



HAL
open science

Etude de filtres MMIC hyperfréquences en technologies GaN et AsGa

Leila Kamoun

► **To cite this version:**

Leila Kamoun. Etude de filtres MMIC hyperfréquences en technologies GaN et AsGa. Autre [cond-mat.other]. Université de Bordeaux, 2014. Français. NNT : 2014BORD0265 . tel-01194527

HAL Id: tel-01194527

<https://theses.hal.science/tel-01194527>

Submitted on 7 Sep 2015

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

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

THÈSE PRÉSENTÉE
POUR OBTENIR LE GRADE DE
DOCTEUR DE
L'UNIVERSITÉ DE BORDEAUX

SCIENCES PHYSIQUES de L'INGENIEUR
ELECTRONIQUE

Par Leïla KAMOUN

**Etude de Filtrés MMIC Hyperfréquences en Technologies
GaN et AsGa**

Sous la direction de : Eric KERHERVE

Soutenue le 02 Décembre 2014

Membres du jury :

M. KERHERVE Eric	Professeur à Bordeaux INP	Directeur de Thèse
M. TANNE Gérard	Professeur à l'Université de Brest	Rapporteur
M. BAILLARGEAT Dominique	Professeur à l'Université de Limoges	Rapporteur
M. DUEME Philippe	Ingénieur chez Thales Systèmes Aéroportés	Examineur
M. PLAZE Jean-Philippe	Ingénieur chez Thales Systèmes Aéroportés	Examineur
M. TARIS Thierry	Professeur à Bordeaux INP	Examineur

A la mémoire de mes grands-parents,

A mes parents,

A ma sœur,

A mes amis.

REMERCIEMENTS

Par ces quelques lignes, j'aimerais remercier toutes les personnes qui ont contribué, de près comme de loin, à l'élaboration de ce travail qui s'est déroulé au sein de la société Thales Systèmes Aéroportés, basée à Elancourt, en partenariat avec l'Université Bordeaux INP.

Je tiens à remercier Philippe DUEME, tuteur pour cette thèse, pour son encadrement, sa disponibilité, sa patience, ses encouragements. Un grand merci aussi pour m'avoir réconciliée avec la musique classique.

J'aimerais également remercier Eric KERHERVE, qui a contribué à ce travail en tant que directeur de thèse, pour son soutien, ses encouragements, sa patience et son encadrement.

Merci à Balwant GODARA pour son encadrement.

Je tiens à remercier messieurs Dominique BAILLARGEAT, Gérard TANNE et Thierry TARIS, pour nous avoir fait l'honneur d'accepter de faire partie du jury.

Je souhaiterais remercier Vincent PETIT et toute son équipe pour m'avoir accueillie dans leur service dont je garderai un excellent souvenir.

Un grand merci à Jean-Philippe PLAZE pour son implication dans mes travaux, sa disponibilité et ses conseils avisés.

J'aimerais également remercier Claude AURIC pour m'avoir apporté un regard empirique et pour m'avoir initiée à la randonnée.

Je remercie également Christine LE BORGNE pour tous les bons moments passés ensemble en espérant qu'il y en aura beaucoup d'autres.

Merci à Benoît MALLET-GUY pour son aide, son expérience et son humour.

Un grand merci à Eric LAFORGE, de chez Thales Systèmes Aéroportés, pour ses compétences, son expérience et sa rigueur.

Un grand merci également à Magali DE MATOS, du laboratoire IMS, grâce à qui j'ai pu obtenir autant de résultats de mesures.

Merci à Victor DUPUY pour sa participation aux mesures.

Merci à l'équipe Traitement du Signal, Thales Systèmes Aéroportés, pour leur bonne humeur et pour le « Guest Day ». Merci en particulier à Jean-Michel HODE qui m'a été d'un grand soutien durant cette thèse.

Merci à tous les doctorants de Thales et l'équipe YES pour la bonne ambiance qu'ils ont créée tout au long de cette thèse.

Merci à Laurence DARCEL et François BERGERAS sans qui cette thèse n'aurait peut-être pas vu le jour.

Je tiens également à remercier toutes les personnes que j'ai pu rencontrer à Bordeaux lors de mes quelques séjours, en particulier Nejdât DEMIREL, Walim BEN NACEUR, Hassene KRAIMIA et Paolo LUCCHI pour les moments passés avec eux, leurs conseils et leur bonne humeur.

Merci également à Ginette PLANCHAT et Christine BOGDAN pour leur aide.

Je souhaiterais remercier mes amis, en particulier Khadija, Stéphanie et Florence, pour leur soutien de tous les instants.

Enfin, ces quelques mots pour ma famille : mes parents, ma sœur, mes tantes, qui m'ont soutenue, encouragée, conseillée et surtout supportée pendant ces années parfois difficiles ; à mes grands-parents pour leur soutien sans faille de là où ils sont.

I.	INTRODUCTION GENERALE	10
II.	ETAT DE L'ART	14
II.1.	Filtres réjecteurs en technologie MMIC.....	15
II.1.1.	Filtres rejecteurs en technologie micro-rubans	16
II.2.	Filtres réjecteurs.....	21
II.2.1.	Filtres à éléments localisés.....	21
II.2.2.	Filtres à éléments à constantes réparties	22
II.3.	Filtres actifs	24
II.3.1.	Solutions pour compenser les pertes.....	25
II.3.2.	Utilisation d'éléments actifs dans les filtres.....	26
II.4.	Accordabilité.....	31
II.4.1.	Accordabilité continue	31
II.4.2.	Accordabilité discrète.....	33
II.5.	CONCLUSION	34
	BIBLIOGRAPHIE.....	35
III.	CHAPITRE 2 : FILTRES REJECTEURS	42
III.1.	introduction.....	42
III.2.	Filtres réjecteurs à résonateurs a lignes couplées	43
III.2.1.	Principe.....	43
III.2.2.	Description des filtres realises.....	45
III.2.3.	Réalisations et mesures.....	50
III.3.	Filtre à éléments localisés (structure distribuée à un canal).....	75
III.3.1.	Principe.....	75
III.3.2.	Etude théorique.....	78
III.3.3.	Application a un filtre a 5 pôles.....	81
III.3.4.	Mesures.....	82
III.4.	CONCLUSION	91
III.5.	Bibliographie.....	92
IV.	CHAPITRE 3 : SYNTHESE D'UN FILTRE ACTIF ACCORDABLE SUR UNE LARGE BANDE DE FREQUENCES	96
IV.1.	Principe de fonctionnement.....	96
IV.2.	Description du circuit	99
IV.2.1.	Description d'un canal.....	99

IV.2.2.	Schéma électrique du filtre global.....	100
IV.2.3.	Etude réalisée sur une cellule filtrante.....	101
IV.2.4.	Insertion dans une structure distribuée	122
IV.2.5.	Simulation de dispersion (Monte Carlo)	132
IV.3.	Comparaison entre les résultats obtenus en mesures et ceux obtenus en simulation électrique sous ADS.....	133
IV.3.1.	Comparaison canal seul et canal au sein de la structure distribuée	136
IV.4.	CONCLUSION	138
IV.5.	Bibliographie.....	140
V.	CONCLUSION GENERALE	143
VI.	Annexes	146
VI.1.	Principe d'application de la NDF (Normalized Determinant Function).....	146
VII.	Publications	148

INTRODUCTION GENERALE

I. INTRODUCTION GENERALE

Dans l'industrie civile comme dans l'industrie militaire, les fonctions de filtrage sont indispensables afin de pouvoir distinguer et sélectionner les signaux utiles parmi toutes les informations reçues par les récepteurs.

Les avancées concernant les techniques de filtrage évoluent naturellement en fonction des besoins de plus en plus exigeants. Aujourd'hui, les produits aussi bien civils que militaires, doivent être capables de réaliser de plus en plus de fonctions, simultanément ou non. Dans le domaine civil, l'exemple incontournable est celui de la téléphonie mobile qui se doit aujourd'hui de pouvoir assurer des fonctions de téléphonie bien sûr mais aussi de transfert de données, tels que des emails, grâce à un accès à internet mais également l'échange de données encore plus lourdes nécessitant un débit beaucoup plus élevé comme pour recevoir de la vidéo. Il est donc indispensable de pouvoir trier toutes les données afin d'assurer un service correctement adapté. Il en est de même dans le domaine militaire bien que les contraintes techniques soient différentes. Cependant, une telle multiplication de fonctions ne va pas sans augmenter le nombre de circuits et donc le volume ainsi que la masse du produit final, ce qui est un critère très contraignant particulièrement dans le secteur aéronautique.

Les solutions actuelles utilisées pour les fonctions de filtrage limitent les possibilités de miniaturisation et d'intégration et pèsent sur l'architecture des systèmes hyperfréquences ainsi que sur leurs performances. L'une des solutions envisagées afin de réduire les contraintes liées à ce problème consiste à créer des systèmes radiofréquences ou hyperfréquences "universels" basés sur une architecture interne unique pouvant être reconfigurée en fonction des besoins. C'est effectivement la tendance qui émerge depuis quelques années avec les concepts de « systèmes reconfigurables », de fonctions « accordables » ou « agiles en fréquence ». C'est donc vers cette perspective que les recherches entreprises par les ingénieurs de la société Thales Systèmes Aéroportés sont orientées.

Dans le cadre de l'amélioration des systèmes de guerre électronique, les applications dites « multi-fonctions » des systèmes futurs nécessitent également de pouvoir inhiber un signal perturbateur afin d'augmenter la sensibilité du récepteur large bande. Une grande agilité en fréquence de cette fonction est un enjeu majeur.

L'agilité en fréquence peut être obtenue par des solutions actives qui permettent de modifier certains paramètres des filtres simplement par ajustement de certaines tensions

appliquées aux éléments actifs de ces filtres. Ces solutions actives ont bien d'autres avantages intéressants dans le cadre de la miniaturisation et de l'intégration des fonctions de filtrage sur des puces MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit). Ces solutions peuvent en effet permettre la compensation de pertes d'insertion avec même un apport de gain dans la bande passante. Ces solutions permettent donc d'envisager la réalisation de fonctions de filtrage et d'amplification simultanées avec un seul et même circuit.

Bien qu'offrant des possibilités de réalisation de fonctions compactes très intéressantes, ces solutions de filtrage reconfigurable et actif apportent également quelques contraintes auxquelles il faut être très attentif. L'utilisation de solutions actives impliquent en effet de devoir surveiller de près la stabilité électrique du filtre ainsi que son comportement en terme de linéarité et de bruit.

Le sujet des filtres réjecteurs large bande accordables sera développé dans ce manuscrit qui s'organisera autour de trois chapitres.

Le premier chapitre sera consacré à un état de l'art des filtres réjecteurs avec une présentation non exhaustive des différentes technologies permettant de réaliser ce type de filtres. Les filtres réjecteurs existant en technologie Microstrip (micro-ruban, guide d'onde planaire sur substrat diélectrique) seront privilégiés, avec une présentation des différentes méthodes développées, l'utilisation d'éléments localisés ou distribués pour la réalisation des résonateurs. Un état de l'art des méthodes qui existent déjà en matière d'accordabilité en fréquence sera également présenté.

Dans un second temps, de nouvelles solutions d'accordabilité seront présentées à travers la réalisation de filtres réjecteurs actifs utilisant une technologie émergente : le GaN (Nitrure de Gallium) suivant deux méthodes de réalisation différentes : la première par l'utilisation de résonateurs à lignes couplées, la seconde s'appuyant sur des résonateurs à éléments localisés avec une accordabilité obtenue à partir du concept de structure distribuée.

Le troisième chapitre sera consacré à la description d'un dispositif permettant non seulement l'accord en fréquence mais aussi la modulation de la nature du filtre (passe-bande ou réjecteur). Le prototype d'une structure distribuée, permettant de commuter des cellules filtrantes passe-bande, a été réalisé en technologie GaAs (Arséniure de Gallium).

CHAPITRE I :

ETAT DE L'ART

II. ETAT DE L'ART

Les topologies et technologies utilisées pour la réalisation des fonctions de filtrage dépendent naturellement du domaine d'application dans lequel elles seront utilisées et sont donc très nombreuses. Les facteurs intervenant dans le choix de la topologie et de la technologie utilisée sont dans un premier temps les performances mêmes du filtre telles que ses fréquences de fonctionnement, sa sélectivité entre autres. Elles peuvent également être d'ordre environnemental telles que des contraintes thermiques, des contraintes mécaniques, mais également des contraintes de compacité par exemple, en particulier dans le secteur aéronautique qui nécessite des produits les moins volumineux et les moins lourds possibles.

Quelques exemples de technologies couramment utilisées pour réaliser des fonctions de filtrage dans le domaine des hyperfréquences sont présentés ci-dessous.

Les filtres dits volumiques sont constitués de guides d'ondes ainsi que de cavités métalliques. Ces filtres utilisent les propriétés isolantes de l'air impliquant ainsi de faibles pertes. Ces filtres étant très volumineux, ce n'est pas ce type de filtres que nous retiendrons.

Les filtres intégrés monolithiques, réalisés sur des puces, présentent l'intérêt d'être beaucoup plus compacts que les filtres basés sur des technologies dites « hybrides ». Cette propriété de compacité est l'un des critères déterminant le choix de la technologie utilisée pour la réalisation des filtres pour des applications aéronautiques. La compacité ayant naturellement un impact sur le poids du composant et donc du matériel final, ce critère impacte aussi les coûts. Les filtres intégrés sont donc les plus appropriés aux besoins à l'origine.

Il existe différents types de filtres intégrés basés sur différents modes de propagation du signal hyperfréquences. Les plus couramment utilisées sont les technologies planaires (coplanaire, stripline ou encore microruban) décrites sur la Figure 1.

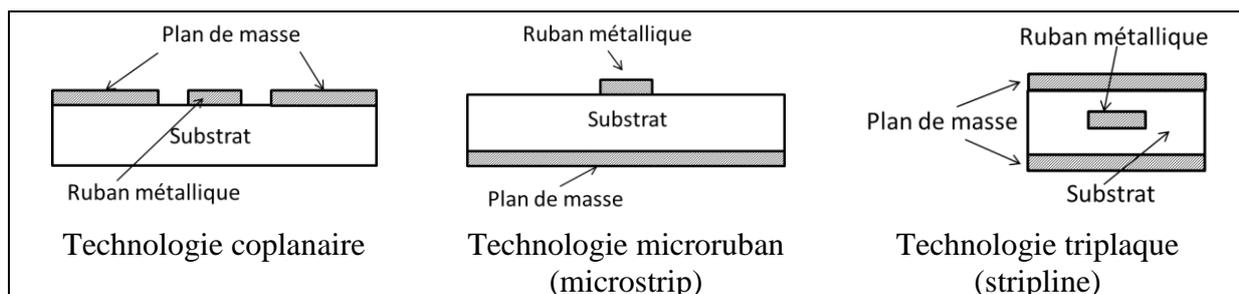


Figure 1 : Technologies les plus utilisées pour la réalisation de circuits intégrés en hyperfréquences.

Afin de pouvoir filtrer différentes bandes de fréquences, et répondre au besoin de réaliser des filtres réjecteurs, l'étude de l'état de l'art portera sur les filtres, passe-bande et réjecteurs, accordables en fréquences.

La contrainte de compacité impose pratiquement le choix de la technologie MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) qui conduit à son tour à l'utilisation d'une technologie planaire.

II.1. FILTRES REJECTEURS EN TECHNOLOGIE MMIC

Les circuits monolithiques de type MMIC utilisent le substrat semi-conducteur comme diélectrique pour les composants passifs qui sont gravés en surface. Il en résulte que la technologie triplaque n'est pas accessible et qu'il reste deux familles de guides d'ondes utilisables :

➤ La technologie coplanaire (ligne quasi-TEM mais légèrement plus dispersive que la ligne micro-ruban), pour laquelle la masse se trouve sur la même face de la puce que les lignes de transmission du signal hyperfréquence comme le montre la figure 2.

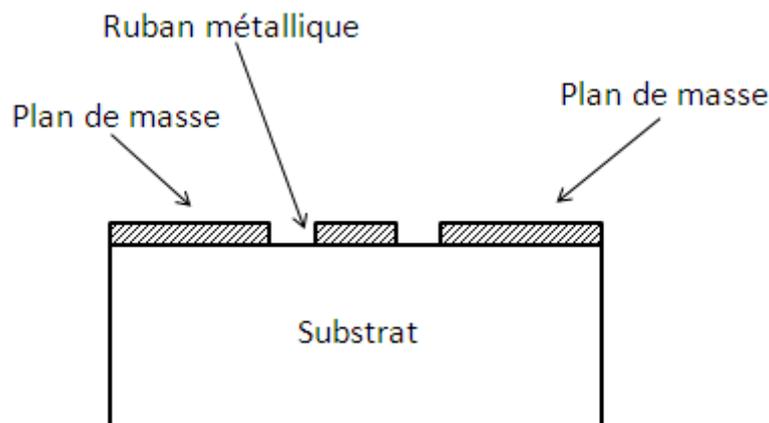


Figure 2 : Vue de coupe d'une ligne coplanaire

Bien que n'étant pas la solution optimale d'un point de vue de l'encombrement, cette technologie présente tout de même l'avantage de ne pas nécessiter de trous métallisés, s'affranchissant ainsi des inductances parasites introduites par ceux-ci.

➤ La technologie micro-rubans (ligne quasi-TEM), pour laquelle le plan de masse couvre la totalité de la face opposée à celle sur laquelle sont placées les lignes de transmission du signal hyperfréquences. Cette technologie est présentée en coupe sur la figure 3. Les lignes

de propagation RF et lignes DC se trouvent en surface du substrat, celui-ci jouant le rôle de diélectrique quasi-parfait dans le cas d'un semi-conducteur (ou semi-isolant) de type III-V comme le GaAs ou le GaN. Contrairement à la technologie précédente, les points de masse sont connectés au plan de masse situé sous le substrat à l'aide de trous métallisés. Malgré l'inductance parasite apportée par ces trous métallisés, cette technologie présente généralement le meilleur compromis entre compacité et performances.

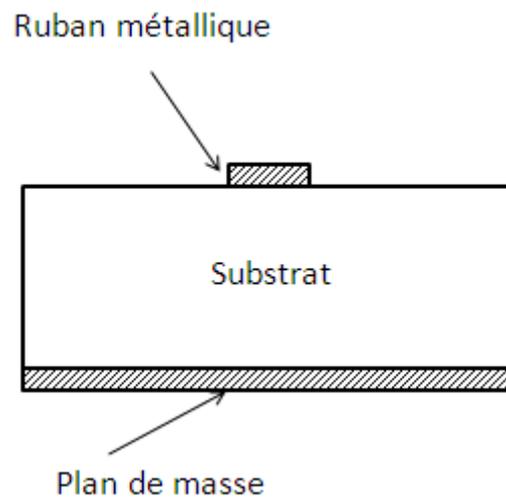


Figure 3 : Vue de coupe d'une ligne micro-ruban

Le choix de la technologie des filtres étudiés s'est donc naturellement porté sur la technologie micro-rubans. L'état de l'art étudié portera donc sur différentes topologie de filtres passe-bande et réjecteurs accordables en technologie monolithique micro-rubans.

II.1.1. FILTRES REJECTEURS EN TECHNOLOGIE MICRO-RUBANS

Diverses topologies peuvent être utilisées pour la conception de filtres en hyperfréquences en technologie micro-rubans. De manière générale, les filtres sont réalisés à partir de résonateurs placés en série ou en parallèle selon la structure choisie et la fonction de filtrage souhaitée. En hyperfréquences, les circuits résonants peuvent être obtenus à l'aide d'éléments semi-localisés tels que des capacités ou des inductances, tant que les dimensions de ces éléments restent négligeables devant la longueur d'onde correspondant à la fréquence de résonance du filtre. Les circuits résonants peuvent également être réalisés à l'aide d'éléments distribués (dits à constantes réparties) qui utilisent les propriétés des lignes de transmission simples ou couplées.

II.1.1.1. ELEMENTS A CONSTANTES REPARTIES

Les filtres à éléments distribués, dits à constantes réparties, exploitent les propriétés de propagation des ondes dans une ligne de transmission à laquelle est associée une impédance caractéristique.

Les filtres à éléments distribués sont obtenus par association de tronçons de lignes plus ou moins complexe. Ces topologies font dans certains cas appel au couplage électromagnétique sur lequel sont basés les filtres dont les résonateurs sont conçus à l'aide d'éléments (tronçons de ligne, anneaux, entre autres) couplés à la ligne de transmission du signal RF.

L'inconvénient que présente ce type de structure est inévitablement l'encombrement puisque la fréquence de résonance du filtre dépend de la dimension des tronçons de ligne. Plus la fréquence est basse, plus les lignes sont longues (souvent de dimension $1/2$ ou $1/4$ de longueur d'onde donc $c/2f$ ou $c/4f$).

Quelques une des topologies les plus répandues sont présentées ci-dessous.

➤ Filtres à stubs **Erreur ! Source du renvoi introuvable.**[26] [27]

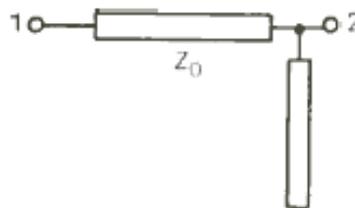


Figure 4 : Schéma d'un résonateur pour filtres à stubs

Les filtres à stubs sont constitués de tronçons de ligne quart-d'onde ou demi-onde reliés les uns aux autres par des inverseurs quart-d'onde.

Les filtres réjecteurs réalisés à partir de résonateurs à éléments couplés sont eux obtenus par couplage d'éléments résonants avec la ligne de transmission du signal RF. Ceux-ci ont pour rôle de réfléchir, à leur fréquence de résonance, l'énergie circulant sur la ligne principale de transmission du signal RF. Ces éléments peuvent être de différentes formes parmi lesquelles de simples tronçons de lignes, des lignes en « L » (tronçon de ligne simple couplé à la ligne principale ; suivi d'un stub), des anneaux ouverts (ou « U »), des anneaux fermés, mais aussi d'autres formes plus complexes dont quelques-unes sont présentées en troisième paragraphe.

➤ Lignes couplées [14] [13]

La structure la plus simple basée sur ce principe est réalisée à partir de tronçons de ligne couplés à la ligne principale de transmission. La largeur des lignes ainsi que leur espacement caractérisent le couplage qui définit la sélectivité du filtre.

Sur les deux structures présentées sur la Figure 5, la ligne de transmission principale est indiquée par les ports 1 et 2. Sur la Figure 5a., cette même ligne est couplée à un tronçon court-circuité à une extrémité et ouvert de l'autre. Sur la Figure 5b., le tronçon de ligne couplé est ouvert à une extrémité et connecté à la ligne principale de l'autre.



Figure 5 : Exemples de structures de résonateurs à lignes couplées pour des filtres réjecteurs

La structure présentée sur la Figure 6, (structure en « L »), est constitué d'un tronçon de ligne couplé à la ligne principal. Celui-ci étant ouvert à une extrémité et connecté à un stub ouvert de l'autre.

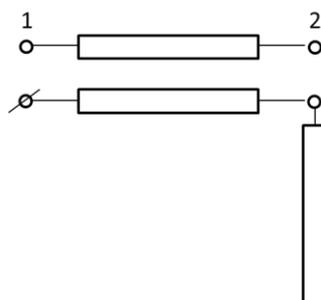


Figure 6 : Résonateur en « L »

➤ Filtres à résonateurs en « U »



Figure 7 : Dessin d'un résonateur en "U".

Le principe de ces filtres est en réalité le même que celui des lignes couplées puisqu'il consiste à coupler un tronçon de ligne à la ligne de transmission. Chaque extrémité du tronçon est connectée à un stub.

Ce type de filtre permet, tout en couplant sur une longueur physique L de coupler une ligne de longueur électrique supérieure à L et donc différente de celle correspondant à une ligne de longueur L . Autrement dit, pour un encombrement donné, cette solution permet d'obtenir des filtres à fréquence plus basse.

➤ Filtres à résonateurs en anneaux [15]

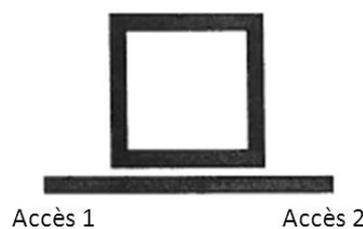


Figure 8 : Dessin d'un résonateur en anneau.

Différents types de résonateurs en anneaux existent dans l'état de l'art. Le principe de ce type de filtre consiste à coupler à la ligne de transmission du signal RF une ligne refermée sur elle-même. L'intérêt que présente cette topologie par rapport au couplage d'un tronçon de ligne « droit », est qu'elle permet d'augmenter la longueur de la ligne sans pour autant augmenter la longueur du filtre.

Topologies de filtres	Avantages	Inconvénients
Lignes couplées	<ul style="list-style-type: none"> • Adapté aux filtres bande étroite • Pas besoin de blindage 	<ul style="list-style-type: none"> • Sensibilité aux dispersions de fabrication • Pertes importantes
Filtres à stubs en court-circuit	<ul style="list-style-type: none"> • Adaptés aux filtres large bande • Peu sensible aux dispersions de fabrication • Bonnes performances (réjection, pertes) 	<ul style="list-style-type: none"> • encombrement
Filtres à éléments localisés	<ul style="list-style-type: none"> • Adapté aux bandes étroites 	<ul style="list-style-type: none"> • Moins utilisés en hyperfréquences car l'influence des éléments parasites est

		plus importante. • Faible facteur de qualité
--	--	---

La plus part des filtres micro-ondes sont réalisés à partir d'éléments distribués mais plus la fréquence de résonance est basse, plus les dimensions des éléments résonants augmente. C'est la raison pour laquelle, parfois, il peut être préférable d'utiliser des filtres à éléments localisés.

II.1.1.1. FILTRES A ELEMENTS QUASI-LOCALISES

Les circuits à éléments quasi-localisés, transposition directe des éléments localisés utilisées en basses fréquences aux hyperfréquences, présentent l'avantage d'être plus compacts que les filtres à éléments à constantes réparties pour la simple raison que les éléments eux même sont beaucoup plus compacts.

L'implémentation de ce genre de circuit sur des puces MMIC présente quelques limites dans le cas où l'on souhaite réaliser des filtres agiles sur une large bande de fréquence incluant des basses fréquences. En effet, plus les fréquences de résonance des résonateurs sont basses, plus les éléments nécessaires à la conception de ces filtres seront volumineux.

Les dispositifs pour lesquels les recherches effectuées au cours de cette thèse ont été engagées sont des dispositifs fonctionnant en large bande. Ce qui signifie que le niveau de pertes des filtres doit être très faible sur une large bande. Cette contrainte peut avoir un impact direct sur la conception des circuits.

La sélectivité des filtres est également un élément pris en compte dans leur conception. Elle dépend non seulement du nombre de pôles qui constituent le filtre mais également du facteur de qualité des éléments structurant des résonateurs.

De nombreuses études ont porté sur l'amélioration du facteur de qualité des filtres [3] [4] [5] [6] .

Ces études bien que fructueuses, sont réalisables au détriment de la compacité qui reste tout de même un aspect fondamental pour le secteur des systèmes aéroportés.

Les filtres tels qu'ils ont été présentés dans les paragraphes précédents sont des filtres passifs, c'est à dire uniquement constitués d'éléments passifs. L'inconvénient majeur des filtres purement passifs en technologie MMIC concerne les pertes d'insertion qui sont très importantes. En effet, en hyperfréquences, bien qu'utilisant des éléments quasi-localisés, eux même réalisés à partir de lignes micro-ruban, les signaux restent sensibles aux caractéristiques

des lignes micro-ruban joignant chacun des éléments (effets selfiques ou capacitifs). Il est important de prendre en compte les phénomènes de couplage électromagnétiques parasites qui peuvent apparaître dans le cas où les distances entre les éléments composant le circuit sont trop faibles. Enfin, les pertes liées à la fois à la longueur des lignes mais aussi aux caractéristiques du substrat sur lequel sera reporté le circuit micro-ruban ont une grande importance. Dans une chaîne de réception, les filtres sont généralement associés à un ou plusieurs amplificateurs qui constituent des circuits supplémentaires pour compenser ces pertes. Des solutions alternatives ont été envisagées pour réduire ces pertes, parmi lesquelles des solutions de filtrage actif, qui consistent à utiliser des éléments actifs pour compenser une partie des pertes engendrées par les éléments passifs.

II.2. FILTRES REJECTEURS

Dans la littérature, les articles publiés sur les filtres réjecteurs sont moins nombreux que ceux traitant des filtres passe-bande.

II.2.1. FILTRES A ELEMENTS LOCALISES

Les filtres à éléments localisés sont beaucoup moins utilisés en hyperfréquences que les filtres à éléments distribués.

Cependant il en existe, comme le montre l'article [11] . L'intérêt de ce type de structure consiste en le fait qu'ils sont beaucoup plus compacts que les filtres à éléments à constantes réparties, les dimensions de ceux-ci étant proportionnelles à la longueur d'onde. Le schéma électrique du circuit est présenté à la Figure 9. Ce filtre est basé sur une structure transversale à éléments localisés. La structure transversale consiste à placer plusieurs branches en parallèles (comme décrit au paragraphe II.3.2). Dans l'exemple présenté à la Figure 9, les branches sont constituées de transistors à effet de champ. Le filtre rejette à 1,1 GHz.

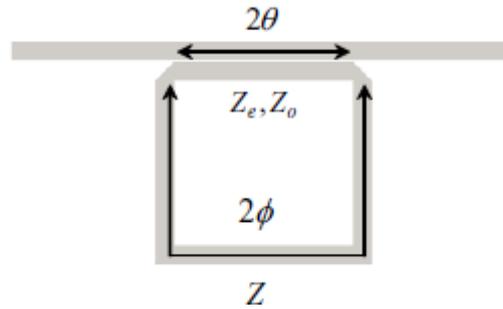


Figure 11 : Schéma du filtre proposé [15]

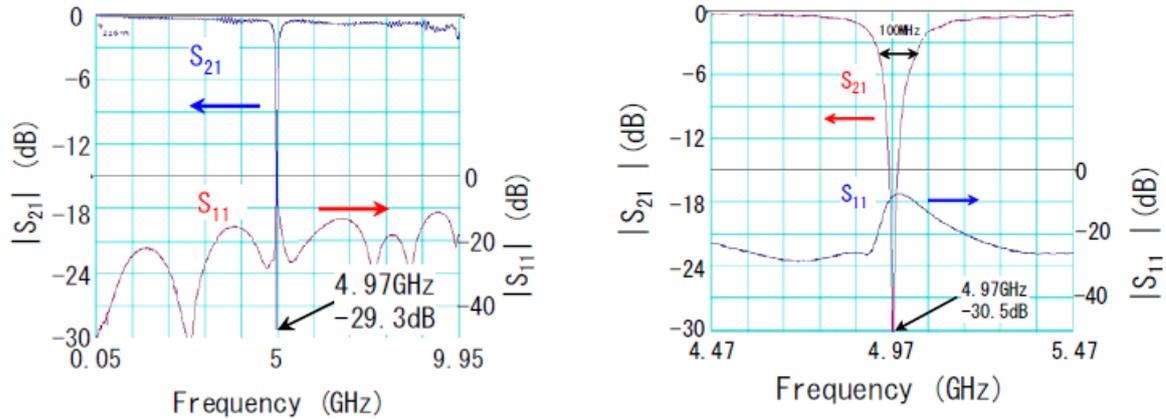


Figure 12 : Réponse en transmission et paramètre de réflexion en entrée obtenu en mesures [15]

Ce filtre est présenté sur la bande 0,5 – 9,95 GHz avec une réjection à 4,97 GHz de 29,3 dB. Il perd cependant dans sa bande passante 1 dB à 9 GHz. La bande à 3 dB est de 100 MHz.

On constate tout de même que les réponses correspondant aux courbes de la Figure 12 sont présentées jusqu'à 9,95 GHz. On peut supposer que la bande de fréquences présentée ne comprend volontairement pas la fréquence de 10 GHz, proche de l'harmonique 2 du filtre. Cela probablement pour ne pas afficher la réjection présente à l'harmonique 2 du à la périodicité des filtres à résonateurs en anneaux et plus généralement à lignes couplées.

C'est pour pallier cette périodicité qu' Andrew C. Guyette a développé le filtre présenté et décrit dans l'article [1] .

L'un des inconvénients majeurs des filtres à lignes couplées est la périodicité en fréquence qui peut être un problème dans le cas où le filtre doit être large bande.

Des solutions ont été proposées pour s'affranchir de ce problème de périodicité. Parmi elles, une solution proposée par Andrew C. Guyette [1] . Celle-ci consistant à supprimer les réjections parasites dues à la périodicité fréquentielle par combinaison destructive des ondes. Une photographie de ce filtre est présentée à la Figure 13. Ce filtre rejette à 951,5 MHz avec

54 dB d'atténuation sur une bande de 38,9 MHz. Les réjections parasites à 4,05 GHz et à 6,91 GHz sont fortement réduites. Les courbes de réponses en transmission simulées et mesurées ainsi que le paramètre de réflexion en entrée simulé et mesuré sont représentés sur la Figure 14. On constate des pertes d'insertions d'environ 1dB à 7 GHz.

