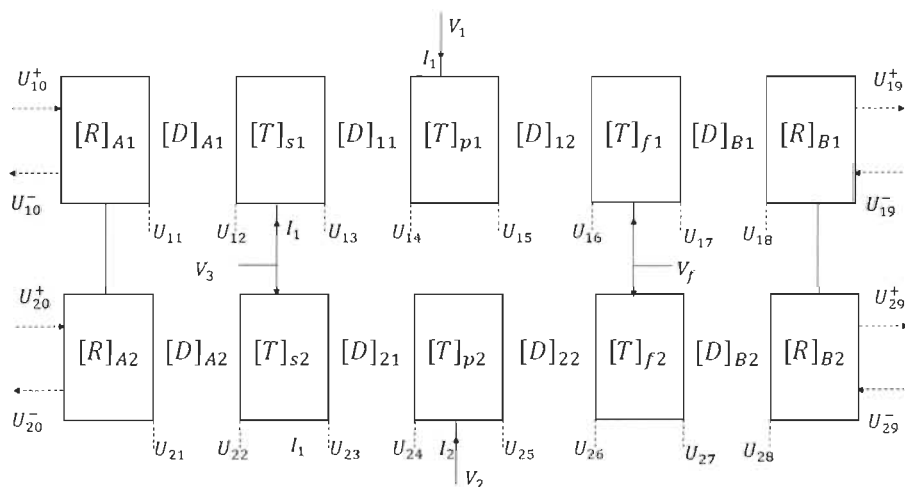


Figure 3-2 : Schéma bloc en matrice de transmission du combineur/diviseur SAW-LCRF

3.2.3.1 Calcul des admittances électriques

À l'image de tout circuit à trois ports passif et réciproque, l'admittance électrique du combineur s'écrit $Y =$ ou les coefficients y_{ij} sont donnés par les relations suivantes.

$$Y_{11} = \frac{V_1}{I_1} \Big|_{V_2=V_3=0} \quad (3-2)$$

$$Y_{22} = \frac{V_2}{I_2} \Big|_{V_1=V_3=0} \quad (3-3)$$

$$Y_{21} = Y_{12} = \frac{V_2}{I_1} \Big|_{V_1=V_3=0} \quad (3-4)$$

$$Y_{31} = Y_{13} = \frac{V_3}{I_1} \Big|_{V_1=V_2=0} \quad (3-5)$$

$$Y_{33} = \frac{V_3}{I_3} \Big|_{V_1=V_2=0} \quad (3-6)$$

De plus, comme la structure du composant est parfaitement symétrique, nous avons également : $Y_{13} = Y_{23}$ et $Y_{11} = Y_{22}$, ce qui réduit la relation à l'identification de 4 paramètres que sont Y_{11} , Y_{21} , Y_{31} et Y_{33} . Ces 4 paramètres suffisent à définir les caractéristiques du combineur/diviseur de puissance. Les paragraphes ci-après détaillent le calcul de ces différents paramètres.

Calcul de Y_{11} et de Y_{22} :

En considérant le schéma bloc de la figure, le courant au niveau du port P2 s'écrit selon les relations récursives suivantes;

$$I_1 = [t_{31} \quad t_{32}]_{P1} \begin{bmatrix} U_{15}^+ \\ U_{15}^- \end{bmatrix} + [t_{33}]_{P1} V_1 \quad (3-7)$$

$$\begin{bmatrix} U_{15}^+ \\ U_{15}^- \end{bmatrix} = [D]_{12} \begin{bmatrix} U_{16}^+ \\ U_{16}^- \end{bmatrix} \quad (3-8)$$

$$\begin{bmatrix} U_{16}^+ \\ U_{16}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}_{p_{f1}} \begin{bmatrix} U_{17}^+ \\ U_{17}^- \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} t_{13} \\ t_{23} \end{bmatrix}_{p_{f1}} V_f \quad (3-9)$$

$$\begin{bmatrix} U_{17}^+ \\ U_{17}^- \end{bmatrix} = [D]_{B1} [R]_{B1} \begin{bmatrix} U_{19}^+ \\ U_{19}^- \end{bmatrix} \quad (3-10)$$

$$\begin{bmatrix} U_{27}^+ \\ U_{27}^- \end{bmatrix} = [D]_{B2} [R]_{B2} \begin{bmatrix} U_{19}^+ \\ U_{19}^- \end{bmatrix} \quad (3-11)$$

En remplaçant $\begin{bmatrix} U_{15}^+ \\ U_{15}^- \end{bmatrix}$ dans la relation (3-7) par les expressions définies en (3-8), (3-9) et (3-10), le courant peut être récrit sous la forme :

$$I_1 = [t_{31} \quad t_{32}]_{p1} [D]_{12} \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}_{f1} [R]_{B1} \begin{bmatrix} U_{19}^+ \\ U_{19}^- \end{bmatrix} + [t_{31} \quad t_{32}]_{p1} [D]_{12} \begin{bmatrix} t_{13} \\ t_{23} \end{bmatrix}_{f1} V_f [R]_{B1} \begin{bmatrix} U_{19}^+ \\ U_{19}^- \end{bmatrix} + [t_{33}]_{p1} V_1 \quad (3-12)$$

En considérant les courants au niveau des IDTs connectés au port flottant, nous pouvons écrire :

$$I_{1f} = [t_{31} \quad t_{32}]_{f1} \begin{bmatrix} U_{17}^+ \\ U_{17}^- \end{bmatrix} + [t_{33}]_{f1} V_f \quad (3-13)$$

$$I_{2f} = [t_{31} \quad t_{32}]_{f2} \begin{bmatrix} U_{17}^+ \\ U_{17}^- \end{bmatrix} + [t_{33}]_{f2} V_f \quad (3-14)$$

$$I_{1f} + I_{2f} = 0 \quad (3-15)$$

À partir de l'expression (3-14), (3-10) et (3-11) la tension V_f peut être déduite selon l'expression;

$$V_f = -\frac{1}{[t_{33}]_{f1} + [t_{33}]_{f2}} \cdot \left([t_{31} \quad t_{32}]_{f1} [D]_{B1} [R]_{B1} \begin{bmatrix} U_{19}^+ \\ U_{19}^- \end{bmatrix} + [t_{31} \quad t_{32}]_{f2} [D]_{B2} [R]_{B2} \begin{bmatrix} U_{29}^+ \\ U_{29}^- \end{bmatrix} \right) \quad (3-16)$$

Ou bien

$$V_f = [V_a] \begin{bmatrix} U_{19}^+ \\ U_{19}^- \end{bmatrix} + [V_b] \begin{bmatrix} U_{29}^+ \\ U_{29}^- \end{bmatrix} \quad (3-17)$$

En remplaçant V_f par son expression dans la relation (3-11), le courant I_1 peut s'écrire sous la forme :

$$I_1 = [M] \begin{bmatrix} U_{19}^+ \\ U_{19}^- \end{bmatrix} - [G] \begin{bmatrix} U_{29}^+ \\ U_{29}^- \end{bmatrix} - [M] \begin{bmatrix} U_{29}^+ \\ U_{29}^- \end{bmatrix} + [t_{33}]_{P1} V_1 \quad (3-18)$$

$$[M] = [m_{11} \quad m_{12}] = [t_{31} \quad t_{32}]_{P1} [D]_{12} \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}_{f1} [R]_{B1} \quad (3-19)$$

$$[G] = [g_{11} \quad g_{12}] = [t_{31} \quad t_{32}]_{P1} [D]_{12} \begin{bmatrix} t_{13} \\ t_{23} \end{bmatrix}_{f1} [t_{31} \quad t_{32}]_{f1} [D]_{B1} [R]_{B1} \quad (3-20)$$

$$[H] = [h_{11} \quad h_{12}] = \frac{1}{[t_{33}]_{f1} + [t_{33}]_{f2}} \cdot [t_{31} \quad t_{32}]_{f1} [t_{31} \quad t_{32}]_{f2} [D]_{B2} [R]_{B2} \quad (3-21)$$

Suivant les conditions limites $U_{19}^- = 0$ et $U_{29}^- = 0$ et connaissant les coefficients des matrices $[M]$, $[G]$ et $[H]$, nous pouvons récrire I_1 soit :

$$I_1 = (m_{11} - g_{11}) U_{19}^+ + [t_{33}]_{P1} V_1 - h_{11} U_{29}^+ \quad (3-22)$$

Sachant que I_1 dépend de U_{19}^+ et U_{29}^+ , on cherche maintenant à exprimer ces derniers en fonction de V_1 . Pour ce faire on peut écrire l'expression de $\begin{bmatrix} U_{10}^+ \\ U_{10}^- \end{bmatrix}$ en fonction de $\begin{bmatrix} U_{19}^+ \\ U_{19}^- \end{bmatrix}$ et de $\begin{bmatrix} U_{29}^+ \\ U_{29}^- \end{bmatrix}$ à partir les relations récursives. Nous obtenons donc pour l'expression de $\begin{bmatrix} U_{10}^+ \\ U_{10}^- \end{bmatrix}$:

$$\begin{bmatrix} U_{10}^+ \\ U_{10}^- \end{bmatrix} = ([E_a][E_b] - [E_a][E_c]) \begin{bmatrix} U_{19}^+ \\ U_{19}^- \end{bmatrix} - [E_a][E_f] \begin{bmatrix} U_{29}^+ \\ U_{29}^- \end{bmatrix} + [E_d] V_1 \quad (3-23)$$

Avec

$$[E_a] = [R]_{A1} [D]_{A1} \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}_{T51} [D]_{11} \begin{bmatrix} t_{13} \\ t_{23} \end{bmatrix}_{p1} [D]_{12} \quad (3-24)$$

$$[E_b] = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}_{f1} [D]_{B1} [R]_{B1} \quad (3-25)$$

$$[E_c] = \frac{1}{[t_{33}]_{f_1} + [t_{33}]_{f_2}} \begin{bmatrix} t_{13} \\ t_{23} \end{bmatrix}_{f_1} [t_{31} \quad t_{32}]_{f_2} [D]_{B2} [R]_{B2} \quad (3-26)$$

$$[E_d] = [R]_{A1} [D]_{A1} \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}_{T_{S1}} [D]_{11} \begin{bmatrix} t_{13} \\ t_{23} \end{bmatrix}_{p_1} \quad (3-27)$$

La relation (3-23) définissant $\begin{bmatrix} U_{10}^+ \\ U_{10}^- \end{bmatrix}$ peut encore s'écrire sous la forme :

$$\begin{bmatrix} U_{10}^+ \\ U_{10}^- \end{bmatrix} = ([F_a] - [F_b]) \begin{bmatrix} U_{19}^+ \\ U_{19}^- \end{bmatrix} - [F_c] \begin{bmatrix} U_{29}^+ \\ U_{29}^- \end{bmatrix} + [E_d] V_1 \quad (3-28)$$

Avec

$$[F_a] = [E_a][E_b], [F_b] = [E_a][E_c], \text{ et } [F_c] = [E_a][E_f]$$

En appliquant les conditions limites et à la suite de quelques manipulations, nous obtenons l'équation suivante :

$$(F_{a11} - F_{b11})U_{19}^+ - F_{c11}U_{29}^+ + E_{d11}V_1 = 0 \quad (3-29)$$

Avec les expressions (3-22) et (3-29), nous disposons maintenant de deux équations à 3 inconnues. À partir de là l'idée est de mettre en place une troisième équation mettant en relation U_{29}^+ et U_{19}^+ , de manière à pouvoir dériver à la suite l'expression de I_1 uniquement en fonction de V_1 . Pour ce faire nous avons :

$$\begin{bmatrix} U_{20}^+ \\ U_{20}^- \end{bmatrix} = [K_r] \begin{bmatrix} U_{29}^+ \\ U_{29}^- \end{bmatrix} + [R_r] \cdot V_f \quad (3-30)$$

Avec

$$[K_r] = \begin{bmatrix} K_{r11} & K_{r12} \\ K_{r21} & K_{r22} \end{bmatrix} = [R]_{A2} [D]_{A2} \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}_{T_{S2}} [D]_{21} \begin{bmatrix} t_{13} \\ t_{23} \end{bmatrix}_{p_2} [D]_{22} \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}_{f_2} [D]_{B2} [R]_{B2} \quad (3-31)$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_{r11} \\ R_{r12} \end{bmatrix} = R_{r11} [R]_{A2} [D]_{A2} \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}_{T_{S2}} [D]_{21} \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}_{p_2} [D]_{22} \begin{bmatrix} t_{13} \\ t_{23} \end{bmatrix}_{f_2} \quad (3-32)$$

À partir des équations (3-30) et (3-17), et de la condition aux limites $U_{20}^+ = 0$, nous obtenons les relations suivantes ;

$$U_{29}^+ = -\frac{R_{r11}V_{a11}}{K_{r11}+V_{b11}R_{r11}}U_{19}^+ \quad (3-33)$$

Disposant maintenant des expressions (3-22), (3-29) et (3-33), l'admittance Y_{11} qui est égale à Y_{22} , peut maintenant enfin être déduit soit :

$$Y_{11} = \frac{V_1}{I_1} = t_{33} - \left[\frac{E_{d11}}{(F_{a11}-F_{b11}) + \frac{F_{c11}R_{r11}V_{a11}}{K_{r11}+V_{b11}R_{r11}}} \right] \cdot \left[(m_{11} - g_{11}) + \frac{H_{11}R_{r11}V_{a11}}{K_{r11}+V_{b11}R_{r11}} \right] \quad (3-34)$$

Au regard de la longueur du développement mathématique pour calculer un seul coefficient de l'admittance, nous nous contenterons dans la suite d'exposer les expressions du couple Y_{12}/Y_{12} , du couple Y_{13}/Y_{23} et enfin Y_{33} .

Expressions de Y_{12} et de Y_{21} :

$$Y_{21} = Y_{12} = Param1 * \left[Ur * V_{a11} - \left(\frac{O_{r11} * R_{r11} * V_{a11} + Ur * V_{b11} * R_{r11} * V_{a11}}{Param2} \right) \right] \quad (3-35)$$

$$Ur = [t_{31} \quad t_{32}]_{p2} D_{22} \begin{bmatrix} t_{13} \\ t_{23} \end{bmatrix}_{f2} \quad (3-36)$$

$$Or = [t_{31} \quad t_{32}]_{p2} D_{22} \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}_{p2} D_{B2} [R]_{B2} \quad (3-37)$$

$$Param1 = E_{d11} \cdot \left[-F_{a11} + F_{b11} - \left(\frac{F_{c11} * R_{r11} * V_{a11}}{K_{r11} + R_{r11} * R_{r11}} \right) \right]^{-1} \quad (3-38)$$

$$Param2 = K_{r11} + (R_{r11}V_{b11}) \quad (3-39)$$

Expressions de Y_{13} et de Y_{31} :

$$Y_{31} = Y_{13} = Zr + \left[X_{r11} + W_{r11}V_{a11} + B_{r11}V_{a11} - \frac{R_{r11}V_{a11}(A_{r11}+W_{r11}V_{b11}+B_{r11}V_{b11})}{K_{r11}+R_{r11}V_{b11}} \right] \cdot Param1 \quad (3-40)$$

$$[X_r] = [t_{31} \quad t_{32}]_{s1} D_{11} \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}_{p1} D_{12} \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}_{f1} D_{B1} [R]_{B1} \quad (3-41)$$

$$W_r = [t_{31} \quad t_{32}]_{s1} D_{11} \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}_{p1} D_{12} \begin{bmatrix} t_{13} \\ t_{23} \end{bmatrix}_{f1} \quad (3-42)$$

$$Zr = [t_{31} \quad t_{32}]_{s1} D_{11} \begin{bmatrix} t_{13} \\ t_{23} \end{bmatrix}_{p1} \quad (3-43)$$

$$Ar = [t_{31} \quad t_{32}]_{s2} D_{21} \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}_{p2} D_{22} \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}_{f2} D_{B2} [R]_{B2} \quad (3-44)$$

$$Br = [t_{31} \quad t_{32}]_{s2} D_{21} \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}_{p2} D_{22} [t_{31} \quad t_{32}]_{s2} D_{21} \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}_{p2} D_{22} \quad (3-45)$$

Expressions de Y33

$$Y_{33} = Y_{33}' + Y_{33}'' \quad (3-46)$$

$$Y_{33}' = [(H_{a11} + H_{b11} V_{a11}) \cdot Param3] - \left[\frac{[Hb] * V_{b11} * (I_{c11} + I_{b11} * V_{a11} * Param3)}{(I_{a11} + I_{b11} * V_{b11})} \right] + [t_{33}]_{s1} \quad (3-47)$$

$$Y_{33}'' = [t_{33}]_{s2} (Lb V_{a11} Param3) - (L_{a11} + Lb * V_{b11}) \left[\frac{I_{11} + I_{b11} * V_{a1} * Param3}{(I_{a11} + I_{b11} * V_{b11})} \right] \quad (3-48)$$

Le reste des paramètres définissant Y_{33}'' et Y_{33}' , sont répertoriés en annexe. Une fois que tous les coefficients de la matrice d'admittance sont calculés, nous pouvons en déduire les paramètres S du combineur/diviseur de puissance par simple conversion. Ceci a été fait à l'aide de Matlab qui dispose d'une fonction prédéfinie pour une telle opération.

3.2.4 Résultats simulation du combineurs/diviseur à 2 voies

Admittances : La représentation des admittances dérivées des expressions (x), (y) et (z) nous permet d'illustrer le principe d'opération du combineur/diviseur à travers l'analyse des

différents modes de résonance existant dans la structure. À la figure 4.3 sont exposés les résultats de simulation des admittances électriques aux différents ports du composant, représentées sous forme de conductance et de susceptance. Y_{11} & Y_{22} sont associées respectivement aux ports d'entrée P1 et P2, tandis que Y_{33} correspond à l'admittance au port de sortie P3. Les admittances Y_{31}/Y_{32} matérialisent la transmission entre les ports d'entrée et le port de sortie, tandis que le paramètre Y_{21} permet de caractériser l'échange d'énergie entre les deux ports d'entrée.