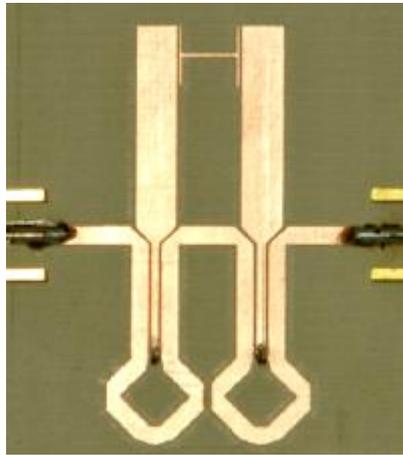


Figure 13 : Filtre proposé par Andrew Guyette [1] permettant de supprimer les réjections parasites aux harmoniques.

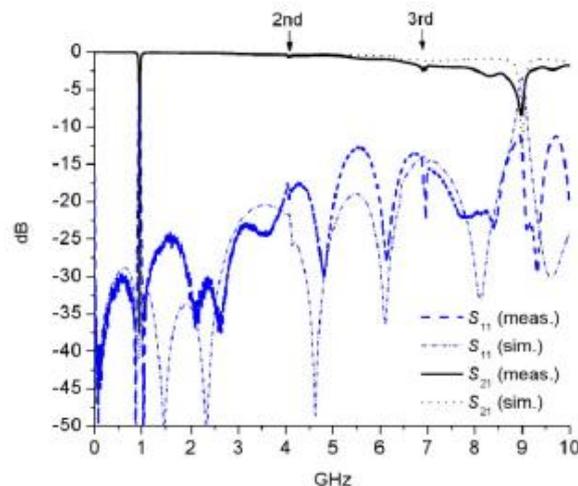


Figure 14 : Courbes de réponse en transmission et de paramètre en réflexion d'entrée.

II.3. FILTRES ACTIFS

La solution d'utiliser des éléments actifs pour compenser les pertes dans les circuits MMIC avait déjà été envisagée dans les années soixante notamment par K. W. Tam, P. Vito, J. C. Freire and R. P. Martins [11] .

Depuis, de nombreuses solutions ont été proposées afin d'utiliser des éléments actifs afin pour compenser les pertes des éléments passifs. Parmi elles, des circuits agissant comme

résistance négative [17] [18] [20] , des inductances actives [21] , ou encore des boucles amplificatrices. Quelques exemples de ces solutions sont présentés dans les paragraphes qui suivent.

II.3.1. SOLUTIONS POUR COMPENSER LES PERTES

II.3.1.1. RESISTANCE NEGATIVE

L'une des solutions actives proposées dans la littérature pour améliorer le facteur de qualité des résonateurs consiste à insérer un circuit agissant comme une résistance négative.

De nombreuses études ont été réalisées sur ce sujet [17] [18] [20] .

Un exemple de filtrage actif utilisant une résistance négative est présenté dans l'article référencé [17] avec une topologie de circuit applicable aussi bien pour des filtres réjecteurs que pour des filtres passe-bande. Dans le cas de filtres réjecteurs, l'exemple pris dans cet article est celui d'un filtre à lignes couplées (en « L »). Un circuit jouant le rôle de résistance négative est associé à chaque résonateur. Le filtre réjecteur décrit dans cet article est un filtre à un pôle. Le circuit fonctionnant comme une résistance négative est placé entre une extrémité de l'une des deux lignes couplées et la masse comme le montre la Figure 15.

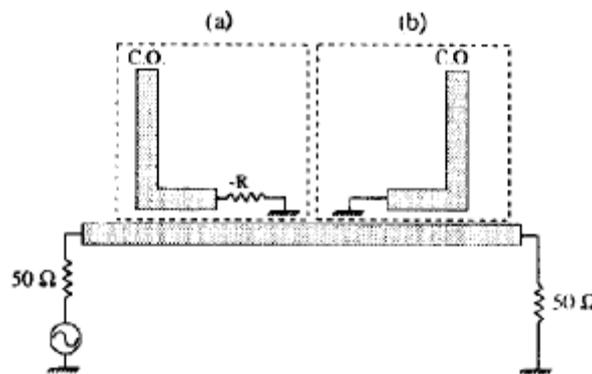


Figure 15 : Schéma de principe du filtre réjecteur un pôle.

D'après cet article, cette résistance négative peut être utilisée pour des applications large-bande et compense des pertes sur deux octaves.

II.3.1.2. SELF INDUCTANCE ACTIVE

Contrairement à la résistance négative qui est appliquée à un filtre ou un résonateur, d'autres solutions proposées dans la littérature consistent à agir directement sur les éléments constituant le filtre. C'est le cas des inductances actives qui ont pour principe de réaliser une impédance inductive par un transistor monté en inverseur d'impédance et un condensateur [22] .

II.3.2. UTILISATION D'ÉLÉMENTS ACTIFS DANS LES FILTRES

Outre le gain apporté par les éléments actifs, ceux-ci présentent un second intérêt lorsqu'il s'agit de réaliser des filtres reconfigurables grâce au fait qu'ils puissent être commandés en tension/courant par une action extérieure. Ils permettent donc de pouvoir obtenir plusieurs fonctions en appliquant des commandes différentes à un seul et unique circuit.

L'idée d'utiliser des éléments actifs dans la conception de filtres a été envisagée en 1969 par D. K. Adams et R. Y. C. Ho [3]

Cette notion a ensuite été reprise, notamment pour compenser les pertes des éléments passifs, par Christen Rauscher [8] [9] [10] .

Par la suite, C. Rauscher a continué ses travaux sur les filtres actifs en les complexifiant dans le but d'obtenir des filtres à bande passante plus large. Deux approches ont donc été étudiées par C. Rauscher dans un article publié en 1985 [8] . La première est basée sur le principe de filtres transversaux et la seconde sur le principe de filtres récursifs dont les schémas sont présentés à la Figure 16.

Les filtres transversaux sont constitués de plusieurs branches mises en parallèle dans lesquelles les signaux sont pondérés par des coefficients $\{\alpha_k\}$ et retardé d'une quantité τ .

Les filtres récursifs sont constitués de branches transversales mais aussi de boucles de retour pondérées par des coefficients $\{\beta_k\}$.

Le principe de filtres transversaux permet de s'affranchir des effets parasites dus aux rebouclages puisque cette structure n'en contient pas. Bien qu'il existe des similitudes entre cette structure et les structures d'amplificateurs distribués, la différence fondamentale consiste en le fait que pour les amplificateurs à structure distribuée, tous les signaux sont combinés en phase tandis que pour ce qui concerne les filtres, le filtrage de fréquences fait que la recombinaison en phase est moins certaine.

La seconde structure, récurrente, contient de boucles.

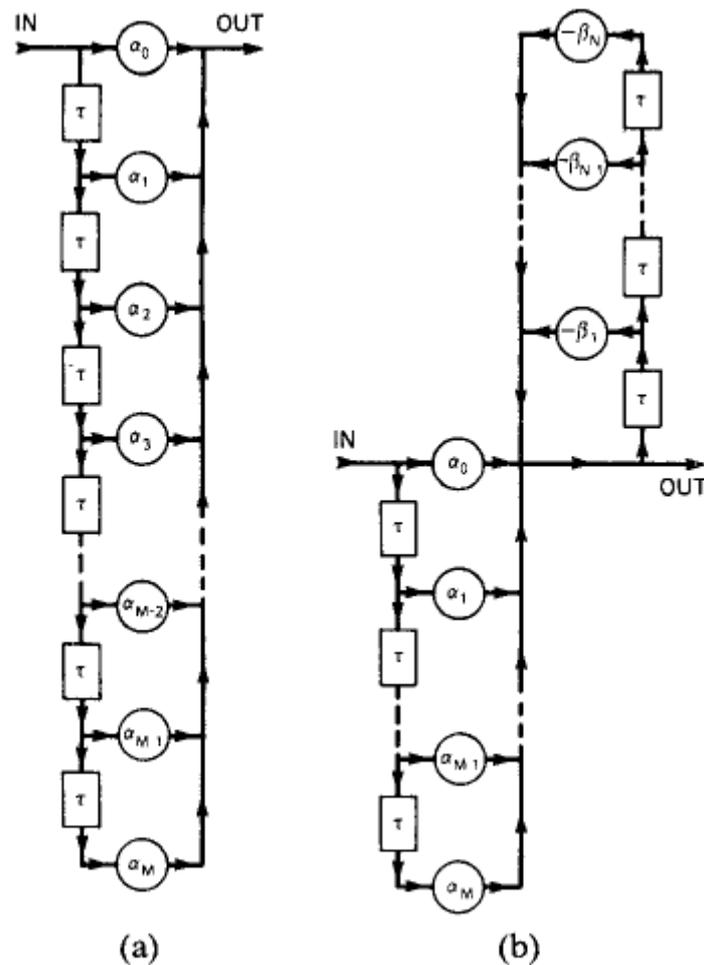


Figure 16 : Schéma de principe du filtre transversal (a) et du filtre récurrent (b).

Sur la même thématique, une étude menée également par C. Rauscher [9] présente la possibilité de réaliser trois types de filtres basés cette fois sur une structure canalisée. Cette structure est similaire à la structure transversale à la différence près que les blocs d'amplification utilisés dans la structure transversale sont remplacés par des éléments filtrants. Ce type de structure a tout d'abord été développé pour des filtres à bandes étroites.

Le premier circuit étudié est un filtre réjecteur rejetant à une fréquence de 10 GHz dont le schéma de principe est présenté à la Figure 17. Fabriqué en technologie hybride avec pour seul circuit intégré les amplificateurs, le filtre permet d'obtenir les réponses en transmission présentées ci-dessous entre 8 et 12 GHz. La Figure 18 présente les réponses en transmission de chaque canal alors que la Figure 19 présente la réponse du filtre total. Chaque canal est activé par pilotage des amplificateurs.

Les filtres présentés dans cet article ne sont pas intégrés. Seuls les amplificateurs utilisés dans chaque branche sont intégrés sur des puces MMIC.

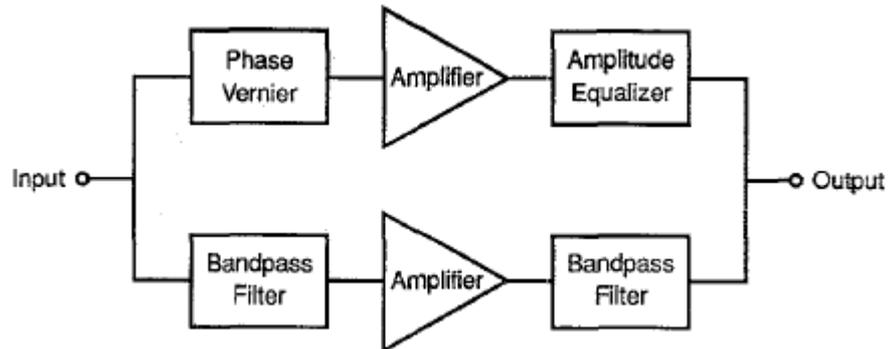


Figure 17 : Schéma de principe du filtre réjecteur basé sur une structure canalisée [9] .

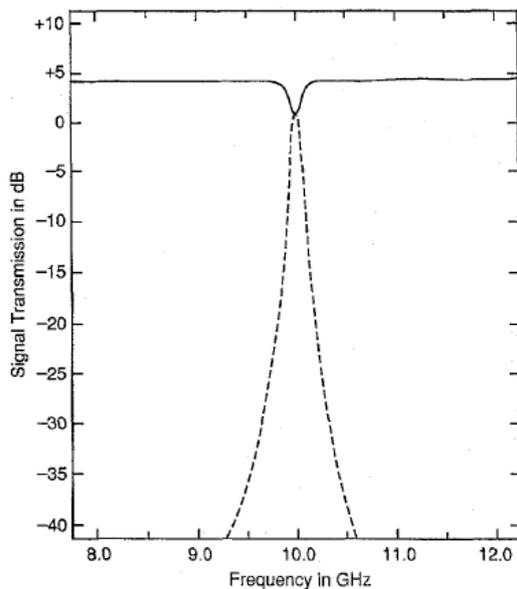


Figure 18 : Réponse en transmission du filtre à deux canaux : canal principal (courbe en trait plein) et canal auxiliaire (courbe en trait pointillé) [5] .

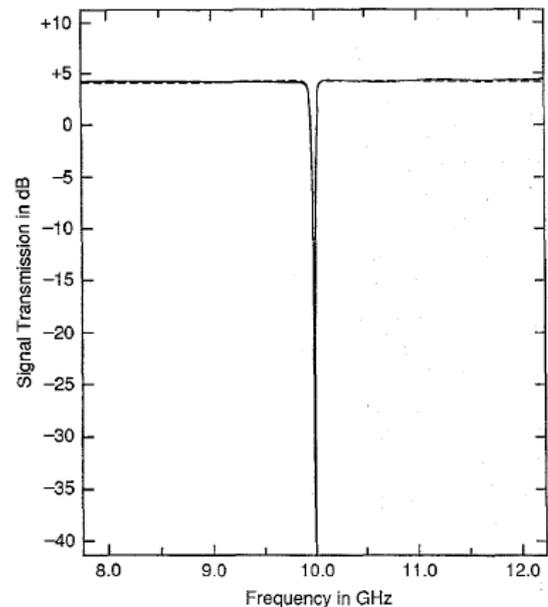


Figure 19 : Réponse en transmission du filtre à deux canaux lorsque les deux canaux sont activés [5] .

Le second filtre présenté dans cet article [9] est un filtre passe-bande constitué de trois canaux : un canal principal ainsi que deux canaux auxiliaires. La Figure 20 présente le schéma de principe du filtre à trois canaux. La Figure 21 présente les courbes de réponses en transmission de chaque canal activé individuellement. La Figure 22 présente la réponse en transmission globale du filtre lorsque les trois canaux sont activés. On constate qu'avec une

telle structure, il est possible d'obtenir un filtre passe-bande avec une bande passante centrée autour de 10 GHz.

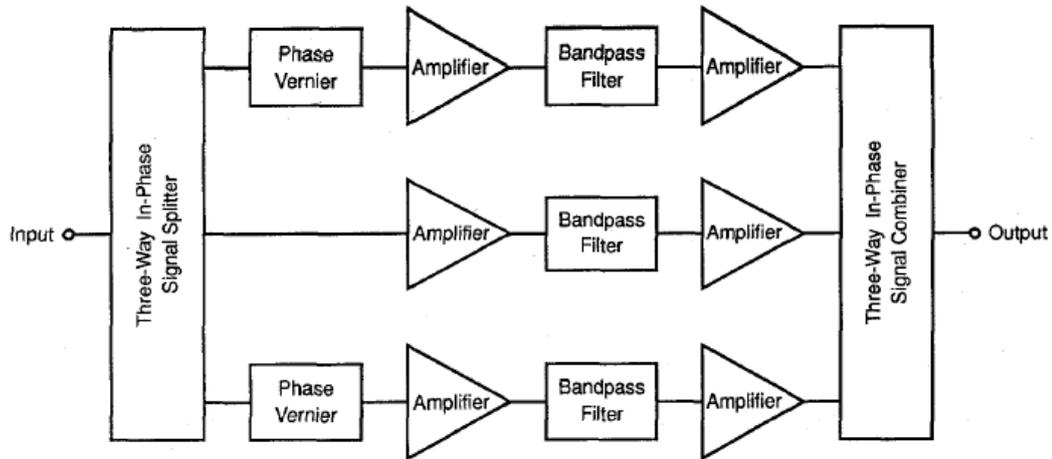


Figure 20 : Schéma de principe du filtre à trois canaux [9] .

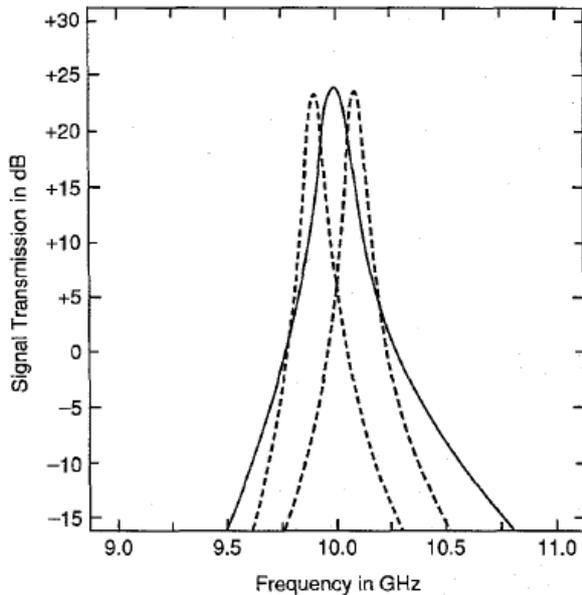


Figure 21 : Réponse en transmission de chaque canal : canal principal (courbe en trait plein) et canaux auxiliaires (courbes à traits pointillés) [9] .

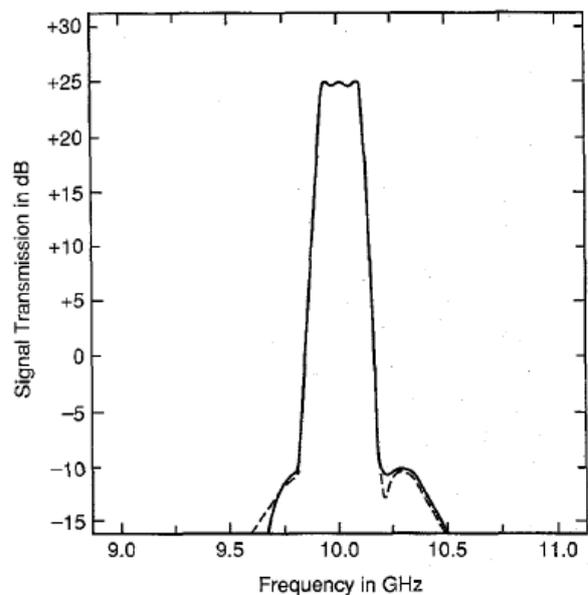


Figure 22 : Réponse en transmission du filtre à trois canaux [9] .

Le troisième filtre proposé est un filtre passe-bas à deux canaux [9] avec une fréquence de coupure à 7,5 GHz. Le schéma de principe de ce filtre est présenté à la Figure 23. Les réponses en transmission de chaque canal sont présentées à la Figure 24 ; La courbe en trait plein correspond à la réponse du canal principal (canal correspondant au filtrage passe-bas) et la courbe en trait pointillé correspond à la réponse du canal auxiliaire.

La Figure 25 représente la réponse en transmission du filtre lorsque les deux canaux sont activés. La courbe en trait plein correspond cette fois à la réponse mesurée tandis que la

courbe en trait pointillé correspond à la réponse simulée. Les réponses sont présentées sur la bande 4 -12 GHz.

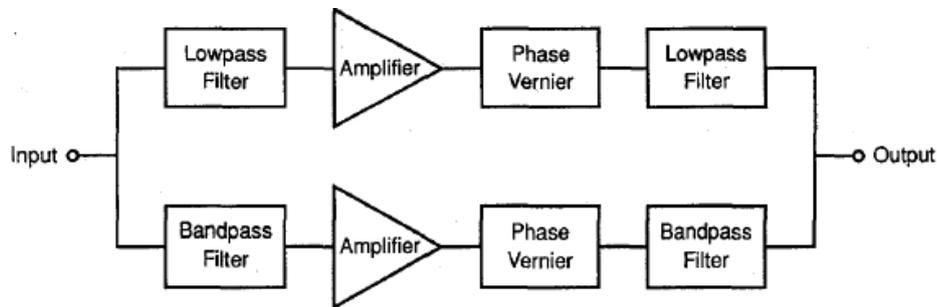


Figure 23 : Schéma de principe du filtre passe-bande à deux canaux) [9] .

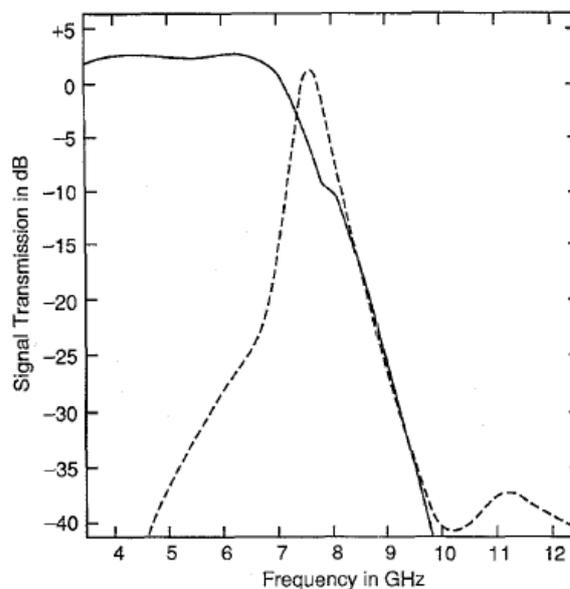


Figure 24 : Réponses en transmission des deux canaux activés séparément : canal principal (courbe en trait plein) et canal auxiliaire (courbe à traits pointillés) [9] .

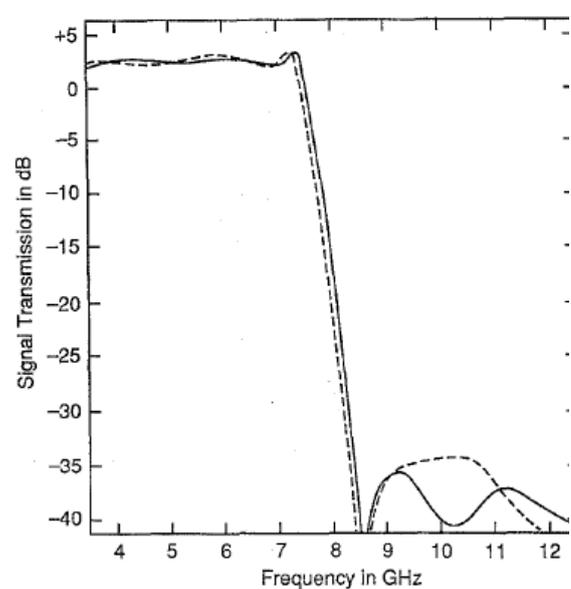


Figure 25 : Réponses en transmission du filtre lorsque les deux canaux sont activés simultanément : mesures (courbe en trait plein) et simulations (courbes à traits pointillés) [9] .

L'objectif de cet article [9] est de prouver la faisabilité de filtres sélectifs et une compacité intéressante pour l'époque. Cependant, le facteur de bruit restait tout de même beaucoup trop élevé (entre 8,5 et 11,5 dB) pour être acceptable.

Par la suite, d'autres études ont été menées sur cette voie par C. Rauscher pour aboutir à un filtre canalisé à deux branches avec un facteur de bruit plus faible que celui obtenu pour les filtres précédents, de l'ordre de 6dB [10] .

Malgré les améliorations apportées aux filtres précédents, il reste nécessaire d'utiliser un diviseur de puissance en entrée et un combineur en sortie afin de respectivement séparer et recombinaer les signaux.

II.4. ACCORDABILITE

L'accordabilité peut porter sur plusieurs caractéristiques des filtres et en particulier sur la fréquence centrale, la largeur de bande et le gain.

L'accordabilité en fréquences dans le cadre de filtres à résonateurs à lignes couplées est obtenue par modification de la longueur électrique du tronçon de ligne couplé. Ceci est réalisable en connectant un composant accordable à l'extrémité du tronçon.

Dans la conception de filtres accordables en fréquences, on peut distinguer deux types d'accordabilité :

- L'accordabilité continue
- L'accordabilité discrète

II.4.1. ACCORDABILITE CONTINUE

Ce type d'accordabilité est souvent obtenu grâce à l'utilisation de composants qu'il est possible de commander de manière continue tels que les diodes varactors. Ces diodes restent les composants les plus utilisés pour réaliser la fonction d'accordabilité en fréquences.

Le principe consiste à faire varier leur capacité de jonction afin de modifier la longueur électrique du tronçon auquel est raccordé la diode. La Figure 26 présente le schéma électrique d'une diode varactor.

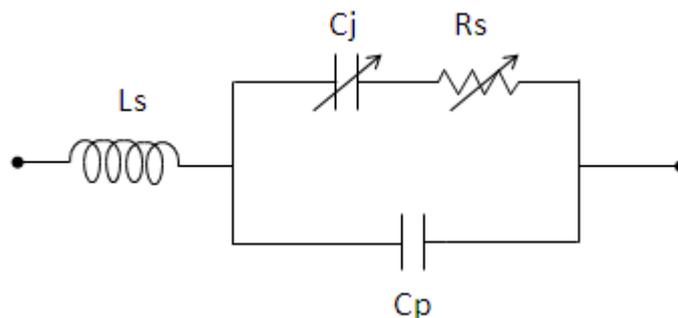
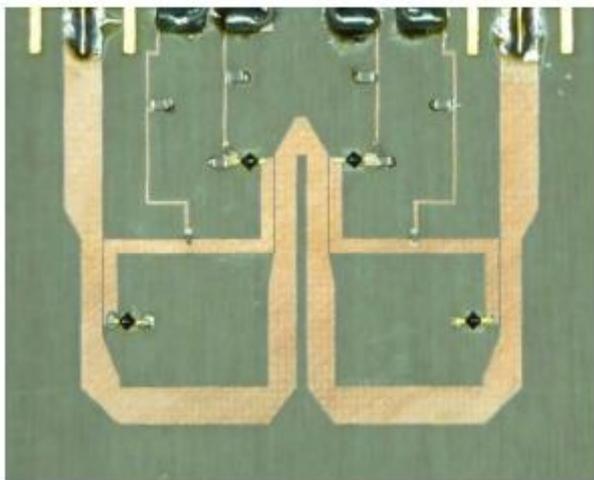


Figure 26 : schéma équivalent d'une diode varactor en polarisation inverse.

La variation de cette capacité s'obtient en faisant varier la polarisation de la diode.

Dans l'article présenté à la Figure 27 [2], A. C. Guyette propose une solution basée sur l'utilisation de diodes varactors permettant non seulement une accordabilité de la fréquence centrale de réjection mais aussi une accordabilité de la bande perturbée. La Figure 27 présente d'une part une photographie du filtre d'ordre 2 fabriqué sur un substrat RO4003, d'autre part un schéma de principe du circuit proposé (ordre 1). La Figure 28 illustre l'accordabilité en fréquence (pour 3 fréquences inférieures à 2 GHz), tandis que la Figure 29 illustre l'accordabilité sur la largeur de bande.



Photographie du circuit réalisé sur un substrat RO4003.

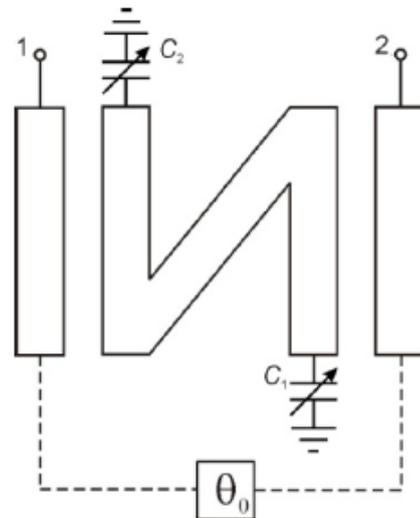


Schéma de principe du filtre réalisé.

Figure 27 : Filtre réjecteur accordable en fréquences et en bande de réjection [2] .

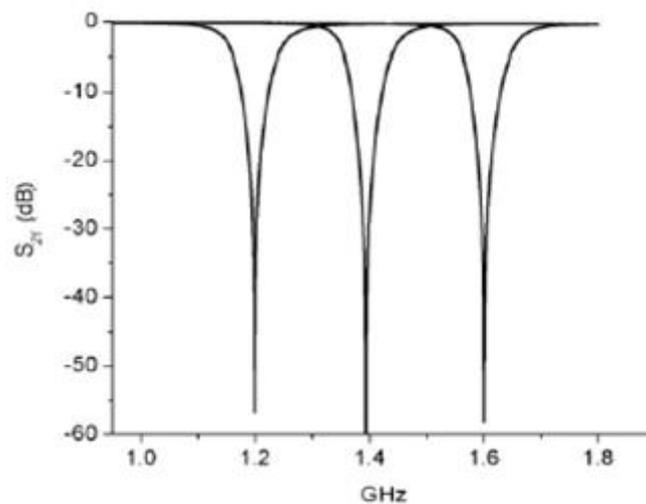


Figure 28 : Réponse en transmission du filtre présenté par A. C. Guyette [2] pour trois valeurs de la tension de commande d'une diode varactor.

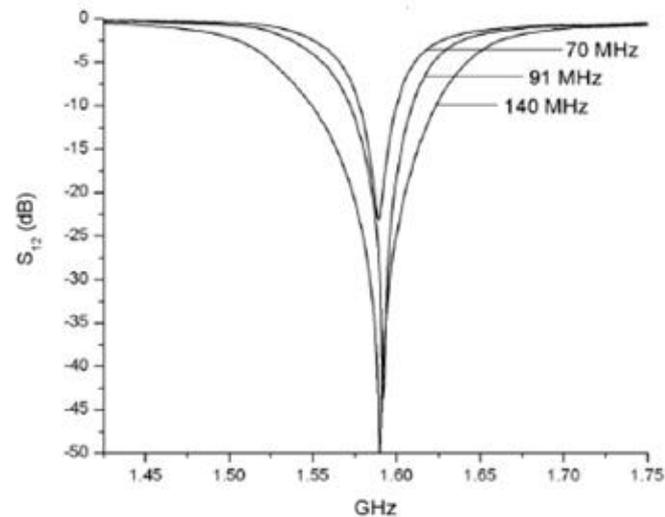


Figure 29 : Réponse en transmission du filtre présenté par A. C. Guyette [2] pour trois valeurs de la tension de commande d'une diode varactor.

Les MEMS (MicroElectroMechanical Systems) peuvent également être utilisés [29] [30]. Sur le même principe que pour les diodes varactors, les MEMS peuvent jouer le rôle de capacités variables. En effet, une variation de la tension de polarisation implique une variation de la distance entre les deux électrodes. Ceci a pour conséquence de faire varier la capacité équivalente entre les deux électrodes.

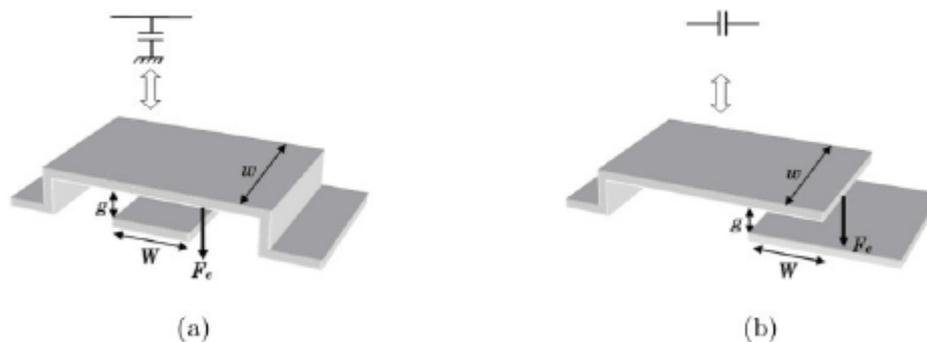


Figure 30 : Représentation d'un MEMS.

II.4.2. ACCORDABILITE DISCRETE

Contrairement aux filtres accordables de manière continue, l'accordabilité de la caractéristique à accorder (gain ou fréquence de réjection dans le cas des filtres réjecteurs) se fait par paliers. Différents composants sont utilisés pour ce type de fonction notamment les

MEMS qui bien qu'utilisables pour l'accordabilité continue, peuvent également fonctionner en discret comme un interrupteur. Une tension est alors appliquée pour éloigner les électrodes, une autre pour les rapprocher.

Pour ce qui concerne l'accordabilité discrète en fréquences, la plupart des solutions proposées dans la littérature portent sur la commutation entre plusieurs cellules fixes.

II.5. CONCLUSION

De nombreuses études ont été réalisées sur les filtres de manière générale. Très peu l'ont été sur des bandes aussi larges que celles que nous envisageons de couvrir avec les filtres que nous avons développés (2-18GHz).

La compacité ayant été et étant toujours un axe majeur d'amélioration, diverses solutions ont pu être étudiées et présentées dans cet état de l'art notamment par l'utilisation d'éléments semi-localisés ou, dans le cas des filtres à constantes réparties (tels que les filtres à résonateurs à lignes couplées), par des astuces permettant de modifier la longueur électrique des tronçons de ligne impliqués dans la résonance des résonateurs.

La compacité a également motivé les recherches sur des filtres dits « accordables » comme nous avons pu le montrer.

Cependant, la grande majorité des travaux existants porte sur les filtres passe-bande.

Nos recherches se sont orientés sur la réalisation de filtres actifs large bande compacts en technologie MMIC fixes et accordables.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **A. C. GUYETTE**
“Design of fixed- and varactor-tuned bandstop filters with spurious suppression”
40th European Microwave Conference, October 2010
- [2] **A. C. GUYETTE**
“Varactor-Tuned Bandstop Filters with Tunable Center Frequency and Bandwidth”
40th European Microwave Conference, October 2010
- [3] **R. A. DUNCAN, K. W. MARTIN, A. S. SEDRA**
“A Q-Enhanced Active-RLC Bandpass Filter”
Circuits and Systems, ISCAS '93, 1993 IEEE International Symposium, Page(s): 1416 – 1419, 1993
- [4] **S. PIPLOS AND Y. TSIVIDIS**
“RLC active filters with electronically tunable centre frequency and quality factor”
Electronics Letters Volume: 30 , Issue: 6, Page(s): 472 – 474, 1994.
- [5] **S. PIPLOS, Y. P. TSIVIDIS, J. FENK, Y. PAPANANOS**
“A Si 1.8 GHz RLC Filter with Tunable Center frequency And Quality Factor”
Solid-State Circuits, IEEE Journal of Solid State Circuits, Volume: 31 , Issue: 10, Page(s): 1517 – 1525, 1996.
- [6] **W. B. KUHN, F. W. STEPHENSON, AND A. ELSHABINI-HAD**
“Dynamic Range of High-Q OTA-C and Enhanced-Q LC RF Bandpass Filters”
Circuits and Systems, 1994., Proceedings of the 37th Midwest Symposium, Volume: 2 Page(s): 767 - 771 vol.2, 1994.
- [7] **D. K. ADAMS ET R. Y. C. HO**
“Active Filters for UHF and microwave frequencies”
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on (Volume:17, Issue: 9)
- [8] **C. RAUSCHER**
“Microwave Active Filters Based on Transversal and Recursive Principles”
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.33, no. 12, December 1985.
- [9] **C. RAUSCHER**
“Microwave Channelized Active Filters – New Modular Approach to Achieving Compactness and High Selectivity”
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 44, no. 1, January 1996.
- [10] **C. RAUSCHER**
“Two-Branch Microwave Channelized Active Bandpass Filters”

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 48, no. 3, March 2000.

- [11] **K. W. TAM, P. VITO, J. C. Freire AND R. P. MARTINS**
“New microwave bandstop filter using lumped and transversal network”
Circuits and Systems, 1999. ISCAS '99. Proceedings of the 1999 IEEE International Symposium, Page(s): 30 - 32 vol.6, 1999.
- [12] **G. L. MATTHAEI, L. YOUNG, E. M. T. JONES**
“Microwave filters, Impedance-matching networks, and Coupling Structures”
- [13] **T. ADFT, T. SO, S. ADFT**
“Monolithic j-band image-rejection filter”
Electronics letters, 13th October 1983, VOL. 19, No. 21
- [14] **H. CLARK BELL**
“L-Resonator Bandstop Filters”
IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. 44, no. 12, December 1996
- [15] **H. ISHIDA, K. ARAKI**
“Coupled-Line Sharp Notch Filter with Significant Improvement of Attenuation”
Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference 2006
- [16] **P. GRIVET**
“Physique des lignes de haute fréquence et d’ultra-haute fréquence”
- [17] **A. BRUCHER, PH. MEUNIER, C. CENAC, B. JARRY, P. GUILLON**
“broadband and tunable negative monolithic circuits for microwave active filters compensation”
IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 1995.
- [18] **F. BIRON, J.-P. PLAZE, L. BILLONNET, D. CROS, B. JARRY, P. GUILLON**
“Design Procedure for Loss Compensation of Planar Microwave Filters Using Negative Resistances For Tuneable Bandstop and Bandpass Applications”
30th *European Microwave Conference*, 2000.
- [19] **G. WILSON**
“Novel RC Active Even-Order Bandpass/Bandstop Filters”
Circuits and Systems, IEEE Transactions on Volume 27, Publication Year: 1980 ,
Page(s): 425 - 428
- [20] **Y.-T. LEE, J. LEE, S. NAM**
“New Planar High Q Active Resonator and Its Application to Low Phase Noise Oscillators”
IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2004 Volume : 3,
Publication Year: 2004 , Page(s): 2007 - 2010 Vol.3

- [21] **F. BIRON**
“Conception de profils d’impédances actifs pour la compensation de pertes, la réduction de taille et l’augmentation de sélectivité de structures de filtrages planaires microondes”
Université de Limoges, Thèse de Doctorat, 2001.
- [22] **J. TESSIER**
“Méthodologie de conception de dispositifs microondes sans pertes, filtrants, en éléments localisés, en technologie intégrée”
Université de Limoges, Thèse de Doctorat, 2001.
- [23] **Z. P. Wang, J. Kelly, P. S. Hall**
“Wideband Reconfigurable Bandstop Filter for Future Wireless Communication”
Antennas & Propagation Conference , 8-9 November 2010, Loughborough, UK 2010 Loughborough
- [24] **R. G. Arnold, S. P. Marsh**
“A microwave active bandstop filter with tunable centre frequency”
IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 1993
- [25] **S. R. CHANDLER, I. C. HUNTER, J. G. GARDINER**
“Active varactor tunable microwave filters”
23rd European Conference, 1993.
- [26] **W.-H. Tu, K. Chang**
“Compact Second Harmonic-Suppressed Bandstop and Bandpass Filters Using Open Stubs”
IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. 54, no. 6, june 2006
- [27] **J. Malherbe**
“Periodic Transmission Line Bandstop Filter”
IEEE Eurocon 2009.
- [28] **Woo D.-J. ; Taek-Kyung Lee ; Jae-Wook Lee ; Cheol-Sig Pyo ; Won-kyu Choi**
“Novel U-Slot and V-Slot DGSs for Bandstop Filter With Improved Q Factor”
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume:54, Issue:6, Part:2, 2006 , Page(s): 2840 – 2847
- [29] **J. Adam and R. Young**
“Low-loss bandpass and notch RF filters using MEMS capacitance switches”
IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., Honolulu, HI, Jun. 2007, Session WME “High-Q RF MEMS Tunable Filters”.

- [30] **M. KARIM, A. LUI, A. ALPHONES, A. YU**
“A tunable bandstop filter via the capacitance change of micromachined switches”
J. Micromech. Microeng., vol. 16, pp. 851–861, 2006.

CHAPITRE II :

FILTRES REJECTEURS

III. CHAPITRE 2 : FILTRES REJECTEURS

III.1. INTRODUCTION

Les axes de recherche en matière de filtrage portent de plus en plus sur le développement de filtres accordables.

Les filtres présentés dans ce chapitre sont réalisés à partir de résonateurs à lignes couplées en technologie microruban. La fréquence de résonance de ces filtres, dits à constantes réparties, est déterminée par la longueur de la ligne couplée. En effet, pour résonner à une fréquence f_0 , la longueur de la ligne couplée doit être égale à $\lambda/4$ lorsqu'elle est chargée par un court-circuit d'un côté et un circuit ouvert de l'autre.

L'encombrement étant une contrainte essentielle dans le développement de circuits dans le secteur aéronautique, deux principaux objectifs sont visés par le développement des filtres présentés ci-dessous. Le premier porte sur l'accordabilité des filtres en intervenant sur la fréquence de résonance, sans modifier la longueur physique de la ligne couplée. Le second objectif porte sur une nouvelle topologie permettant de concevoir des filtres pouvant fonctionner en mode réjecteur ou en mode passe-tout, mode qui consiste à laisser passer le signal sur une bande de fréquence donnée. Alors que jusqu'ici les filtres réalisant cette fonction nécessitaient de commuter entre deux voies, la première pour réaliser la fonction de réjection, la seconde pour réaliser la fonction passe-tout, la solution proposée dans ce chapitre consiste à n'utiliser qu'une seule et même voie pour réaliser les deux fonctions.

Ce chapitre est constitué de trois parties.

La première partie consistera à décrire le principe de fonctionnement des filtres développés selon les deux axes définis précédemment, accordabilité en fréquence et commutation entre mode réjecteur et mode passe-tout.

La seconde partie présentera les différentes topologies envisagées pour le développement de filtres réjecteurs.

Enfin, la troisième partie sera consacrée à la description des filtres réalisés suivi d'une description de la technologie GaN (Gallium Nitride) utilisée pour la conception de ces filtres, ainsi que de la présentation des résultats de simulation obtenus pour chaque filtre.

III.2. FILTRES REJECTEURS A RESONATEURS A LIGNES COUPLEES

III.2.1. PRINCIPE

Les filtres présentés dans ce chapitre sont réalisés à partir de résonateurs à lignes couplées. Le principe de base consiste à coupler à une ligne de transmission un tronçon de ligne court-circuité à l'une de ses extrémités et chargé par une charge variable sur l'autre extrémité comme le présente la Figure 31.

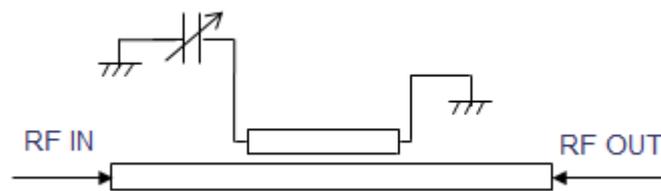


Figure 31 : Schéma de principe du résonateur à lignes couplées.

III.2.1.1. ACCORDABILITE EN FREQUENCE PAR CAPACITE VARIABLE

Afin d'étudier de manière théorique le principe de fonctionnement des filtres à résonateurs à lignes couplées décrits dans ce chapitre, le modèle de résonateur utilisé est présenté à la Figure 32.

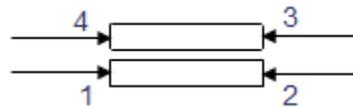


Figure 32 : Modèle d'étude théorique pour deux lignes couplées.

On considère que les ports en entrée et en sortie de la ligne de transmission sont référencés à la même impédance Z_0 .

$$Z_0 = \overline{Z_{0e} \cdot Z_{0o}} \quad (\text{II-1})$$

Où Z_{0e} et Z_{0o} correspondent aux impédances caractéristiques en mode pair et impair de la ligne couplée.

La matrice de paramètres S pour un système idéal à quatre ports passif, sans pertes, réciproque et adapté est la suivante [31] :

$$S = \begin{matrix} 0 & \alpha & \beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & \beta \\ \beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & \beta & \alpha & 0 \end{matrix} \quad (\text{II-2})$$

Avec :

$$\alpha = \frac{\overline{1 - C^2}}{1 - C^2 \cdot \cos\theta + j \cdot \sin\theta} \quad (\text{II-3})$$

$$\beta = \frac{j \cdot C \cdot \tan\theta}{1 - C^2 + j \cdot \tan\theta} \quad (\text{II-4})$$

« C » étant le coefficient de couplage défini comme suit :

$$C = \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}} \quad (\text{II-5})$$

Dans le cas étudié dans ce chapitre, les ports 3 et 4 sont connectés respectivement pour l'un à une capacité, pour l'autre à la masse.

L'expression de S_{21} correspondant au coefficient de transmission du circuit présenté à la Figure 31 est alors (II-6) :

$$S_{21} = \alpha \cdot \left(1 - \frac{\beta^2 \cdot \Gamma_4}{1 + \alpha^2 \cdot \Gamma_4} \right) \quad (\text{II-6})$$

Avec

$$\Gamma_4 = \frac{Z_{load} - Z_0}{Z_{load} + Z_0} \quad (\text{II-7})$$

Où Z_{load} correspond à l'impédance chargée sur l'extrémité de la ligne couplée non court-circuitée.

La fréquence de réjection correspondant à la fréquence pour laquelle le module de S_{21} est nul, on résout l'équation (II-8) :

$$S_{21} = 0 \quad (\text{II-8})$$

En résolvant l'équation (II-8), on obtient :

$$\omega_0 \cdot C_{load} \cdot Z_0 \cdot \tan\theta = \overline{1 - C^2} \quad (\text{II-9})$$

Cette dernière équation nous permet donc d'exprimer la fréquence centrale de réjection du filtre en fonction de la capacité chargée à l'extrémité non court-circuitée du tronçon de ligne couplé à la ligne de transmission principale :

$$f_0 = \frac{\sqrt{1 - C^2}}{2 \cdot \pi \cdot C_{load} \cdot Z_0 \cdot \tan\theta} \quad (\text{II-10})$$

D'après l'équation (II-9), on constate que la fréquence de résonance est inversement proportionnelle à la capacité chargée à l'extrémité non court-circuitée du tronçon de ligne couplé à la ligne de transmission principale.

Cette dernière expression montre que faire varier la capacité C_{load} impliquerait donc une variation de la fréquence centrale de réjection f_0 , ce qui est recherché pour la réalisation de filtres accordables en fréquence.

III.2.1.2. COMMUTATION DU MODE REJECTEUR AU MODE PASSE-TOUT

Dans la littérature, les filtres fonctionnant en mode réjecteur et en mode passe-tout sont réalisés à l'aide de deux voies, chacune réalisant une seule et même fonction (réjecteur pour l'une et passe-tout pour l'autre). Afin de réduire l'encombrement et les pertes, une solution proposée dans ce chapitre consiste à n'utiliser qu'une seule et même voie pour les deux modes de fonctionnement. En effet, sur le même principe que celui utilisé pour l'accordabilité en fréquence, il est également possible de laisser passer l'ensemble du signal dans la ligne de transmission en chargeant l'extrémité non court-circuitée du tronçon de ligne couplé à la ligne de transmission par une charge de faible impédance.

III.2.2. DESCRIPTION DES FILTRES REALISES

Afin de valider le principe présenté ci-dessus, plusieurs filtres réjecteurs ont été réalisés à partir de résonateurs à lignes couplées. Comme le montrent les schémas électriques présentés Figure 34, Figure 35, Figure 36, Figure 37, les filtres sont constitués d'une ou plusieurs lignes couplées à une ligne de transmission. La ligne couplée est court-circuitée à l'une de ses extrémités tandis que l'autre extrémité est connectée à une charge variable. Deux axes d'accordabilité ont été étudiés à partir de ce principe : l'accordabilité continue à l'aide d'une diode utilisée comme varactor, ainsi que l'accordabilité discrète à l'aide de transistors utilisés

en commutateurs. L'avantage d'utiliser des transistors pour l'accordabilité en fréquence repose sur la « stabilité » de ces transistors aux faibles variations de la tension de commande, contrairement aux diodes qui y sont très sensibles. Les répercussions se retrouvent alors sur la fréquence de résonance du filtre puisque celle-ci dépend directement de la tension de polarisation. Quatre topologies différentes ont été définies : une première topologie (Figure 34) a été développée pour réaliser un filtre à accordabilité continue, obtenue à l'aide d'une diode, et trois topologies (Figure 35, Figure 36, Figure 37) ont été développées pour obtenir des filtres à accordabilité discrète à l'aide de transistors à effet de champ froids. Cette utilisation de transistors à effet de champ froids est également exploitée pour la commutation entre le mode réjecteur et le mode passe-tout qui est également implantée dans chacune des quatre topologies. Les propriétés des transistors auxquelles font appel ces deux applications sont décrites dans le paragraphe suivant.

III.2.2.1. SOLUTIONS PROPOSEES POUR REALISER L'ACCORDABILITE EN FREQUENCE

La première solution basée sur le principe d'accordabilité continue est schématisée sur la Figure 33 ainsi que sur la Figure 34.

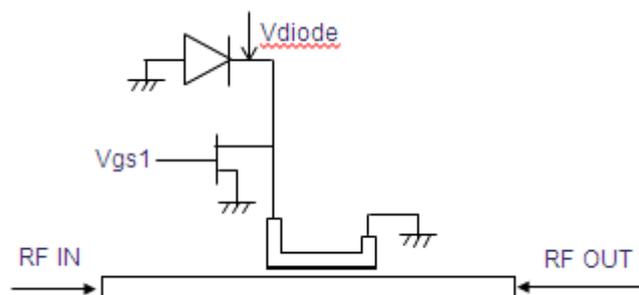


Figure 33 : Schéma électrique du filtre M1LCD accordable par diode.

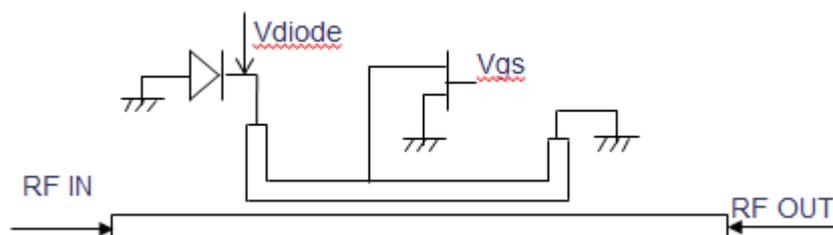


Figure 34 : Schéma électrique du filtre M1LCD2 accordable par diode.

La « capacité variable » permettant l'accordabilité en fréquence est réalisée dans ce cas précis à l'aide d'une diode « Schottky » dont la valeur de la capacité équivalente varie en fonction de la tension appliquée. Le schéma équivalent de ce type de diode est également constitué d'une résistance série dont la valeur varie en fonction de la polarisation de la diode. C'est cette particularité qui explique que la profondeur de réjection ne soit pas la même selon la polarisation.

Le transistor à effet de champ froid, dont le drain est connecté à la ligne couplée, permet la commutation entre les modes réjecteur et passe-tout.

En effet, le schéma électrique des transistors à effet de champ froids est, en fonction de la polarisation de leur grille, équivalent soit à une capacité C_{OFF} soit à une résistance R_{ON} .

Lorsque le transistor est pincé, on peut considérer que celui-ci est équivalent à une capacité, ou du moins que l'impédance vue par la ligne est équivalente à l'impédance d'une capacité, tandis que lorsqu'il est passant, il est équivalent à une résistance (Figure 38).

Les trois autres circuits à résonateurs à lignes couplées, accordables de manière discrète, n'utilisent que des transistors à effet de champ froids, pour la commutation entre le mode réjecteur et le mode passe-tout ainsi que pour l'accordabilité en fréquence dans le mode réjecteur.

Le premier circuit basé uniquement sur ce principe est un filtre à un seul résonateur dont le schéma électrique est présenté sur la Figure 35. Ce circuit peut fonctionner en mode passe-tout comme en mode réjecteur. Dans ce dernier mode, le filtre peut rejeter le signal issu de deux bandes de fréquence distinctes. Ce circuit est constitué d'une ligne de transmission et d'un tronçon de ligne couplé à la ligne de transmission. Ce tronçon étant court-circuité à l'une de ses extrémités, et connecté à une charge à l'autre, il est constitué :

- d'une capacité talon nommée C_{tal}
- d'un TEC froid permettant la commutation en mode réjecteur ou en mode passe-tout dont la grille est polarisée par la tension V_{gs1}
- d'une capacité $C1$
- d'un second TEC froid dont la grille est polarisée par une tension V_{gs2} , permettant cette fois la commutation entre les deux positions du mode réjecteur.
-

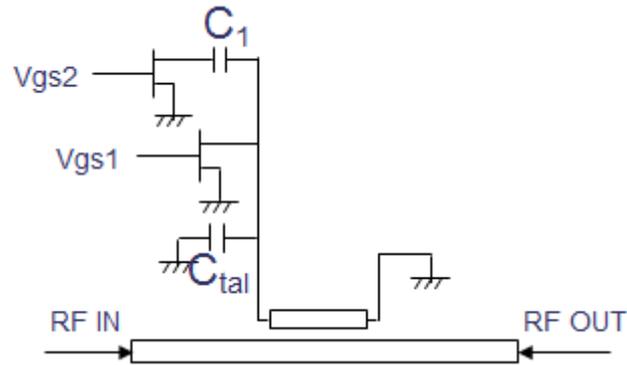


Figure 35 : Schéma électrique d'un résonateur à ligne couplée accordable en fréquence et commutable en mode passe-tout et en mode réjecteur.

Le second circuit est un filtre à un seul résonateur dont le schéma électrique est présenté sur la Figure 36. Ce circuit peut fonctionner en mode passe-tout comme en mode réjecteur. Dans ce dernier mode, le signal peut être rejeté dans quatre sous bandes de fréquences. Ce circuit est constitué d'une ligne de transmission, de deux tronçons de ligne couplés à la ligne de transmission. Ces tronçons sont court-circuités à l'une de leurs extrémités, et connectés à une charge à l'autre. Dans la suite du chapitre, on appellera « branche » l'ensemble constitué d'un tronçon de ligne, court-circuité à une extrémité et chargée à l'autre. Chaque « branche » est constituée :

- d'une capacité talon nommée C_{tal1} (ou C_{tal2})
- d'un TEC froid permettant la commutation en mode réjecteur ou en mode passe-tout nommé TEC1 (ou TEC2)
- D'une capacité C1 (ou C2)
- D'un second TEC froid permettant cette fois la commutation entre les deux positions du mode réjecteur nommé TEC1_1 (ou TEC2_1)

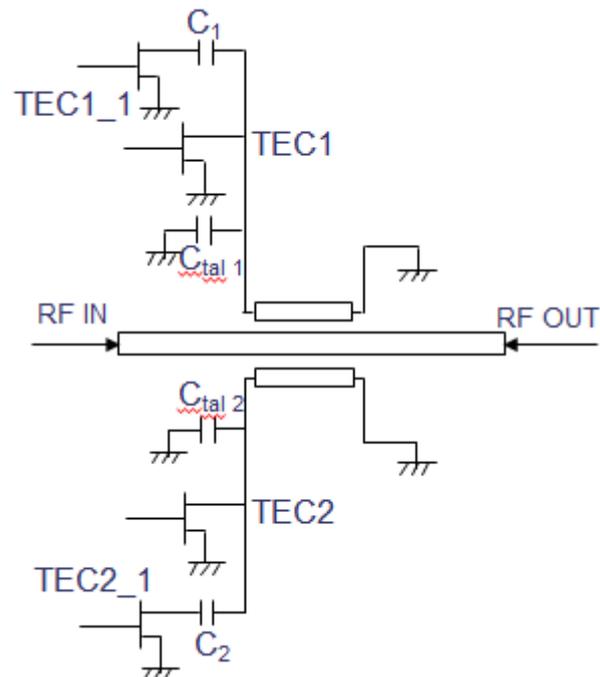


Figure 36 : Schéma électrique d'un résonateur à deux lignes couplées accordable en fréquence et commutable en mode passe-tout et en mode réjecteur.

Le dernier filtre réalisé à partir de résonateurs à lignes couplées est un filtre d'ordre 5 conçu à partir de cinq résonateurs identiques afin qu'ils résonnent tous à la même fréquence. Le schéma électrique de ce filtre est présenté sur la Figure 37. Une extrémité de la ligne couplée est court-circuitée tandis que l'autre extrémité est connectée à une capacité ainsi qu'au drain d'un transistor froid à effet de champ permettant la commutation entre le mode réjecteur et le mode passe-tout.

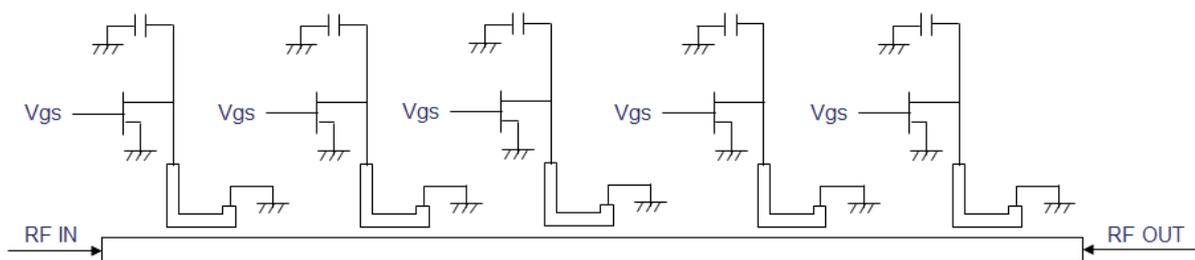


Figure 37 : Filtre réjecteur fixe d'ordre 5 commutable en mode passe-tout et en mode réjecteur.

Selon la polarisation du transistor, le circuit est équivalent aux circuits de la Figure 38. Il est équivalent au schéma (a) favorisant alors le comportement du filtre en mode réjecteur, ou au schéma (b) favorisant alors le comportement du filtre en mode passe-tout.

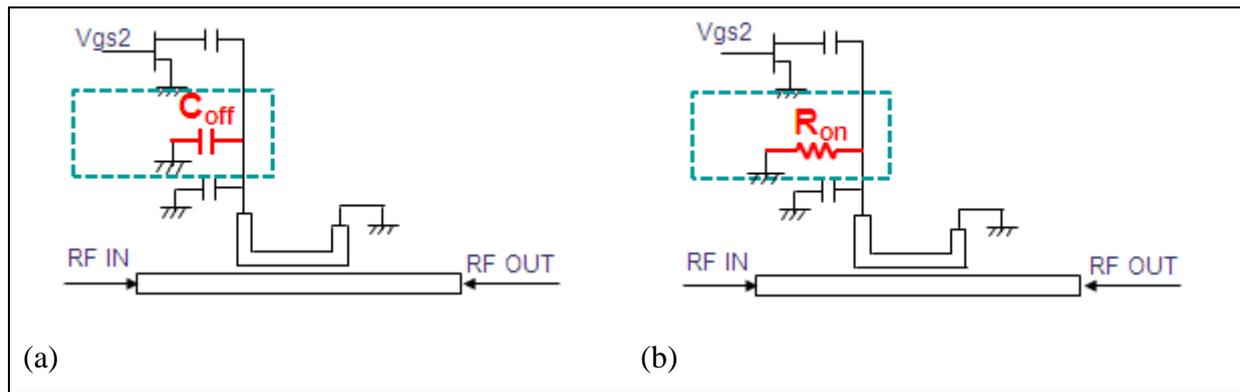


Figure 38 : Schémas équivalent décrivant le circuit en mode réjecteur (a) et en mode passe-tout (b).

III.2.3. REALISATIONS ET MESURES

Pour valider les principes d'accordabilité et de commutation entre le mode réjecteur et le mode passe-tout, plusieurs filtres ont été réalisés en technologie microruban à partir des topologies présentées précédemment. Le matériau utilisé dans la conception de ces filtres est le Nitrure de Gallium (GaN) dont les propriétés en puissance ne sont plus à démontrer [33] [34] [35]. Le fait d'obtenir des puissances de sortie plus élevées avec le GaN qu'avec d'autres matériaux est possible grâce d'une part au fait que ce soit un matériau à grande bande interdite. Ce type de matériau présente :

- Un champ de claquage élevé qui associé à un faible taux d'ionisation par impact favorise l'obtention de hautes puissances [33]
- Des densités d'électrons supérieures à 10^{13} cm^{-2} sont également un atout pour l'amplification de signaux [33]

La Figure 39 permet de comparer les différentes technologies existantes par rapport à certains paramètres intervenant sur le niveau de puissance que peuvent produire des composants basés sur ces technologies.

	Si	GaAs	GaN	6H-SiC	
Bandgap (eV) @ 300°C	1.1 indirect	1.4 direct	3.4 direct	2.9 indirect	→ Hautes températures Fortes tensions
Mobilité des électrons (cm ² /V.s)	1400	8500	1000 (bulk) 2000 (2DEG)	600	→ Hautes fréquences
Mobilité des trous (cm ² /V.s)	600	400	30	40	
Vitesse de saturation des électrons (10 ⁷ cm/s)	1	2	2.5	2	→ Hautes fréquences
Champ de claquage (10 ⁶ V/cm)	0.3	0.4	>5	4	→ Fortes tensions

Figure 39 : Propriétés physiques et applications des hétérostructures à grande bande interdite GaN et 6H-SiC, comparées au Si et GaAs [33] [36] .

C'est plus précisément la technologie GH25 de chez UMS qui est utilisée. Ce matériau est constitué d'une fine couche d'une hétérostructure AlGaIn/GaN épitaxiée sur un substrat de carbure de silicium (SiC) de 100 µm d'épaisseur.

III.2.3.1. DESCRIPTION DES CIRCUITS

Tous les circuits présentés dans ce chapitre ont été conçus avec des éléments/composants de la bibliothèque GaN GH25_10 (itération 2) de chez UMS.

II.2.3.1.1. Filtre réjecteur accordable d'ordre 1 (M1LCD)

➤ Description

Le filtre nommé « M1LCD » est un filtre d'ordre 1 accordable de manière continue à l'aide d'une diode Shottky pouvant fonctionner en mode réjecteur ainsi qu'en mode passe-tout. Le schéma électrique a été décrit sous le chapitre III.2.2.1 et est présenté sur la Figure 33. Ce filtre a été développé en technologie GaN et son dessin est présenté sur la Figure 40. Sur cette figure, on distingue le transistor à effet de champ à deux doigts (TEC), utilisé pour la commutation entre le mode réjecteur et le mode passe-tout. Le transistor retenu pour la réalisation de cette fonction est un transistor froid à deux doigts de grille (minimum disponible avec le procédé GH25 de la technologie GaN développée par UMS). La largeur

des grilles de 75 μm a été choisie de manière à ce qu'elle soit la plus faible possible mais supérieure à la limite proposée par la technologie développée par UMS. Le drain de ce transistor est connecté à l'extrémité non court-circuitée de la ligne couplée, alors que sa source est reliée à la masse. Sa polarisation est amenée par sa grille (tension V_{gs}).

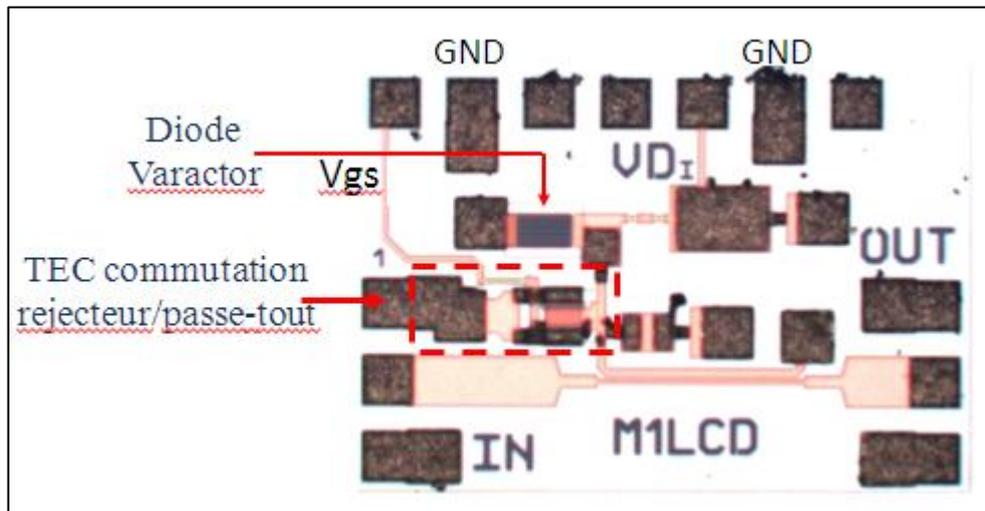


Figure 40 : Photographie du filtre M1LCD.

➤ Résultats de simulation

Le résultat de simulations électriques réalisées sous ADS du filtre M1LCD en mode rejeteur est présenté sur la Figure 41 pour une polarisation de la diode variant de -40V à -4V par pas de 4V (gamme de tension validée par le fondeur pour le modèle utilisé).

On constate que la bande de fréquence sur laquelle il est possible d'accorder le filtre s'étend de 10 GHz à 12,4GHz. Le filtre rejette entre 8,7 dB et 12 dB (pour des tensions respectives de -4V à -40V. Dans le cas où la tension de commande est de -40V, la largeur de bande à 3dB est de 1,7 GHz, ce qui correspond à un facteur de qualité de :

$$Q = \frac{f_0}{B} = \frac{12,4}{1,7} = 7,29$$

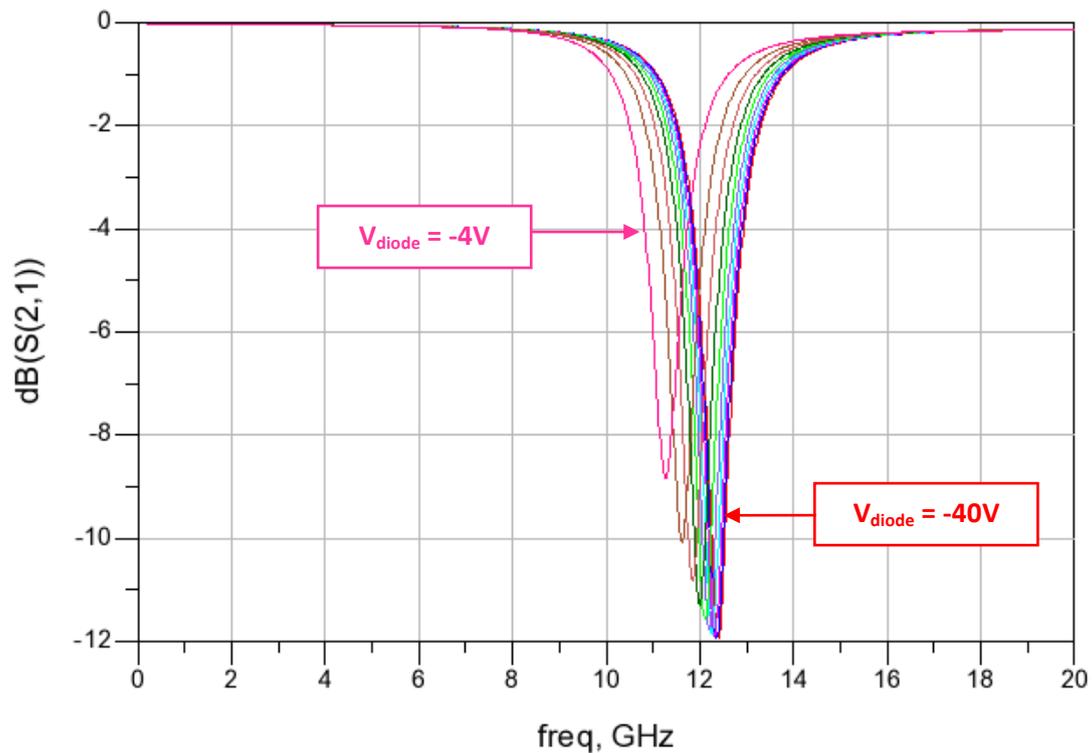


Figure 41 : Résultat de simulation électrique de la réponse en transmission du filtre d'ordre 1 accordable par diode.