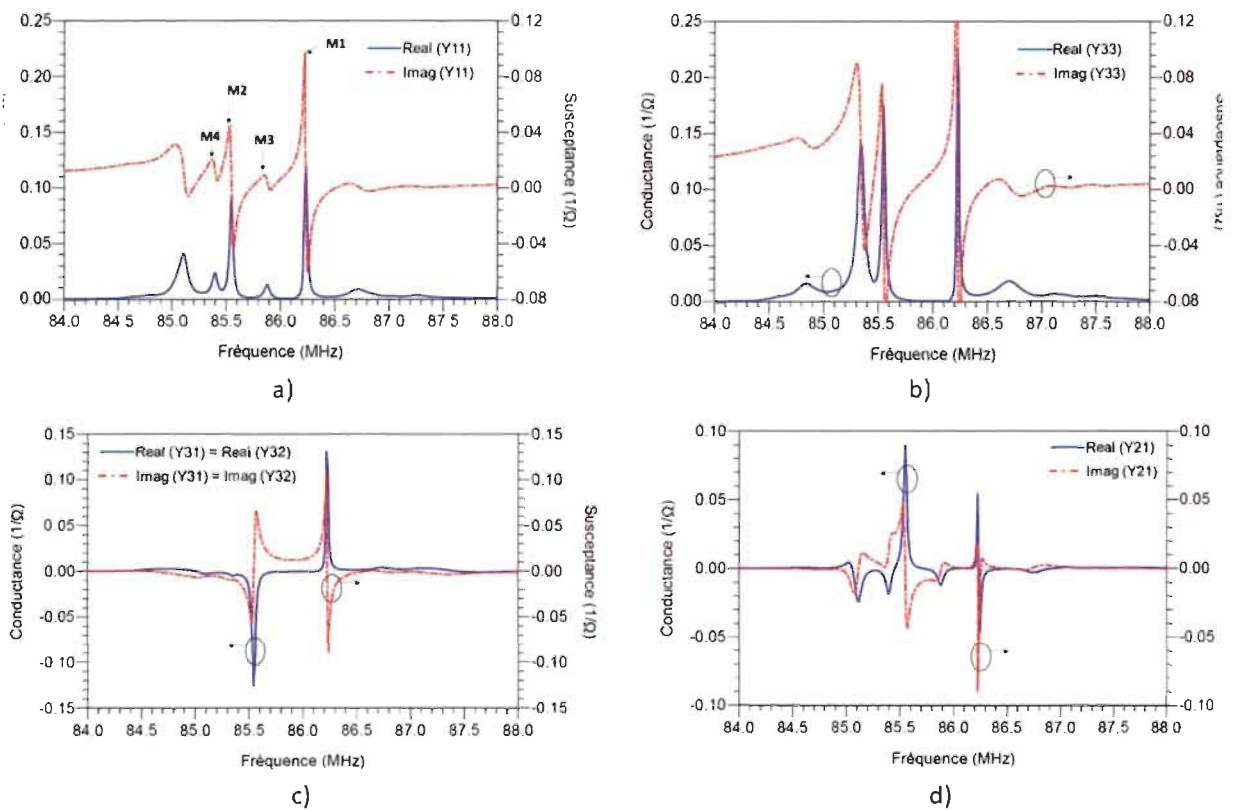


Figure 3.2 : Admittances électriques simulées du combineur/diviseur de puissance SAW-LCRF à 2 voies.

À la lecture de la figure 3.3.a), on note que la bande d'arrêt des réflecteurs, délimitée par les fréquences 85,3 MHz et 86,5 MHz, inclut 4 modes de résonance qui sont désignés par les indications M1, M2, M3 et M4 pour une meilleure compréhension.

Les deux premiers modes de résonance M1 et M2 se situant autour des fréquences 86,3 MHz et 85,6 MHz, sont identifiés comme étant respectivement un mode de résonance symétrique et un mode de résonance antisymétrique. Ces deux résonances sont dues à la réflexion et le confinement des ondes à l'intérieur de la cavité formée par les réflecteurs placés à l'extrémité de chaque voie acoustique. Le mode de résonance M1 dépend du synchronisme des IDTs connectés au port d'entrée et de sortie ainsi que du gap g_2 alors que le placement du second mode M2 est principalement contrôlé par le gap g_1 .

Un troisième mode de résonance M3 identifié autour de 85,4 MHz correspond à un mode de résonance antisymétrique dont l'amplitude et le positionnement dépendent à la fois des IDTs d'entrée ainsi que des IDTs flottants.

Enfin, au centre de la bande d'arrêt se positionne un quatrième mode de résonance M4 à distribution symétrique qui est introduit par la cavité acoustique supplémentaire formée par la présence du gap g_2 et des IDTs connectés au port flottant. C'est à ce mode de résonance que se forment les interférences destructives d'ondes SAW entraînant ainsi une isolation maximale entre les ports d'entrée. Le placement du Mode 4 est contrôlé à travers le gap g_2 et le nombre d'électrodes composant les IDTs flottants.

À l'extérieur de la bande d'arrêt des réflecteurs, se localisent de part et d'autre deux résonances supplémentaires que l'on qualifie de résonances parasites puisqu'elles limitent le niveau de suppression dans la bande de rejet. La résonance à gauche située autour de 85,2 MHz est inhérente à la fonction de réflexion des miroirs de réflecteurs qui est sous la forme d'un sinus cardinal. Cette résonance peut être supprimée en employant des techniques de modulation appliquées aux réseaux de réflecteurs, ce qui ne fait pas l'objet de notre étude. La résonance située dans la bande de rejet supérieur aux alentours de 86,7 MHz correspond à

la réponse transversale du combineur/diviseur de puissance. Cette dernière est causée par le transfert direct de l'onde SAW (sans réflexion de la part des miroirs) entre les IDTs d'entrée et de sortie.

La réponse fréquentielle du combineur/diviseur de puissance avec fonction de filtrage dépend essentiellement de l'interaction entre ces différents modes de résonance existant dans la structure. La figure 3.3.c) montre clairement que, dans chaque voie acoustique, la transmission du signal d'un port d'entrée vers le port de sortie est gouvernée par le couplage entre les modes de résonance M1 et M2. La bande passante du combineur/diviseur de puissance est donc déterminée en fonction de la différence de fréquence entre ces deux résonances. À l'inverse, le transfert d'énergie entre les deux ports d'entrée P1 et P2 est assuré par le couplage entre les modes de résonances M2 et M3 avec une isolation électrique due aux interférences destructives se produisant à la fréquence résonance du mode M4. Ceci est mis en évidence par les résultats présentés à la figure 3.3.d).

Paramètres S : L'analyse des paramètres S obtenus à partir des résultats de simulation permet de statuer sur la fonction de transfert du combineur/diviseur de puissance et de déterminer ses performances en termes de transmission, d'isolation, de bande passante ainsi que du niveau d'adaptation en impédance des ports électriques. Les résultats exposés à la figure 3.4.a) démontrent clairement que les performances de dispositif étudié sont en accord avec celle d'un combineur/diviseur de puissance 3 dB à 2 accès ayant une réponse typique d'un filtre passe bande à 3 pôles et présentant une isolation entre les ports d'entrée. Les pertes d'insertion relevées à la fréquence centrale sont de l'ordre de 3,45 dB en incluant les 3 dB inhérents à la division du signal. On remarque également que l'isolation maximale entre les deux ports

d'entrée se produit à un seul point autour de la fréquence de résonance avec un $|S_{21}|$ maximum de l'ordre de -20 dB.

La figure 4.4.b) exposant les pertes en réflexion identifiées au niveau du port P3 démontre que la sortie du combineur/diviseur de puissance est adaptée en impédance sur la toute la bande passante avec un minimum de réflexion inférieur à -25 dB établi autour de la fréquence centrale. À l'inverse, les entrées du combineur/diviseur ne sont adaptées en impédance qu'autour de la fréquence centrale avec des coefficients $|S_{11}|$ & $|S_{22}|$ proches de -30 dB.

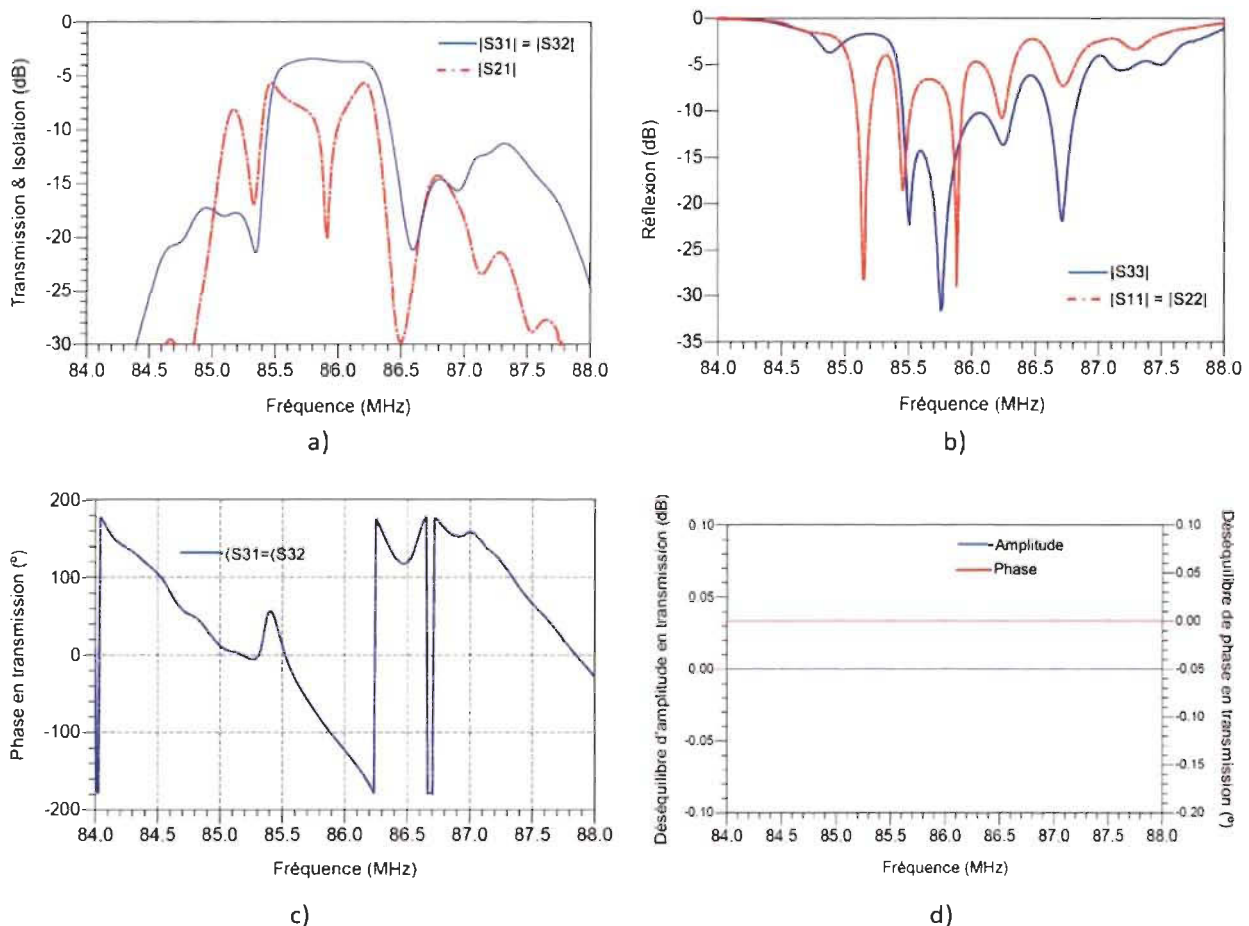


Figure 3.3 : Réponse fréquentielle du combineur/diviseur de puissance de type SAW-LCRF à 2 voies. a) Transmission & isolation. b) Niveau de réflexion. c) Phase en transmission. d) Différence de phase et d'amplitude en transmission

Comme le montre par ailleurs les résultats de la figure 3.4.c), la transmission du port d'entrée vers chaque port de sortie se fait avec un déphasage de 90° degré ce qui laisse assumer que le dispositif se comporte comme combineur/diviseur de puissance hybride. En outre un signal transmis d'un port d'entrée vers le port de sortie, conserve la même amplitude et la même phase dans chaque voie acoustique du fait de la symétrie de la structure. Aucun déséquilibre en phase et en amplitude n'est donc enregistré entre les coefficients de transmission S_{31} et S_{32} .

3.3 Combineurs/diviseurs de puissance à 3 voies à base de filtres SAW LCRF

3.3.1 Structure et principe de fonctionnement

Le mécanisme d'opération pour un combineur/diviseur SAW LCRF à 3 voies est basé sur le principe qui gouverne le combineur/diviseur à 2 voies. Dans le cas présent, la structure de combinaison et division de 3 signaux RF est établie en rajoutant simplement une troisième voie acoustique à la topologie du combineur/diviseur à 2 voies précédemment décrite. La figure 3.5 décrit en détail le schéma représentatif du combineur/diviseur SAW-LCRF à 3 voies comprenant 3 ports d'entrée et un port de sortie. La troisième voie acoustique étant identique aux voies acoustiques constituant le combineur/diviseur à 2 voies, celle-ci est composée d'un IDT connecté à un troisième port d'entrée, d'un IDT connecté au port de sortie commun, d'un IDT connecté au port flottant commun ainsi que de deux réseaux de réflecteurs placés aux extrémités. Selon cette configuration et suivant le même principe que le combineur/diviseur à 2 voies, les signaux émis au niveau des IDTs connecté respectivement aux ports P1, P2 et P3, génèrent des ondes acoustiques qui se propagent pour arriver aux IDTs connectés au port de sortie avec un déphasage de 90° peu importe le chemin acoustique parcouru. Ces ondes

acoustiques arrivant en phase au niveau des IDTs de sortie, forment alors des interférences constructives qui permettent ainsi de combiner les 3 signaux électriques d'entrée. Inversement, un signal introduit au port de sortie Ps est divisé en trois composantes égales au niveau des 3 ports d'entrée, lesquels sont isolés l'un par rapport à l'autre grâce à la formation d'interférences destructives. Dans ce cas, $1/3$ du signal est reçu à chaque sortie, soit un ratio de division de 4,77 dB. Comme pour le combineur/diviseur à 2 voies, les conditions d'isolation entre les différentes entrées sont remplies si seulement les espacements entre les IDTs constituant chaque voie acoustique sont choisis tel que $g_1 = (2n + 1)\lambda/4$ et $g_2 = (2m + 1)\lambda/2$.

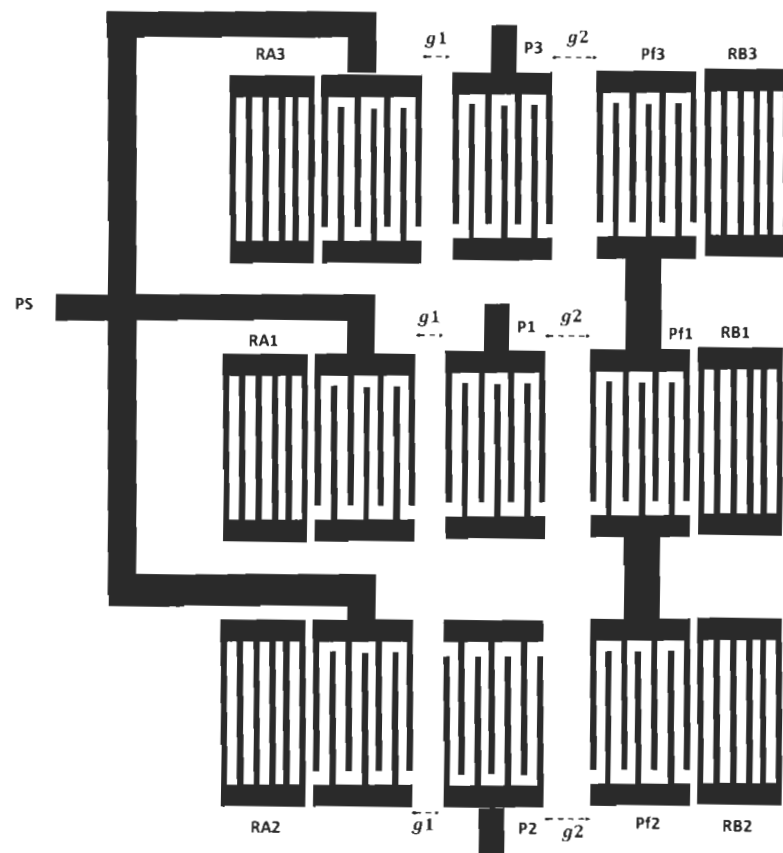


Figure 3.4 : Représentation du combineur/diviseur de puissance SAW-LCRF à 3 voies ports de la structure.

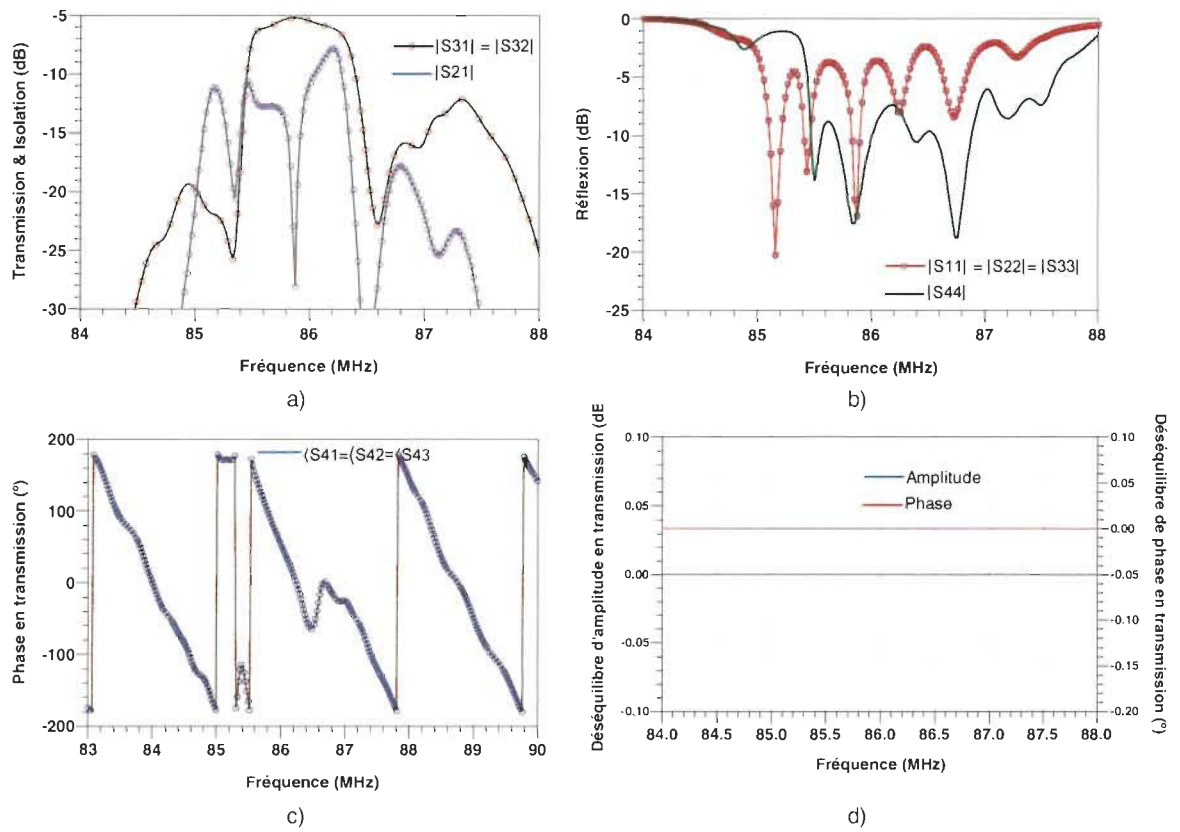


Figure 3-6 : Réponse fréquentielle du combineur/diviseur de puissance de type SAW-LCRF à 3 voies. a) Transmission & isolation. b) Niveau de réflexion. c) Phase en transmission. d) Différence de phase et d'amplitude en transmission.

3.4 Étude paramétrique de combineurs/diviseurs RF à base de filtres SAW LCRF

Dans l'optique d'une optimisation du combineur/diviseur de puissance SAW-LCRF pour une application précise, il est important de comprendre comment les éléments structurels que sont les IDTs, les réflecteurs, et les gaps, impactent les performances du dispositif. À ce titre, une étude paramétrique est menée afin d'évaluer l'influence de divers paramètres associés à ces éléments structurels sur la réponse fréquentielle du combineur/diviseur de. Les différents paramètres identifiés sont le nombre d'électrodes par IDT, le nombre d'électrode constituant les réflecteurs, l'espacement entre les IDTs, ainsi que le niveau de métallisation. L'étude

paramétrique est menée en considérant le combineur/diviseur à 2 voies, sachant que les conclusions qui en découlent s'appliqueront également au combineur/diviseur à 3 voies.