La Figure 42 présente les résultats de simulation électrique des réponses en réflexion du filtre. Sur chaque graphique, les courbes tracées représentent les réponses pour différentes polarisations de la diode (polarisation allant de -40V à -4V par pas de 4V).

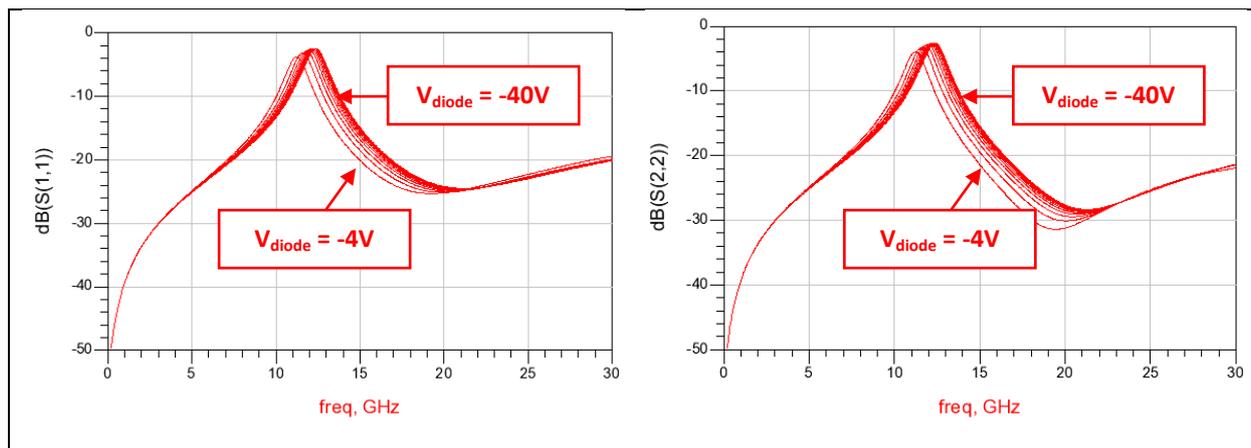


Figure 42 : Résultats de simulation des réponses en réflexion S11 (à gauche) et S22 (à droite) du filtre d'ordre 1 accordable par diode avec variation de la tension de polarisation de la diode de -40V à -4V par pas de 4V.

La Figure 43 représente la réponse en transmission du filtre M1LCD en mode passe-tout. Les courbes présentées sur cette figure correspondent aux réponses du filtre pour différentes polarisations de la diode, mais avec une polarisation unique du transistor ($V=0V$ de manière à

ce qu'il soit passant). On constate que les pertes à 19GHz sont de l'ordre de 0,8dB (pire cas) ce qui reste donc tout à fait acceptable à 19GHz.

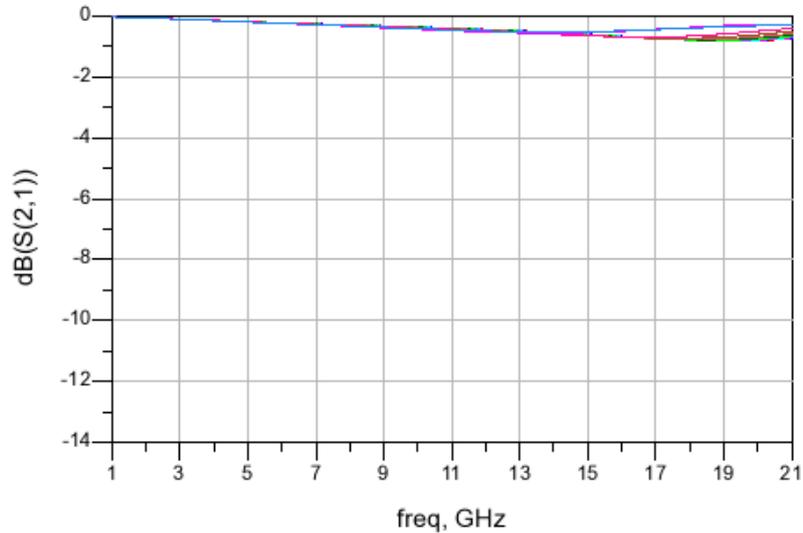


Figure 43 : Réponse en transmission du filtre M1LCD en mode passe-tout simulée sous ADS.

➤ Résultats de mesures

Tous les filtres présentés dans ce chapitre ont été mesurés sous pointes en paramètres S. La Figure 44 illustre la réponse en transmission du filtre M1LCD pour une polarisation de grille de 0V (transistor passant) et des tensions de polarisation de la diode variant de -40V à -4V par pas de 4V. On constate que quelle que soit la polarisation, la réponse est sensiblement la même. Ce résultat montre que polarisation du transistor assure le mode passe-tout quelle que soit la polarisation de la diode avec des pertes très proches de celles simulées (0,6 dB au-delà de 12 GHz en mesures et 0,8 dB en simulations).

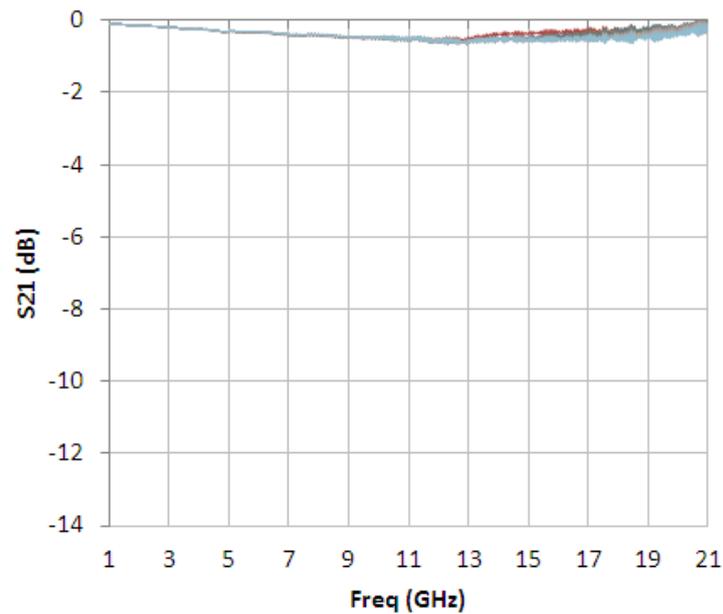


Figure 44 : Réponse en transmission du filtre M1LCD en mode passe-tout mesurée sous pointes.

La Figure 45 illustre le mode réjecteur activé en polarisant le transistor à effet de champ froid au pincement (-5V). Les courbes correspondent à la réponse en transmission du filtre M1LCD pour des tensions de polarisation de la diode variant de -40V à 0V par pas de 4V. On constate que contrairement au mode passe-tout, les mesures présentent un peu plus de pertes que celles évaluées en simulation. En effet, l'écart de gain entre la simulation et les mesures est de l'ordre de 4dB.

En faisant abstraction de la profondeur de réjection, on constate que la dynamique en fréquence centrale de réjection du filtre M1LCD obtenu en mesure est de 2,3 GHz (de 10,7 à 13 GHz). En simulation, la dynamique est moins importante : environ 750 MHz (de 11,25 à 12,5 GHz).

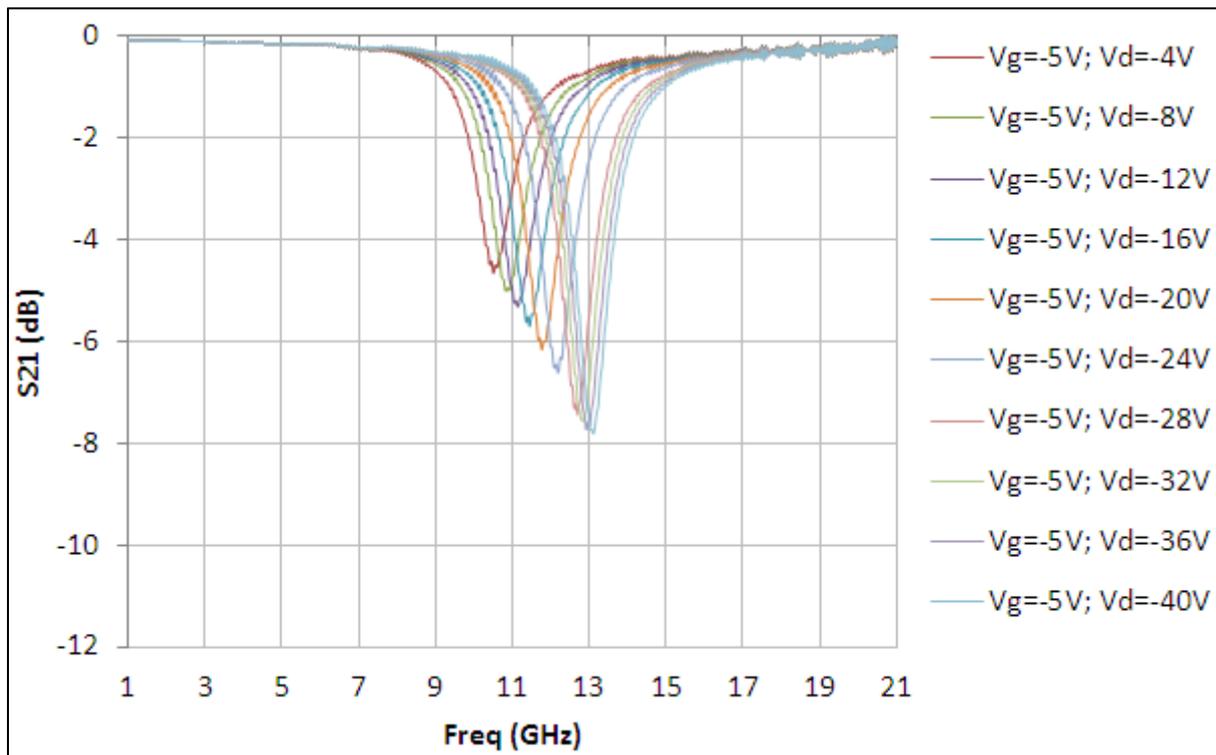


Figure 45 : Réponse en transmission du filtre M1LCD en mode réjecteur mesurée sous pointes.

II.2.3.1.2. Filtre réjecteur accordable d'ordre 1 (M1LCD2)

La topologie du filtre nommé « M1LCD2 » est la même que celle du filtre nommé « M1LCD ». La différence entre les deux circuits réside dans le point de connexion du drain du transistor sur la ligne couplée. Dans le filtre M1LCD, le transistor est connecté à la partie non couplée du tronçon de ligne couplée, tandis que dans le circuit M1LCD2, le drain du transistor est connecté directement sur la partie couplée du tronçon de ligne couplée. Le schéma électrique a été décrit sous le chapitre III.2.2.1 et la photographie du filtre M1LCD2 est présentée sur la Figure 34. Ce filtre a été développé en technologie GaN et son dessin est présenté sur la Figure 46. Sur cette figure, on distingue le transistor à deux doigts (TEC), utilisé pour la commutation entre le mode réjecteur et le mode passe-tout. Le transistor retenu pour la réalisation de cette fonction est le même que pour le filtre M1LCD. Le drain de ce transistor est connecté directement sur la partie couplée du tronçon de ligne, alors que sa source est reliée à la masse. Sa polarisation est amenée par sa grille (tension Vgs).

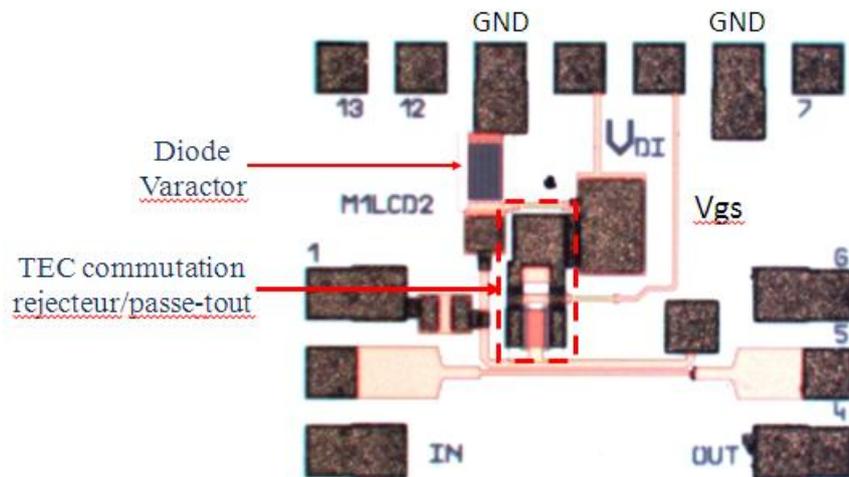


Figure 46 : Photographie du filtre d'ordre 1 accordable par diode (M1LCD2).

➤ Résultats de mesures

Les résultats de mesures sont présentés sur la bande 1 -21 GHz. Seuls les réponses en transmission sont présentées afin de pouvoir mettre en évidence le principe consistant à passer du mode rejeteur au mode passe-tout par polarisation du transistor, ainsi que l'accordabilité lorsque le filtre fonctionne en mode rejeteur. Cette dernière fonctionnalité est mise en évidence par la réponse en transmission présentée à la Figure 47 pour une tension de polarisation de la grille du transistor à -5V et une tension de polarisation de la diode variant de -40V à -4V par pas de 4V.

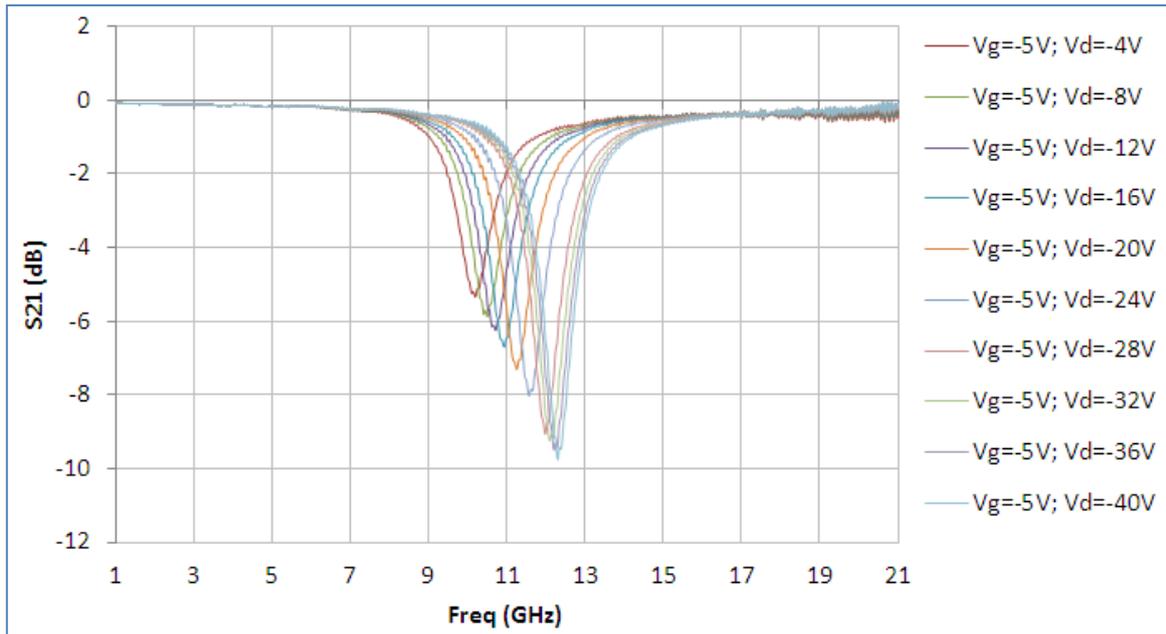


Figure 47 : Réponses en transmission obtenues en mesures du filtre M1LCD2 en mode réjecteur pour des polarisations de diode allant de -40V à -4V par pas de 4V.

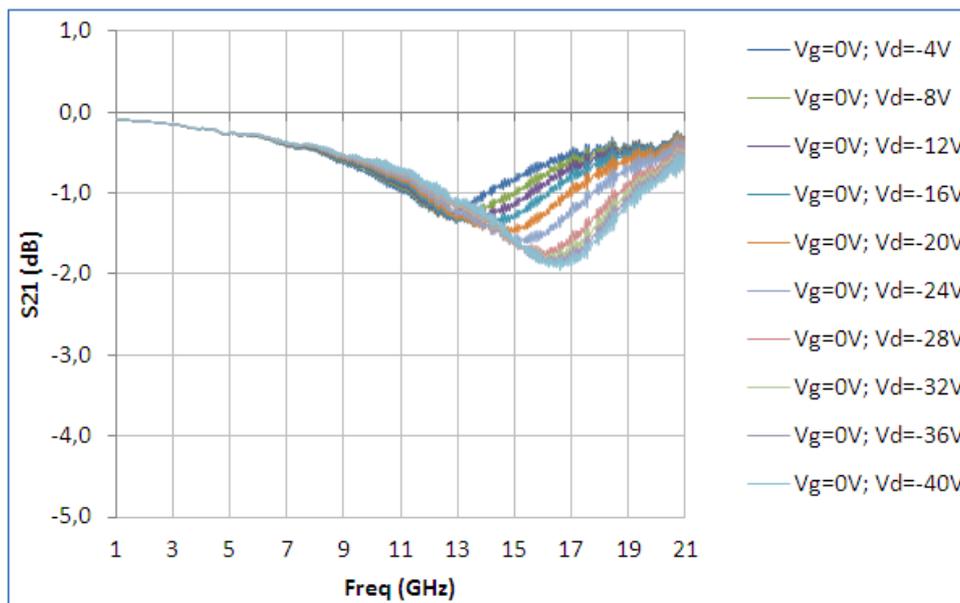


Figure 48 : Réponses en transmission obtenues en mesures du filtre M1LCD2 en mode passe-tout pour des polarisations de diode allant de -40V à -4V par pas de 4V.

La réponse en transmission du filtre M1LCD2 mesuré lorsque celui-ci fonctionne en mode passe-tout est présentée à la Figure 48. La grille du transistor est polarisée à 0V pour obtenir le mode passe-tout et on peut constater que dans ce mode, quelle que soit la polarisation de la diode, les pertes ne dépassent pas 2dB à 17 GHz (pire cas).

Comparaison entre les réponses des filtres MLCD1 et MLCD2

Afin de pouvoir comparer les topologies des filtres M1LCD et M1LCD2, les courbes de réponses en transmission des filtres M1LCD et M1LCD2 obtenues en mesures en mode passe-tout sont représentées à la Figure 53 et celles obtenues lorsque les filtres sont en mode réjecteur sont représentées à la Figure 54. Sur les deux figures, les courbes rouge correspondent aux réponses du filtre M1LCD et les courbes bleues correspondent aux réponses du filtre M1LCD2. Pour rappel, la principale différence entre les deux filtres est due à la position du transistor permettant de passer du mode réjecteur au mode passe-tout.

On constate que le fait de connecter le drain du transistor directement sur la partie couplée du tronçon de ligne couplée favorise la profondeur de réjection lorsque le filtre est en mode réjecteur. En mode passe-tout en revanche, le filtre M1LCD présente moins de pertes. L'utilisation de tels filtres nécessite donc un compromis entre pertes en mode passe-tout et profondeur de réjection en mode réjecteur.

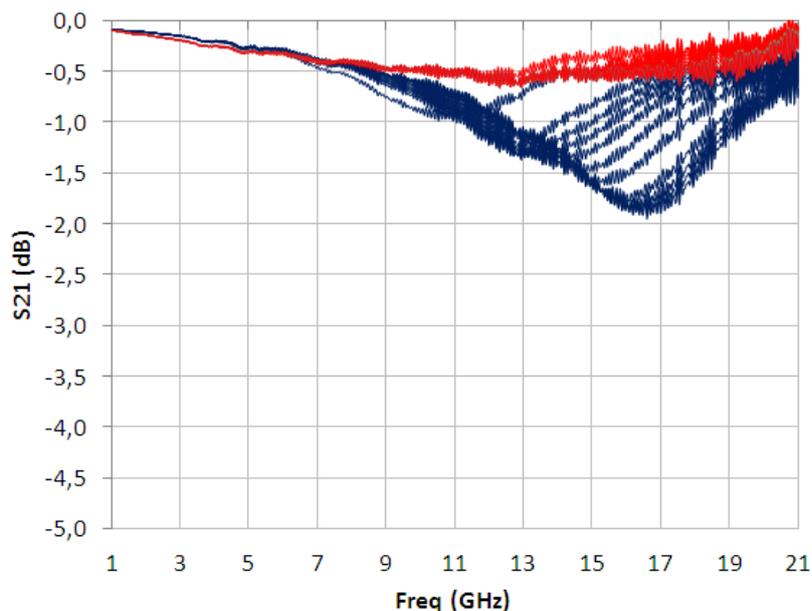


Figure 49 : Comparaison des réponses mesurées en mode passe-tout du filtre M1LCD (courbes rouges) avec celles du filtre M1LCD2 (courbes bleues).

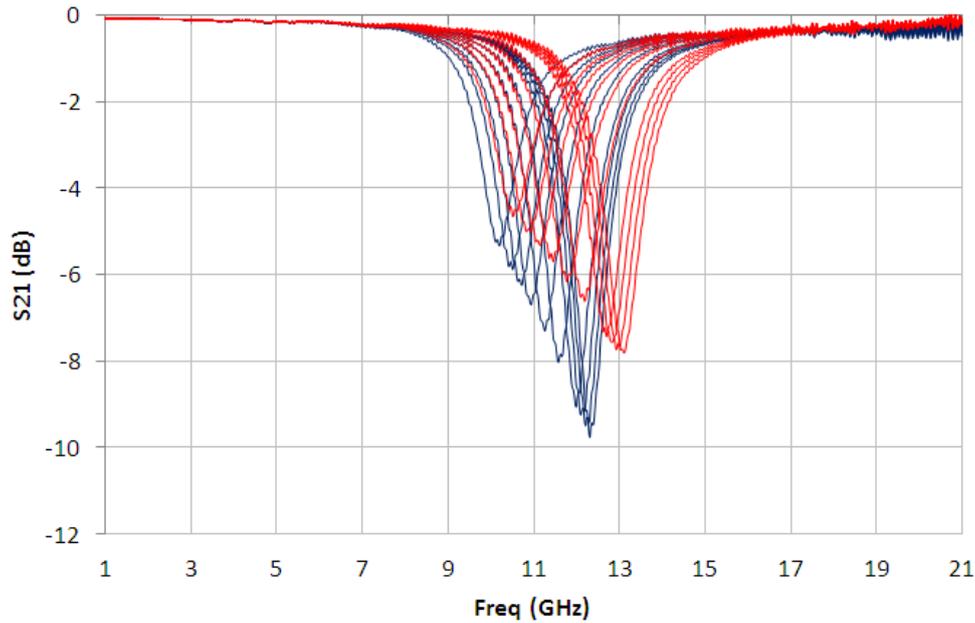


Figure 50 : Comparaison des réponses mesurées en mode passe-tout du filtre M1LCD (courbes rouges) avec celles du filtre M1LCD2 (courbes bleues).

II.2.3.1.3. Filtre réjecteur accordable d'ordre 1 M1LC2

Le filtre nommé « M1LC2 » est une variante du filtre présenté précédemment. Le schéma électrique de ce circuit est présenté Figure 35 et la Figure 51 montre le dessin du circuit implémenté en technologie GaN.

Ce filtre est constitué d'un tronçon de ligne couplé à une ligne de transmission principale. Le tronçon de ligne couplé est court-circuité à l'une de ses extrémités et chargé par une charge variable à l'autre extrémité, cette charge variable pouvant également être court-circuitée. Cette topologie de filtre permet d'obtenir deux modes de fonctionnement : un mode réjecteur ainsi qu'un mode passe-tout en agissant simplement sur la charge variable présentée à ce tronçon de ligne couplé.

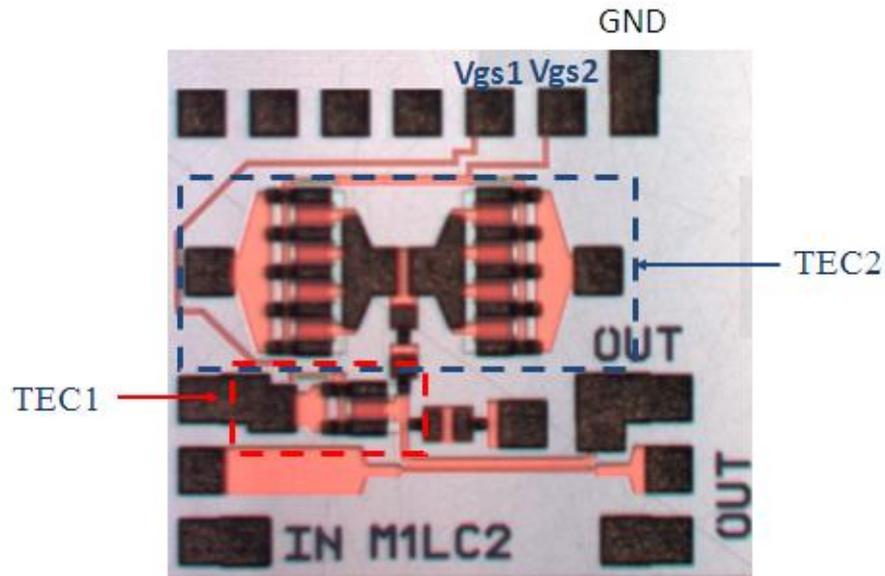


Figure 51 : Dessin du filtre d'ordre 1 M1LC2.

La charge connectée à l'extrémité non court-circuitée de la ligne couplée est constituée :

- d'une capacité dite « talon »
- d'un transistor dont le drain est connecté à la ligne couplée, la source est connectée à la masse tandis que la grille est commandée par une tension externe (V_{gs1}). Pour ce transistor destiné à réaliser la fonction de commutation entre le mode réjecteur et le mode passe-tout, le choix s'est porté sur un transistor de deux doigts de $75 \mu\text{m}$ de largeur.
- d'un transistor en série avec un condensateur : pour l'accordabilité en fréquence en mode réjecteur, deux transistors de huit doigts chacun ont été utilisés et mis en parallèle afin d'augmenter la largeur effective de la grille et ainsi obtenir une résistance R_{ON} la plus faible possible lorsque les transistors sont passants, La résistance R_{ON} étant proportionnelle à la largeur de grille W_g .

Les résultats de la réponse en transmission simulée (S_{21}), du filtre M1LC2 sont présentés sur la Figure 52.

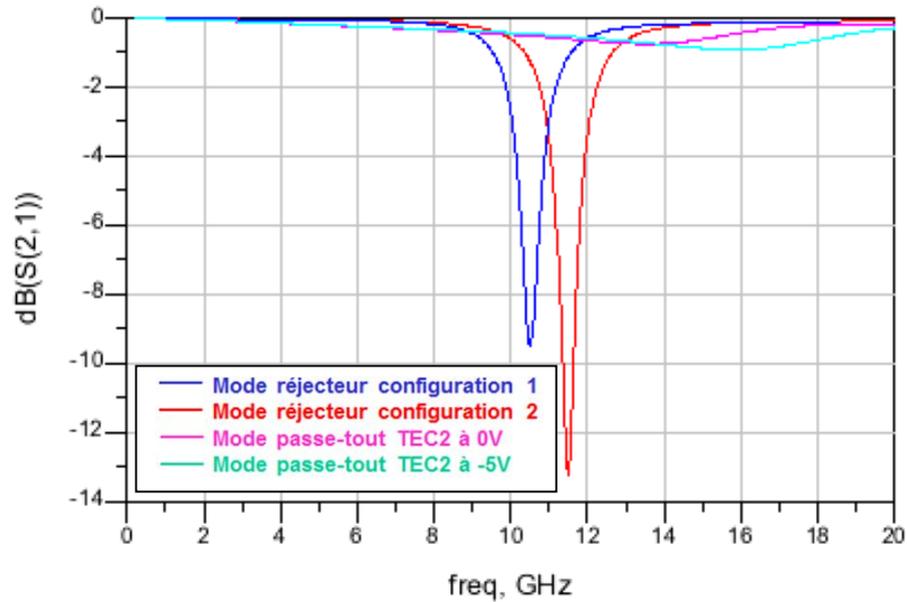


Figure 52 : Résultat de simulation de la réponse en transmission du filtre d'ordre 1 avec une ligne couplée accordable par transistor froid.

Sur cette figure, quatre courbes sont présentées. Deux d'entre elles correspondent à la réponse en transmission du filtre en mode réjecteur tandis que les deux autres correspondent à la réponse en transmission de ce filtre en mode passe-tout. Les deux configurations en mode réjecteur (courbes bleue et rouge) sont obtenues en polarisant le transistor TEC1 de manière à ce qu'il soit pincé (donc pour une tension V_{gs1} de -5V pour la technologie GH25) : la première courbe (en bleue) est obtenue en polarisant le transistor TEC2 à 0V de manière à le rendre passant, la seconde courbe (en rouge) est obtenue en bloquant le transistor TEC2 avec une tension de polarisation V_{gs2} de -5V ainsi que le TEC1.

Les courbes bleue turquoise et rose correspondent au mode passe-tout, c'est-à-dire lorsque la tension V_{gs1} du transistor à deux doigts (TEC1) est à 0V. La courbe rose correspond à la réponse en transmission du filtre en mode passe-tout avec une tension de polarisation V_{gs2} du transistor TEC2 de 0V. La courbe bleue turquoise correspond à la réponse en transmission du filtre en mode passe-tout avec une tension de polarisation V_{gs2} du transistor TEC2 de -5V. Avec ce filtre, il est donc possible d'obtenir 2 positions en mode réjecteur ainsi qu'un mode passe-tout qui présente, dans le pire cas, 1dB de pertes à 16 GHz en simulation. La fonction souhaitée qui consiste à réaliser un filtre pouvant fonctionner en mode réjecteur et en mode passe-tout est donc bien réalisée avec des performances tout à fait acceptables compte tenu du fait qu'il ne s'agit ici que d'un filtre à un seul résonateur. Il est également cohérent d'obtenir une réponse sans aucune bande coupée dans le cas où le transistor TEC2 est polarisé à 0V, et donc à l'état passant, puisque dans ce cas précis, la résistance R_{ON} vient amortir la réjection

(d'où le creux dans la réponse en transmission autour de 14 GHz ou 16 GHz en fonction de la tension V_{gs2}).

II.2.3.1.4. Filtre réjecteur d'ordre 1 à deux lignes couplées accordable par transistors froids (M2LC)

Ce filtre est basé sur le même principe que le circuit M1LC2 et correspond au schéma de la Figure 36.

Il est constitué d'une ligne de transmission principale, couplée cette fois à deux lignes formant des résonateurs accordables de façon discrète.

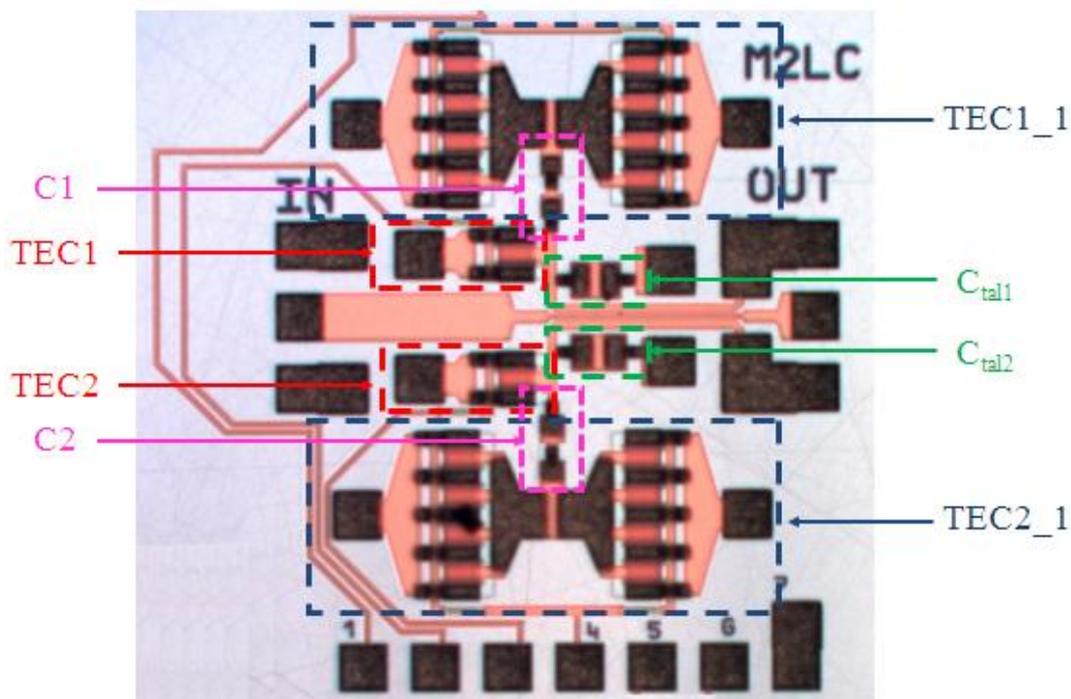


Figure 53 : Photographie du filtre d'ordre 1 à deux lignes couplées accordable par transistors froids.

Plusieurs états sont donc possible en fonction de la polarisation de chaque transistor. Pour chaque transistor deux états sont possibles (état ON ou état OFF). Ces états sont obtenus suivant la polarisation entre la grille et la source (V_{gs}) de ces transistors. L'état ON est obtenu avec une tension de polarisation égale à 0V tandis que l'état « OFF » est obtenu pour une polarisation de la grille égale à -5V. Les différents états possibles sont présentés dans le tableau récapitulatif ci-dessous (Tableau 1) :

Tableau 1 : Récapitulatif des différents états disponibles à l'aide du filtre à deux lignes couplées.

	ETATS	Polarisation TEC1_1	Polarisation TEC 1	Polarisation TEC2_1	Polarisation TEC 2
Mode passe-tout	Etat 1	0V	0V	0V	0V
	Etat 2	0V	0V	-5V	0V
	Etat 3	-5V	0V	0V	0V
	Etat 4	-5V	0V	-5V	0V
Mode réjecteur Position 1	Etat 5	0V	-5V	0V	0V
	Etat 6	0V	-5V	-5V	0V
	Etat 7	-5V	-5V	0V	0V
	Etat 8	-5V	-5V	-5V	0V
Mode réjecteur Position 2	Etat 9	0V	0V	0V	-5V
	Etat 10	0V	0V	-5V	-5V
	Etat 11	-5V	0V	0V	-5V
	Etat 12	-5V	0V	-5V	-5V
Mode réjecteur Position 3	Etat 13	0V	-5V	0V	-5V
	Etat 14	0V	-5V	-5V	-5V
	Etat 15	-5V	-5V	0V	-5V
	Etat 16	-5V	-5V	-5V	-5V

Les simulations ADS montrent qu'il est possible d'obtenir des bandes de réjection différentes selon l'« activation » des branches, en maintenant toujours cette possibilité de passer du mode réjecteur au mode passe-tout. Nous considérerons par la suite que les branches dites « activées » sont celles pour lesquelles les transistors TECX sont pincés, c'est-à-dire pour une polarisation de -5V. La branche supérieure sera donc « activée » lorsque le transistor TEC1 sera pincé et la branche inférieure sera dite « activée » lorsque le transistor TEC2 sera pincé.

L'intérêt d'une telle structure, mise à part l'accordabilité en fréquence en mode réjecteur est, comme pour tous les circuits présentés dans ce sous chapitre, de permettre de passer en mode passe-tout par simple modification des polarisations des transistors. Pour obtenir ce mode, il faut que les transistors nommés TEC1 et TEC2 soient polarisés avec une tension V_{gs} de 0V.

Les réponses en transmission obtenues en simulation à l'aide du logiciel ADS sont présentées dans les figures (Figure 54, Figure 55, Figure 56).

➤ Mode passe-tout

Les courbes des états 1, 2, 3 et 4 (cf Tableau 1) correspondant au mode passe-tout et sont regroupées sur la Figure 54. On constate que quelle que soit la polarisation des transistors placés en série avec les capacités C1 et C2, on obtient des réponses en transmission en mode passe-tout quasi similaires. Ces simulations confirment donc le fait que le passage du mode réjecteur au mode passe-tout ne dépend que de la polarisation des transistors directement connectés sur la ligne couplée. Dans tous les cas, les pertes sont inférieures à 0,8dB (pire cas à 17GHz).

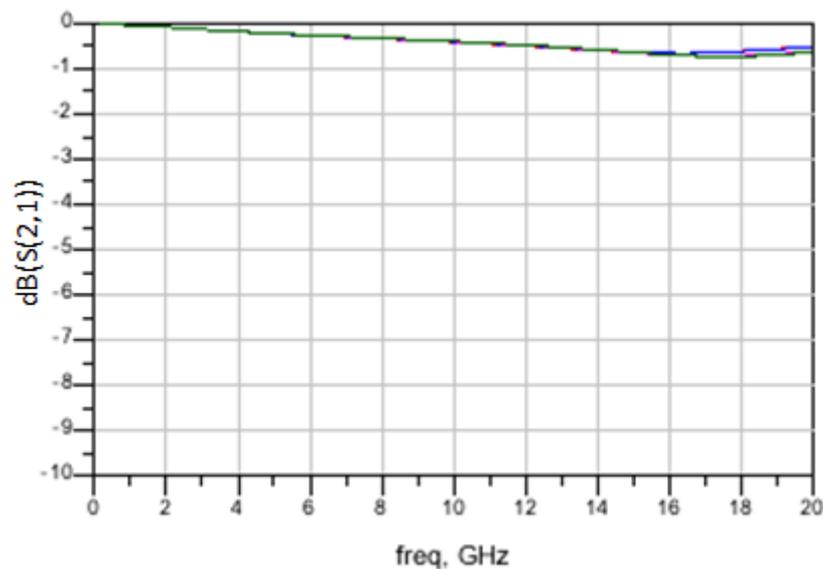


Figure 54 : Résultats de simulation des réponses en transmission du filtre à deux lignes couplées en mode passe-tout.

➤ Mode réjecteur

Le mode réjecteur est activé dès que l'une des deux branches (supérieure, inférieure ou les deux) est activée (ce qui correspond à une polarisation de TEC1 ou de TEC2 de -5V). La Figure 55 représente les réponses en transmission (Figure 55(a)) ainsi que les réponses en réflexion en entrée (Figure 55(b)) lorsque la branche supérieure est activée (c'est à dire lorsque le transistor TEC1 est pincé). Sur la Figure 55(a), quatre courbes ont été tracées, chacune correspondant à un état différent (chaque état étant défini dans le Tableau 1) :

La courbe rouge correspond à l'état 5

La courbe rose correspond à l'état 6

La courbe bleue correspond à l'état 7

La courbe verte correspond à l'état 8

Les courbes verte et bleue correspondent à la réponse du filtre lorsque le transistor TEC1_1 est pincé, tandis que les courbes rouge et rose correspondent aux réponses du filtre lorsque ce même transistor TEC1_1 est passant.

Pour ce qui concerne ces quatre premiers états, on constate que la fonction de réjection est bien réalisée. En revanche le niveau de réjection n'est pas satisfaisant puisqu'il n'atteint que 2,5dB de réjection.

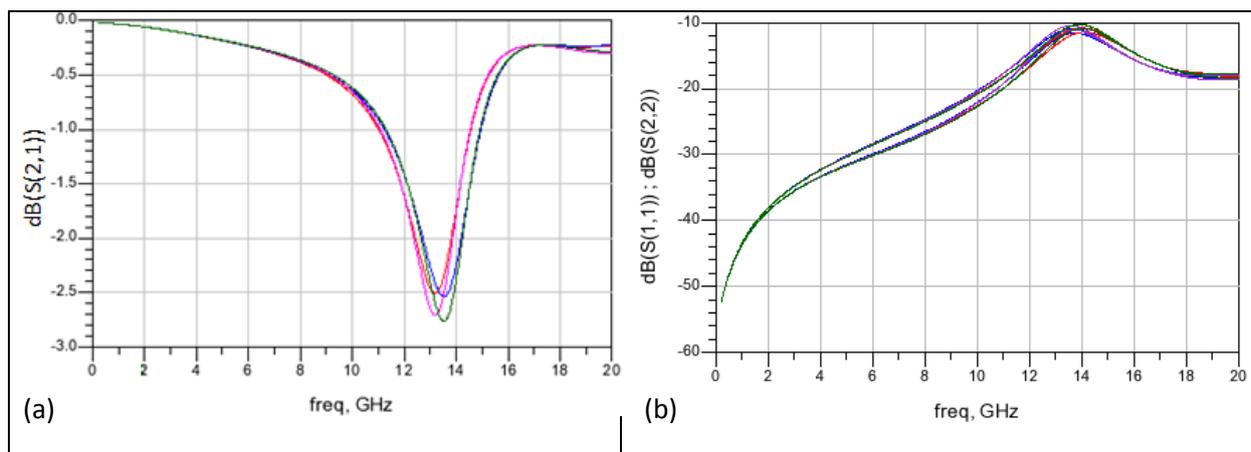


Figure 55 : Résultats de simulation de réponse en transmission (a) et en réflexion (b) du filtre à deux lignes couplées en mode réjecteur (branche supérieure "activée").

Les Figure 56 et Figure 57 correspondent respectivement aux réponses en transmission (S_{21}) et réponses en réflexion en entrée (S_{11}) du filtre lorsque la branche inférieure est activée, c'est-à-dire lorsque le transistor TEC2 est pincé et que le transistor TEC1 est passant.

La courbe bleue correspond à l'état 9.

La courbe rouge correspond à l'état 10.

La courbe verte correspond à l'état 11.

La courbe rose correspond à l'état 12.

Les courbes verte et bleue correspondent à la réponse du filtre lorsque le transistor TEC2_1 est passant, tandis que les courbes rouge et rose correspondent aux réponses du filtre lorsque ce même transistor TEC2_1 est pincé.

Dans ces configurations, on constate deux fréquences de réjection. Les états 9 et 11 permettent au filtre de rejeter à la même fréquence, (ici 11,8 GHz) alors que les états 10 et 12 rejettent tous les deux à 12,4 GHz. Cela nous permet donc de vérifier que la polarisation du transistor TEC2_1 modifie la fréquence de résonance du filtre. En effet, l'état passant ou bloqué du transistor TEC2_1 permet de prendre en compte ou non le condensateur C2, en

parallèle avec la capacité talon nommée C_{tal2} . Ceci implique donc une réduction de la capacité totale présentée à l'extrémité de la ligne couplée. Cette réduction de la capacité a pour effet de décaler la réjection du filtre vers les hautes fréquences (courbes rouge et rose).

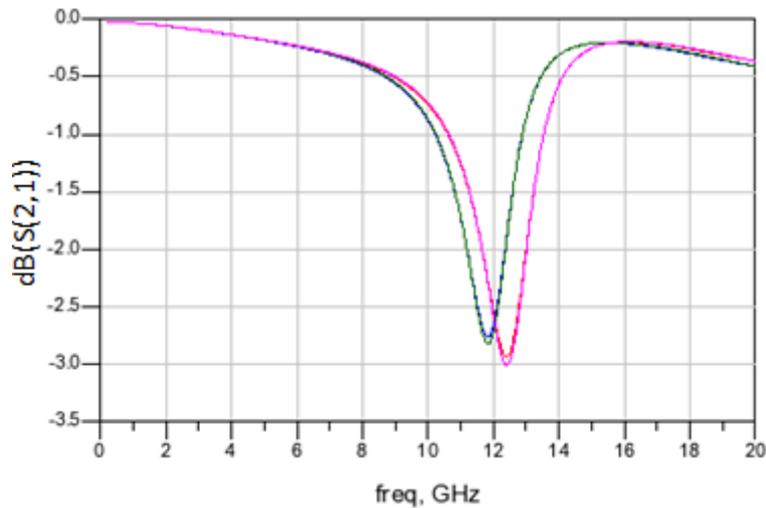


Figure 56 : Résultats de simulation des réponses en transmission du filtre à deux lignes couplées en mode réjecteur (branche inférieure "activée").

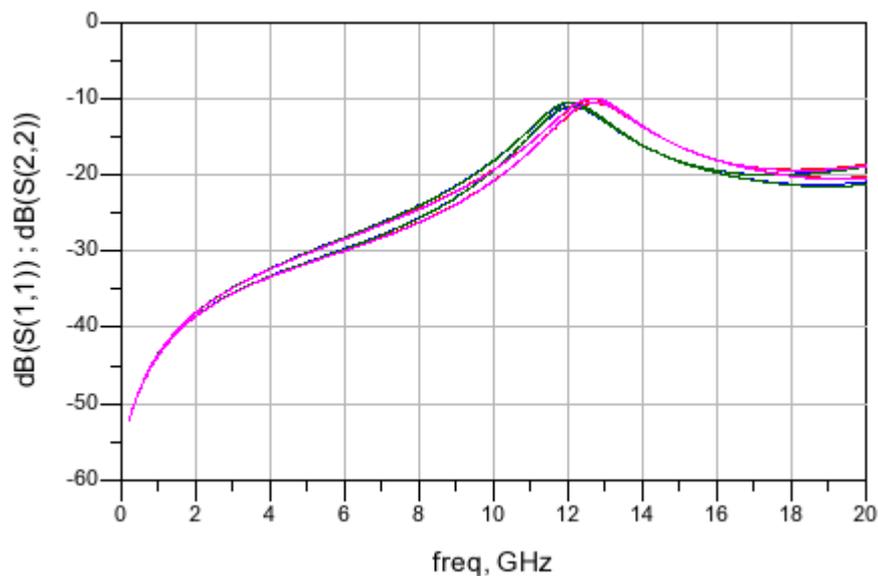


Figure 57 : Résultats de simulation des réponses en réflexion du filtre à deux lignes couplées en mode réjecteur (branche inférieure "activée").

La Figure 58 présente la réponse du filtre lorsque les deux branches sont activées c'est-à-dire lorsque les deux transistors TEC1 et TEC2 sont OFF. La Figure 59 est un zoom de la Figure 58 effectué entre 10 et 11 GHz.

La courbe bleue correspond à l'état 13.

La courbe verte correspond à l'état 14.

La courbe rouge correspond à l'état 15.

La courbe rose correspond à l'état 16.

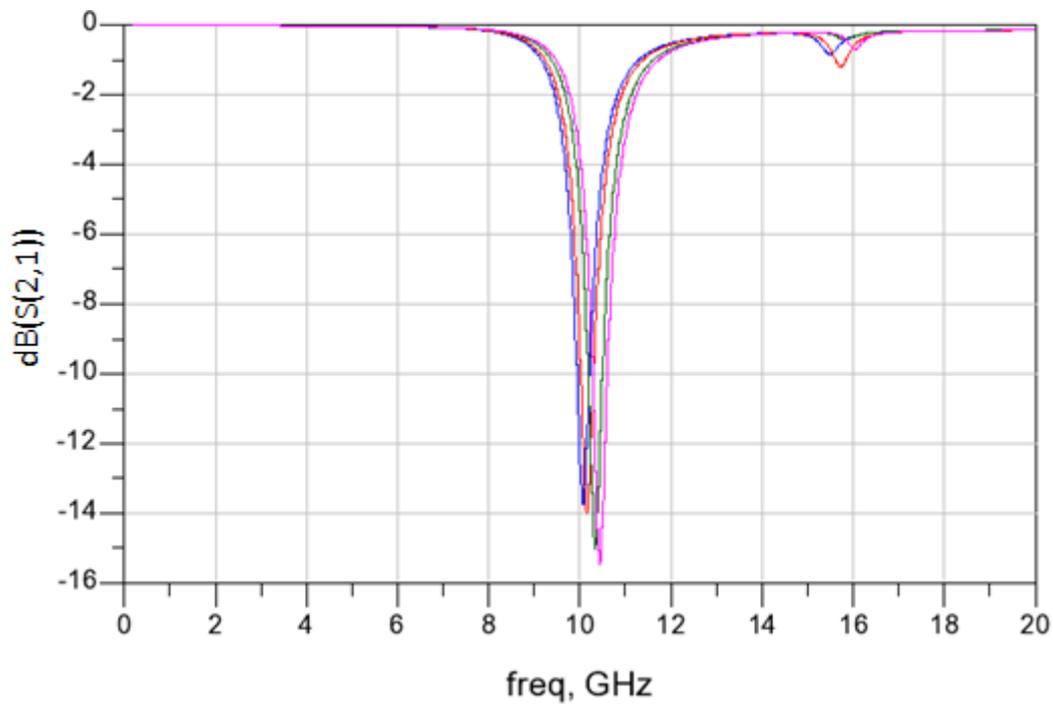


Figure 58 : Réponses en transmission du filtre à deux lignes couplées lorsque les deux branches sont activées.

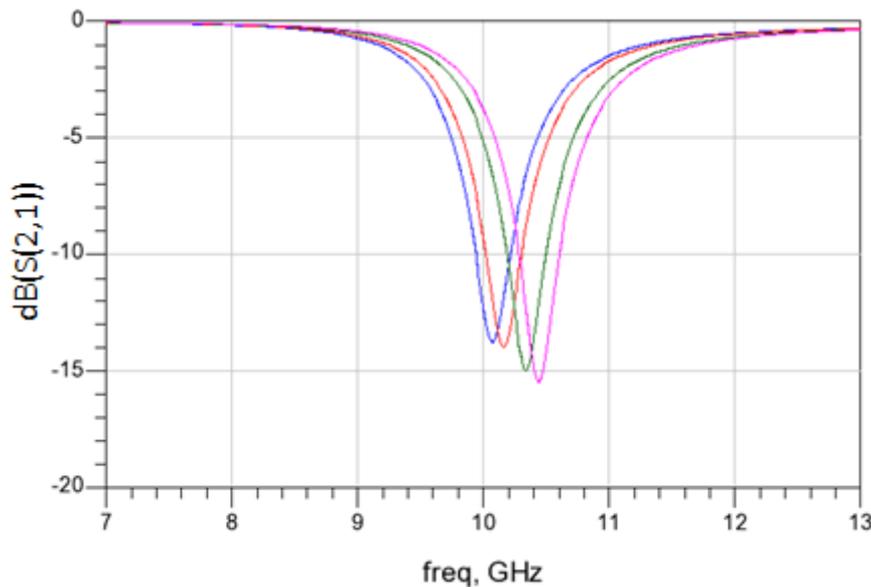


Figure 59 : Agrandissement de la Figure 58 sur une bande de fréquence allant de 7GHz à 13GHz.

En activant les deux branches, c'est-à-dire en polarisant les deux transistors TEC1 et TEC2 au pincement, on constate qu'il est possible d'obtenir quatre positions de réjection dans une bande de fréquences allant de 10GHz à 10,5GHz. Cette configuration permet également d'obtenir de meilleures réjections qu'en n'activant qu'une seule branche, ce qui s'explique par le fait que dans cette configuration, les résistances R_{ON} des transistors TEC1 et TEC2 n'interviennent pas et n'amortissent donc pas la réponse en transmission.

Le Tableau 2 présente un récapitulatif des différentes configurations qu'il est possible de réaliser avec ce filtre. Ce tableau expose, en fonction des différentes polarisations des transistors, la bande de fréquence couverte par le filtre, le nombre de position ainsi que la profondeur de réjection atteignable en simulation.

Tableau 2 : Récapitulatif des différentes positions obtenues par le filtre à deux lignes couplées.

Polarisation des TECs		Bande de fréquence (GHz)	Nombre de positions	Réjection (dB)
TEC1	TEC2			
OFF	ON	13 - 14	2	2,5 – 2,75
ON	OFF	10,9 – 12,5	2	2,75 - 3
OFF	OFF	10 – 10,5	4	14 – 15,2
ON	ON	-	-	0,8dB de pertes à 17GHz

II.2.3.1.5. Filtre à lignes couplées d'ordre 5 (FR5PLC)

Ce filtre est centré sur une seule et même fréquence et est composé de cinq résonateurs à lignes couplées basés sur le même principe que les filtres précédents. Chaque résonateur est constitué d'un tronçon de ligne couplé à une ligne principale de transmission, celle-ci étant commune aux cinq résonateurs. Chaque tronçon est court-circuité à une extrémité et chargé sur l'autre extrémité par une capacité et un transistor permettant ainsi de passer du mode réjecteur à une position au mode passe-tout.

Le dessin de ce filtre fabriqué en technologie GaN GH25_10 est présenté sur la Figure 60.

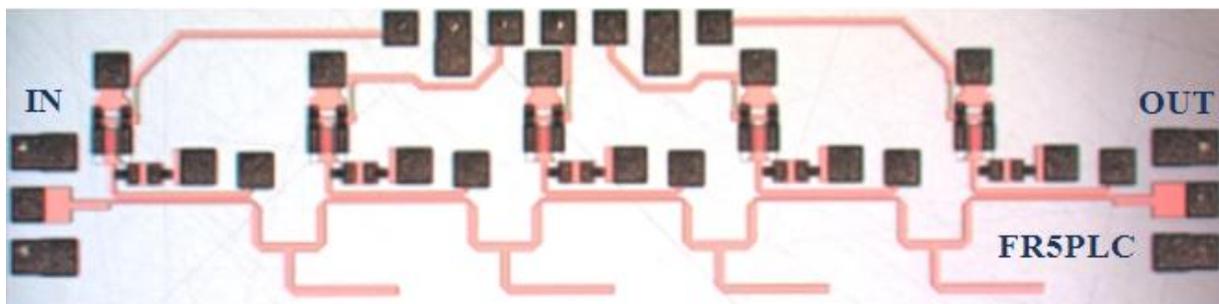


Figure 60 : Photographie du filtre fixe à cinq résonateurs à lignes couplées.

Afin d'augmenter la précision des simulations, la partie passive du circuit a été partiellement simulée à l'aide d'un logiciel de simulation électromagnétique (Momentum). Pour ce filtre, les capacités n'ont pas été insérées dans la simulation électromagnétique réalisée avec Momentum, car dans le cas de la technologie GH25, leur description électromagnétique n'est pas suffisamment précise.

A partir de la simulation électromagnétique, un modèle est créé et inséré dans la simulation électrique dans laquelle seront ajoutés tous les éléments qui n'auront pas été simulés de manière électromagnétique. Afin de tenir compte au mieux des couplages parasites, la partie supérieure des trous métallisés traversant le substrat est également prise en compte dans la simulation électromagnétique au travers de pavés métalliques. Pour prendre en compte la partie du via traversant le substrat, ces pavés métalliques seront connectés en leur centre, lors de la simulation électrique, par une inductance parfaite de 20 pH (valeur estimée de l'inductance équivalente d'un trou métallisé). La Figure 61 illustre la description qui précède. Les éléments colorés en rouge correspondent aux éléments simulés dans Momentum

tandis que les autres éléments ont été ajoutés dans ADS pour obtenir une simulation électrique du circuit complet prenant en compte les résultats obtenus en simulation électromagnétique.

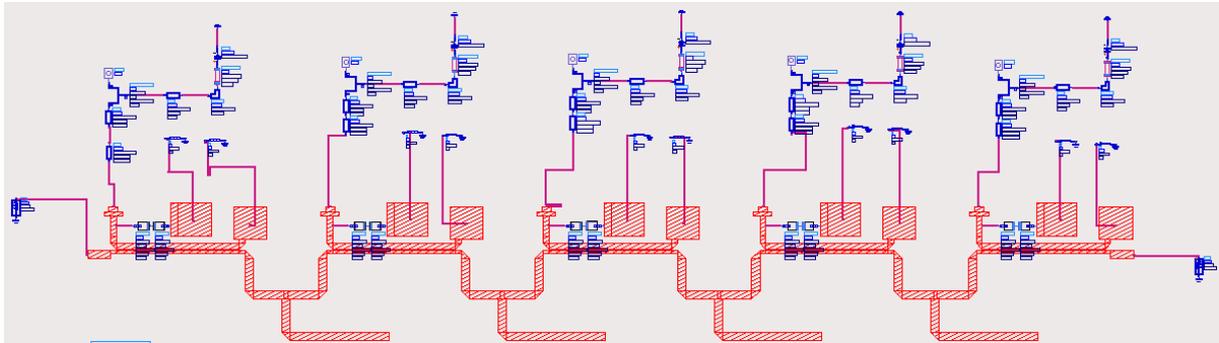


Figure 61 : Dessin du circuit simulé sous ADS.

La Figure 62 présente la réponse en transmission du filtre obtenu par simulation électrique (courbe bleue) ainsi que la réponse obtenue par simulation électromagnétique à l'aide du logiciel Momentum (courbe rouge). On constate, que l'écart sur la profondeur de réjection du filtre (observé par comparaison entre les courbes de réponse analytique et électromagnétique), est de l'ordre de 15dB.

Ce filtre permet aussi de laisser passer le signal en mode passe-tout selon le même principe que les filtres présentés précédemment. Dans ce mode, les pertes obtenues en simulation sont d'environ 1,8dB à 20GHz.

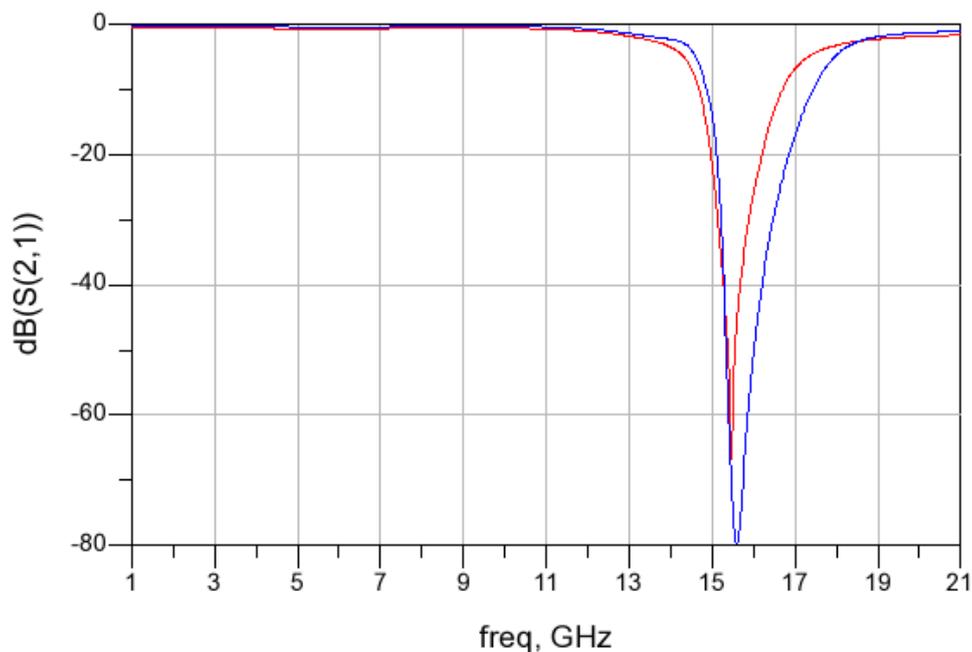


Figure 62 : Simulation électrique (courbe bleue) et électromagnétique (courbe rouge) de la réponse en transmission du filtre fixe GaN à cinq résonateurs.

Les longueurs de lignes et des stubs insérés entre chaque résonateurs jouent un rôle important dans la profondeur de réjection du filtre.

Les mesures réalisées sur ce filtre ont démontré la possibilité de réaliser un filtre à une seule voie pouvant fonctionner selon deux modes : un mode passe-tout et un mode réjecteur. La Figure 63 présente les mesures de ce filtre obtenues sous pointes (pointes RF et pointes DC, la description du mode opératoire sera présentée dans le paragraphe III.2.3.2) sur vingt-sept puces issue de la même plaque. On constate sur cette même figure que la réjection ne se fait pas à la même fréquence selon la puce mesurée. En effet les écarts en fréquence d'une puce à l'autre peuvent aller jusqu'à 600 MHz. Ces écarts sont synonymes d'une dispersion sur la plaque. En comparant ces courbes avec les résultats obtenus en simulation, qu'elle soit électromagnétique ou électrique, on constate différents écarts. L'écart en fréquence tout d'abord correspond à la capacité équivalente du transistor. L'écart en profondeur de réjection est conséquent avec une différence de 40dB entre les mesures et la simulation analytique et de 25dB avec la simulation électromagnétique. Ces écarts en profondeur de réjection peuvent s'expliquer par le fait que la simulation électromagnétique ne prend pas en compte les transistors qui eux même peuvent être à l'origine de pertes plus importantes voire de couplages parasites avec les capacités MIM.

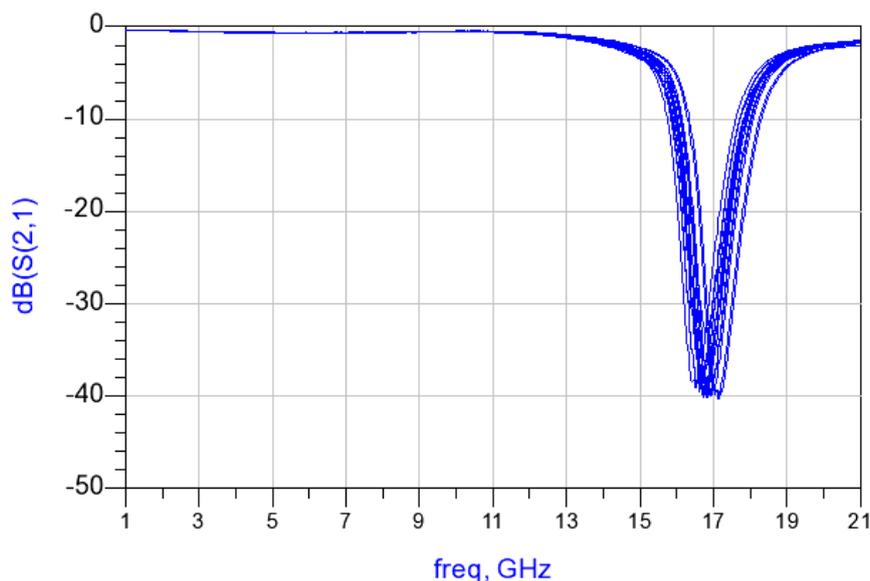


Figure 63 : Résultats de mesures de la réponse en transmission du filtre fixe GaN à cinq résonateurs.

Les paramètres de réflexion en entrée comme en sortie, présentés sur les Figure 65 sont en dessous de -10dB dans la bande passante du filtre (jusqu'à 13 GHz).

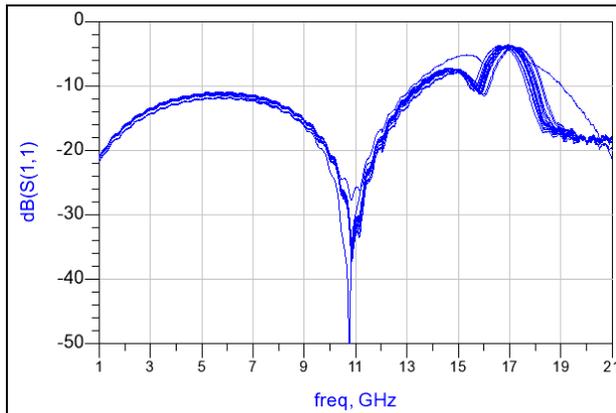


Figure 64 : Réflexion mesurée en entrée du filtre FR5PLC.

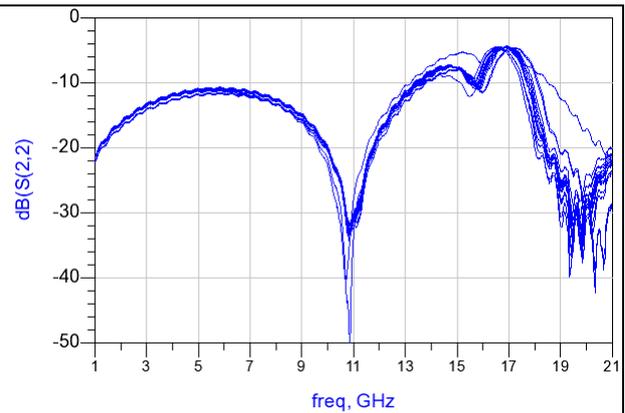


Figure 65 : Réflexion mesurée en sortie du filtre FR5PLC.