3.4.1 Étude de l'influence de l'espacement entre les IDTs

Le fonctionnement du combineur/diviseur de puissance SAW-LCRF repose essentiellement sur la formation d'interférences constructives et destructives d'ondes SAW grâce à un espacement adéquat entre les différents IDTs positionnées sur une même voie acoustique. Pour établir les conditions de déphasage favorables à la formation de ces interférences constructives et destructives, les IDTs d'une même acoustique sont espacés de sorte que $g_1 = (2n + 1)\lambda/4$ et $g_2 = (2m + 1)\lambda/2$, où m et n sont des entiers. En d'autres termes la distance g_1 séparant les IDTs d'entrée et ceux du port de sortie doit être un multiple impair k_1 de $\lambda/4$ tandis que la distance g_2 entre les IDTs flottants et ceux du port d'entrée doit être un multiple impair k_2 de $\lambda/2$. Cependant k_1 et k_2 ne peuvent pas prendre une valeur impaire à l'infini au risque de dégrader le comportement du combineur /diviseur de puissance. En effet, la présence d'un large gap peut se traduire par un faible couplage, voire une absence totale de couplage entre les différents modes de résonance structurant la réponse du dispositif. Par ailleurs, la bande passante d'un filtre SAW LCRF est en théorie contrôlée en partie par l'espacement entre les IDTs d'entrée et de sortie, d'où l'importance de choisir convenablement les gaps g_1 et g_2 dans le cas du combineur/diviseur de type SAW-LCRF. Une étude sur la variation des gaps g_1 et g_2 va donc permettre dans un premier temps de fixer les valeurs acceptables de k_1 et k_2 garantissant une fonctionnalité du combineur/diviseur SAW-LCRF.

3.4.1.1 Variation du gap g_1

La figure 3-7 illustre l'évolution des performances du combineur/diviseur de puissance de type SAW-LCRF en fonction de la variation du gap g_1 . En incrémentant la distance g_1 par un multiple impair de $\lambda/4$, on remarque que seul le premier mode de résonance M1 situé autour de 86,2 MHz est affecté.

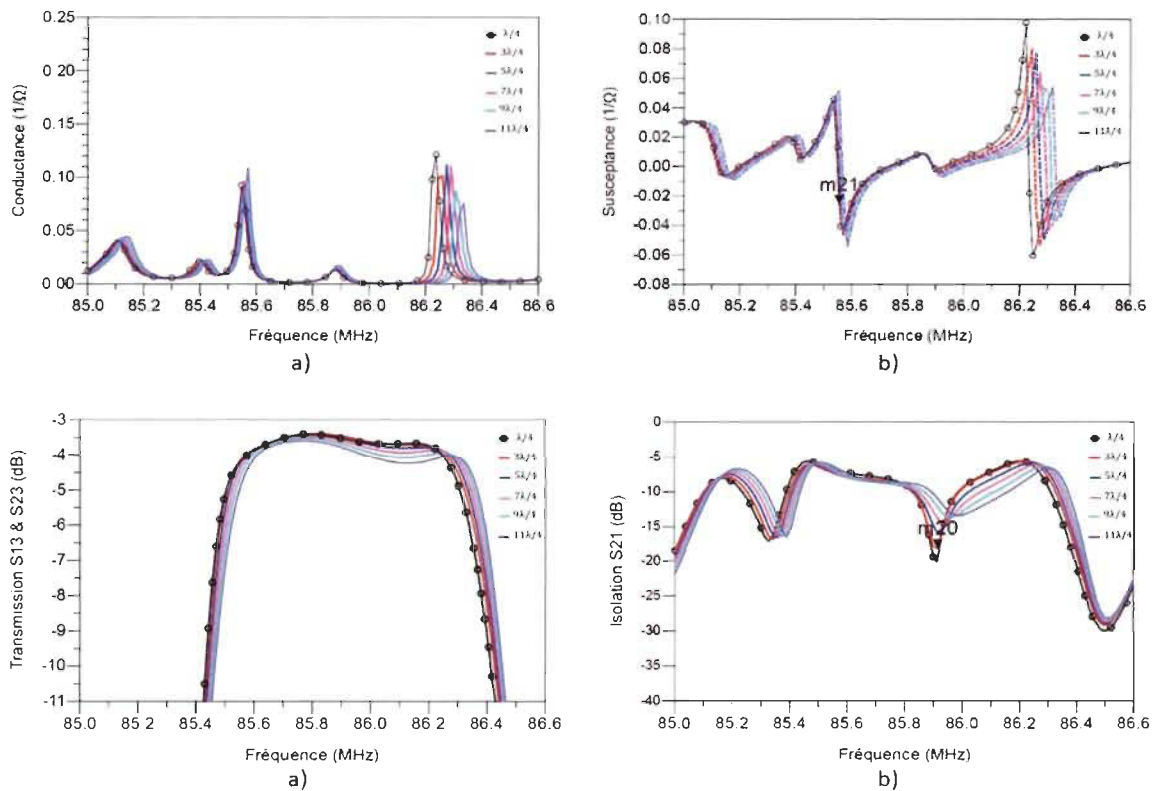


Figure 3-7: Réponse fréquentielle du combineur/diviseur en fonction de la variation du gap g_1 .
a) Conductance. b) Susceptance. c) Transmission. d) Isolation

La fréquence de résonance de ce mode subit en effet un déplacement vers les hautes fréquences, entraînant ainsi une augmentation respective des différences de fréquence Δf_1 et Δf_2 qui sont définis comme étant :

- Δf_1 : La différence de fréquence de résonance entre le premier mode de résonance M1 et le second mode de résonance M2.

- Δf_2 : La différence de fréquence de résonance entre le premier mode M1 et le troisième mode de résonance M3.

Le transfert du signal électrique entre un port d'entrée et un port de sortie se faisant par couplage entre les modes M1 et M2, l'augmentation de Δf_1 se traduit par un léger élargissement de la bande passante en transmission au détriment des pertes d'insertions relevées à la fréquence centrale. Ce phénomène est appréciable à travers la Figure 3-8 où sont représentées l'évolution de la différence de fréquence Δf_1 et celle de la bande passante 1 dB en fonction de la variation du gap g_1 , puis le niveau de pertes d'insertions relevé à la fréquence centrale pour les différentes valeurs de g_1 . On note effectivement que la bande passante 1 dB du dispositif change très peu en avec l'extension du gap g_1 tandis que les pertes sont minimales pour distance $g_1 = \lambda/4$, soit un multiple impair $k_1 = 1$.

Par ailleurs, la variation de g_1 , affecte aussi l'isolation du combineur/diviseur de puissance suivant la différence de fréquence de résonance Δf_2 entre le mode M1 et le mode M3. Au fur et à mesure que Δf_2 augmente avec l'élargissement de g_1 , l'isolation à la fréquence centrale du dispositif est réduite comme l'illustre la figure 3-7-d).

Le fait d'augmenter le gap g_1 entraîne en effet un éloignement de la résonance du premier mode de résonance M1 par rapport au troisième mode de résonance M3, provoquant ainsi une atténuation du couplage entre ces deux modes. On en déduit que la condition $g_1 = \lambda/4$ est celle qui permet d'avoir une isolation optimale entre les ports d'entrée du combineur/diviseur de puissance de type SAW-LCRF.

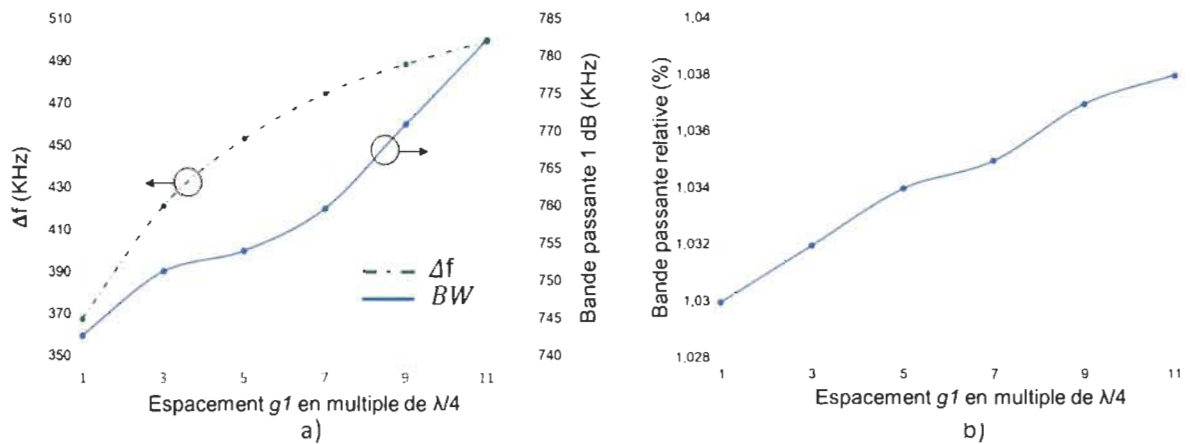


Figure 3-8 : Évolution de la bande passante et bande passante relative en fonction du gap g_1

Au regard de l'impact que peut avoir le gap g_1 sur la bande passante en transmission, le niveau de pertes d'insertion ainsi que l'isolation des ports d'entrée, le meilleur compromis en termes de performances est obtenu lorsque g_1 est maintenue à une valeur égale à $\lambda/4$. Cette distance constitue l'espacement minimal par laquelle les IDTs aux ports d'entrée doivent être séparés des IDTs connectés au port de sortie afin de respecter les conditions de déphasage pour la formation d'interférences constructives et destructives.

3.4.1.2 Variation du gap g_2

L'effet de la variation du gap g_2 sur les caractéristiques du combineur/diviseur de puissance de type SAW-LCRF est évalué à travers la figure 3-9. Les résultats de simulation révèlent que le gap g_2 a un plus grand impact sur la réponse fréquentielle du composant en comparaison avec l'effet induit par un changement au niveau du gap g_1 . Il est clair que le gap g_1 détermine en grande partie l'amplitude et le positionnement du second mode de résonance M2. Cet effet est visible sur l'admittance aux ports d'entrées du combineur du combineur/diviseur de puissance représentée à la figure 3-9-c) et à la figure 3-9-d) où nous

notons un déplacement significatif de la fréquence de la seconde résonance du mode M2 vers le premier mode de résonance M1.

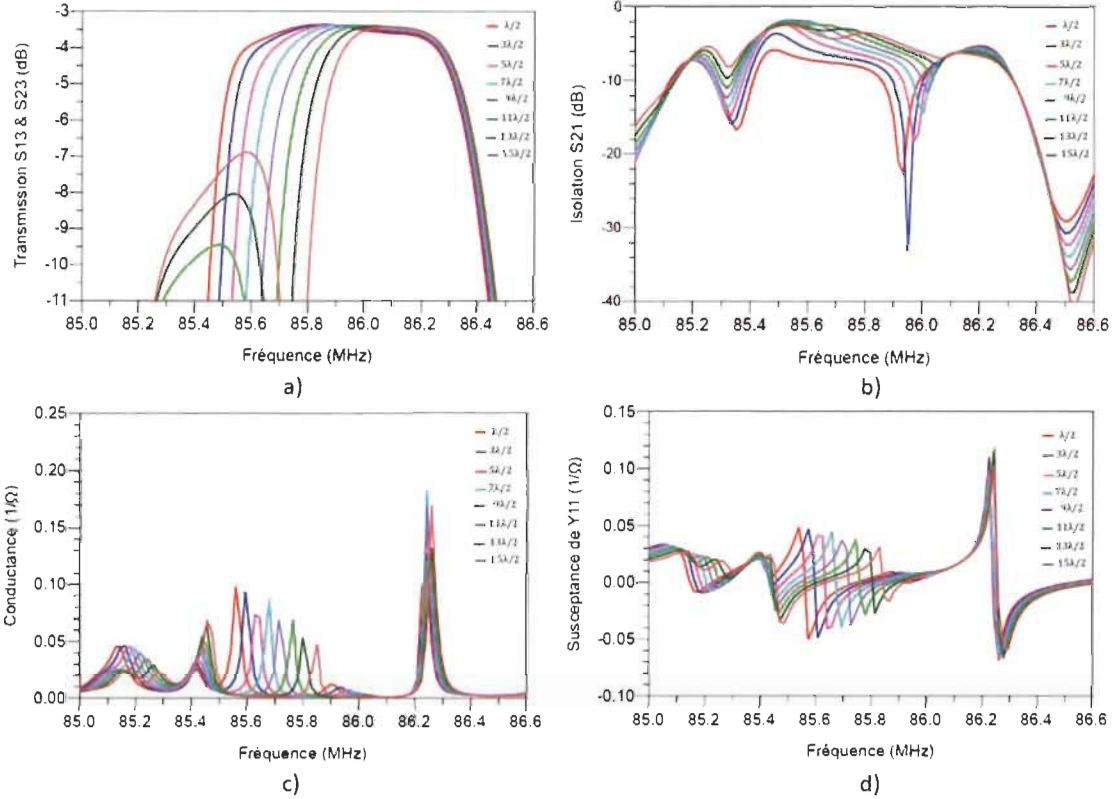


Figure 3-9 : Réponse fréquentielle du combineur/diviseur en fonction de la variation du gap g_2

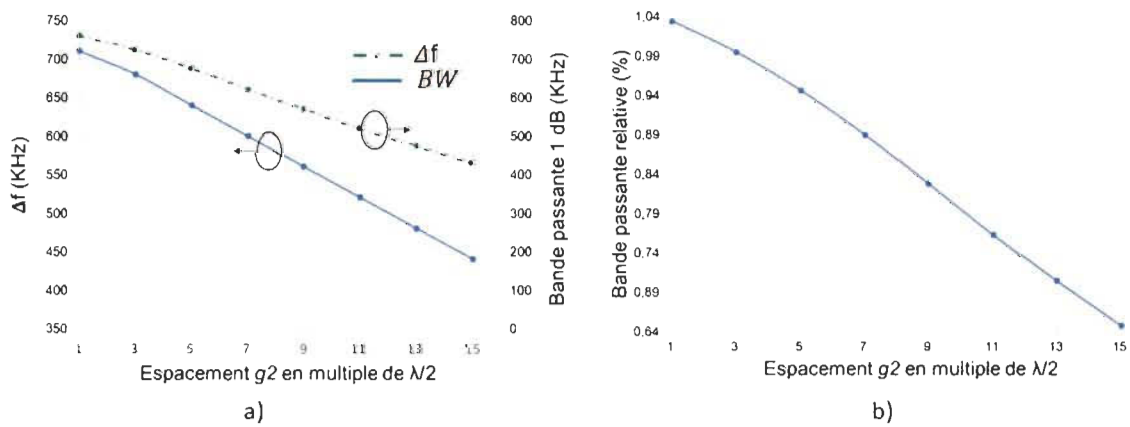


Figure 3-10 : Évolution de la bande passante et de la bande passante relative en fonction du gap g_2

Comme le prouvent les résultats de la figure 3-9-a) ce décalage de la résonance du mode M1 a pour conséquence un resserrement de la bande passante en transmission, qui est due à une réduction de la différence de fréquence de résonance Δf_1 entre le mode M1 et le mode M2. Afin de confirmer ce postulat, la bande passante 1 dB ainsi que la différence de fréquence de résonance Δf_1 sont calculées en fonction de la variation du gap g_2 puis exposées à la figure 3-10. On note qu'une bande passante maximale est obtenue lorsque le gap g_2 est minimal et est égale à $\lambda/2$.

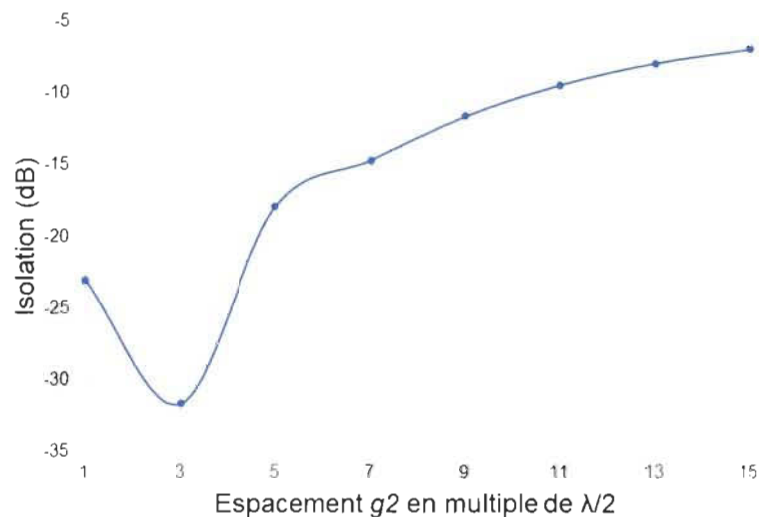


Figure 3-11 : Évolution de l'isolation en fonction de la variation du gap g_2

En considérant ensuite les résultats affichés à la figure 3-11, nous remarquons que le gap g_2 joue un rôle significatif sur le niveau d'isolation entre les ports d'entrée du combineur/diviseur de puissance de type SAW-LCRF. Une modification de la distance g_2 se traduit en fait par un déplacement et une atténuation du mode de résonance M4 à laquelle se produit l'isolation. Un gap g_2 très large induit une disparition du mode de résonance M4 et par conséquent une absence totale d'isolation entre les ports d'entrée. L'influence du gap sur l'amplitude et le placement du mode de résonance M4 est plus quantifiable en observant la

figure 3-9-d) où une vue agrandie autour de la résonance du mode M4 montre qu'au fur et à mesure que g_2 est élargi, le mode M4 se décale vers la droite jusqu'à disparaître complètement à une valeur de g_2 supérieure à $15\lambda/2$.

3.4.2 Étude de l'influence des transducteurs IDTs

Le dimensionnement optimal du combineur/diviseur de puissance de type SAW-LCRF requiert un choix judicieux du nombre de paires d'électrodes constituant les différents IDTs de la structure de façon à obtenir à la fois :

- Une adaptation en impédance des ports d'entrée et de sortie du composant afin de minimiser les pertes en transmission;
- La largeur de bande passante souhaitée au regard des spécifications, grâce à un placement adéquat des modes de résonances structurant la fonction de transfert en transmission;
- Et enfin une isolation maximale entre les ports d'entrée à la fréquence centrale d'opération.

D'après nos calculs ces conditions sont remplies si seulement les IDTs associés aux différents ports sont dimensionnés selon les ratios $N_{out}/N_{in} = (0.85 \sim 1)$ et $N_f/N_{in} = (0.3 \sim 0.35)$ avec les paramètres N_{in} , N_{out} et N_f désignant respectivement les nombres d'électrodes pour les IDTs au niveau des ports d'entrée, les IDTs liés au port de sortie ainsi que les IDTs connectés au port flottant. Cette hypothèse sur le choix du nombre d'électrodes par IDT est corroborée par les résultats présentés à la figure 3-8 et à la figure 3-9, qui décrivent l'évolution des performances du combineur/diviseur de puissance en fonction des variations respectives de N_{out} puis de N_f .

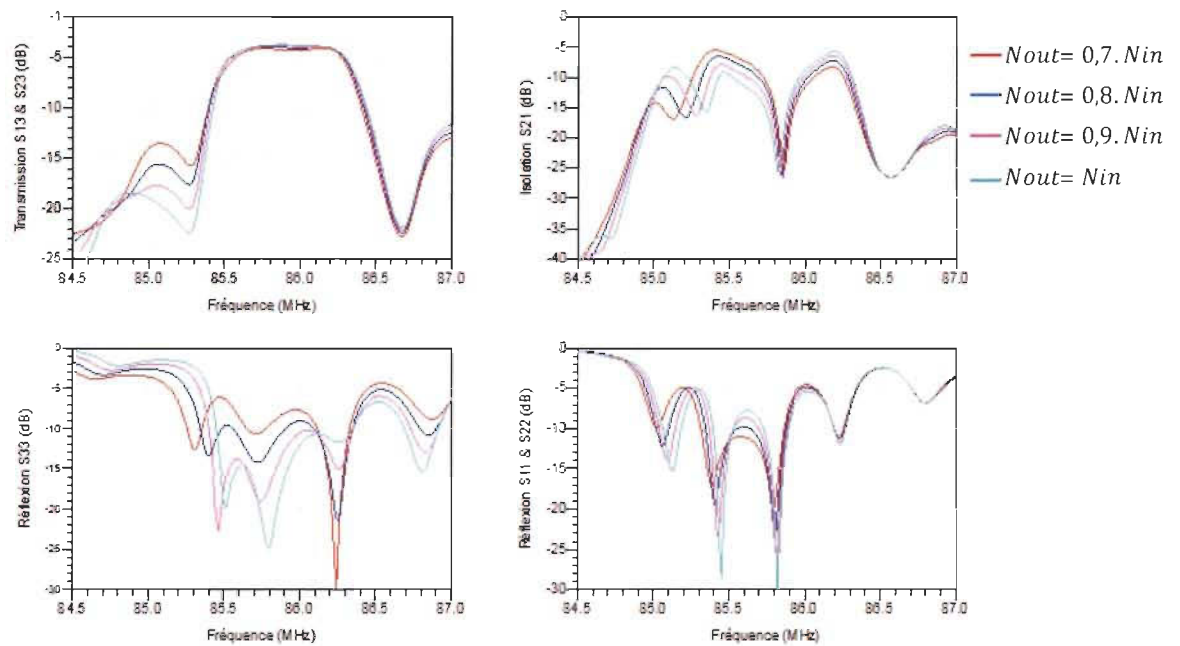


Figure 3-12 : Réponse fréquentielle du combineur/diviseur en fonction du rapport de nombre d'électrodes entre N_{out} et N_{in} .

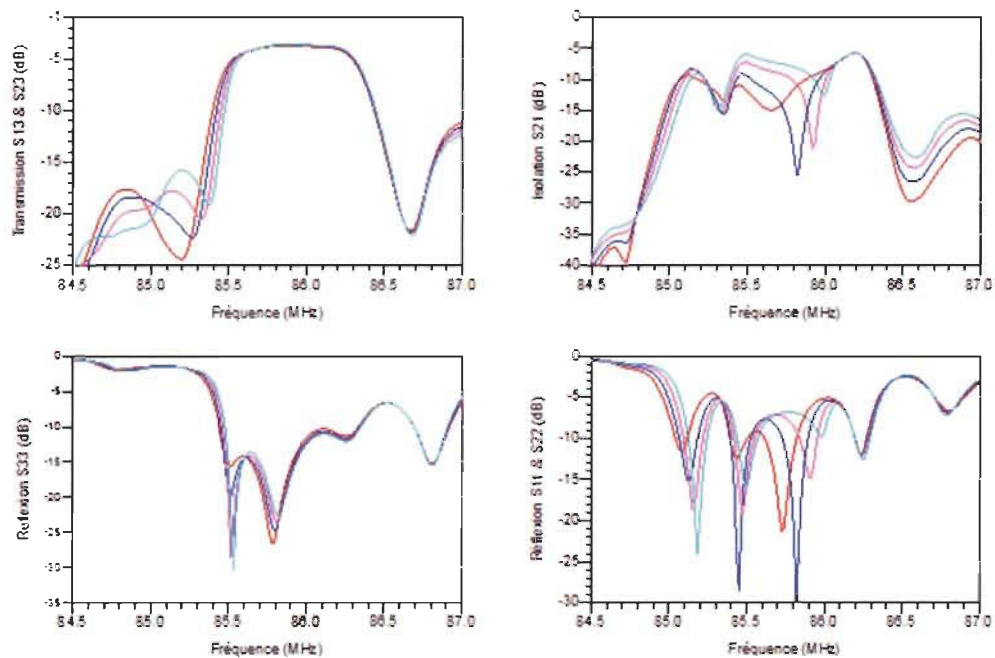


Figure 3-13 : Réponse fréquentielle du combineur/diviseur en fonction du rapport de nombre d'électrodes entre N_f et N_{in} .

En fixant les valeurs pour N_{out} et N_f selon les ratios établis, une variation du nombre

d'électrodes N_{in} des IDTs d'entrée permet de constater que ce dernier détermine également la largeur de la bande passante en transmission. Comme l'illustre la figure 3-10, un très grand nombre d'électrodes N_{in} , entraîne un déplacement du second mode de résonance M2 vers le premier mode de résonance M1, et par conséquent une réduction significative de la différence de fréquence de résonance Δf_1 . Inversement lorsque N_{in} est inférieur à un certain nombre, le couplage entre ces deux modes est faible car l'énergie acoustique n'est pas assez confinée au niveau des IDTs d'entrée et de sortie pour engendrer un mode de résonance M1. Dans le cas présent, le nombre minimal pour N_{in} doit être supérieur à 51 d'électrodes. Par ailleurs, le déplacement du troisième mode de résonance M3 observée en outre sur les courbes de la conductance, est à attribuer à la modification du nombre de paires d'électrodes N_f des IDTs au port flottant à chaque fois que N_{in} varie.

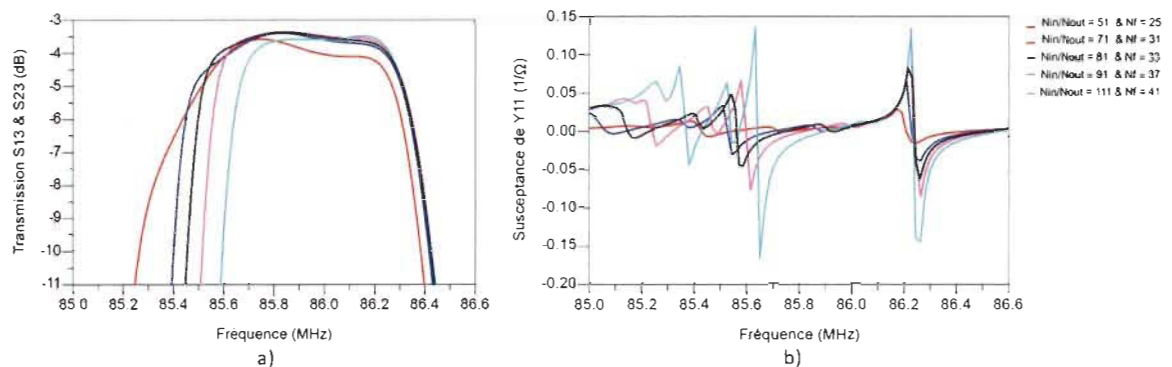


Figure 3-1 : Fonction de transfert et susceptance du combineur/diviseur en fonction de la variation de N_{in} sous la condition $N_{out} = N_{in}$ et $N_f = 0.3 N_{in}$

La figure 3-11 présente les valeurs calculées de la bande passante 1 dB et de la résistance d'adaptation en fonction de la variation du nombre de paires d'électrodes formant les différents IDTs. Ces valeurs ont été obtenues pour une ouverture fixe de 20λ pour les IDTs et selon la configuration $N_{out} = N_{in}$ et $N_f = 0.3N_{in}$. Étant donné que la plupart des systèmes de télécommunications requièrent une impédance caractéristique de 50Ω , la configuration

optimale du combineur/diviseur de puissance permettant d'avoir à la fois une adaptation en impédance des ports d'entre et de sortie ainsi que la largeur de bande souhaitée lorsque l'ouverture est fixée à 20λ est telle que : $N_{in} = 38,5 \sim 42,2$; $N_{out} = 33,5 \sim 42,5$ et $N_f = 11,5 \sim 13,5$.

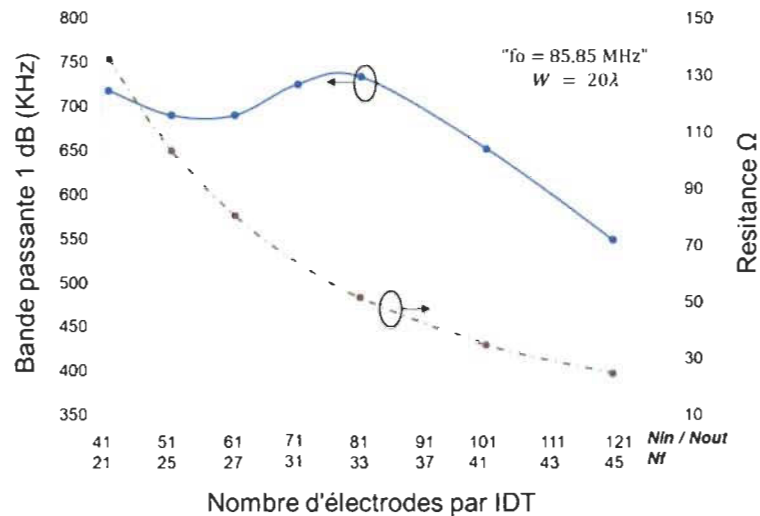


Figure 3-2 : Évolution de la bande passante et de la résistance d'adaptation en fonction du nombre d'électrodes N_{in} .

3.4.3 Étude de l'influence des réflecteurs

En pratique, les réseaux de réflecteurs utilisés dans la conception des filtres SAW traditionnels, sont généralement dimensionnés de sorte à avoir une réflexion totale dans toute la bande d'arrêt avec un maximum établi à la fréquence de Bragg. De ce fait une centaine d'électrodes est souvent nécessaire pour avoir une réflexion totale en utilisant des substrats à haut coefficient de couplage électromécanique tel que le LiNbO_3 . Dans le cas du combineur/diviseur de puissance de type SAW-LCRF en revanche, le nombre d'électrodes constituant chaque réflecteur est fixé pour avoir, non pas une réflexion totale dans toute la bande d'arrêt, mais seulement la réflexion d'une certaine quantité de l'onde acoustique de manière à assurer les conditions de formation des interférences destructives.

Ceci est vérifié en examinant à la figure 3-12 l'évolution de la fonction d'isolation du combineur/diviseur de puissance suivant la variation du nombre d'électrodes par réflecteur. Les résultats montrent en effet qu'il existe un nombre d'électrodes optimal compris entre 50 et 65 électrodes pour lequel l'isolation est maximale autour de la fréquence centrale du combineur/diviseur de puissance. Ce nombre optimal correspond à une réflectivité de l'ordre de 40 à 50 % du miroir de Bragg. En d'autres termes les miroirs de réflecteurs doivent être dimensionnés de sorte qu'ils réfléchissent à l'intérieur de la structure une quantité d'onde acoustique plus ou moins égale à la moitié de l'onde entrant dans les réflecteurs. En revanche, lorsque la réflexion est totale grâce à l'emploi d'un grand nombre d'électrodes par réflecteur, l'isolation du combineur/diviseur de puissance se dégrade considérablement et le signal appliqué au premier port d'entrée P1 est totalement transmis au second port d'entrée P2.

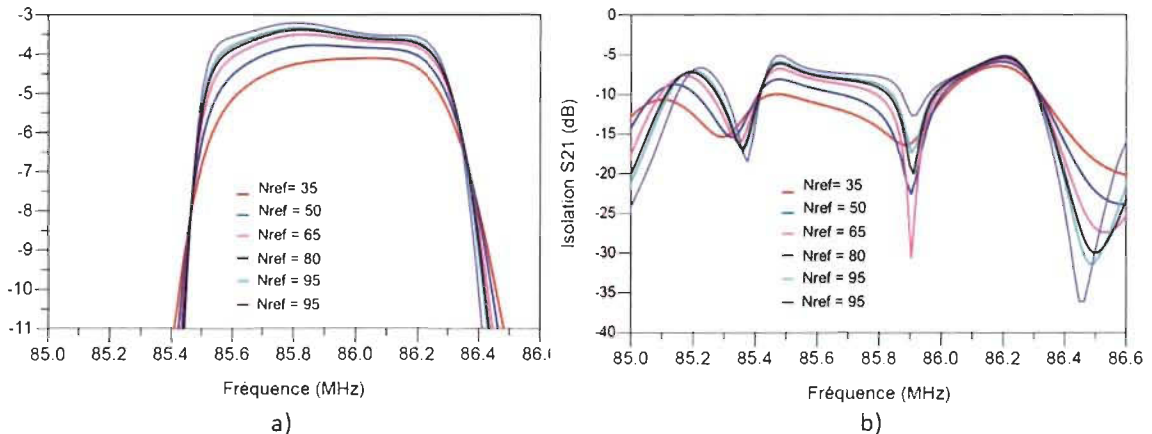


Figure 3-3 : Transmission et isolation du combineur en fonction du nombre de réflecteurs

Au niveau de la transmission du composant, l'augmentation du nombre d'électrodes par réflecteur à l'avantage d'améliorer le niveau de pertes d'insertion ainsi que la bande de transition de la fonction de transfert. Des pertes d'insertion de l'ordre de 3,2 dB et des bandes de transition étroites sont obtenues au détriment de l'isolation lorsque la réflexion est

maximale. La figure 3-13 permet de situer le nombre d'électrodes optimal suivant un compromis entre la quantité de pertes tolérées et le niveau d'isolation requis.

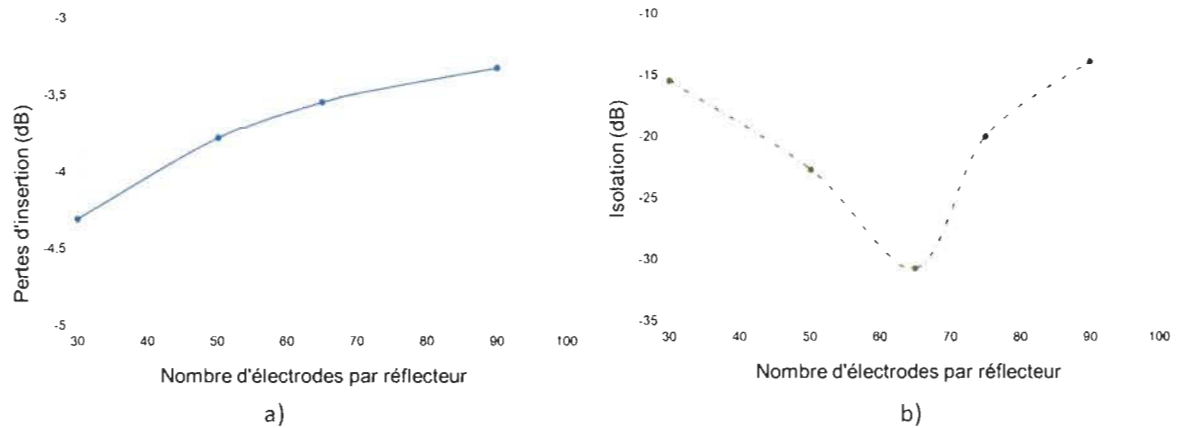


Figure 3-4 : Évolution des pertes d'insertion et de l'isolation en fonction du nombre d'électrodes par réflecteur.

3.4.4 Étude de l'impact du niveau de métallisation

La métallisation des électrodes a un impact sur le comportement du combineur/diviseur de puissance suivant deux paramètres que sont : le coefficient d'auto-couplage normalisé k'_{11} ainsi que le coefficient de couplage mutuel normalisé k'_{12} . Au fur et à mesure que la métallisation augmente via le paramètre (h/λ) , le coefficient d'auto-couplage k'_{11} devient de plus en plus élevé, entraînant ainsi une réduction de la vitesse de l'onde acoustique sous les électrodes et un décalage vers les basses fréquences de la bande d'opération. Dans une telle situation la période des IDTs est modifiée en conséquence pour retrouver la fréquence d'opération désirée.

D'un autre côté, une couche de métal plus épaisse entraîne aussi une augmentation de la valeur du coefficient de couplage mutuel k'_{12} qui est intimement lié à la largeur de la bande d'arrêt des miroirs de réflecteurs. Une valeur de k'_{12} plus élevée se traduit par un élargissement

de la bande d'arrêt et par conséquent une bande passante en transmission plus large pour le combineur/diviseur de puissance.

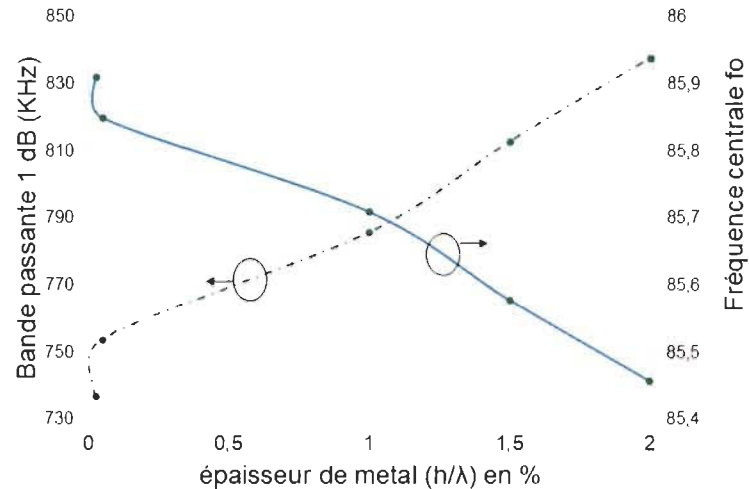


Figure 3-5 : Évolution de la bande passante et du décalage en fréquence en fonction de la métallisation.

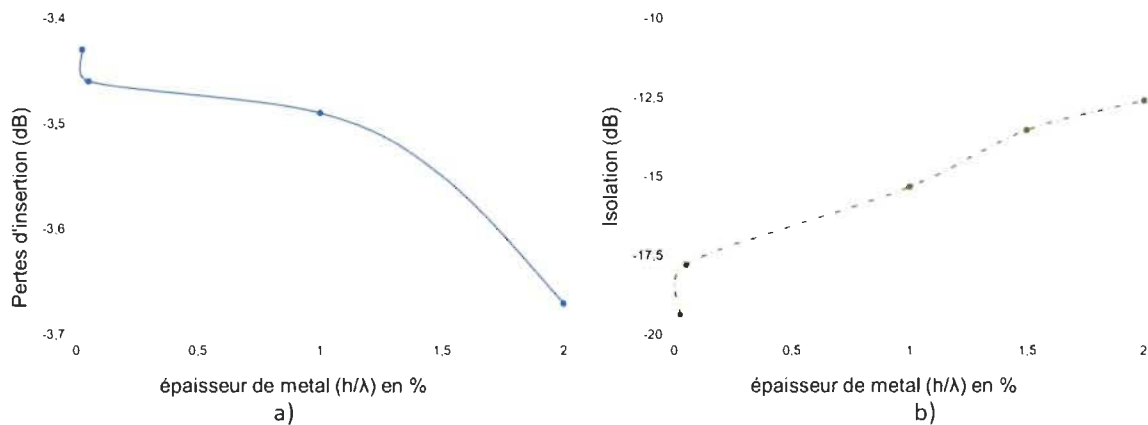


Figure 3-6 : Évolution des pertes d'insertion et de l'isolation en fonction de la métallisation.