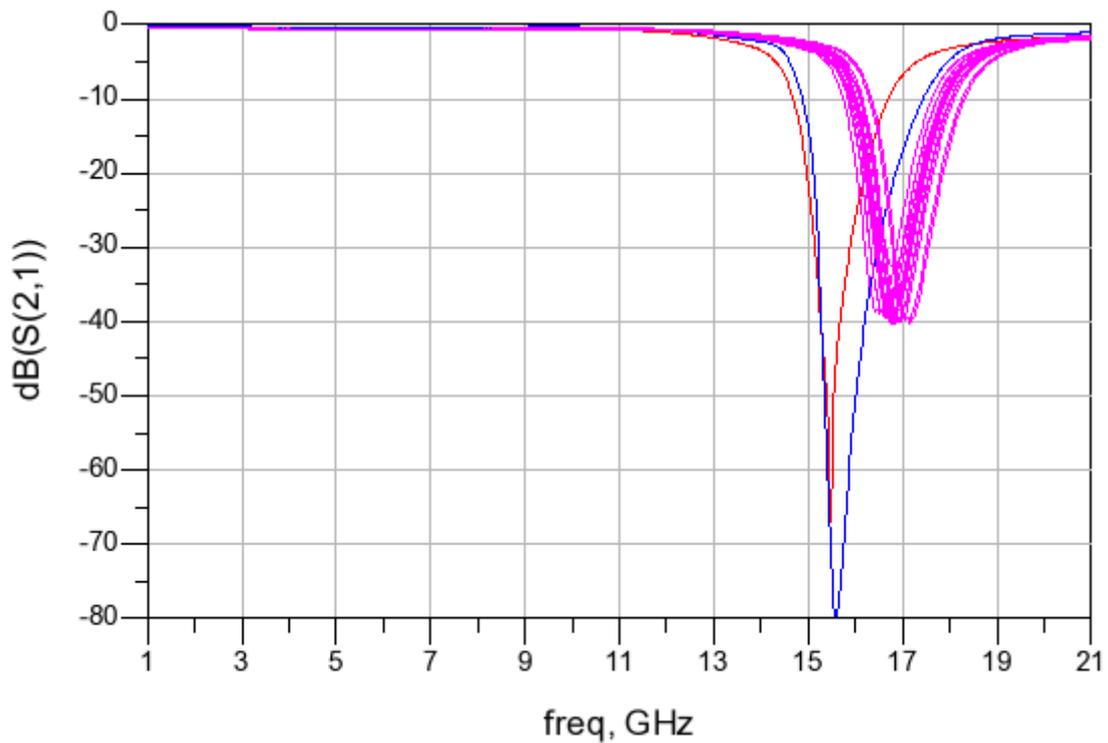


Figure 66 : Comparaison de la réponse en transmission obtenue en simulation électrique (courbe bleue), avec la simulation électromagnétique (courbe rouge) ainsi que la réponse obtenue en mesure sur les 27 puces de la même plaque.

On constate également que les pertes en mode passe-tout, présentées sur la Figure 67, sont acceptables puisqu'elles sont inférieures à 2dB à 21 GHz (pire cas).

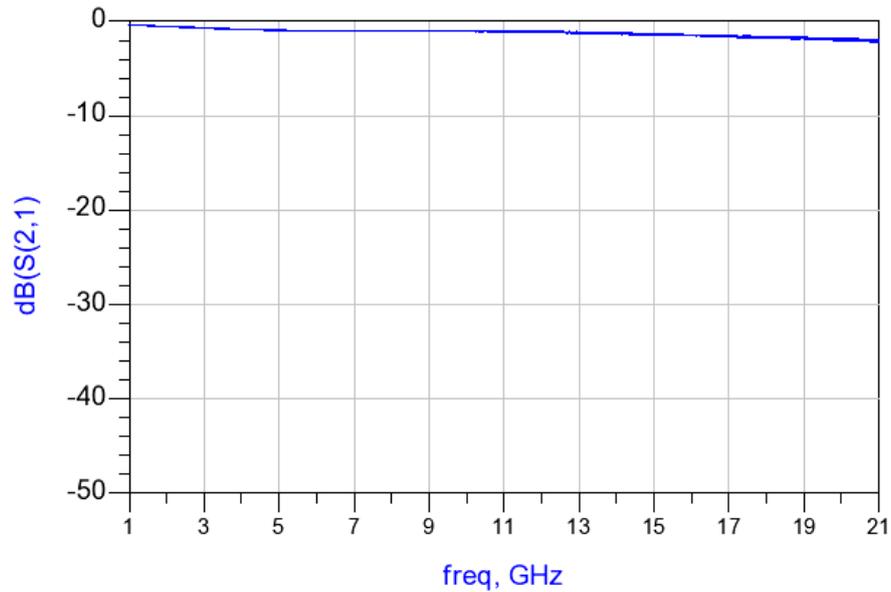


Figure 67 : Mesures du filtre FR5PLC en mode passe-tout.

III.2.3.2. MESURES

Les filtres présentés dans le paragraphe précédent ont été mesurés en paramètres S.

Le mode opératoire décrit sur la Figure 68 est le même pour toutes les mesures effectuées sur les filtres. Les puces sur lesquelles figurent les différents filtres ont été reportées sur une semelle afin de pouvoir mesurer les filtres sous pointes.

III.2.3.3.

Description du montage

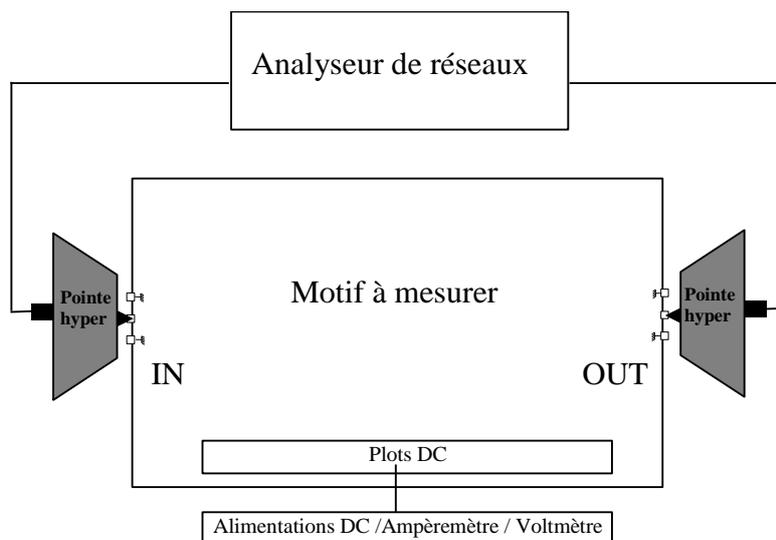


Figure 68 : Description du mode opératoire des mesures sous pointes.

III.3. FILTRE A ELEMENTS LOCALISES (STRUCTURE DISTRIBUEE A UN CANAL)

Les filtres présentés dans le sous-chapitre précédent sont basés sur des résonateurs à lignes couplées et des transistors froids de commutation. On constate que les caractéristiques des transistors influent fortement sur le comportement du filtre à la résonance. Cette particularité qui consiste à utiliser les capacités internes aux transistors pour établir la fréquence de résonance présente l'inconvénient de rendre le filtre très sensible aux variations technologiques à l'origine des dispersions. La solution étudiée est basée sur l'utilisation de transistors chauds comme éléments de commutation mais pour laquelle les variations des caractéristiques n'influent pas sur la fréquence de résonance. Cette solution est constituée de cellules de filtrage à éléments passifs pseudo-localisés associées à une structure de type amplificateur distribué utilisant des transistors actifs.

III.3.1. PRINCIPE

Une topologie classique de cellules réjectrices à éléments localisés est présentée sur la Figure 69. Elle est constituée de trois résonateurs LC série placés en parallèle et deux résonateurs LC parallèle placés en série par rapport aux entrées/sorties du circuit. Tous les résonateurs doivent résonner à la même fréquence.

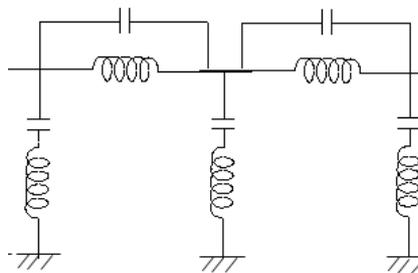


Figure 69 : Topologie classique de filtre réjecteur à 5 résonateurs.

Une simulation de cette topologie en technologie GaN de la filière GH25 de chez UMS avec des éléments prenant en compte les éléments parasites de chaque composant a été réalisée à l'aide du logiciel de simulation électrique ADS sur des impédances de fermeture de 50Ω . Pour éviter les risques de couplage entre les composants, chaque inductance des résonateurs parallèles a été réalisée avec deux inductances dont la somme est égale à celle de l'inductance recherchée ($L_{p1}+L_{p2} = L_p$). La cellule passive simulée est présentée sur la Figure 70.

La réponse en transmission de ce filtre est présentée sur la Figure 71.

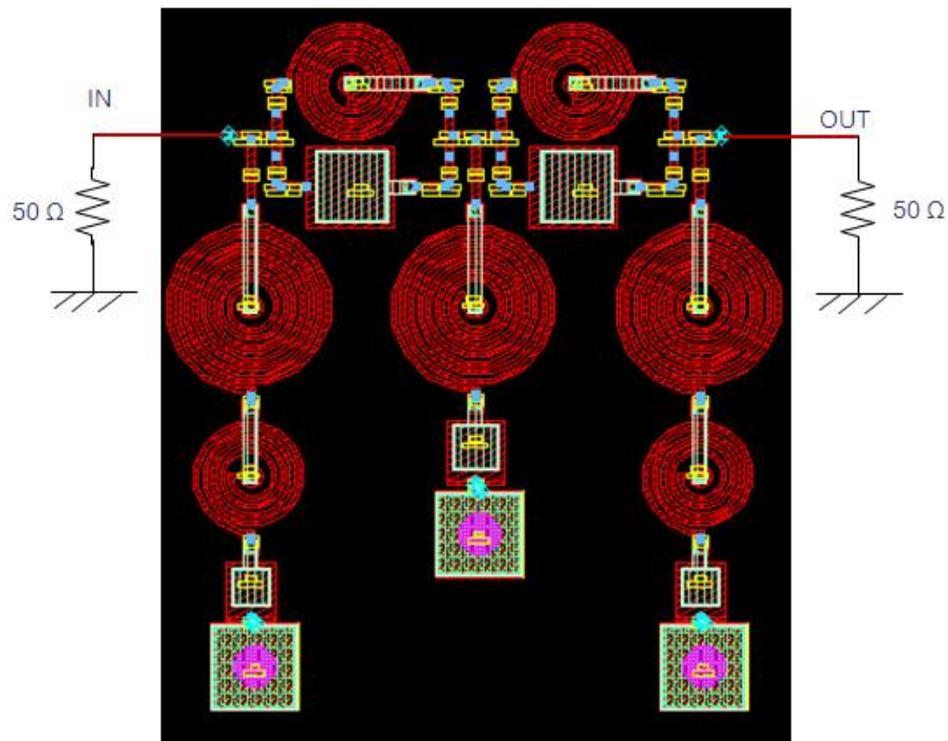


Figure 70. Dessin du circuit passif simulé électriquement sous ADS sur des impédances de fermeture de 50Ω .



Figure 71 : Simulation sous ADS de la réponse en transmission de la cellule passive d'ordre 5 simulée sur des impédances de fermeture de 50Ω .

L'implémentation sur puce MMIC d'un circuit passif engendre des pertes importantes. C'est la raison pour laquelle il est intéressant d'utiliser des éléments actifs pour compenser une partie de ces pertes. Ces avantages ont été démontrés par Laurence Darcel [37] et François Bergeras [38].

Les objectifs de miniaturisation des circuits concernent en partie la réalisation de filtres d'ordre élevés (afin d'obtenir des réjections plus fortes) sans pour autant augmenter de manière significative la dimension des filtres.

Le fait d'insérer une cellule réjectrice passive entre deux transistors montés en cascade (comme le montre la Figure 72) permet à la fois d'apporter du gain et d'augmenter l'ordre du filtre.

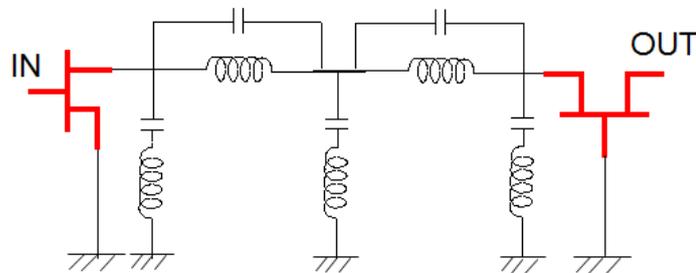


Figure 72 : Cellule passive entre deux transistors à effet de champ montés en cascade.

La Figure 73 est une comparaison des réponses en transmission par simulation ADS des deux topologies présentées précédemment. La courbe rouge correspond à la réponse en transmission de la cellule passive refermée sur 50Ω alors que la courbe bleue correspond à la réponse en transmission de la cellule passive insérée entre deux transistors montés en cascade, le tout refermé sur 50Ω . Afin de mieux pouvoir comparer les bandes perturbées, nous avons appliqué un offset de -11dB sur la courbe bleue. On constate que la cellule active (cellule passive insérée entre les deux transistors) permet de resserrer la bande perturbée, mais cela est obtenu au détriment de la platitude de la réponse du filtre en fréquence dans la bande passante.

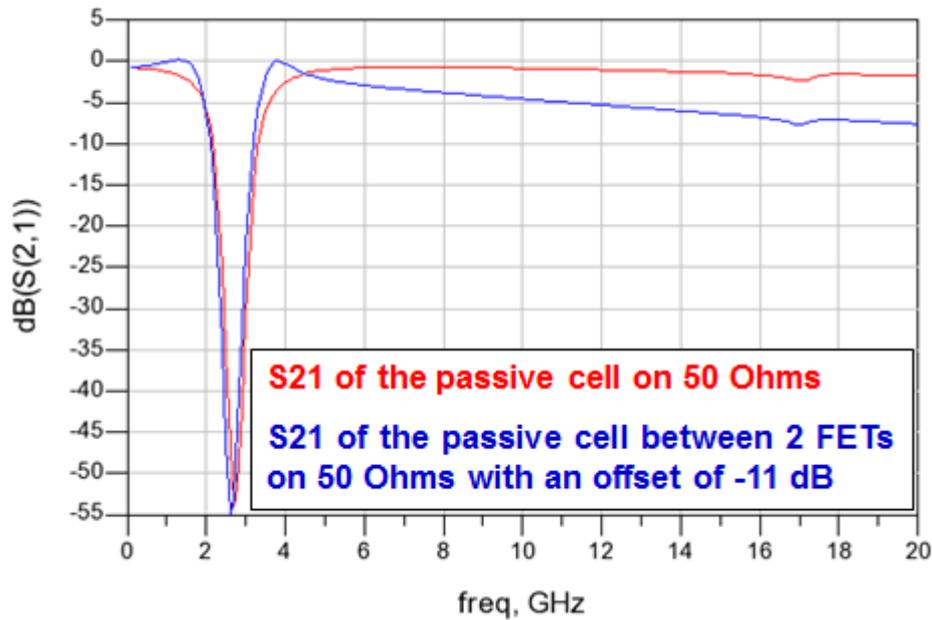


Figure 73 : Comparaison des résultats de simulation des réponses en transmission de la cellule passive seule (courbe rouge) avec cette même cellule insérée entre deux transistors (courbe bleue).

III.3.2. ETUDE THEORIQUE

III.3.2.1. PHENOMENE DE « PEAKING »

Afin de pouvoir étudier et de démontrer le phénomène dit de « peaking » qui consiste à obtenir des remontées de part et d'autre de la bande rejetée, pour améliorer la sélectivité du filtre, le modèle d'étude choisi a été simplifié. Afin de simplifier l'étude théorique, celle-ci a été réalisée avec un filtre à 3 résonateurs comme le décrit la Figure 69.

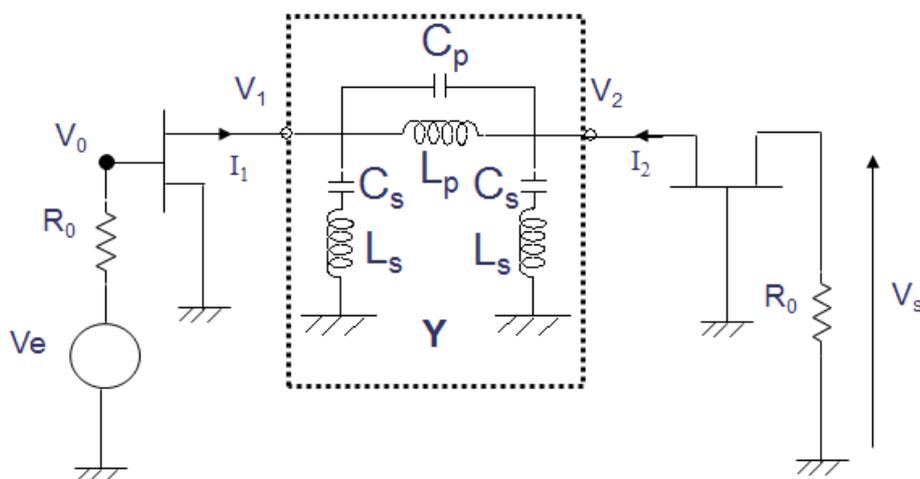
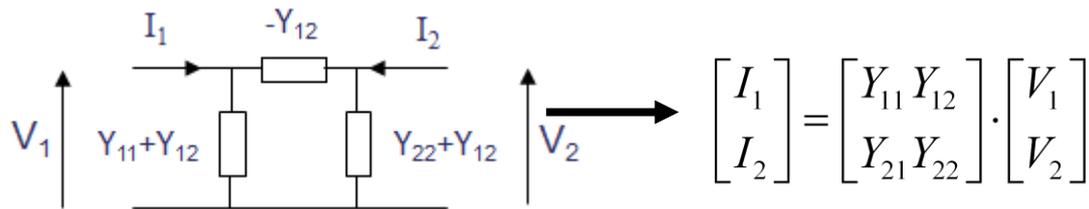


Figure 74 : Schéma d'une cellule passive à 3 résonateurs inséré entre deux transistors montés en cascade.

Afin de permettre un premier calcul analytique, les transistors ont été réduits à une simple source de courant (g_m). La première étape du calcul consiste à schématiser la cellule passive sous la forme d'un quadripôle pour en calculer la matrice d'admittance.



Les coefficients de cette matrice sont les suivants :

$$\begin{cases} Y_{11} = Y_{22} = \frac{1}{j \cdot z \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} + j \cdot g \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \\ Y_{12} = -j \cdot g \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \end{cases}$$

A partir de ces équations, il est possible de calculer la fonction de transfert :

$$\frac{V_s}{V_0} = R_0 \cdot g m_2 \cdot g m_1 \cdot \frac{Y_{12}}{Y_{11} \cdot (g m_2 + Y_{22}) - Y_{12}^2} \quad (\text{II.11})$$

$$= R_0 \cdot g m_2 \cdot g m_1 \cdot \frac{j \cdot g \cdot z^2 \cdot \Omega_0^2}{1 - 2 \cdot g \cdot z \cdot \Omega_0^2 + j \cdot z \cdot g m_2 \cdot \Omega_0 \cdot (-g \cdot z \cdot \Omega_0^2)}$$

$$\text{Avec } \begin{cases} g = \sqrt{\frac{C_p}{L_p}} \\ z = \sqrt{\frac{C_s}{L_s}} \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} \omega_s^2 = \frac{1}{L_s \cdot C_s} \\ \omega_p^2 = \frac{1}{L_p \cdot C_p} \\ \omega_0 = \omega_s = \omega_p \\ \Omega_0 = \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \end{cases}$$

La troisième étape consiste à calculer le gain en tension :

$$\left| \frac{V_s}{V_0} \right|^2 = |R_0 \cdot gm_2 \cdot gm_1|^2 \cdot \frac{z}{g} \cdot \frac{1}{x^3 + \frac{1}{x^2} - \frac{2}{x} + \alpha} \quad (\text{II.2})$$

$$\text{Avec } \begin{cases} \alpha = gm_2^2 \cdot \frac{z}{g} \\ x = g \cdot z \cdot \Omega_0^2 \end{cases}$$

Les pics correspondent aux points où la tangente s'annule, il faut donc rechercher les points où la dérivée de la fonction s'annule.

On choisit donc de poser la variable suivante :

$$\left| \frac{V_s}{V_0} \right|^2 = \frac{1}{u(x)} \text{ qui donne donc } \frac{\partial}{\partial x} \left(\left| \frac{V_s}{V_0} \right|^2 \right) = \frac{u'(x)}{u^2(x)}$$

Ce qui nous amène à chercher l'expression de x telle que $u'(x)=0$ ce qui équivaut à l'équation suivante :

$$-3 - 2 \cdot \frac{1}{x} - 2 \cdot \frac{1}{x^2} \cdot x^2 = 0 \quad (\text{II.3})$$

On obtient donc par résolution de l'équation (II.3) les solutions suivantes :

$$x_{1,2} = \frac{\frac{1}{x} \pm \sqrt{\frac{1}{x^2} + 3}}{2 \cdot \frac{1}{x^2}}$$

Cette étude a permis de mettre en évidence le phénomène de peaking observé d'après les simulations électrique du circuit.

III.3.2.2. CHOIX DE LA STRUCTURE DE LA CELLULE PASSIVE

Le choix de la structure en « pi » ne nous permet pas de réaliser des filtres d'ordre pair. En effet, la réalisation de filtre d'ordre pair impliquerait la nécessité d'utiliser un nombre de résonateurs pairs ne permettant donc pas d'avoir la même impédance en entrée et en sortie du filtre. On choisit donc délibérément de ne réaliser que des filtres d'ordre impair compte tenu

de la symétrie physique de ces filtres. Comme il est possible de le voir sur la Figure 69, le résonateur placé en entrée du filtre est de même topologie que celui placé en sortie, ce qui permet donc de présenter la même impédance en entrée comme en sortie.

Bien que l'étude théorique ait été faite sur un filtre d'ordre 3, en pratique le choix s'est porté sur un filtre d'ordre 5 (à 5 résonateurs) afin d'augmenter la réjection. Le nombre de résonateurs est cependant limité. On constate qu'il n'y a pas d'intérêt à passer à un filtre d'ordre 7 (à 7 résonateurs). Les éléments parasites apportés seraient alors trop importants. Il n'est pas envisagé d'utiliser des filtres d'ordre pair car cela signifierait de ne plus avoir une symétrie physique du circuit et impliquerait de ne pas avoir la même impédance en entrée et en sortie. En effet, ces impédances sont directement liées aux résonateurs se trouvant aux extrémités du circuit.

III.3.3. APPLICATION A UN FILTRE A 5 POLES

L'intérêt pour des systèmes reconfigurables, nécessitant donc des filtres accordables, nous a conduit à étudier une structure distribuée en vue de pouvoir choisir, à terme, entre plusieurs canaux. La cellule active présentée précédemment a été insérée dans une structure d'amplificateur distribuée, comme le montre le schéma de principe de la Figure 75, en vue d'utiliser une structure distribuée à plusieurs canaux. Le filtre implémenté selon ce schéma et nommé 1CELL5P est composé d'une ligne de grille, une ligne de drain et d'un seul canal constitué de la cellule à 5 résonateurs passifs insérée entre deux transistors à effet de champ montés en cascade. Le circuit dans son ensemble est donc une structure distribuée à une seule cellule. Il permet de valider le principe d'insérer des cellules filtrantes actives (avec les transistors montés en cascade) dans une structure distribuée.

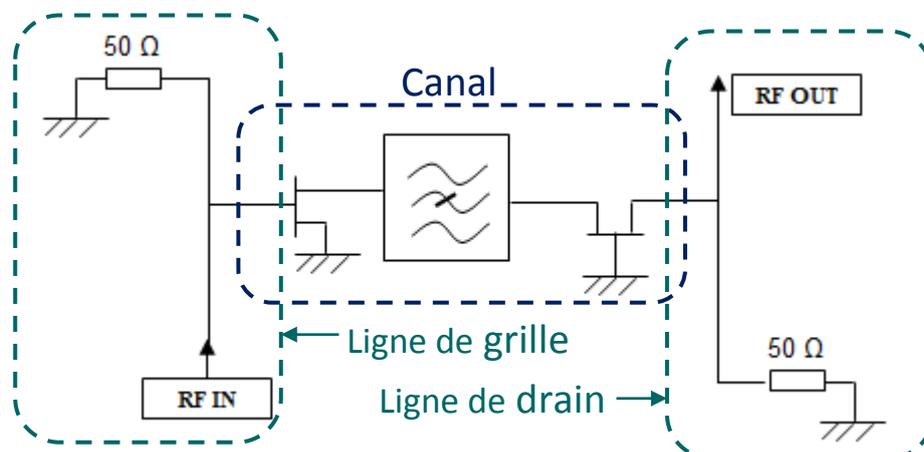
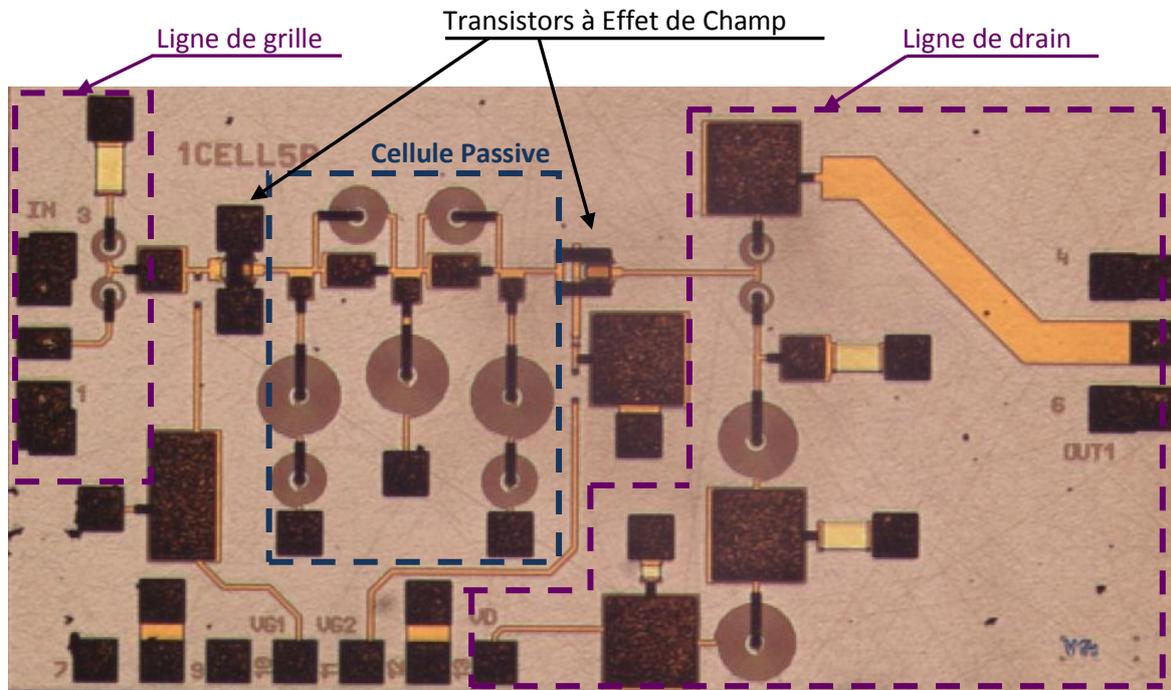


Figure 75 : Schéma de principe du filtre 1CELL5P.

Le filtre a été implémenté en technologie GaN selon le procédé GH25 d'UMS (United Microwave Semiconductors) et sa photographie est représentée sur la Figure 76. Les lignes de grille et de drain ainsi que la cellule passive et les transistors y sont indiqués.

**Figure 76 : Photographie du filtre 1CELL5P implémenté en technologie GaN.**

Les dimensions du filtre correspondent aux dimensions de la puce (la ligne de sortie a volontairement été prolongée par une ligne 50 Ohms afin de pouvoir éventuellement mettre la puce en boîtier). La longueur de la puce est de 2,7mm tandis que sa largeur est de 1,4mm.

III.3.4. MESURES

III.3.4.1. MESURES EN REGIME LINEAIRE

Des mesures de paramètres S ont été réalisées sous pointes sur l'ensemble des puces de la plaque. Ce filtre a également été mesuré en non-linéaire sur l'un des motifs.

Les 27 puces ont été directement mesurées sur la plaque par la société UMS. Par la suite, de nouvelles mesures linéaires et non-linéaires ont été réalisées sur quatre puces découpées et collées sur semelle. Ces dernières ont été mesurées à l'aide du banc sous pointes présenté à la Figure 77 disponible au laboratoire IMS de l'Université de Bordeaux.

Les mesures ont été réalisées sur une large bande de fréquence de 1 à 21 GHz.

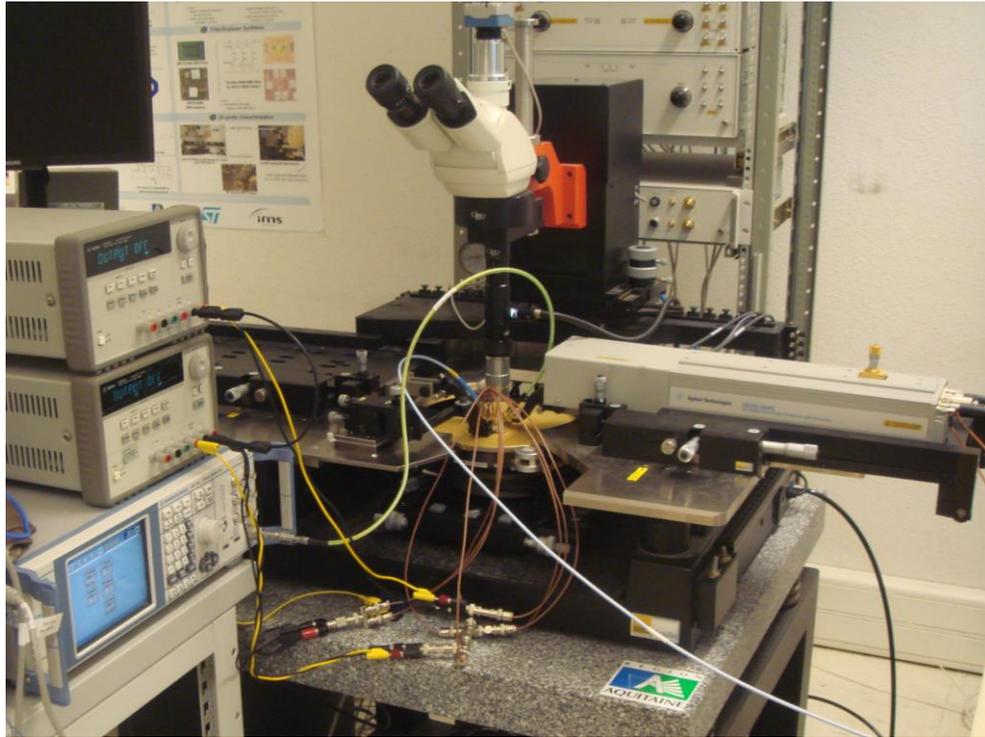


Figure 77 : Banc de mesures sous pointes du laboratoire IMS à Bordeaux.

Les résultats de simulation électromagnétique en transmission sont présentés sur la Figure 78 (courbe rose) en comparaison avec la réponse obtenue en mesures sous pointes à l'aide de pointes découplées (courbe bleue).

Les conditions de mesures sont présentées dans le Tableau 3.

Tableau 3 : Récapitulatif des tensions de polarisation du filtre réjecteur d'ordre 5.

Dénomination	Valeur appliquée
Tension Vd TEC 2	20V
Tension de polarisation VG TEC2	8,5V
Tension de polarisation VG TEC1	-2,15V

Le filtre est centré autour de 2,5 GHz avec une bande de réjection de 1,5 GHz. Contrairement aux premières simulations électriques à l'aide d'éléments idéaux (Figure 73), la réponse de ce filtre présente une remontée entre 12 et 16 GHz (Figure 78).

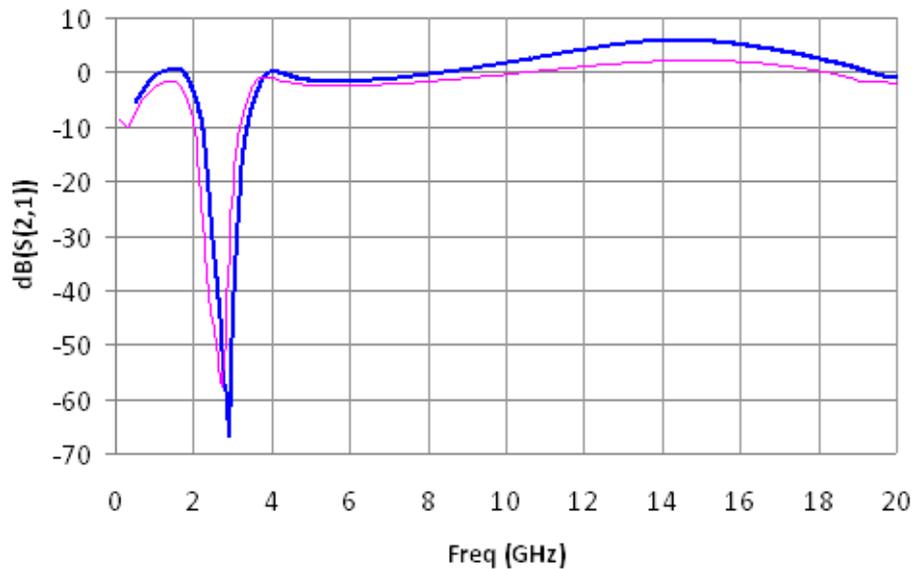


Figure 78 : Comparaison de réponses en transmission du filtre 1CELL5P en simulation (courbe rose) et en mesure (courbe bleue).