La figure 3-15 et la figure 3-16 illustrent l'impact de la métallisation sur les performances du combineur/diviseur de puissance de type SAW-LCRF en termes de fréquence d'opération, de bande passante 1 dB, de pertes d'insertion et de niveau d'isolation. Un niveau de métallisation compris entre 0,03 % et 1 % permet de limiter les pertes en transmission à

3,5 dB (incluant les 3 dB de division) dans une bande passante de l'ordre de 830 MHz à 790 MHz tout en gardant un niveau d'isolation inférieur à -15 dB.

3.5 Optimisation des combineurs/diviseurs de puissance SAW-LCRF pour les applications WCDMA

L'investigation sur le mécanisme d'opération du combineur/diviseur de puissance de type SAW-LCRF a mis en lumière les différents paramètres géométriques permettant de structurer sa réponse fréquentielle. Avec une dizaine de paramètres de conception, le dimensionnement du combineur/diviseur SAW-LCRF pour une application donnée peut être formulé comme un problème d'optimisation globale où l'objectif est de trouver une configuration réalisable permettant d'obtenir des performances électriques en adéquation avec les spécifications. Nous présentons dans cette partie, l'optimisation du combineur/diviseur de puissance à deux voies avec comme exemple d'application le standard WCDMA.

3.5.1 Spécifications pour le standard WCDMA

Le WCDMA est la technologie associée aux normes de troisième génération tels que l'UMTS. Incorporant une fonction supplémentaire de filtrage, le combineur/diviseur SAW LCRF sera optimisé pour répondre aux mêmes spécifications qu'un filtre de réception appliqué au standard WCDMA, notamment en termes de fréquence d'opération et de pertes d'insertion. Une bande passante de l'ordre de 1 % est spécifiée pour le combineur/diviseur de puissance conçus sur un substrat de type YZ LiNbO₃. Les spécifications du combineur/diviseur de puissance pour le standard WCDMA sont rappelés au tableau 3.2.

Tableau 3-2 : Spécifications pour le combineur/diviseur de puissance pour les applications WCDMA

Fréquence centrale	2,14 GHz
Pertes d'insertion	-4 dB
Pertes en réflexion	- 15 dB
Bande passante relative	> 1 %
Réjection hors bande	20 dB

3.5.2 Méthodologie d'optimisation du combineur/diviseur de puissance SAW-LCRF

Il existe plusieurs méthodes numériques appliquées à l'optimisation de dispositifs SAW qui ont été publiées dans la littérature et parmi lesquelles on peut citer : les méthodes stochastiques d'optimisation globale basée sur les algorithmes évolutionnistes [36] [37], la méthode du gradient ou encore les méthodes d'optimisation multi-objective [38]. Dans le cas présent, l'optimisation du combineur/diviseur de puissance SAW-LCRF est effectuée en considérant la méthode d'optimisation globale que nous avons implémentée à l'aide de la boîte à outils « *Global Optimization Toolbox™* » disponible dans le logiciel Matlab. Le principe consiste à rechercher des solutions globales permettant de minimiser une fonction objective définissant les performances à atteindre par le combineur/diviseur de puissance. La recherche de ces solutions satisfaisant la fonction objective est effectuée à l'aide de différentes fonctions prédéfinies et intégrées dans la boîte à outils. Parmi les fonctions disponibles dans cette boîte à outils, notre choix s'est porté sur la fonction « *fminsearch* » qui permet de minimiser une fonction multivariable par la méthode d'optimisation sans dérivée. Une fois le type de fonction de minimisation choisi, le problème d'optimisation est ensuite formulé dans l'outil de calcul en définissant les variables de conception, les critères d'évaluation ainsi que la

fonction objective. Les paragraphes ci-après décrivent les différentes étapes de la procédure d'optimisation des combineurs/diviseurs de puissance.

- **Définition des variables de conception**

Les variables de conception de conception correspondent aux différents paramètres permettant de structurer la réponse fréquentielle du combineur/diviseur de puissance et qui sont au nombre de 9, désignent respectivement : la période des IDTs, la période des réflecteurs, le nombre de paires d'électrodes N_{in} , le nombre de paires d'électrodes N_{out} , le nombre de paires d'électrodes N_f , l'espacement g_1 , l'espacement g_2 et enfin le niveau de métallisation (h/λ). Ces variables sont regroupées sous un vecteur \vec{X} défini tel que :

$$\vec{X} = (x_1, x_2, \dots, x_9)$$

Afin de limiter l'espace de recherche de solutions, chaque variable x_j est bornée par une valeur limite minimale \underline{x}_j et une valeur limite maximale \overline{x}_j , soit :

$$\underline{x}_j < x_j < \overline{x}_j, \quad j = 1, 2, \dots, 9$$

- **Définition des critères d'évaluation**

Ces critères correspondent aux caractéristiques électriques définissant les performances du combineur/diviseur de puissance à savoir : la transmission d'un port d'entrée vers le port de sortie, le niveau d'isolation entre les ports d'entrée, ainsi que les pertes en réflexion au niveau de chaque port électrique. Ces critères de performances dépendent à la fois de la fréquence et des différentes variables de conception. En considérant Γ_T , Γ_I , Γ_R comme étant critères d'évaluation de la transmission, l'isolation et la réflexion du combineur/diviseur SAW-LCRF à deux voies, ces paramètres de décision sont définis en fonction de la fréquence f et du vecteur variable \vec{X} tel que :

$$\Gamma_T(\vec{X}, f) = 20 \log_{10}(|S_{13}(\vec{X}, f)|)$$

$$\Gamma_I(\vec{X}, f) = 20 \log_{10}(|S_{12}(\vec{X}, f)|)$$

$$\Gamma_{R11}(\vec{X}, f) = 20 \log_{10}(|S_{11}(\vec{X}, f)|)$$

$$\Gamma_{R33}(\vec{X}, f) = 20 \log_{10}(|S_{33}(\vec{X}, f)|)$$

Pour paramètre de décision est également une valeur limite maximale $U_k(f)$ ainsi qu'une valeur limite minimale $L_k(f)$, lesquelles permettent d'évaluer l'atteinte des performances désirée selon les spécifications données.

- **Définition de la fonction objective**

Considérant tous les critères de performances $\Gamma_T(\vec{X}, f)$, $\Gamma_I(\vec{X}, f)$ et $\Gamma_R(\vec{X}, f)$ du combineur/diviseur SAW-LCRF à deux voies, la fonction objective peut s'écrire selon l'expression suivante [39] :

$$f(\vec{X}) = \frac{f_1(\vec{X})}{|\Omega_{PB}|} + \frac{f_2(\vec{X})}{|\Omega_{SB}|} + \frac{f_3(\vec{X})}{|\Omega_{PB}|} + \frac{f_4(\vec{X})}{|\Omega_{PB}|} + \frac{f_5(\vec{X})}{|\Omega_{PB}|}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} f_1(\vec{X}) = \sum_{f \in \Omega_{PB}} \max\{L_T(f) - \Gamma_T(\vec{X}, f), 0\} \\ f_2(\vec{X}) = \sum_{f \in \Omega_{SB}} \max\{\Gamma_T(\vec{X}, f) - U_T(f), 0\} \\ f_3(\vec{X}) = \sum_{f \in \Omega_{PB}} \max\{\Gamma_I(\vec{X}, f) - U_I(f), 0\} \\ f_4(\vec{X}) = \sum_{f \in \Omega_{PB}} \max\{\Gamma_{R11}(\vec{X}, f) - U_{R11}(f), 0\} \\ f_5(\vec{X}) = \sum_{f \in \Omega_{PB}} \max\{\Gamma_{R33}(\vec{X}, f) - U_{R33}(f), 0\} \end{array} \right.$$

Dans cette relation, Ω_{PB} désigne les points de fréquence appartenant à la bande passante tandis que Ω_{SB} correspond à la fréquence dans la bande de rejet.

- **Formulation du problème**

Le but étant de minimiser la fonction objective définie par l'équation, le problème peut être formulé comme suit :

$$\begin{cases} \min f(x) \\ \vec{X} = (x_1, x_2, \dots, x_9) \in \chi \end{cases} \quad \text{sub.to}$$

avec χ définissant l'espace de recherche.

3.5.3 Résultats d'optimisation et discussion

En implémentant ces différentes relations mathématiques dans Matlab et en utilisant la fonction « *fminsearch* » de l'outil d'optimisation globale, les paramètres géométriques consignés au tableau 3-3, ont été obtenues comme solution faisable par rapport aux contraintes imposées. En utilisant ces paramètres, la réponse fréquentielle du combineur/diviseur SAW-LCRF a été ensuite par la méthode des méthodes de transmission et les résultats correspondants sont présentés à la figure. La réponse fréquentielle du combineur/diviseur de puissance à 2 voies est centrée autour de 2.1 GHz et présente des pertes d'insertion de 3,9 dB dans la bande passante. La bande passante à 3 dB obtenue est de 31,5 MHz, soit une bande passante relative de 1,5 %.

Tableau 3-3 : Paramètres après optimisation pour les applications WCDMA.

Longueur d'onde des IDTs	$\lambda = 1,595 \mu\text{m}$
Longueur d'onde des réflecteurs	$\lambda_r = 1,605 \mu\text{m}$
Nb. Électrodes dans les IDTs à 1 port d'entrée	65
Nb. Électrodes dans les IDTs à 1 port de sortie	63
Nb. Électrodes dans les IDTs à 1 port flottant	27
Nb. Électrodes par réseau de réflecteurs	35
Ouverture acoustique W	40λ
Épaisseur de métal (h/λ)	3 %
Espacements	$g_1 = \lambda/4$ et $g_2 = 3\lambda/2$

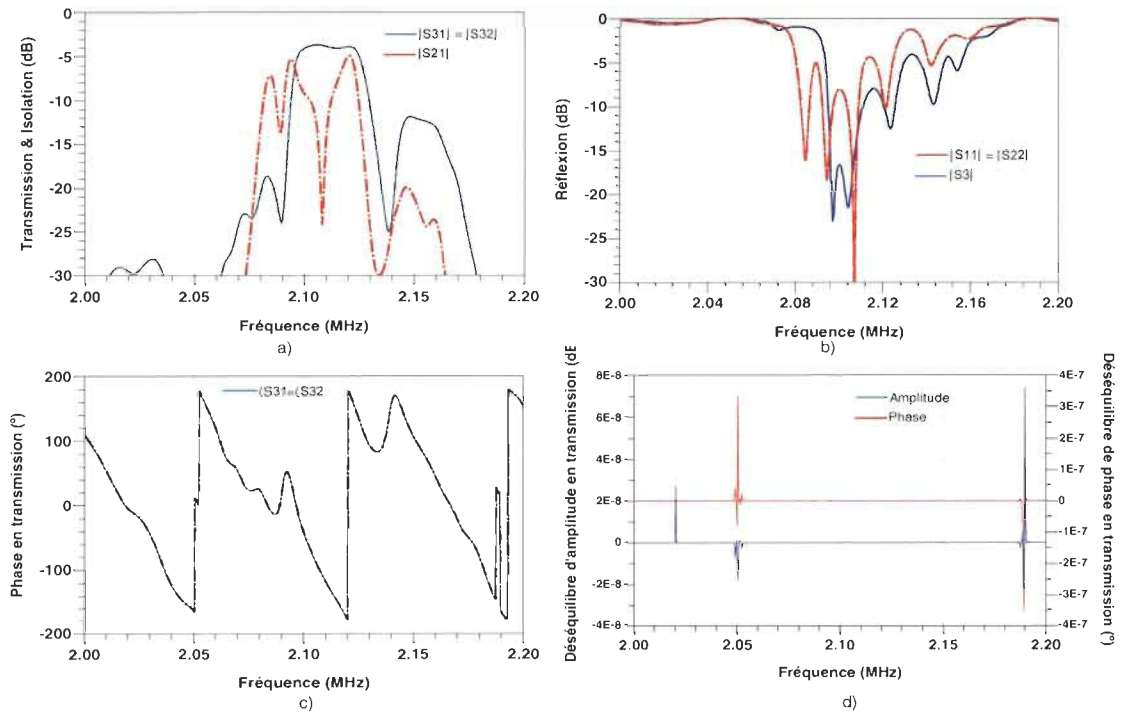


Figure 3-7 : Résultats d'optimisation du combineur/diviseur de puissance SAW-LCRF pour les applications WCDMA

Chapitre 4 - Fabrication et caractérisation de combineurs/diviseurs de puissance à base de filtres SAW-LCRF

Ce présent chapitre présente la fabrication et la caractérisation électrique de différents types de combineurs/diviseurs de puissance SAW-LCRF opérant respectivement à des fréquences aux alentours de 85 MHz puis de 2,1 GHz. Les dispositifs à haute fréquence qui ont été fabriqués par nos soins dans les salles blanches du laboratoire de microfabrication LMF-GMC de l'École Polytechnique de Montréal, présente une résolution minimale de l'ordre de 400 nm. À l'inverse la résolution minimale des structures opérant à basse fréquence est de 10 μm et ces composants ont été développés par les équipes du CEA-LETI à Grenoble.

Après une présentation générale de la méthode de fabrication par la lithographie électronique, nous allons décrire dans un premier la fabrication des combineurs/diviseurs de puissance opérant à haute fréquence avec une présentation en détail du procédé mis en place pour l'écriture directe des structures, étant donné leur petite taille rendant plus que difficile l'étape de leur réalisation physique. Nous exposerons par la suite les résultats de fabrication des combineurs/diviseur de puissance SAW-LCRF développés au CEA-LETI suivant un procédé d'écriture direct similaire. Enfin, nous terminerons par les résultats de mesures obtenus pour les différents combineurs/diviseurs conçus au chapitre précédent en considérant un substrat de type YZ-LiNbO₃.

4.1 Principes généraux de la lithographie électronique

La lithographie électronique consiste manière générale à réaliser une empreinte du motif souhaité sur un film de matière sensible à un rayonnement d'un faisceau d'électrons. Cette technique de fabrication permet d'atteindre des résolutions largement submicroniques pouvant aller jusqu'à l'ordre de 10 à 20 nm. La limitation principale à l'obtention d'une meilleure résolution est la diffusion des électrons dans la résine. Contrairement à la lithographie optique conventionnelle, la lithographie électronique ne nécessite pas d'avoir recours à un masque pour projeter l'image du motif sur la résine, puisque l'écriture se fait directement sur la couche photosensible par le faisceau d'électrons qui joue le rôle d'un stylo. Sans entrer dans les détails d'une description structurale, il est à noter que les équipements de lithographie électronique s'apparentent fortement aux microscopes électroniques à balayages (MEB) : il s'agit de produire un faisceau d'électrons et de le guider à la surface de l'échantillon. Un exemple d'équipement de lithographie électronique est présenté à la figure 4-1. Cet équipement est celui que j'ai utilisé dans les locaux du laboratoire LMF-GMC, durant mes travaux de microfabrication que nous détaillerons par la suite. Il est à noter que toutes les manipulations techniques inhérentes aux étapes de microfabrication ainsi que la mise en place des différents procédés de fabrication détaillés dans la section suivante ont été entièrement effectués par moi-même.



Figure 4-1 : Équipement de lithographie électronique de la marque Raith.

4.2 Fabrication de combineurs/diviseurs SAW-LCRF opérant à haute fréquence

Nous décrivons dans cette partie les différentes étapes réalisées pour procéder à la fabrication de dispositifs de combineurs/diviseurs SAW LCRF opérant à haute fréquence sur un substrat de niobate de lithium Y-Z LiNbO_3 . La résolution de structures visées étant comprise entre 300 nm et 400 nm, l'écriture directe par la lithographie électronique constitue la méthodologie d'implémentation la plus adéquate. Pour ce faire différents essais ont été effectués suivant deux de procédés de fabrication mis en place : un procédé à bi couche avec résine de type PMMA (Poly-methyl-methacrylate) et un autre à bi couche avec du PMMA et du copolymère EL9. Ces deux procédés consistent en un lift-off d'une couche métallique, lequel se décompose en plusieurs étapes. Les motifs des structures à fabriquer sont représentés à la figure 4-2.

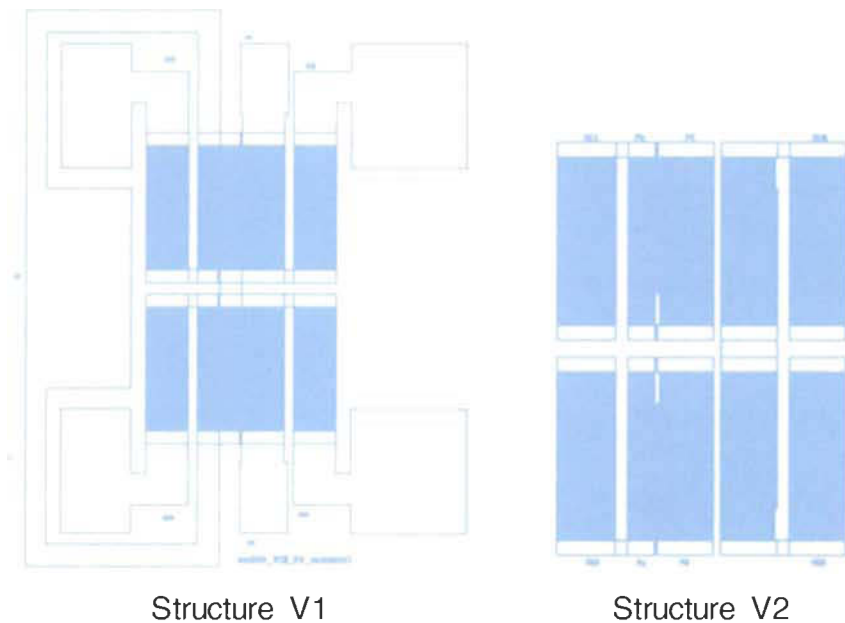


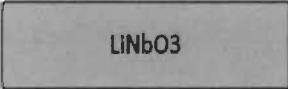
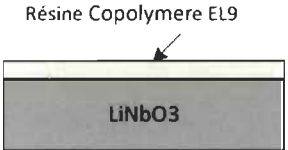
Figure 4-2 : Combineurs/diviseurs de puissance à fabriquer avec des électrodes de 400 nm

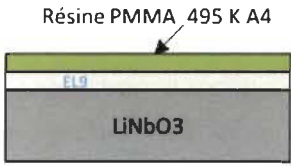
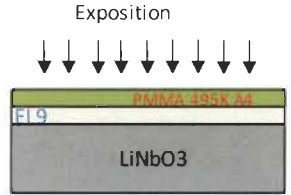
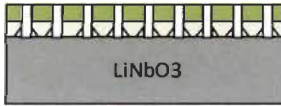
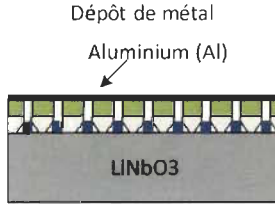
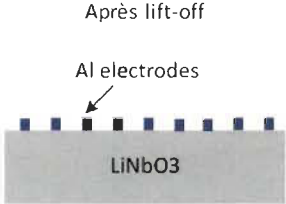
4.2.1 Procédé de fabrication initial

Le premier aspect à considérer dans la mise en place du procédé de fabrication des dispositifs SAW par la lithographie électronique est le choix du type de résine puisque celle-ci détermine en partie la qualité des dispositifs obtenus après fabrication. Dans le cas présent notre choix de résine s'est porté sur la famille des résines positives de type PMMA qui est communément utilisée pour la lithographie électronique. Il existe différentes catégories de résine PMMA dont deux sont accessibles au laboratoire LMF-GMC : le PMMA 950K A2 et le PMMA 495K A4. Ces résines de PMMA se différencient par leur poids moléculaire, lequel donne une idée sur leur sensibilité et le niveau de contraste entre les zones exposées et non exposées. Le PMMA 495K, qui est constitué de petites chaînes de monomères, est par exemple plus sensible que le PMMA 950K. Il requiert donc une dose critique d'exposition relativement plus faible que dans le cas du PMMA 950K et

présente en outre un profil de gravure plus prononcé. Au regard de cela, la résine PMMA 495K A4 a été donc choisie en premier pour ces premiers essais. Par ailleurs l'ajout d'une couche de résine à faible poids moléculaire par rapport à la couche supérieure de PMMA, permet d'avoir un profil de gravure optimal pour enlever facilement toute la couche de résine après métallisation. Pour ce faire une couche de copolymère EL9 sera également considérée comme couche sacrificielle en plus du PMMA 495K A4. Après le choix de la résine, les principales étapes du procédé se déclinent en 6 grandes étapes à savoir : la préparation du substrat, le dépôt de couches sacrificielles, le transfert de motifs par écriture directe, le développement de la résine photosensible, le dépôt de métal et l'élimination de la résine pour ne garder que les motifs métallisés. Ces différentes étapes ainsi que les paramètres de réalisation sont résumées dans le tableau 4-1 :

Tableau 4-1 : Procédé initial pour l'écriture directe par lithographie électronique

<p style="text-align: center;"><u>Étape 1 :</u></p> <p style="text-align: center;">Nettoyage du wafer dans un bain ultrasonique</p> <ul style="list-style-type: none"> - 5 minutes dans une solution d'acétone - 5 minutes dans une solution d'IPA (Isopropyl alcool) - 5 minutes dans de l'eau dé-ionisée - Déshydratation avec de l'azote (N₂) à haute pression 	
<p style="text-align: center;"><u>Étape 2 :</u></p> <p style="text-align: center;">Dépôt et cuisson de résine copolymère EL9</p> <ul style="list-style-type: none"> - Épaisseur visée : ~350 nm - Spinning à 500 rpm (500 rpm/s) pendant 5s - Spinning à 4000 rpm (2000 rpm/s) pendant 40s - Cuisson sur plaque chauffante à 170 °C - 10mn 	

<p style="text-align: center;">Étape 3 :</p> <p style="text-align: center;">Dépôt et cuisson de la résine PMMA 495K A4</p> <ul style="list-style-type: none"> - Épaisseur visée : 150~160 nm - Spinning @ 500 rpm (500 rpm/s) pendant 5s - Spinning @ 4000 rpm (2000 rpm/s) - 40s - Cuisson sur plaque chauffante à 170 °C -10 minutes 	
<p style="text-align: center;">Étape 4 :</p> <p style="text-align: center;">Écriture directe et développement</p> <ul style="list-style-type: none"> - Écriture en utilisant l'équipement Raith 150 EBL avec ajustement des paramètres d'écriture 	
<p style="text-align: center;">Étape 5 :</p> <p style="text-align: center;">Développement de la résine</p> <ul style="list-style-type: none"> - Immersion dans du MIBK/IPA 1 :3 pendant 45s - Rinçage dans une solution d'IPA pendant 15 secondes - Déshydratation avec de l'azote à haute pression 	
<p style="text-align: center;">Étape 6 : Dépôt de métal</p> <ul style="list-style-type: none"> - Dépôt d'aluminium par évaporation e-beam 	
<p style="text-align: center;">Étape 7 : Lift-off</p> <ul style="list-style-type: none"> - Lift-off dans un bain ultrasonique d'acétone - 3 minutes - Déshydratation avec de l'azote à haute pression 	

4.2.2 Écriture directe et résultats préliminaires

Afin de s'assurer d'avoir des structures adéquates en termes de dimension, il est nécessaire d'effectuer en premier lieu un test de dose sur de simples IDTs pour déterminer

le niveau de dose requis qui permettra d'avoir non seulement des tranchées propres mais aussi les largeurs de doigts visées. Pour ce faire, différents niveaux de dose ont été considérés pour des IDTs de 400 nm de largeur de doigt à savoir des valeurs de dose qui sont respectivement égales à $50 \mu\text{C}/\text{cm}^2$, $62.5\mu\text{C}/\text{cm}^2$, $75 \mu\text{C}/\text{cm}^2$, $100 \mu\text{C}/\text{cm}^2$. Les paramètres d'exposition utilisés durant l'étape d'écriture sont consignés au tableau 4-2.

Tableau 4-2 : Paramètres d'écriture pour le procédé bi couche EL9/PMMA 495K A4

Paramètres EBL	<ul style="list-style-type: none"> - Tension d'accélération : 10 KV - Courant du faisceau d'électrons : 0.218nA - Distance de travail : 10 mm - Ouverture : 30 μm - Zone d'écriture : 1000 μm x 1000 μm <p>Dose : de $50 \mu\text{C}/\text{cm}^2$ à $100 \mu\text{C}/\text{cm}^2$</p>
-----------------------	--

Après exposition et développement de la résine, les structures sont inspectées par imagerie MEB afin d'évaluer la qualité d'exposition. En analysant les résultats obtenus qui sont présentés à la figure 4-3, nous en avons déduit qu'une dose d'un peu moins de $65\mu\text{C}/\text{cm}^2$, permettait d'écrire correctement les IDTs de 400 nm. En revanche, pour une dose égale à $75 \mu\text{C}/\text{cm}^2$, la régularité des doigts de 400 nm de largeur n'est plus assurée tandis qu'une dose d'exposition supérieure ou égale à $100 \mu\text{C}/\text{cm}^2$ se traduit par des électrodes ayant une largeur plus que doublée. Par ailleurs nous constatons également que les IDTs de 400 nm présentent une non-uniformité avec beaucoup de rugosités au niveau des flancs des électrodes. Ces effets peuvent être réduits en choisissant une zone de travail de taille moindre que 1000 μm x 1000 μm afin de réduire la taille des pixels et augmenter ainsi le nombre de points à exposer. Finalement, une seconde tentative a été effectuée avec un choix d'une dose fixée à $60 \mu\text{C}/\text{cm}^2$ ainsi qu'une zone de travail de 100 μm x 100 μm pour l'écriture des IDTs . La figure 4-4 montre le résultat final obtenu où l'on peut voir que les électrodes sont bien définies avec une largeur proche de t 400 nm (408 nm en réalité).

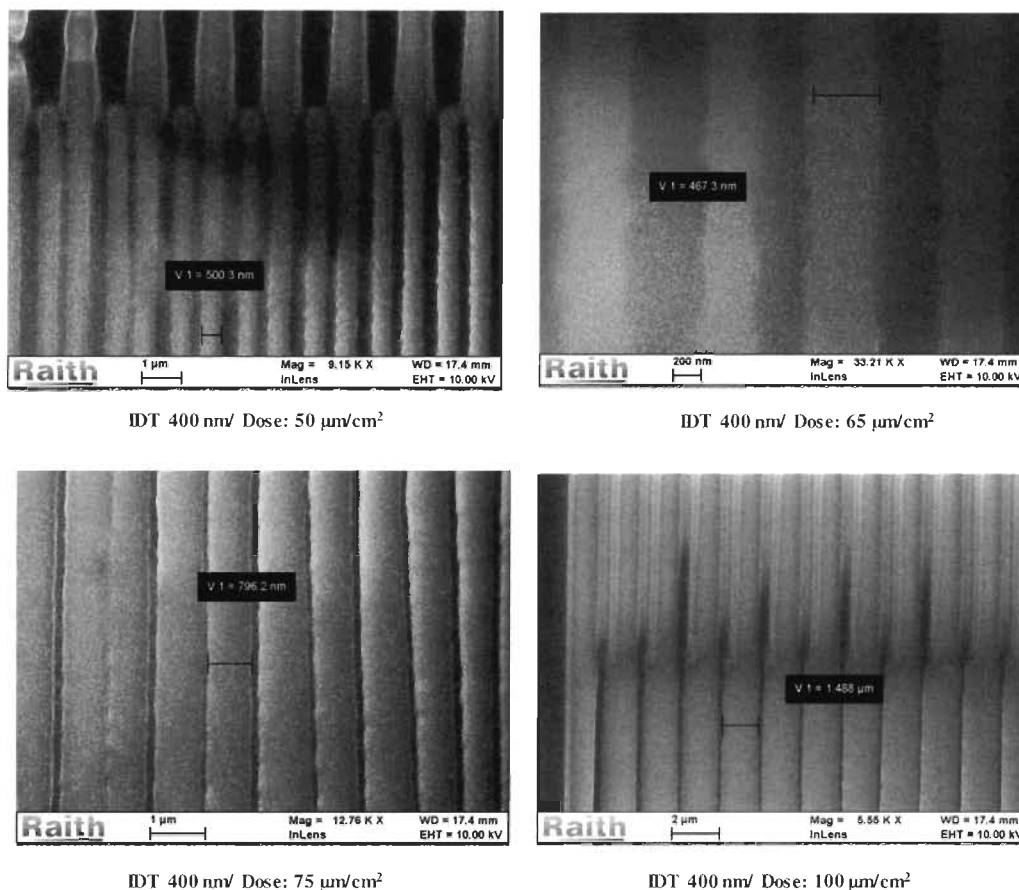


Figure 4-3 : Image MEB des résultats de test de dose pour les IDTs de 400 nm

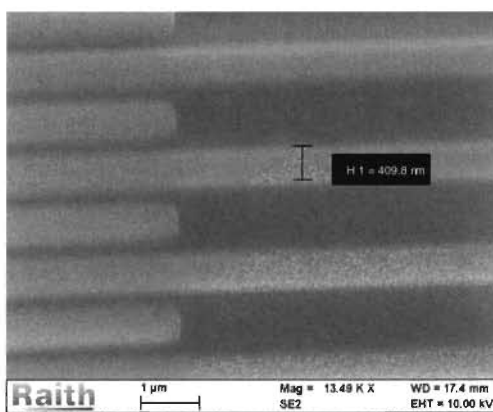


Figure 4-4 : Image MEB des résultats avec une dose de $60\mu\text{C}/\text{cm}^2$ pour IDTs de 400 nm

À la suite de l'étude paramétrique sur la quantité de dose appropriée, le combineur/diviseur de puissance au complet a été exposé avec les paramètres d'écriture du

tableau 4-2 ainsi qu'une dose de $60 \mu\text{C}/\text{cm}^2$. Le temps d'exposition pour compléter l'écriture d'une seule structure de combineur/diviseur de puissance est de 1 h 30 mn en moyenne.

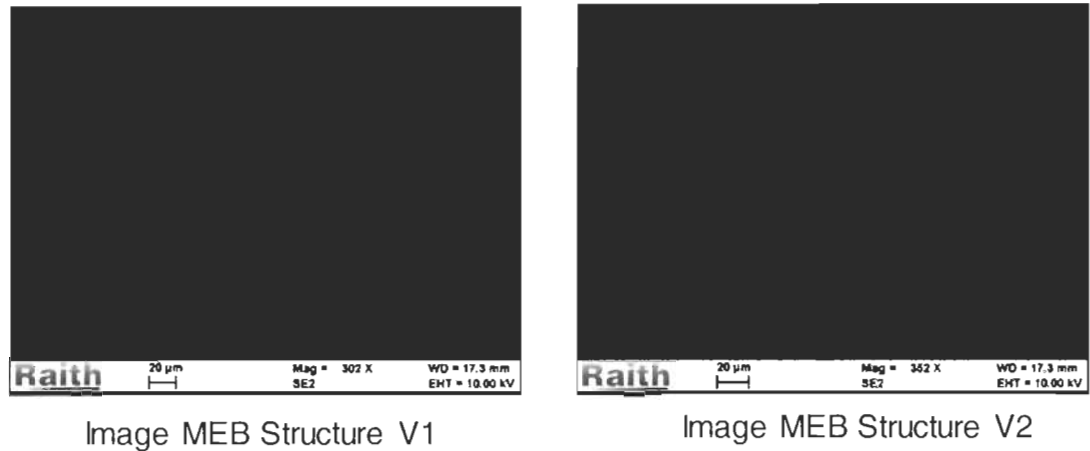


Figure 4-5 : Combineurs/diviseurs de puissance réalisées sur l'empilement EL9/PMMA 495 K A4

La figure 4-5 présente les images prises au MEB après exposition et développement de la résine. À la lecture des images, les IDTs et les réflecteurs ne peuvent être distingués car les régions définissant les électrodes ont subi une surexposition. Ceci peut résulter de trois facteurs à savoir :

- Un temps d'exposition assez long pour favoriser l'accumulation des charges au niveau du LiNbO_3 , ce qui modifie ainsi la quantité de dose reçue localement et donc la largeur des zones ;
- La diffusion des électrons primaires générés grâce à l'interaction des électrons avec la matière et qui engendre un élargissement de la zone exposée par rapport à celui défini au préalable ;
- La rétrodiffusion des électrons primaires qui génère les effets de proximité lesquels se traduisent par une augmentation de la dose réellement reçue dans une zone si celle est très proche d'autres zones à exposer comme dans les cas des IDTs et des réflecteurs.

Une optimisation du procédé permet de limiter ces phénomènes perturbants.

4.2.3 Optimisation du procédé et résultats finaux

Afin de répondre aux différentes problématiques identifiées lors des essais d'écriture sur une couche superposée de EL9/PMMA 495K, un second procédé est mis en place. Celui va permettre de limiter et réduire l'accumulation des charges et de limiter les effets de diffusion et de rétrodiffusion des électrons.

En premier lieu, sachant que les effets de proximités peuvent être réduits en exposant à moindre dose, nous limitons la dose d'exposition à $30 \mu\text{C}/\text{cm}^2$. Ensuite les phénomènes de diffusion peuvent être anticipés en réduisant au préalable le diamètre du faisceau à travers la tension d'accélération (HT) et de l'épaisseur de l'empilement de couche sacrificielle (E_r). L'équation 4-1 décrit la dépendance du diamètre du faisceau en fonction de la tension d'accélération et de l'épaisseur.

$$d_{eff} = 0.9 \left(\frac{E_r}{HT} \right)^{1.5} \quad (4-1)$$

En augmentant la tension d'accélération et en minimisant l'épaisseur de la couche de résine on peut améliorer de manière significative la résolution des doigts de 400 nm. Pour ce faire, nous décidons de remplacer la résine de type PMMA 495K A4 par celle de type PMMA 950K A2. A vitesse de spin égale, le PMMA 950K A2 présente une épaisseur qui est de moitié en comparaison avec la résine PMMA 495K A4, ce qui nous permet de réduire l'épaisseur totale de notre empilement. Enfin l'ajout d'une couche conductrice sur l'empilement de couche sacrificielle, permet d'éliminer l'accumulation des charges dans le substrat. Une couche d'or d'une épaisseur de 6 nm a été choisie dans notre cas.

Tableau 4-3 : paramètres de dépôt d'une couche conductrice par évaporation E-beam

<p align="center"><u>Étape 1 :</u> Dépôt et cuisson de la résine copolymère EL9</p>	<ul style="list-style-type: none"> - Spinning @ 4000 rpm (2000 rpm/s) pendant 40s - Cuisson sur plaque chauffante à 170 °C pendant 10 minutes
<p align="center"><u>Étape 2 :</u> Dépôt et cuisson de résine PMMA 950K A2</p>	<ul style="list-style-type: none"> - Épaisseur visée : 80~90 nm - Spinning @ 500 rpm (500 rpm/s) pendant 5s - Spinning @ 4000 rpm (2000 rpm/s) pendant 40s - Cuisson sur plaque chauffante à 170 °C pendant 10 minutes
<p align="center"><u>Étape 3 :</u> Dépôt de la couche d'or par évaporation E-beam</p>	<ul style="list-style-type: none"> - Épaisseur visée 6 nm - Densité du matériau : 19.3 g/cm³ - Z-ratio : 0.38 - Pression : 1.9x10⁻⁷ Torr - Tension : 7.5 KV - Courant : 231 mA - Taux de déposition : 0.5 Å/s
<p align="center"><u>Étape 4 :</u> Écriture e-beam</p>	<ul style="list-style-type: none"> - Tension d'accélération : 30 KV - Courant du faisceau d'électrons : 190 pA - Distance de travail : 10 mm - Ouverture : 10 µm - Zone d'écriture 100 µm x 100 µm - Dose : de 30 µC/cm²
<p align="center"><u>Étape 5 :</u> Gravure de la couche d'or</p>	<ul style="list-style-type: none"> - Immersion dans une solution de KI + I₂ pendant 2 mn - Rinçage dans de l'eau déionisée pendant 5 mn - Déshydratation avec de l'azote haute pression
<p align="center"><u>Étape 6 :</u> Développement de la résine</p>	<ul style="list-style-type: none"> - Immersion dans une solution de MIBK/IPA 1:3 pendant 45s - Rinçage dans une solution d'IPA pendant 15 secondes - Déshydratation avec de l'azote haute pression
<p align="center"><u>Étape 7 :</u> Dépôt de la couche de la couche d'aluminium par évaporation e-beam</p>	<ul style="list-style-type: none"> - Épaisseur visée 100 nm - Densité du matériau : 2,7 g/cm³ - Z-ratio : 1,08 - Pression : 1,2x10⁻⁷ Torr - Tension : 7,5 kV - Courant : 165 mA - Taux de déposition : 0,7 Å/s
<p align="center"><u>Étape :</u> Lift-off</p>	<ul style="list-style-type: none"> - Immersion dans un bain ultrasonique d'acétone (3 minutes) - Déshydratation avec de l'azote haute pression

Finalement le procédé de microfabrication initial a été modifié pour remplacer la résine PMMA 495K A4 par du PMMA 950K A2 puis en ajoutant une étape supplémentaire de dépôt de couche d'or comme dissipateur de charges. Les différentes étapes du nouveau procédé de fabrication ainsi que les paramètres de réalisation sont listées au complet dans le tableau 4-3. Après avoir complété toutes les étapes du procédé, l'inspection des combineurs/diviseurs de puissance à l'imagerie MEB a révélé des résultats concluants. Comme nous pouvons le noter à travers les images présentées à la figure 4-6, les IDTs constituants le combineur/diviseur de puissance sont très bien définis avec une résolution de 400 nm pour les électrodes. La figure 4-6 présente des images des structures finales qui ont été fabriquées à partir du procédé optimisé.