Cette « remontée » entre 12 et 16 GHz correspond à la résonance de l'inductance équivalente du tronçon de ligne inséré entre le transistor de sortie et la ligne de drain avec la capacité équivalente entre la piste et le plan de masse. Il a été choisi d'introduire ce tronçon de ligne afin d'éloigner les inductances présentes sur la ligne de drain avec les capacités de découplage présentes sur la grille du second transistor pour ainsi éviter un éventuel couplage entre ces composants. Ce phénomène pourrait être compensé par une capacité mise en parallèle.

Les paramètres mesurés en réflexion présentés à la Figure 79 sont inférieurs à -10dB (jusqu'à 11,8 GHz pour la réflexion en entrée), ce qui respecte les exigences définies. Au-delà de 11,8GHz, la réflexion en entrée remonte jusqu'à atteindre -3dB à 21GHz.

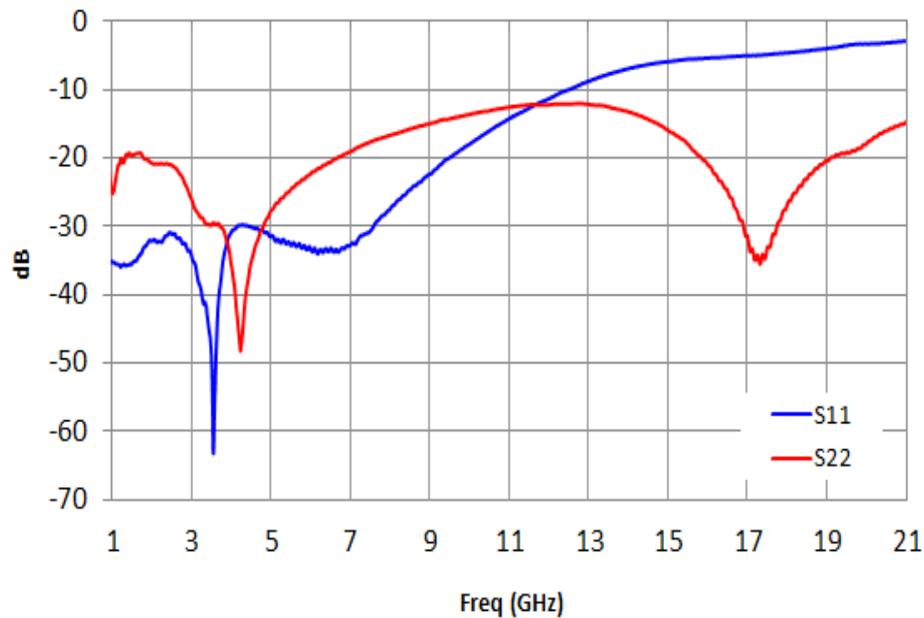


Figure 79 : Mesures des paramètres de réflexion en entrée (courbe bleue) et en sortie (courbe rouge).

➤ DISPERSION

Les mesures de paramètres S effectuées sur 27 puces prélevées à différents endroits de la plaque ont permis de rendre compte de la sensibilité du filtre à la dispersion. On peut constater d'après les courbes présentées ci-dessous (Figure 80, Figure 81, Figure 82), que le filtre est très peu sensible à la dispersion sur une plaque. On vérifie bien ainsi que l'utilisation de transistors qui ne sont pas inclus dans le circuit résonnant d'un filtre ne génère pas de dispersion sur la fréquence d'accord du filtre.

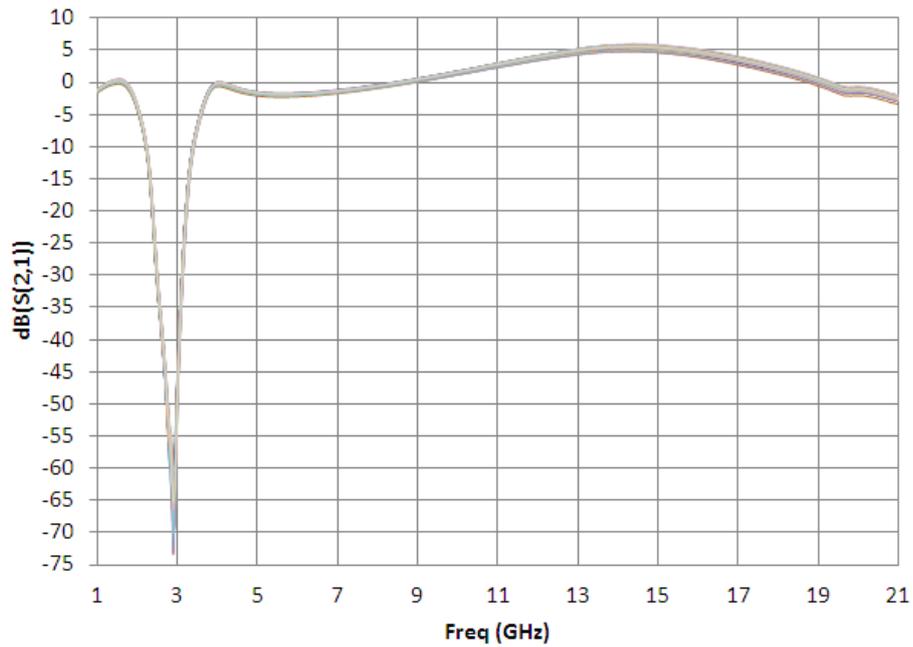


Figure 80 : Réponse en transmission mesurée sur 27 puces.

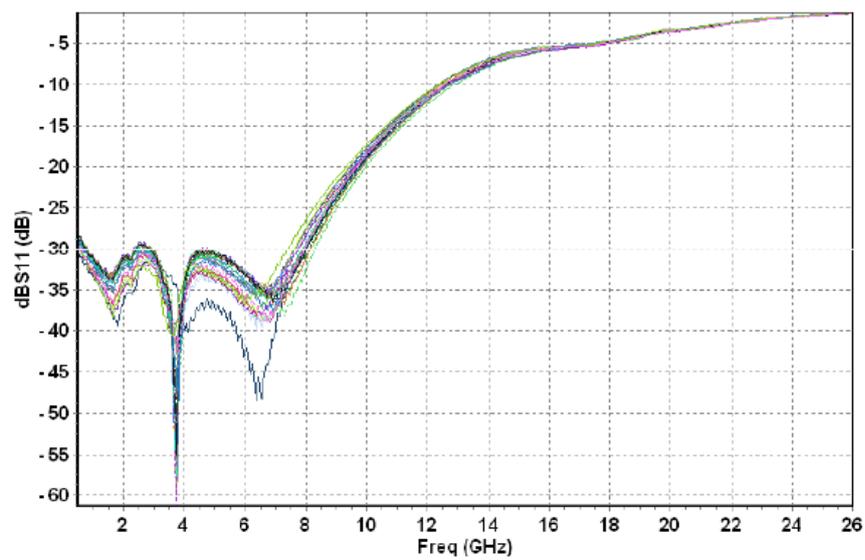


Figure 81 : Evaluation de la dispersion sur le paramètre de réflexion en entrée mesuré sur 27 puces.

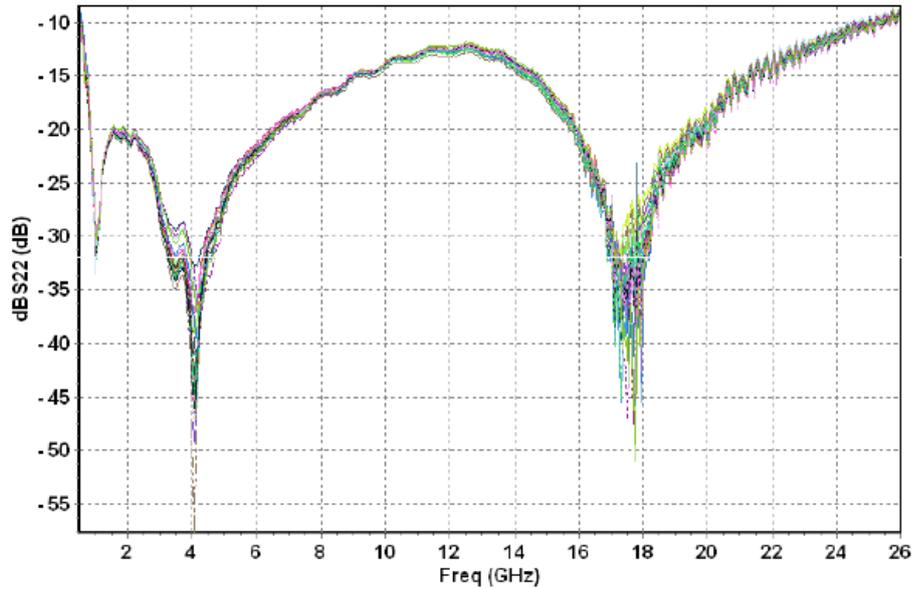


Figure 82 : Evaluation de la dispersion sur le paramètre de réflexion en sortie mesuré sur 27 puces.

➤ BRUIT

Le bruit a également été mesuré par UMS sur les 27 puces. Les courbes correspondant à ces mesures sont présentées sur la Figure 83. On constate que le facteur de bruit se situe autour de 7dB entre 7 et 14 GHz.

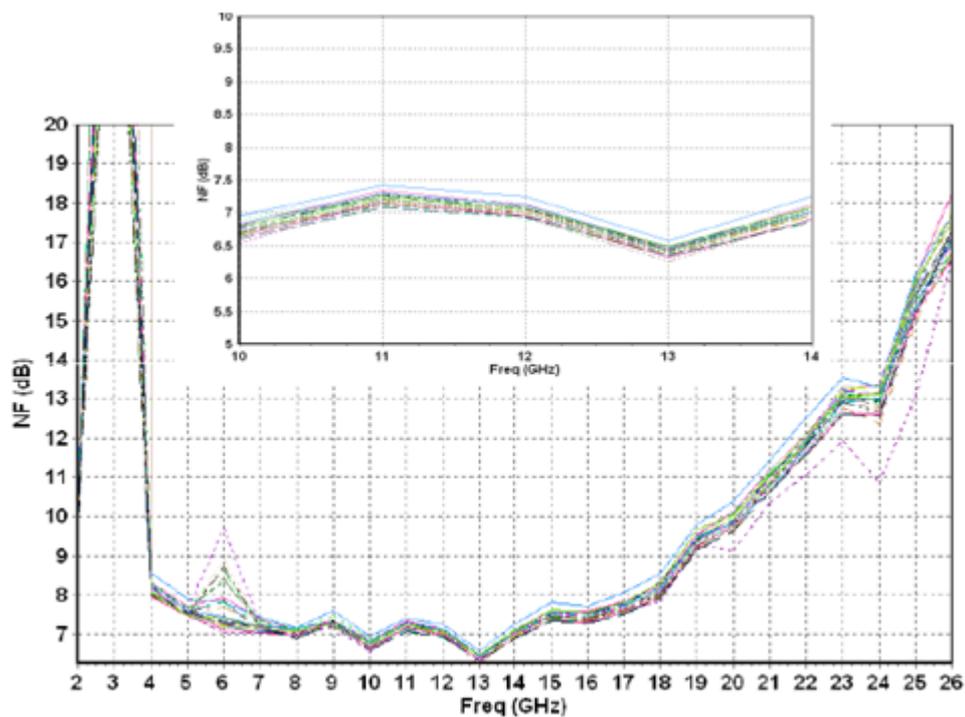


Figure 83 : Bruit mesuré sur 27 puces.

Ce bruit a également été mesuré sur une seule puce lors de la campagne de mesures complémentaires menée au laboratoire IMS. La courbe correspondante est présentée sur la Figure 84. Ce résultat confirme un facteur de bruit proche de 7dB hors bande rejetée.

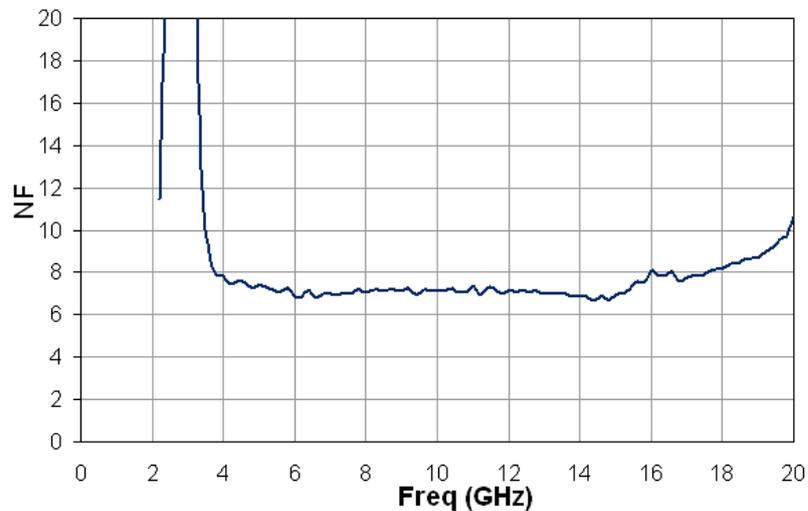


Figure 84 : Bruit mesuré du filtre 1CELL5P.

III.3.4.2. MESURES EN REGIME NON-LINEAIRES

Deux types de mesures non linéaires ont également été réalisées au laboratoire IMS à Bordeaux :

- Des mesures de puissance (Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée).
- Des mesures d'harmonique 2 permettant ainsi de vérifier que le niveau des harmoniques 2 est suffisamment bas pour ne pas perturber la bande rejetée.

II.2.3.1.6. Résultats de mesures

Les résultats de mesures de puissances sont présentés de deux manières différentes :

- D'une part, pour observer l'évolution de la puissance à 1 dB de compression en fonction de la fréquence comme le montre la Figure 85.

- D'autre part pour observer l'évolution de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée, représentée par les courbes sur la Figure 86.

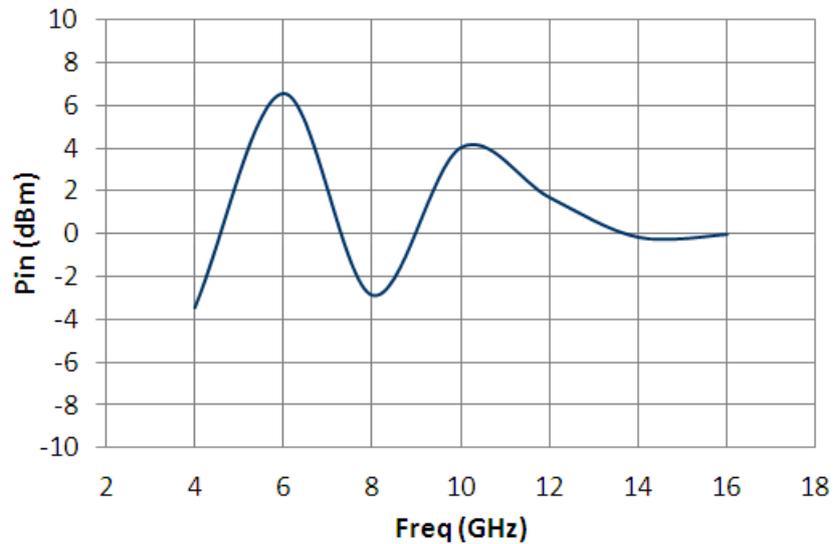


Figure 85 : Puissance d'entrée à 1dB de compression en fonction de la fréquence.

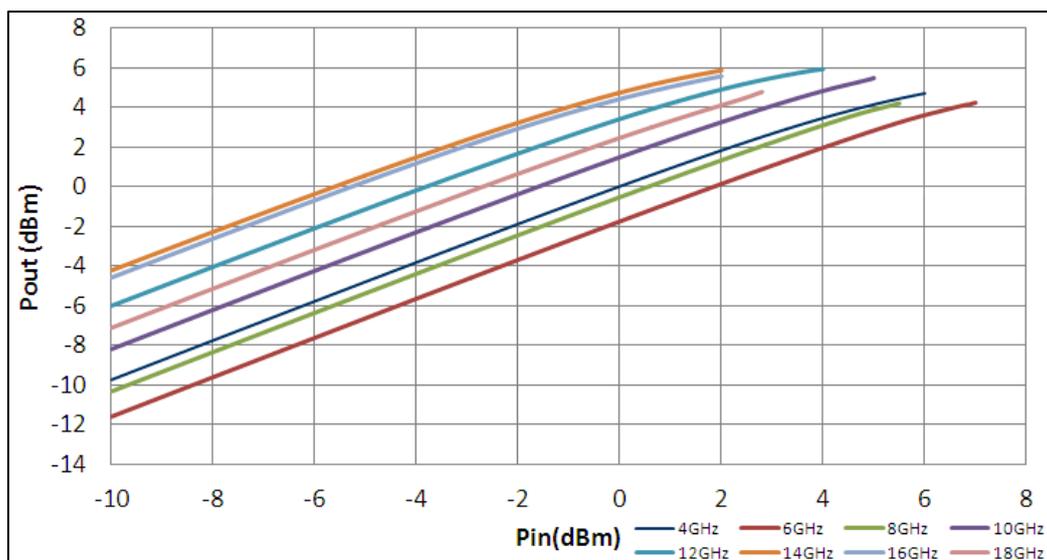


Figure 86 : Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée à différents points de fréquence.

➤ HARMONIQUE 2

La mesure d'harmonique 2 consiste à vérifier que le niveau de l'harmonique 2 d'un signal dont la fréquence est située dans la bande rejetée du filtre est suffisamment bas pour ne pas retrouver des raies parasites dans la bande passante.

II.2.3.1.7. Principe de la mesure

Le principe de cette mesure consiste à injecter un signal dans la bande rejetée (ici on choisit un signal à 2,9 GHz). On observe ensuite le niveau à l'analyseur de spectre de l'harmonique 2 afin de vérifier que celui-ci reste négligeable.

II.2.3.1.8. Résultats obtenus

Les résultats obtenus pour la mesure d'harmonique 2 sont présentés sous forme de tableau (Tableau 4) indiquant pour une puissance d'entrée donnée, la puissance de sortie relevée pour l'harmonique 1 ainsi que celle relevée pour l'harmonique 2. Ces mesures ont été réalisées pour 5 puissances d'entrée différentes (de -10dBm à +10dBm par pas de 5dB). On constate que les niveaux d'harmonique 2 sont suffisamment bas pour ne pas perturber la bande passante jusqu'à 10dBm en entrée, valeur pour laquelle la puissance de l'harmonique 2 devient supérieure à -20dBm en sortie. Ces valeurs sont donc tout à fait acceptables pour ce filtre.

Tableau 4 : Niveaux de puissance relevés pour le fondamental et l'harmonique 2 pour une puissance d'entrée Pin.

Fréquence H1 : 2.90 GHz		
Pin (dBm)	Pout H1 (dBm)	Pout H2 (dBm)
-10	-74.06	-59.70
-5	-71.82	-48.97
0	-66.67	-38.16
5	-61.98	-26.46
10	-65.27	-13.68

III.4. CONCLUSION

Les études présentées dans ce chapitre ont montré la capacité à réaliser des filtres pouvant fonctionner suivant deux modes : un mode réjecteur et un mode passe-tout. Les résultats obtenus sur le mode passe-tout sont très encourageant (de l'ordre de 0,6 à 0,8 dB de pertes aux alentours de 18 GHz pour le filtre d'ordre 1, environ 1,5 dB à 18 GHz pour le filtre d'ordre 5). En mode réjecteur, certains filtres développés et présentés dans ce chapitre montrent la possibilité d'obtenir une accordabilité en fréquence par variation de la polarisation des composants actifs utilisés à cet effet : diode ou transistor froid à effet de champ. La bande de fréquence couverte par la variation de polarisation des éléments actifs sont plus importante pour les filtres accordables par polarisation des diodes que pour ceux utilisant des transistors froids à effet de champ.

Cependant, l'inconvénient majeur des filtres à diode est que leur fréquence centrale de réjection varie directement avec la tension de polarisation des diodes. Ce qui implique qu'une dérive de la tension d'alimentation aura un impact direct sur la fréquence de réjection du filtre. Ce phénomène n'apparaît pas dans le cas des filtres à transistors froids à effet de champ. Ces derniers fonctionnant en mode ON ou OFF selon leur polarisation. Ce qui signifie que le passage en mode ON ou OFF est délimité par un seuil de tension. Ceci limite donc les dérives de la fréquence de réjection en cas de dérive de la tension de polarisation.

Bien que les fonctions soient bien démontrées, des efforts restent à faire quant aux profondeurs de réjection des filtres accordables à résonateurs à lignes couplées. En effet, on peut constater un écart de 4 dB sur les réjections les plus importantes des mesures par rapport aux simulations.

En revanche, le filtre basé sur des éléments localisés, non accordable, donne des résultats très satisfaisant et encourageant aussi bien en matière de profondeur de réjection (70 dB de réjection) qu'en matière de dispersion. Les résultats obtenus restent proches des simulations électromagnétiques.

III.5. BIBLIOGRAPHIE

- [31] **R. LABABIDI, S. BOURDEL, J. GAUBERT, A. LOUZIR, J.-L. ROBERT, J.-Y. LE NAOUR, D. LO HINE TONG, J. LINTIGNAT, B. JARRY, B. BARELAUD**
“Varactor-Tuned active miniature notch filter”
New Circuits and Systems Conference (NEWCAS), 2012 IEEE 10th International ,
Page(s): 69 – 72 2012.
- [32] **WU ZHENGZHENG, YONGHYUN SHIM, M. RAIS-ZADEH**
“Miniaturized UWB Filters Integrated With Tunable Notch Filters Using a Silicon-Based Integrated Passive Device Technology”
- [33] **J. G. TARTARIN**
“LA TECHNOLOGIE GAN ET SES APPLICATIONS POUR L’ELECTRONIQUE ROBUSTE, HAUTE FREQUENCE ET DE PUISSANCE”
L’actualité Composants du CNES, N°27, 16p., Décembre 2008 , N° 08644.
- [34] **J.T. TORVIK ET AL.**
“GaN/SiC heterojunction bipolar transistors”
Solid-State Electronics 44, pp. 1229-1233, 2000.
- [35] **K.J. ROE, G. KATULKA, J. KOLODZEY, S.E. SADDOW, D. JACOBSON**
“Silicon carbide and silicon carbide:germanium heterostructure bipolar transistors”
Applied Physics Letters, Vol. 78, No. 14, pp. 2073-2075, 2 april 2001.
- [36] **Y. CORDIER ET AL.**
“Filière HEMT AlGaN/GaN sur silicium”
Journées Nationales Microélectronique et Optoélectronique, Aussois 4-7 avril 2006.
- [37] **L. DARCEL**
“Synthèse et Réalisations de filtres actifs micro-ondes intégrés en technologie MMIC - Intégration de la méthode dans un outil de CAO”
Thèse de Doctorat, Université Paris VI, 20 décembre 2005.
- [38] **F. BERGERAS**
“Etude de nouvelles structures de filtres actifs intégrées en Hyperfréquences”
Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 20 décembre 2010.

CHAPITRE III :
SYNTHESE D'UN FILTRE ACTIF
ACCORDABLE SUR UNE LARGE
BANDE DE FREQUENCES

IV. CHAPITRE 3 : SYNTHÈSE D'UN FILTRE ACTIF ACCORDABLE SUR UNE LARGE BANDE DE FRÉQUENCES

Après l'accent porté sur les filtres réjecteurs et commutables entre un mode réjecteur et un mode passe-tout, un des axes importants étudiés au cours de cette thèse est l'accordabilité de la réponse du filtre sur une large bande de fréquence à l'aide d'éléments actifs apportant plusieurs avantages à cette topologie. L'un d'entre eux consiste à compenser les pertes générées par les éléments passifs voire d'apporter du gain dans la bande passante comme nous pourrions le voir dans le cas du filtre présenté dans la suite de ce chapitre.

Dans les filtres décrits dans les chapitres précédents, l'accordabilité en fréquence était obtenue par commutation de différentes capacités. Cependant, l'accordabilité peut également être obtenue par commutation de différentes cellules filtrantes.

La structure présentée dans ce chapitre est basée sur le principe d'une structure distribuée, largement utilisée dans la conception d'amplificateurs large bande [39] [40] [41]. Le principe de mettre en parallèle plusieurs cellules filtrantes a été utilisé par Christen Rauscher [42] mais en se basant sur une topologie de filtre « canalisée » dont l'objectif principal est d'améliorer la réjection en bord de bande pour des filtres passe-bande. Bien que les objectifs recherchés soient différents de ceux visés par notre étude (amélioration des performances d'un circuit à bande filtrée fixe tandis que nous cherchons à appliquer cette méthode pour de l'accordabilité en fréquence), une telle structure peut toutefois être détournée pour utiliser les différents canaux comme des sous bandes sur lesquelles il serait possible de commuter.

IV.1. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le principe de structure distribuée tel qu'il est utilisé pour la conception du filtre présenté dans ce chapitre permet d'obtenir différentes bandes passantes par commutation entre différents blocs filtrants. Ces blocs filtrants constituent les différents canaux que la structure distribuée permet de commuter. Leur structure sera décrite et développée plus en détail dans le paragraphe IV.2.1. La Figure 87 présente le schéma électrique du filtre à structure distribuée. Le filtre est constitué de deux lignes d'entrée et de sortie. Le signal se propage sur la ligne d'entrée et se couple à la ligne de sortie par activation d'un ou plusieurs canaux filtrants.

Ces canaux sont, dans le cas du filtre présenté, constitués de blocs filtrant. Chacun de ces blocs est centré sur une fréquence fixe qui diffère d'un bloc à l'autre. Selon le canal dans lequel circule le signal, celui-ci sera filtré dans la bande définie par le bloc filtrant constituant ce même canal. Les canaux peuvent donc être activés séparément ou activés simultanément (sous réserve dans ce cas de ne pas avoir de recouvrement de bande entre les canaux).

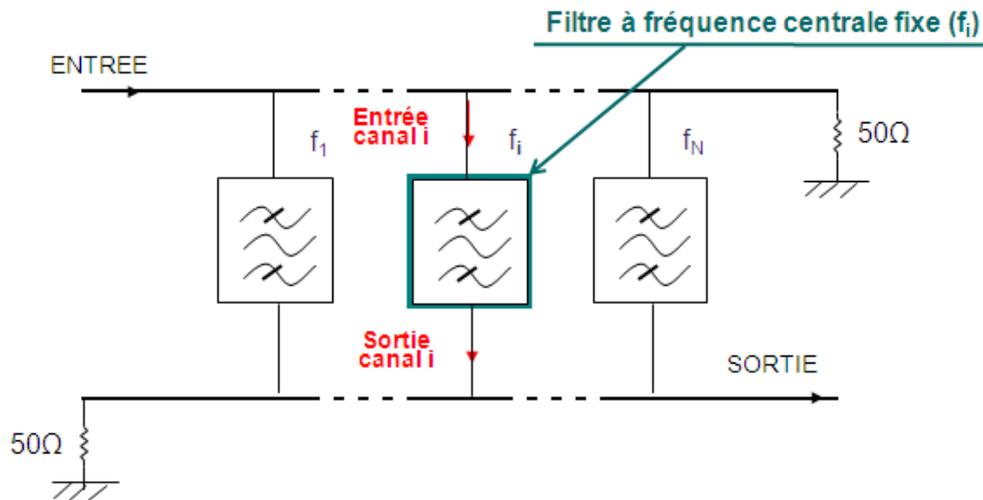


Figure 87 : Schéma électrique de la structure distribuée appliquée au filtrage accordable en fréquence.

On considère dans cette étude une structure à trois canaux passe-bande. Ceci implique qu'avec cette structure, il sera possible d'obtenir sept configurations différentes (chaque canal activé seul les deux autres étant désactivés, deux canaux activés simultanément le troisième étant désactivé, trois canaux activés simultanément).

La Figure 88 illustre quatre cas correspondant à quatre positions de la bande passante du filtre global. Sur la Figure 88.a, sont représentées de manière schématique, trois courbes correspondant à l'activation de chaque canal indépendamment des autres. Sur la Figure 88.b trois courbes sont schématisées. Les deux courbes en pointillés correspondent à l'activation de deux canaux séparément. La courbe rose correspond au résultat que l'on souhaite obtenir par activation simultanée de ces deux mêmes canaux. La Figure 88 illustre l'intérêt de pouvoir activer plusieurs canaux simultanément en particulier lorsque ces canaux ont des bandes passantes adjacentes. Dans cet exemple, cet état permet d'obtenir un filtre global de type passe-bande dont la bande passante recouvre les deux sous-bandes.

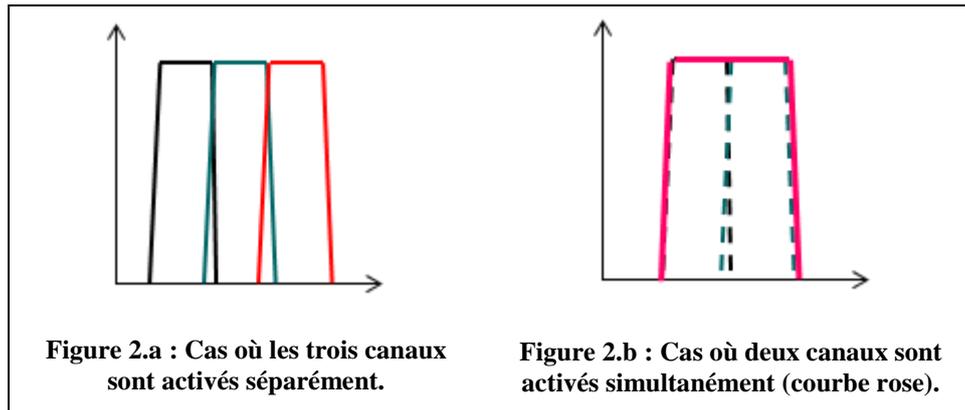


Figure 88 : Exemple d'utilisation du filtre par activation des trois canaux séparément puis par activation simultanée de deux canaux de bande passante adjacente.

Outre l'accordabilité en fréquence et le gain apporté par les éléments actifs, cette topologie à structure distribuée permet aussi au filtre de modifier sa nature même. En effet, en reprenant l'exemple du filtre à trois canaux décrit précédemment (Figure 87), il est possible d'obtenir sept configurations différentes :

- Par activation des trois canaux séparément
- Par activation des deux premiers canaux
- Par activation des deux derniers
- Par activation des trois canaux simultanément
- Par activation des canaux dont les bandes passantes sont les plus éloignées

Cette dernière configuration permet notamment d'obtenir une bande rejetée en activant les canaux comme le montre la Figure 89 où la courbe rose correspond à la réponse du filtre lorsque les canaux dont les bandes passantes sont les plus éloignées sont activés simultanément. En utilisant un nombre de canaux suffisant pour couvrir l'ensemble de la bande qui nous intéresse, il est donc possible d'obtenir un filtre réjecteur à condition que tous les canaux soient activés à l'exception de celui couvrant la bande que l'on souhaite rejeter.

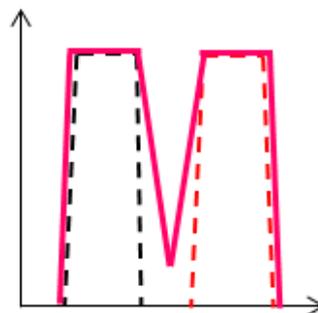


Figure 89 : Réponse (courbe rose) obtenue par activation simultanée des canaux dont les bandes passantes sont les plus éloignées.

IV.2. DESCRIPTION DU CIRCUIT

IV.2.1. DESCRIPTION D'UN CANAL

IV.2.1.1. SCHEMA ELECTRIQUE

La topologie utilisée est identique pour les trois canaux. Chaque canal est constitué de trois résonateurs encadrés de part et d'autre par un bloc actif afin d'assurer un minimum d'isolation entre chaque résonateur. Le synoptique de chaque canal est représenté à la Figure 90. Les blocs actifs sont symbolisés par des triangles mauves. Chaque bloc actif est constitué de deux transistors à effet de champ montés en cascode afin d'améliorer l'isolation entre les résonateurs et de ne permettre la circulation du signal RF que dans un seul sens, selon la méthode de synthèse de filtres actifs développée par Laurence Darcel [37] .

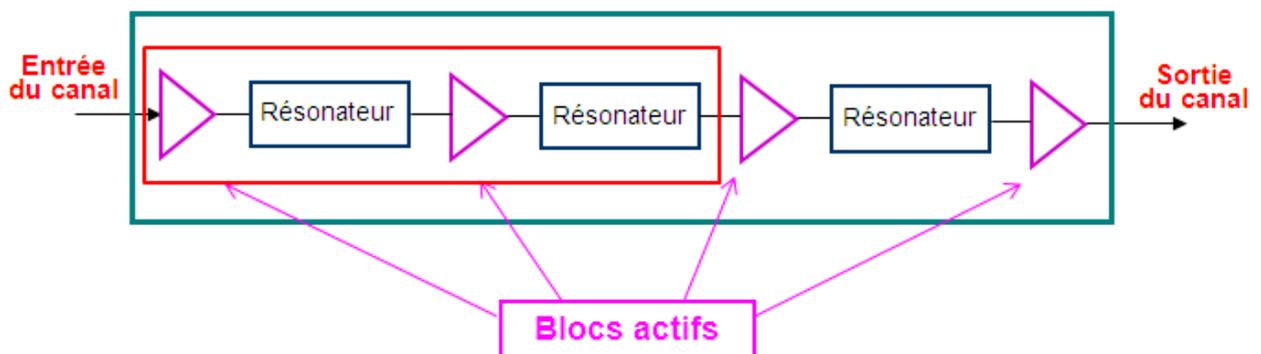


Figure 90 : Synoptique d'un canal du filtre à structure distribuée.