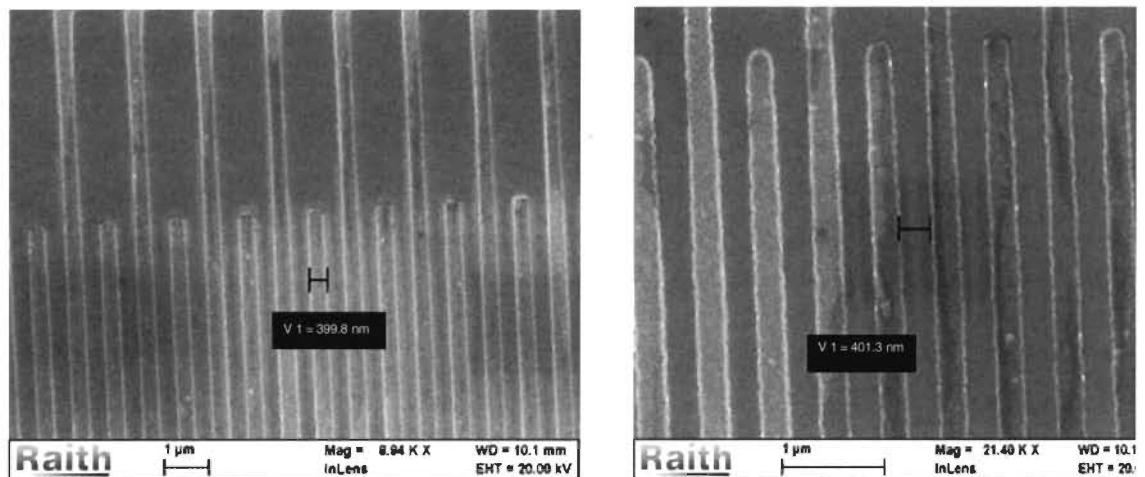


Figure 4-6 : Vue agrandie à l'imagerie MEB sur les IDTs du combineur/diviseur de puissance réalisés sur l'empilement EL9/PMMA 950K A2

4.3 Combineurs/diviseurs de puissance fabriqués au CEA-LETI

Les dispositifs fabriqués au CEA sont des combineurs/diviseurs SAW-LCRF opérant à haute fréquence. Ces structures formées par des IDTS et des réflecteurs composés d'électrodes de 10 μm de largeur ont été également fabriqués par lithographie électronique.

N'ayant pas eu accès au détail du procédé de fabrication, nous présentons ici uniquement les layouts des dispositifs soumis ainsi que les structures fabriquées que nous avons reçues en retour. La figure 4-7 présente les dessins de masques que nous avons réalisés et la figure 4-8 montre l'image de la plaque de LiNbO_3 après fabrication ainsi qu'une vue agrandie sur un combineur/diviseur de puissance SAW-LCRF.

À la réception de la plaque, nous avons remarqué que celle-ci a été orientée dans une mauvaise direction en comparaison avec les structures soumises. Une comparaison de la position du méplat dans les deux figures 4-7 et 4-8 permet de s'en rendre compte. En effet, pour les dispositifs qui ont été dimensionnés en considérant une orientation YZ du LiNbO_3 , le méplat de la plaque devait être positionné verticalement pour que l'axe de propagation Z soit à l'horizontal et perpendiculaire aux électrodes des structures. En revanche, dans le cas de la plaque reçue, le méplat est positionné à l'horizontal et parallèle à l'axe de propagation X. Cela signifie que l'excitation des IDTs va engendrer une onde SAW qui va se propager suivant l'axe X et non suivant l'axe Z comme c'était prévu durant la conception. Cette erreur d'orientation a pour conséquence une disparité entre les résultats de mesures et la prédiction théorique puisque les paramètres acoustiques ne sont plus les mêmes aussi bien en termes de vitesse de propagation que de coefficient couplage électromécanique et de capacité statique par unité d'électrode.

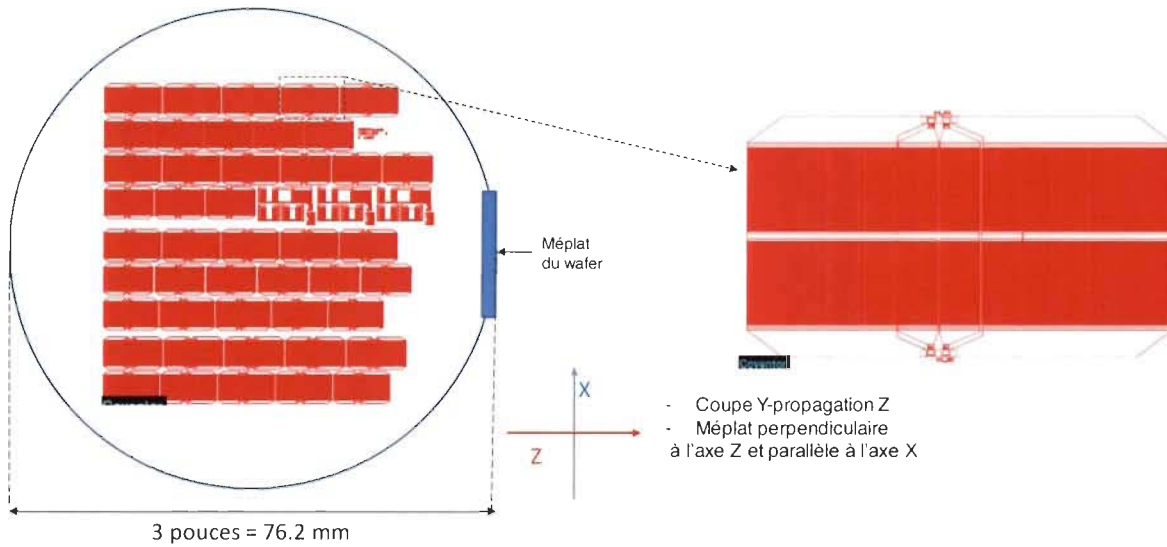


Figure 4-7 : Dessins de masques des structures de combineurs/diviseurs puissance soumis au CEA-LETI

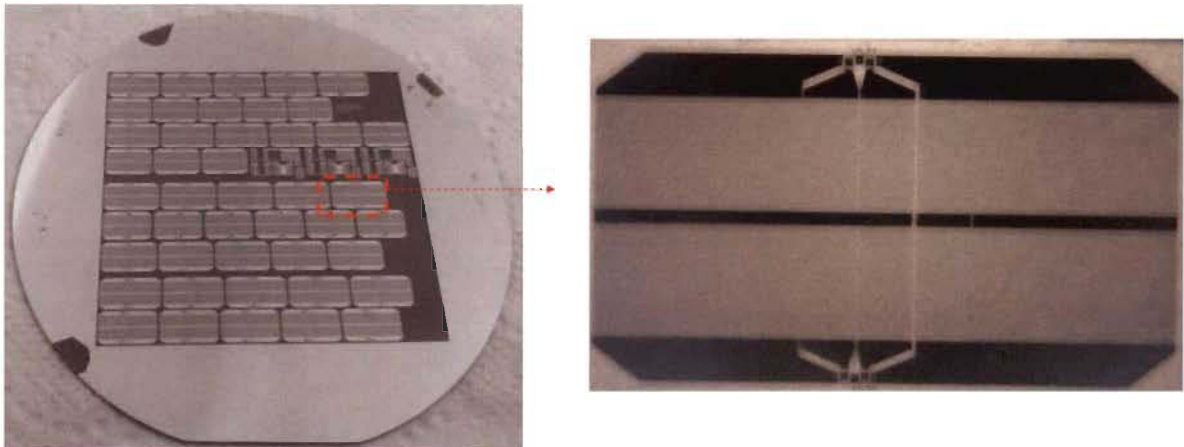


Figure 4-8 : Plaque contenant les dispositifs fabriqués au CEA-LETI et vue agrandie sur une structure de combineur/diviseur de puissance SAW-LCRF

4.4 Caractérisation électrique des combineurs/diviseurs de puissance SAW-LCRF

Nous présentons dans cette section les résultats de la caractérisation sur tranche des combineurs/diviseurs de puissance opérant à basse en fréquence. Tous les résultats de

mesures présentés dans les paragraphes suivants sont donc uniquement associés aux combineurs/diviseurs comprenant des électrodes de $10\ \mu\text{m}$ de résolution.

4.4.1 Méthodologie de mesure

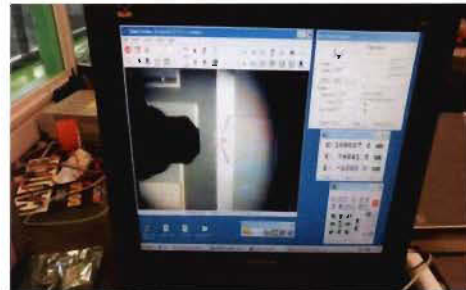
La caractérisation des combineurs/diviseurs de puissance SAW-LCRF a été effectuée en mesurant les paramètres S des dispositifs directement sur la tranche de wafer à l'aide d'une station de mesure sous pointes, d'un analyseur de réseaux vectoriel à 4 ports et des sondes RF de la marque Infinity de type GSGSG. Un calibrage de type SOLT a été appliqué préalablement à la caractérisation des combineurs/diviseurs de puissance afin de s'assurer de la précision des paramètres S mesurés. Tous les composants ont été évalués suivant une impédance caractéristique de $50\ \Omega$. La figure 4-9 montre les images de la configuration du banc de test utilisé lors de la mesure des dispositifs.



a)



b)



c)

Figure 4-9 : Caractérisation avec une station de mesures sous pointe semi-automatique

Tableau 4-4 : Configuration des dispositifs mesurés

Structures	Description	Topologie
PC-V0	Combineur sans isolation avec absence d'IDTs flottants.	$\lambda = 39,7 \mu\text{m} / \lambda_r = 1,01. \lambda$ $N_{in}=40,5 / N_{out}=40,5 / N_{ref}=65 / g_1=0,25. \lambda$
PC-V1-A	Combineur/diviseur initial	$\lambda = 39,7 \mu\text{m} / \lambda_r = 1,01. \lambda$ $N_{in}=40,5 / N_{out}=40,5 / N_f=12,5 / N_{ref}=65$ $g_1=0,25. \lambda / g_2=0,5. \lambda$
PC-V1-B	Combineur/diviseur initial avec nombre d'électrodes réduites pour les IDTs	$\lambda = 39,7 \mu\text{m} / \lambda_r = 1,01. \lambda$ $N_{in}=20,5 / N_{out}=20,5 / N_f=12,5 / N_{ref}=65$ $g_1=0,25. \lambda / g_2=0,5. \lambda$

4.4.2 Résultats de mesures

Les mesures ont été relevées sur différentes structures représentatives de plusieurs variantes de combineurs/diviseurs SAW-LCRF fabriqués lesquels que nous dénommerons respectivement PC-V0 ; PC-V1-A ; PC-V1-B et PC-V2. Les caractéristiques géométriques de ces structures sont rappelées au tableau 4-4.

Pour le combineur/diviseur de puissance initial PC-V1-A dont les résultats de mesures sont présentés à la figure 4-10, nous constatons comme prévu une nette différence de la réponse électrique obtenue par rapport aux prévisions théoriques ; ce qui est imputable à une mauvaise orientation du substrat de LiNbO_3 lors de la fabrication. En effet, les dispositifs fabriqués exploitent désormais une propagation de l'onde acoustique selon l'axe X alors qu'ils ont été conçus à la base pour une propagation de l'onde SAW suivant l'axe Z. Toutefois, nous reconnaissons de manière générale sur la réponse électrique exposée à la figure 4-10, le comportement du combineur/diviseur SAW-LCRF conçu théoriquement. En analysant les figures 4-11-a) et 4-11-b) représentant respectivement les vues agrandies de la réponse électrique autour de 92 MHz et autour de 108 MHz, nous remarquons en effet que

le dispositif mesuré présente, dans les deux bandes de fréquences, une réponse dont la forme de la fonction de transfert en transmission équivalente à celle d'un filtre passe-bande et que les deux ports d'entrée P1 et P2 sont isolés avec un $|S_{21}|$ de près de -25 dB à la fréquence centrale de chaque bande passante. Avec une propagation selon l'axe X, nous considérons dans la suite de l'analyse uniquement la réponse électrique à la fréquence fondamentale située autour de 108 MHz.

Malgré que les dispositifs fabriqués ne soient pas orientés dans la bonne direction de propagation, nous pouvons quand même à partir de ces résultats valider le concept du combineur/diviseur SAW-LCRF avec fonction de filtrage. Par ailleurs la phase en transmission mesurée à la fréquence centrale dans la bande située autour de 108 MHz est de 90° , ce qui veut dire que la structure fonctionne comme un combineur/diviseur hybride.

Une direction de propagation différente de ce qui est prévu initialement est synonyme d'une modification de tous les paramètres caractérisant la propagation de l'onde à savoir la vitesse de déplacement, le coefficient de couplage électromécanique, la capacité statique ainsi que les impédances acoustiques. Tout ceci explique le fait que la réponse du combineur/diviseur fabriqué soit décalée en fréquence et que le niveau de pertes en transmission relevé est seulement de l'ordre de -13 dB dans la bande autour de 108 MHz.

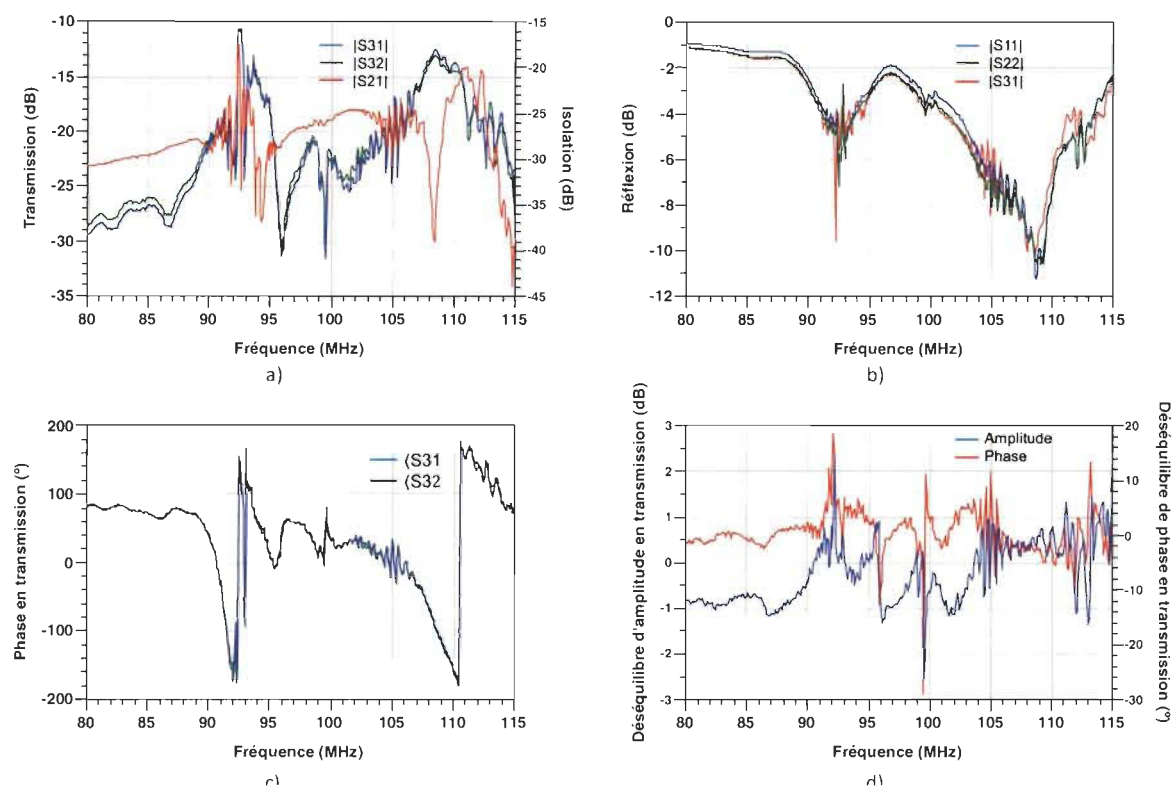


Figure 4-10 : Résultats de mesure du dispositif PC-V1-A

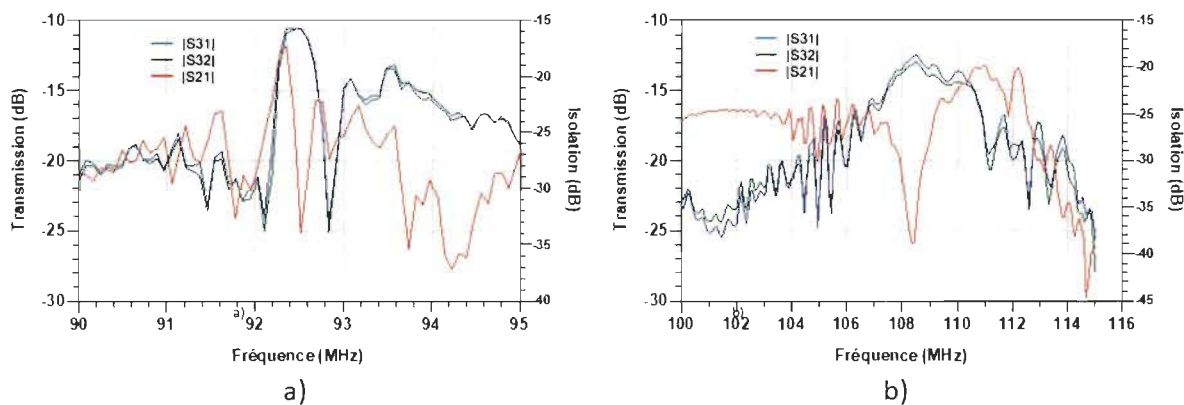


Figure 4-11 : Vue agrandie sur la réponse fréquentielle. a) réponse autour de 90 MHz. b) réponse autour de 108 MHz.

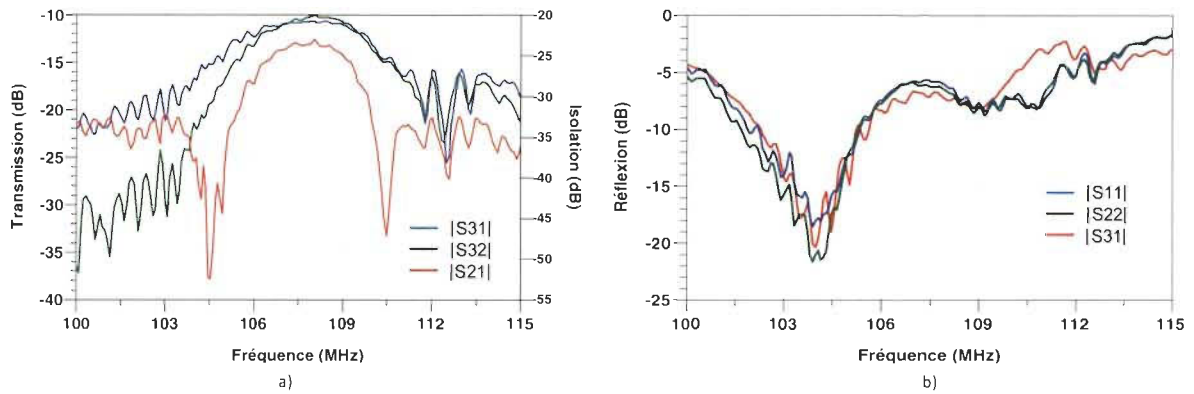


Figure 4-12 Résultats du dispositif PC-V0 sans isolation

Afin de s'assurer de la validité du concept régissant le combineur/diviseur SAW-LCRF, nous pouvons comparer le comportement du dispositif PC-V1-A avec celui de la structure PC-V0. Le composant PC-V0 correspond à une structure de combineur/diviseur où les transducteurs flottants ont été enlevés ce qui se traduit par une absence d'isolation entre les ports d'entrée P1 et P2 puisque les conditions d'interférences destructives ne sont plus respectées. À la lecture des résultats de mesures du dispositif PC-V0 exposés à la figure 4-12, nous notons effectivement une absence d'isolation entre les ports d'entrées P1 et P2. À l'inverse il y a un transfert de signal qui se fait entre ces deux ports. Le niveau de transfert entre P1 et P2 est seulement de 3 dB en dessous de la transmission entre un port d'entrée (P1 ou P2) et le port de sortie P3. Ceci nous conforte dans l'idée que le transducteur flottant présent dans la structure PC-V1-A est principalement responsable de l'isolation entre les ports d'entrée.

La variante du combineur/diviseur de puissance dénommé PC-V1-B a été réalisée avec un nombre de paires d'électrodes réduits pour les IDTs constituant chaque voie acoustique. Les résultats de mesures de PC-V1-B exposés à la figure 4-13 montrent que ce dispositif

présente une réponse électrique similaire à la structure initiale PC-V1-A avec une fonction de transfert équivalente à un filtre ainsi qu'une isolation entre les ports d'entrée. Par ailleurs

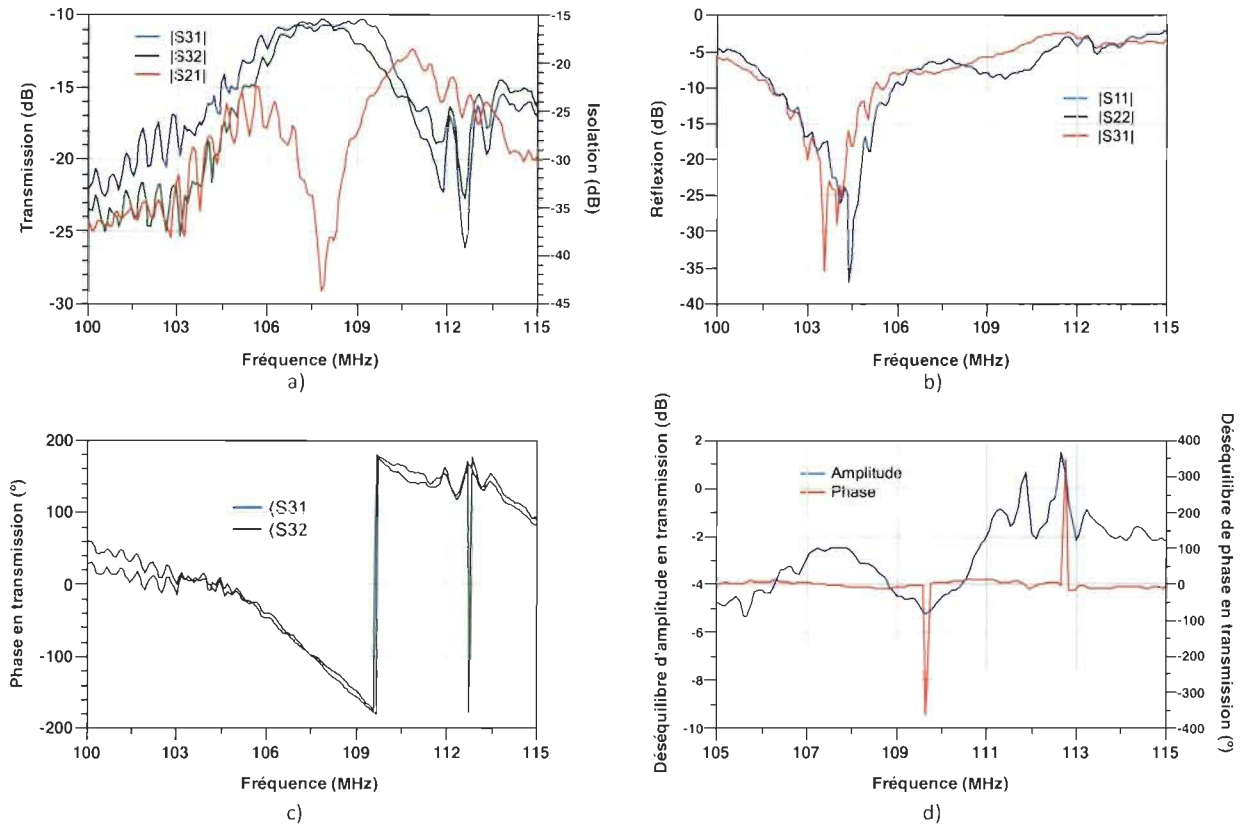


Figure 4-13 : Résultats de mesures du dispositif PC-V1-B comprenant moins d'électrodes au niveau des transducteurs

Nous constatons tout de même que la bande passante de PC-V1-B est plus large que celle du combineur/diviseur PC-V1-A. Comme cela a été démontré lors de l'étude paramétrique, le fait que la bande passante soit plus large dans cette configuration est une conséquence directe de la réduction du nombre d'électrodes formant les IDTs. Pour cette version de combineur/diviseur SAW-LCRF, les pertes d'insertion au niveau de la transmission sont de -11 dB tandis que l'isolation entre les deux ports est inférieure à -40 dB à la fréquence centrale de la bande passante. Comme la structure PC-V1, le

combineur/diviseur PC-VI-B n'est pas adapté au niveau des ports et cela s'explique surtout par le fait que la capacité statique par unité d'électrode est différente selon qu'on soit sur une orientation en direction de l'axe X plutôt qu'une propagation suivant l'axe Z.

Chapitre 5 - Conclusion générale

5.1 Synthèse des travaux

Dans ce manuscrit, nous avons présenté les différents travaux réalisés dans le cadre de cette thèse portant sur le développement de composants RF miniaturisés à l'aide de la technologie des ondes acoustiques. Concrètement, l'idée derrière cette étude est d'apporter une solution à la problématique de miniaturisations des composants passifs complexes que sont les combineurs et diviseurs de puissance en exploitant la propagation des ondes acoustiques de surface. Étant traditionnellement implémenté à l'aide de ligne de transmissions électromagnétiques ou à partir de guides d'ondes, les combineurs/diviseurs de puissance disponible sur le marché présentent des dimensions assez conséquentes qui limitent leur déploiement dans les appareils portables. Nous avons donc proposé dans cette thèse l'étude et la réalisation de nouveaux types de combineurs/diviseurs de puissance basé la formation d'interférences acoustiques constructive et destructive, et intégrant des éléments de filtres de types SAW-LCRF (Surface acoustic wave longitudinally coupled resonator filter).

Après une introduction sur le sujet et la problématique concernée au premier chapitre, nous avons présenté dans le second chapitre la méthodologie de conception et de réalisation des filtres SAW-LCRF qui constituent l'élément de base des dispositifs de combineur/diviseur de puissance étudiés. À ce titre des filtres SAW-LCRF conçu sur un substrat de type niobate avec une orientation YZ, ont été fabriqués et caractérisés. Cette étape a permis de mettre en place un modèle d'étude théorique assez fiable pour la modélisation de composants SAW.

Dans le troisième chapitre nous avons exposé les nouvelles structures de combineurs/diviseurs de puissance à 2 voies et à 3 voies exploitant les ondes acoustiques de surface et intégrant une fonction de filtrage. Une méthodologie de conception et d'optimisation de ces composants a été mise en place avec comme exemple d'applications le standard WCDMA pour les systèmes de troisième génération (3G). Malgré quelques imprévus rencontrés au niveau de la fabrication des combineurs/diviseurs qui est présentée au Chapitre 4, les résultats extraits ont permis de démontrer ce concept nouveau de combinaison et de division de signal RF avec des filtres SAW-LCRF. Intégrés sur un substrat à couplage électromécanique modéré comme dans le cas du YZ LiNbO₃, ces composants à triple fonction (combinaison/division/filtrage) présentent des performances intéressantes avec un niveau de pertes d'insertion inférieur à -1 dB (en excluant le ratio de division) et des bandes passantes relatives qui peuvent aller jusqu'à 1.5 % en fonction de l'application visée.

L'ensemble des travaux de cette thèse portant sur les combineurs/diviseurs de puissances acoustiques, est un premier pas vers l'émergence de nouveaux types de structures miniaturisées de combinaison et division de signal RF exploitant d'autres types d'ondes acoustique telles que les ondes de Lamb et les ondes de volume.

5.2 Contributions

En termes d'apport scientifique, les principales contributions à l'issue de ces travaux de thèse sont :

- La démonstration pour la première fois du concept de combineur/diviseur de puissance compact basé sur les filtres SAW-LCRF et intégrant donc une fonction supplémentaire de filtrage.
- L'identification des paramètres impactant la performance de tels dispositifs, ce qui permet de mettre en place une méthodologie rigoureuse de conception applicable à l'intégration de combineurs/diviseurs à N voies à base d'ondes acoustiques de surface.
- Et enfin la microfabrication des combineurs/diviseurs de puissance à ondes acoustique par la méthode de lithographie électronique qui constitue un défi de réalisation technologique.
- Par ailleurs, des travaux supplémentaires qui n'ont pas été exposés dans ce manuscrit, ont été également menés sur l'emploi des ondes de Lamb pour la réalisation de combineurs/diviseurs de puissance et de micro-transformateurs piézoélectriques. Ces travaux sont en cours et feront l'objet de prochaines publications.

5.3 Publications

- E. M. Fall, A. Reinhardt and F. Domingue, "Design of RF power divider/combiner based on surface acoustic wave technology," *2017 IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS), Washington, DC, 2017, pp. 1-1.*
- I. Kerroum, M. Fall, A. Reinhardt and F. Domingue «Hydrogen Effect on Density and Young's Modulus of Thin Films in Acoustic Sensors», *Sensors and Actuators B: Chemical, September 2015.*

5.4 Travaux faisant l'objet de publications en cours

- E. M. Fall, A. Reinhardt and F. Domingue, "Design and Optimization methodology of power combiner/divider based on surface acoustic wave technology for high frequency applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques June 2019.*

- E. M. Fall, A. Reinhardt and F. Domingue, , "acoustic power combiner/divider based on Lamb wave," *wireless component letters july 2019*
- E. M. Fall, A. Reinhardt and F. Domingue,, « S0 Lamb-Wave Thin-Film Lithium Niobate piezoelectric micro-transformer» *wireless component letters august 2019*

REFERENCES

- [1] <http://eecatalog.com/bindra/2012/03/04/cmos-rf-transceiver-in-ic-package-supports-all-2g3g4g-modes-bands/>
- [2] K.W. Eccleston, "Shunt-Loaded Fractal-Meandered Microstrip," in IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 67-70, Chengdu, Chine, Dec. 2008.
- [3] Y. Hwang, Y.P. Zhang, T.K.C. Lo, K.M. Luk, and E.K.N. Yung, "Miniaturization on Planar Antennas with Very High Permittivity Materials," in IEEE Asia-Pacific Microwave Conf., vol. 1, pp. 217-220, Bangkok, Thailand, Dec. 2007.
- [4] C.H. Hsu, H.T. Soong, C.L. Huang, and M.T. Kao, "Microstrip Rectangular Ring Bandpass Filter Design Using High Permittivity Substrate," in IEEE Asia-Pacific Microwave Conf., vol. 5, Suzhou, China, Dec. 2005.
- [5] G. Wang, W. Woods, H. Ding, and E. Mina, "Novel low-cost on chip slow-wave structure for compact RF components and mm-wave applications," in Proc. Electron. Comp. Technol. Conf., May 27–30, 2008, pp. 186–190.
- [6] D. M. Pozar, Microwave Engineering, 3^{ème} ed. New York: Wiley, 2011, ch. 7.
- [7] J. Jeong, Y. Kwon, S. Lee, C. Cheon, and E. A. Sovero, "1.6- and 3.3-W power-amplifier modules at 24 GHz using waveguide-based power-combining structures," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 48, pp. 2700–2708, Dec. 2000
- [8] Kuo, F.-M. ; Nan-Wei Chen ; Hsuan-Ju Tsai ; Shi, J.-W. ; Bowers, J.E., "High-power photonic transmitter-mixers with integrated Wilkinson power combiner for wireless communication with high data rate (15 Gbps) at W-band," Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2012 and the National Fiber Optic Engineers Conference, Mars 2012.
- [9] S. Emami, R. Wiser, E. Ali, M. Forbes, M. Gordon, X. Guan, S. Lo, P. McElwee, J. Parker, J. Tani, J. Gilbert, and C. Doan, "A 60 GHz CMOS phased-array transceiver pair for multi-Gb/s wireless communications," in IEEE ISSCC Dig. Tech. Papers, Feb. 2011, pp. 164–166.
- [10] Haikun Jia ; Baoyong Chi ; Lixue Kuang ; Zhihua Wang "A W-Band Power Amplifier Utilizing a Miniaturized Marchand Balun Combiner," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume: 63 , Issue: 2 , Part: 2, pp 719 - 725 , 2015
- [11] Shamsinejad, S., M. Soleimani, and N. Komjani, "Novel miniaturized Wilkinson power divider for 3G mobile receivers," Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 3, pp 9–16, 2008.

- [12] Oraizi, H. and M. S. Esfahlan, "Miniaturization of Wilkinson power dividers by using defected ground structures," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 4, 113–120, 2008.
- [13] C.-W. Wang, H.-S. Wu, and C.-K. C. Tzuang, "A miniaturized power combiner for compact design of CMOS phase shifter at -band," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, May 2010, pp. 121–124.
- [14] JOUHANEAU, Jacques, "Propagation des ondes acoustiques", *Techniques de l'ingénieur :Captation et restitution des sons*, 2015.
- [15] D. Royer et E. Dieulesaint, "Ondes élastiques dans les solides," (Masson, 1996)
- [16] W. R. Smith, H. M. Gerard, J. H. Collins, T. M. Reeder, and H. J. Shaw, "Analysis of Interdigital Surface Wave Transducers by Use of an Equivalent Circuit Model," *Microwave Theory and Techniques*, *IEEE Transactions on*, vol. 17, pp. 856-864, 1969.
- [17] Wilson, W.C., Atkinson, G.M., A Comparison of Surface Acoustic Wave Modeling Methods, *Micro Devices to Wireless Systems*, 7, 150-159 (2009)
- [18] W. R. Smith, H. M. Gerard, and W. R. Jones, "Analysis and Design of Dispersive Interdigital Surface-Wave Transducers", *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-20, No. 7, July 1972, pp 458-471
- [19] Campbell, C. *Surface Acoustic Wave Devices for Mobile and Wireless Communications* 1st edn, Academic Press, 1998.
- [20] Ro R., Tung H. -Y . and Wu S. -J., "Design o f two-track Surface Acoustic Wave Filters with Width-controlled reflectors", *Japanese journal of Applied Physics*, Vol. 43, No. 2, pages 688-694, 2004.
- [21] Tung H. -Y . and Ro R., "Frequency responses of Surface-Acoustic-Wave Filters with two-track slanted finger interdigital transducers", *Japanese journal o f Applied Physics*, Vol. 44, No. 6A, pages 4025-4031, 2005.
- [22] J. He, B. Wang and W. Shao, "Compact microstrip power dividers with slow wave structure and capacitor loading," *2010 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, Chengdu, 2010, pp. 52-55.
- [23] J. Li, Y. Huang and G. Wen, "W-band longitudinal-slot coupling four-way SIW power combiner/divider," *2017 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES)*, Suzhou, 2017, pp. 1-2
- [24] M. Squartecchia, B. Cimoli, V. Midili, T. K. Johansen and V. Zhurbenko, "Design of a planar ultra-wideband four-way power divider/combiner using defected ground structures," *2017 47th European Microwave Conference (EuMC)*, Nuremberg, 2017, pp. 9-12

- [25] J. Fu, Z. Wang, B. Lv, Z. Yang and Q. Wu, "A new compact three-way Wilkinson power divider based on LTCC technology," 2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), Nanjing, 2015, pp. 1-3.
- [26] K. Song, X. Ren, F. Chen and Y. Fan, "Compact in-phase power divider integrated filtering response using spiral resonator," in *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 8, no. 4, pp. 228-234, 18 March 2014
- [27] S. Chao and Y. Li, "Miniature filtering power divider with increased isolation bandwidth," in *Electronics Letters*, vol. 50, no. 8, pp. 608-610, 10 April 2014.
- [28] Q. Li, Y. Zhang and X. Feng, "Miniature filtering power divider using folded stub-loaded resonator," 2016 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS), Shanghai, 2016, pp. 1-4
- [29] Kaijun Song, Fan Zhang, Yu Zhu, Maoyu Fan & Yong Fan (2017) Compact Bandpass-Filtering Response Power Dividers with High Isolation and High Frequency Selectivity, *Electromagnetics*, 37:1, 73-79, DOI: 10.1080/02726343.2017.123606
- [30] Y. C. Li, Q. Xue and X. Y. Zhang, "Single- and Dual-Band Power Dividers Integrated With Bandpass Filters," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 1, pp. 69-76, Jan. 2013.
- [31] Ali-Reza Moznebi Kambiz Afroo «Substrate Integrated Waveguide (SIW) Filtering Power Divider/Combiner with High Selectivity», *Wireless Pers Commun* (2017) 97: 1117.
- [32] U. Rosenberg, M. Salehi, S. Amari and J. Bornemann, "Compact Multi-Port Power Combination/Distribution With Inherent Bandpass Filter Characteristics," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 11, pp. 2659-2672, Nov. 2014.
- [33] Brevet *JP 60160719* « Surface acoustic wave power splitter », 1985
- [34] J. G. Wen, K. Hashimoto, Tatsuya Omori and M. Yamaguchi, "Application of quad-phase surface acoustic wave filters to power divider/combiner for RF power amplifiers," 2006 Asia-Pacific Microwave Conference, Yokohama, 2006, pp. 1417-1420
- [35] F. Domingue, A. Reinhardt, brevet US20110273243 A1, "Combiner comprising acoustic transducers", nov. 2011
- [36] A. Reinhardt, brevet US 20130106531 A1, "Acoustic Wave Power Device", mai 2013

- [37] K. Tagawa, "Evolutionary computation techniques for the optimum design of balanced surface acoustic wave filters," in Proc. IEEE Conf. on Evolutionary Computation, Hong Kong, June, 2008, pp. 299–304
- [38] K. Tagawa, A. Imamura and S. Harada, "Multi-hard-objective optimum design of surface acoustic wave duplexers using adaptive differential evolution," 2014 IEEE 15th International Symposium on Computational Intelligence and Informatics (CINTI), Budapest, 2014, pp. 409-414
- [40] Kiyoharu Tagawa, «Simulation Modeling and Optimization Technique For Balanced Surface AcousticWave Filters», Proceedings of the 7th WSEAS International Conference on Simulation, Modelling and Optimization, Beijing, China, September 15-17, 2007