Le schéma électrique détaillant l'encadré rouge comportant les deux premiers blocs actifs ainsi que les deux premiers résonateurs est présenté à la Figure 91. L'entrée et la sortie RF se font par ce qui sera appelé les lignes de grille et de drain (Figure 92). Sur la Figure 91, on peut voir dans l'encadré en pointillés rouges les deux transistors ainsi que les capacités et les résistances des circuits de polarisation et de découplage constituant le bloc actif. Un des deux résonateurs est encadré en pointillés bleus. Celui-ci est composé d'une inductance en parallèle avec une capacité. La différence entre chaque canal se situe dans la valeur de ces composants, ceux-ci contribuant essentiellement à la résonance.

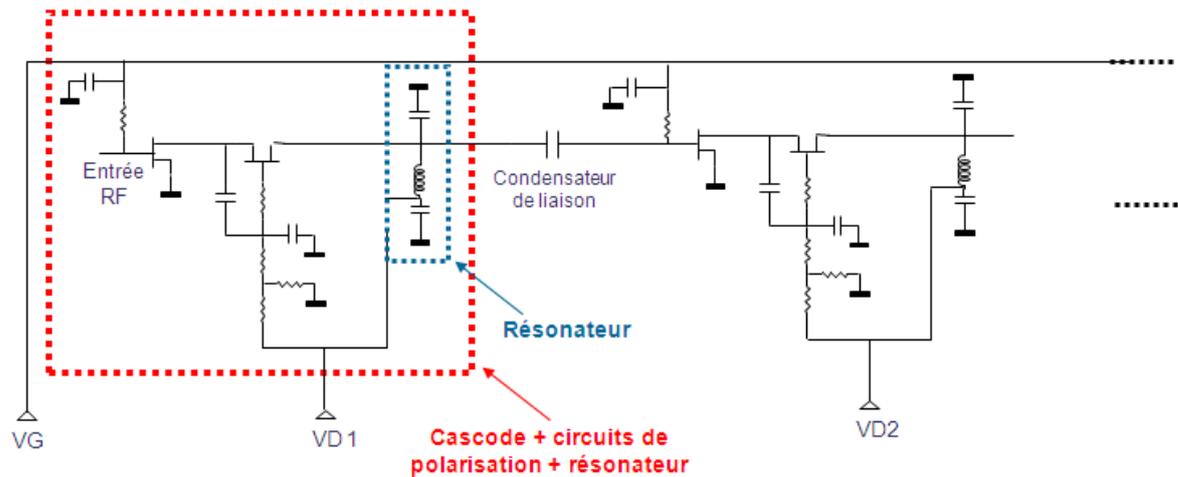


Figure 91 : Schéma électrique d'une partie du canal avec les éléments de polarisation des blocs actifs.

IV.2.1.2. ALIMENTATION DES BLOCS ACTIFS

Les grilles des transistors montés en source commune de chaque bloc actif d'un canal sont reliées entre elles. En revanche, les grilles des transistors montés en grille commune sont alimentées séparément. Comme on peut le voir sur la Figure 91, la grille et le drain du transistor monté en grille commune sont reliés à un pont diviseur de tension alimenté par la même source de tension et suivi d'un circuit de découplage. Le drain en revanche est alimenté par l'intermédiaire du résonateur.

Afin de bloquer le courant venant de l'alimentation du premier bloc, une capacité de liaison a été insérée entre le premier résonateur du canal et le bloc actif suivant.

IV.2.2. SCHEMA ELECTRIQUE DU FILTRE GLOBAL

La Figure 92 présente un schéma électrique simplifié du filtre global à structure distribuée à trois canaux. Les circuits de polarisation n'ont pas été représentés afin de ne pas alourdir le schéma. On y retrouve les trois canaux tels que décrits dans le paragraphe IV.2.1. Cette figure présente également les lignes dites de grille et de drain de part et d'autre de chaque canal. La ligne de grille ne propage que le signal RF contrairement à la ligne de drain sur laquelle circule à la fois le signal RF depuis la sortie du ou des canaux activés jusqu'à la sortie du circuit, et le courant de polarisation des drains des transistors montés en grille commune des derniers blocs de chaque canal. Afin d'isoler les commandes d'un canal à l'autre, des capacités de liaison ont été insérées sur les lignes de grille. La ligne de drain devant

transporter le courant de drain de chaque canal, aucun condensateur n'a été placé entre les canaux mais avant la sortie RF afin de ne pas recevoir de courant DC sur la sortie RF du filtre.

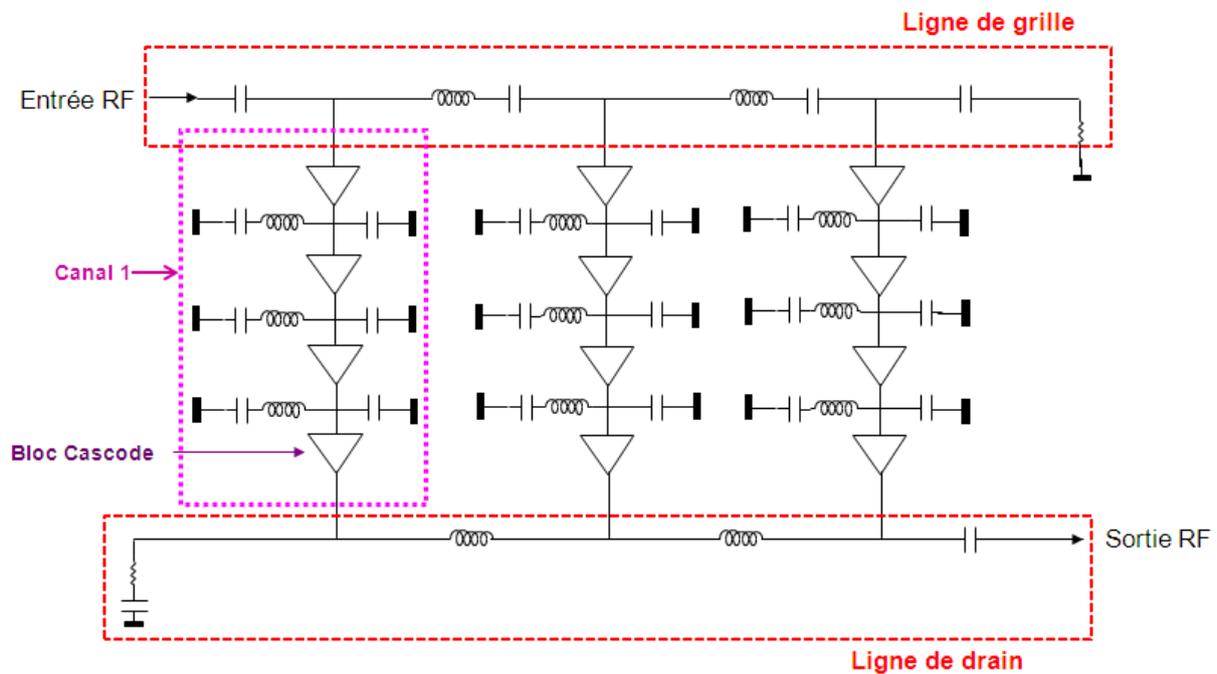


Figure 92 : Schéma électrique simplifié du filtre à structure distribuée à trois canaux.

L'activation des canaux se fait grâce à la polarisation de la grille de chaque transistor monté en source commune. Si la polarisation de la grille est suffisamment basse pour que le transistor soit pincé, alors le courant ne circule pas dans les transistors ce qui bloque le canal correspondant.

IV.2.3. ETUDE REALISEE SUR UNE CELLULE FILTRANTE

Le principe sur lequel est basée la conception de cette cellule filtrante a été mis au point par les travaux de Laurence Darcel et François Bergeras [37] [38] .

Comme décrit dans le chapitre IV.2.1.1, la cellule dite filtrante est constituée de trois résonateurs séparés par des blocs actifs composés de deux transistors à effet de champ montés en cascade, le premier étant monté en source commune tandis que le second est monté en grille commune. La structure de ces blocs actifs présente deux avantages : le premier est d'assurer l'amplification du signal permettant de compenser ou du moins de réduire les pertes dues aux éléments passifs, le second est d'assurer une indépendance des résonateurs en ne permettant au signal de circuler que dans un seul sens.

IV.2.3.1. RAPPEL THEORIQUE SUR LA STRUCTURE D'UN CANAL

Les trois résonateurs sont constitués d'une capacité et une inductance mis en parallèle. Cependant, la fréquence de résonance de la cellule filtrante dépend aussi des éléments parasites introduits par les transistors. La Figure 93(a) présente un schéma représentant un résonateur et deux blocs actifs de part et d'autre de ce résonateur (chaque bloc actif comportant deux transistors montés en cascade). L'attention est portée sur la partie encadrée en pointillés bleus comportant le résonateur, le transistor monté en grille commune du premier bloc actif ainsi que le transistor monté en source commune du second bloc actif. Les éléments parasites sont ici représentés par les capacités C_{gs} , C_{gd} , les conductances G_{ds} , G_{gd} .

La Figure 93(b) représente un schéma petit signal permettant de comprendre de quelle manière ces éléments parasites peuvent influencer la fréquence de résonance du résonateur.

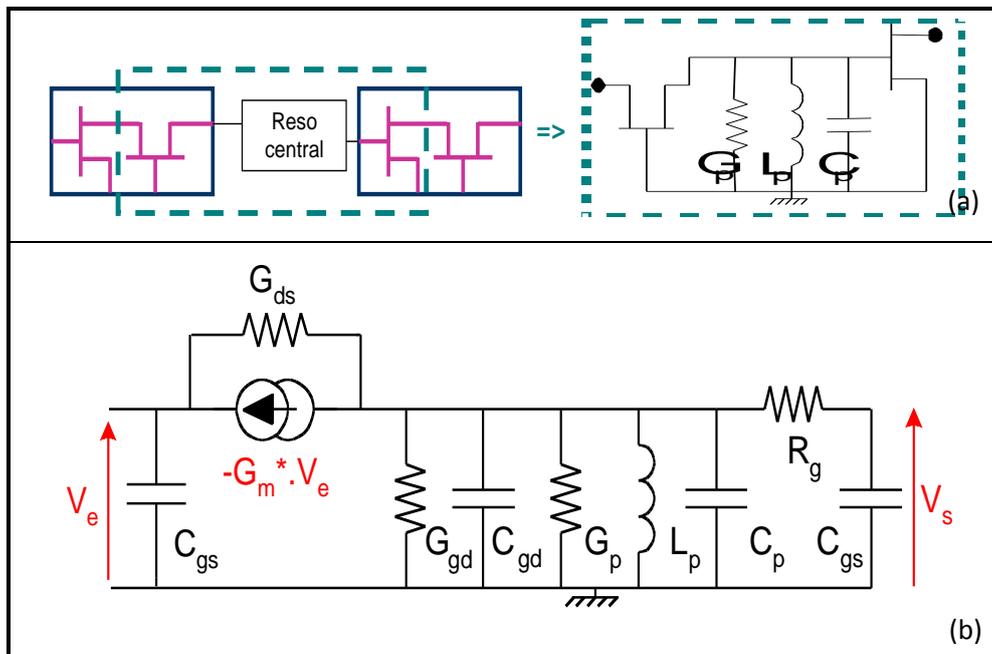


Figure 93 : Schéma simplifié des éléments intervenant dans la résonance liée à un seul résonateur.

L'expression de la fréquence de résonance de cette cellule en tenant compte des éléments parasites des transistors de part et d'autre est la suivante :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{L_p \cdot (C + C_{gs} \cdot R_g \cdot G)}} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} C = C_{gd} + C_p \\ G = G_{gd} + G_p \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Le facteur de qualité d'un tel résonateur est donné par l'expression suivante :

$$Q = \frac{1}{L_p \cdot G \cdot \omega_0 \cdot (1 + R_g^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot \omega_0^2)} \quad (\text{III.2})$$

Il est à noter que pour deux des trois résonateurs, il n'a pas été nécessaire d'utiliser le composant inductance de la bibliothèque PPH25 d'UMS, un simple tronçon de ligne a suffi pour obtenir la valeur d'inductance souhaitée.

IV.2.3.2. CONCEPTION

Le filtre étant actif, il est important de s'assurer de sa stabilité. Dans un premier temps, au cours de la conception, cet aspect est pris en compte et étudié à l'aide d'une méthode appelée Normalized Determinant Function (NDF). Cette méthode développée par Wayne Struble et Aryeh Platzker [45] et appliquée aux éléments actifs notamment par Sébastien MONS [46] permet de vérifier de manière électrique la stabilité d'un circuit contenant des éléments actifs, en particulier des transistors, ceux-ci étant considérés pour cette étude comme des systèmes bouclés. La stabilité est donc vérifiée comme pour tout système bouclé à l'aide du critère de Nyquist. Le principe d'application de cette méthode est présenté en annexe (VI.1).

Le résultat final de ce calcul est présenté sous la forme d'un graphique à coordonnées polaires sur la Figure 94. Sur cette figure, trois graphiques sont représentés. Les graphiques b) et c) sont des agrandissements du graphique a). Sur la Figure 94(c) on peut voir que le point de coordonnées (0,0) n'est pas entouré par la courbe, ce qui signifie, selon le critère de Nyquist étendue à cette application, que le circuit est stable.

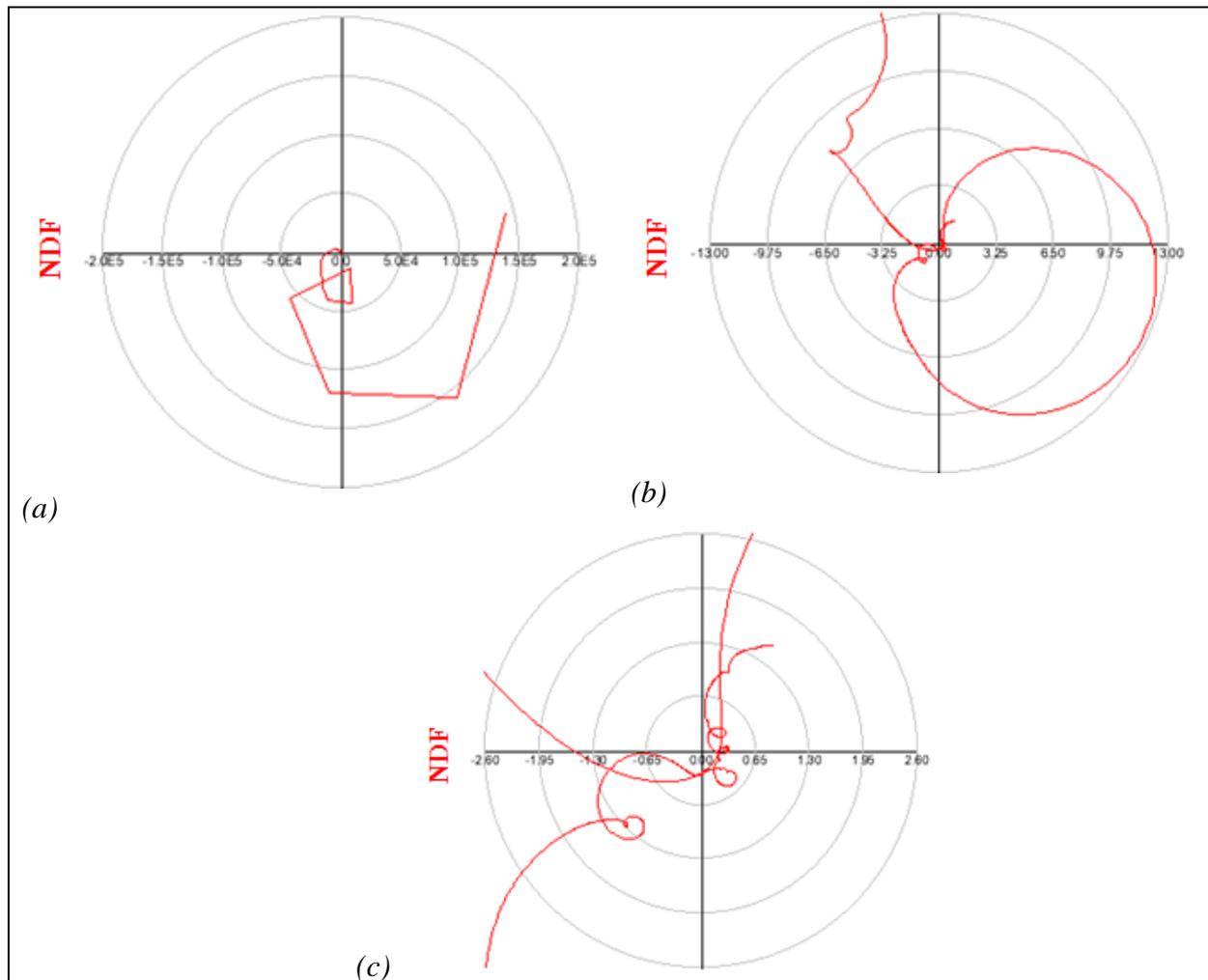


Figure 94 : Résultats de simulation de la NDF relative au circuit dont le schéma électrique est présenté à la Figure 90 et plus en détail à la Figure 91.

IV.2.3.3. FABRICATION

Ce circuit a été réalisé en technologie Arséniure de Gallium (AsGa) avec la filière PPH25 de chez UMS. Une photo de ce circuit (de dimension $3 \times 1,14 \text{ mm}^2$) est présentée à la Figure 95. Ce circuit a été développé en tenant compte de la couche de BCB (Benzo-Cyclo-Butène) placée sur le dessus du circuit afin de le protéger contre l'humidité.

Sur la Figure 95, on distingue les différents blocs actifs encadrés en bleu, ainsi que les plots RF et les plots de polarisation DC. L'espace des plots RF comme des plots DC est de $150 \mu\text{m}$.

Les grilles de tous les transistors montés en source commune sont reliées sur la puce et alimentées par une seule et même alimentation amenée sur le plot noté VG. L'alimentation des quatre blocs actifs se fait par les drains des transistors montés en grille commune de chaque bloc. Ceux-ci ont volontairement été séparés pour ne pas provoquer de rebouclage du

courant d'un bloc sur l'autre. C'est la raison pour laquelle on peut noter sur la Figure 95 la présence de quatre plots nommés VD1, VD2, VD3, VD4.

Les plots nommés « GND » correspondent aux plots de masse.

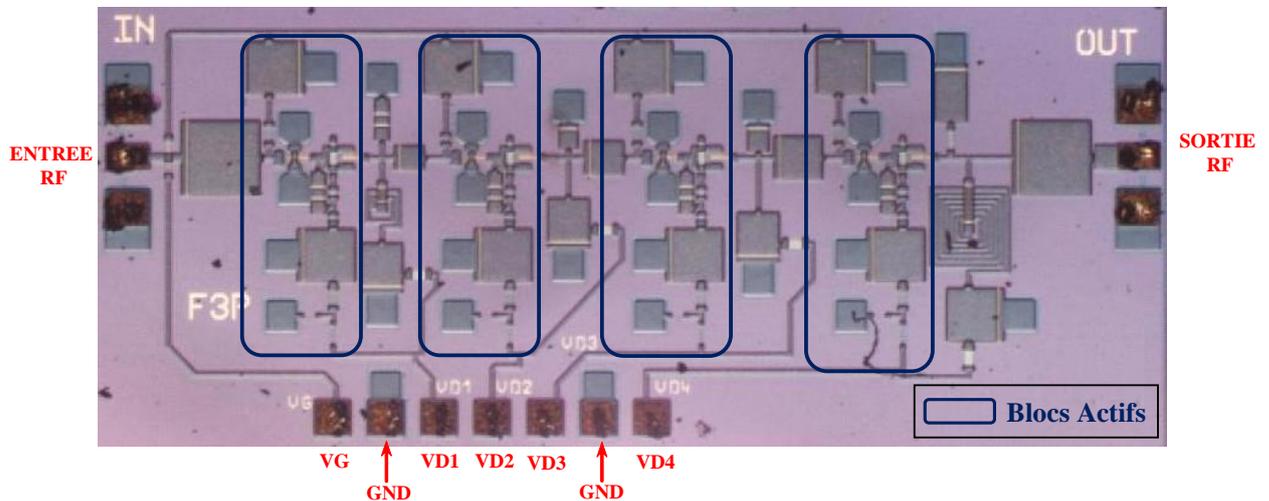


Figure 95 : Photographie de la cellule filtrante fabriquée en technologie AsGa grâce au procédé de fabrication PPH25 d' UMS.

IV.2.3.4. MESURES

Les mesures effectuées sur ce circuit ont été réalisées chez Thales Systèmes Aéroportés pour ce qui concerne les mesures linéaires de paramètres S et de bruit sur trois puces. Des mesures complémentaires ont été réalisées au laboratoire IMS de l'Université de Bordeaux (mesures spectrales, mesures de point d'interception d'ordre 3 (OIP3), load-pull, source pull).

Les mesures ont été réalisées sur trois puces sous pointes découplées.

Le schéma du mode opératoire utilisé pour les mesures de paramètres S est le même que celui utilisé pour la mesure de paramètres S des filtres présentés au chapitre 2 (Figure 68).

(Références des pointes DC : Sonde Picoprobe multicontacts DC 8 contacts (Référence : MCW-12-9189-C)).

IV.2.3.5. RESULTATS DE MESURES

Les paramètres S mesurés sont présentés sur les figures suivantes : Figure 96, Figure 97, Figure 98.

La Figure 96 représente les réponses en transmission mesurées sur la bande de fréquence 0,5 – 20,5 GHz sur trois puces prélevées à différents endroits de la plaque et sur lesquelles le circuit est le même. On constate d'une part une remontée en basses fréquences due au fait qu'aucun circuit d'adaptation n'ait été placé en entrée ni en sortie du circuit, ceci dans le but de pouvoir insérer la cellule au sein de la structure distribuée.

D'autre part, on peut noter que la dispersion de la plaque peut avoir une influence non négligeable sur la réponse du filtre avec un décalage fréquentiel d'environ 500 MHz entre la puce notée H5 et la puce notée F13. La Figure 97 représente ces réponses dans la bande 9 - 14 GHz afin de mieux observer les effets de cette dispersion.

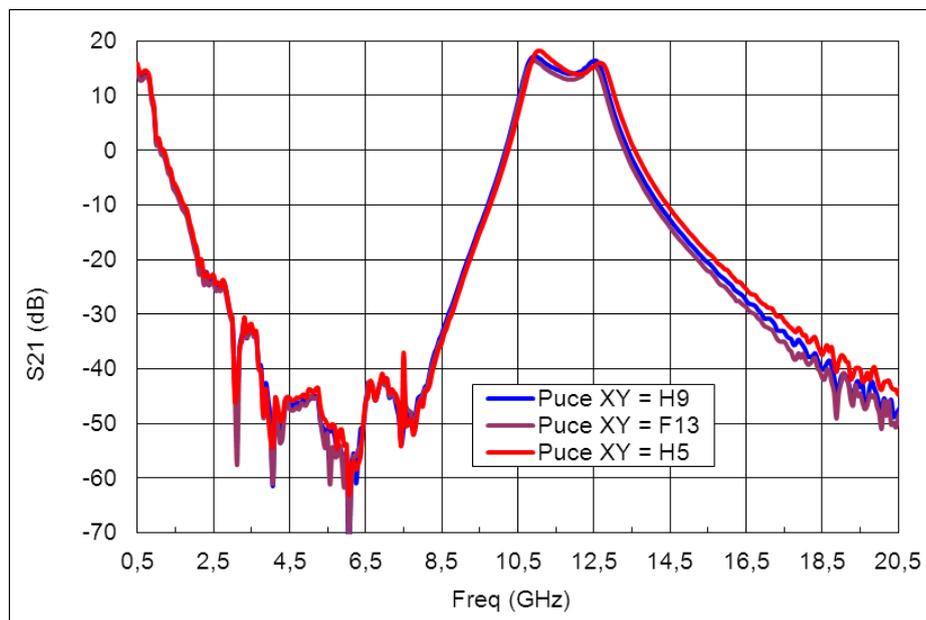


Figure 96 : Réponse en transmission mesurée de la cellule filtrante refermée sur 50Ω sur trois puces prélevées à différents endroit de la plaque.

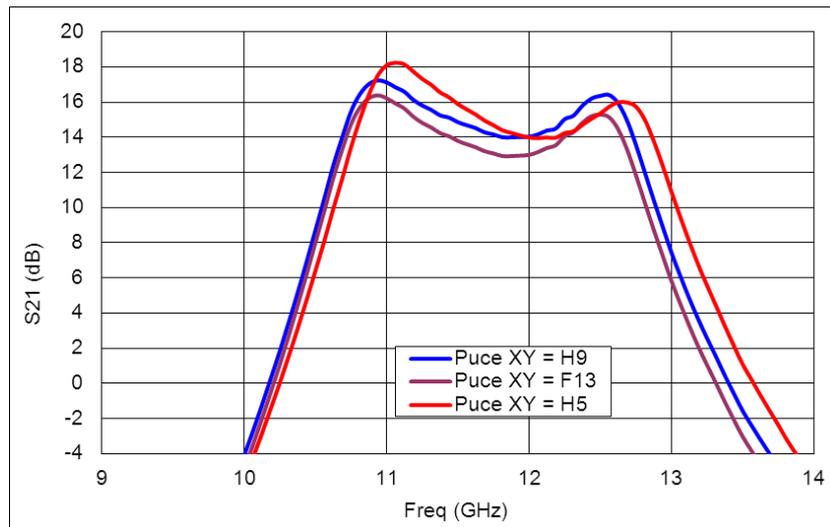


Figure 97 : Agrandissement sur la bande passante de la Figure 96.

Les coefficients de réflexion en entrée et sortie de la cellule filtrante (S_{11} et S_{22}) sont représentés sur la Figure 98. On constate qu'elles sont pour l'une au-dessus de -2 dB et pour l'autre de -6 dB. Ces coefficients de réflexion s'expliquent par le fait que le circuit ne présente aucun circuit d'adaptation en entrée et en sortie, l'objectif étant de l'insérer par la suite au sein d'une structure distribuée. On peut également constater que la dispersion n'a pas d'impact sur les coefficients de réflexion, en effet les trois courbes sont superposées. Seuls les circuits résonants constituant la bande passante sont impactés par cette dispersion.

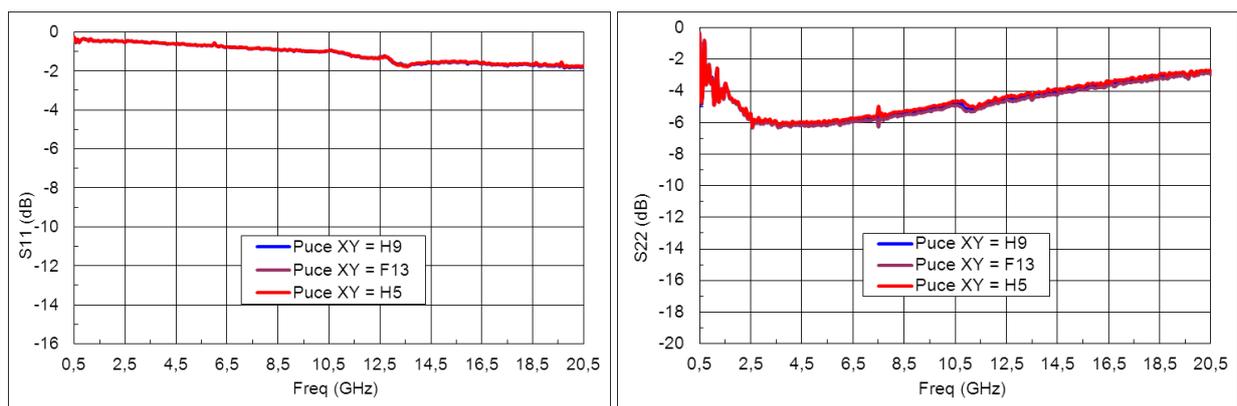


Figure 98 : Réflexion en entrée et en sortie de la cellule filtrante.

Comparaison entre simulations et mesures linéaires

Le circuit a dans un premier temps été simulé de manière linéaire à l'aide du logiciel ADS pour obtenir les paramètres S par simulation électrique. Les figures qui suivent sont des

comparaisons des résultats de simulation en transmission obtenus à l'aide du logiciel ADS (courbe en pointillés bleus) avec les résultats obtenus en mesures sous pointes (courbe rose).

Les Figure 99 et Figure 100 représentent les courbes du coefficient de transmission S21 obtenu en simulation électrique en comparaison avec celui obtenu lors des mesures sous pointes.

On constate que le filtre est décalé en fréquence de 400 MHz. De plus, on constate également que les trois pôles visibles sur la réponse simulée de manière électrique ne se retrouvent pas sur la réponse mesurée. En effet, le gain dans la bande passante est beaucoup moins plat qu'en simulation. Plusieurs facteurs peuvent en être à l'origine :

- Le pôle central aurait moins de gain que prévu.
- Le pôle central serait décalé en fréquence (ce qui semble plus probable compte tenu de l'agrandissement réalisé à la Figure 100 où l'on peut supposer qu'il se soit décalé vers les basses fréquences)
- Les pôles extrêmes auraient des facteurs de qualité plus importants qui pourraient être dus aux éléments parasites.

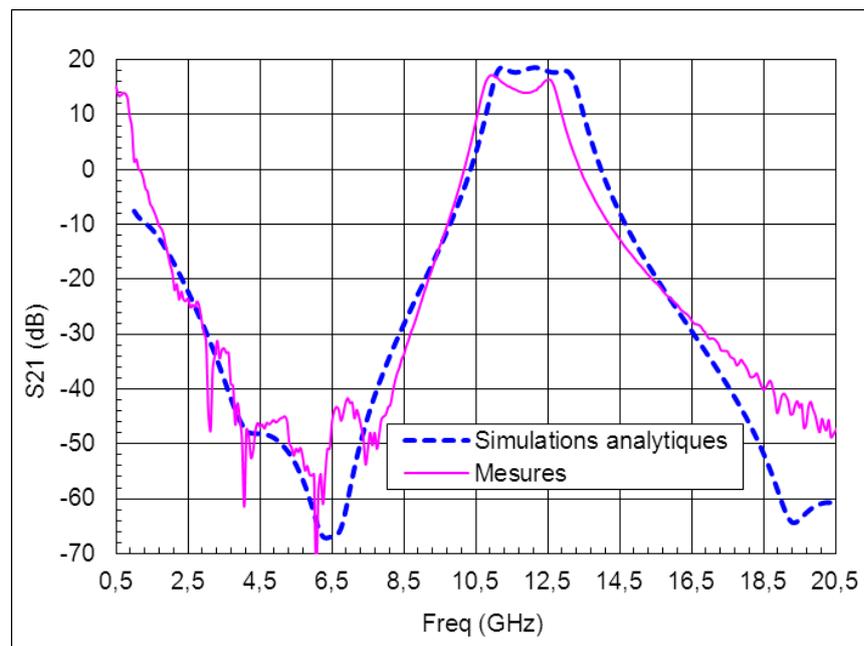


Figure 99 : Comparaison de la réponse fréquentielle électrique (courbe bleue pointillée) avec la réponse obtenue en mesure sous pointes (courbe rose).

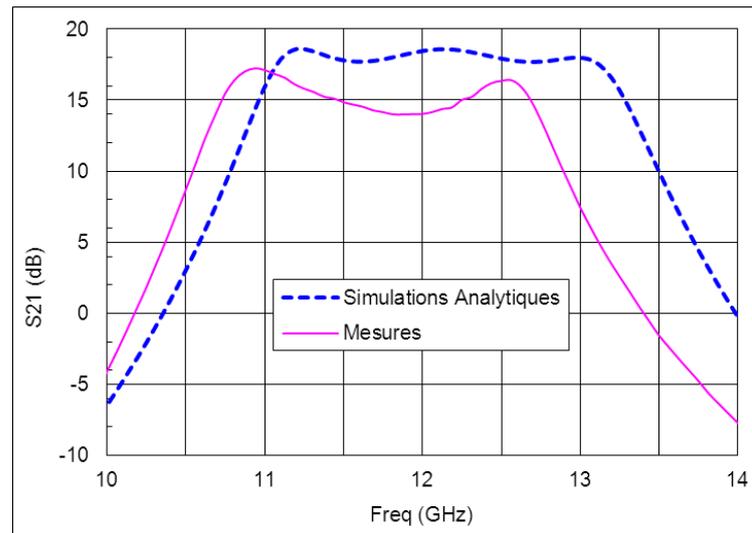


Figure 100 : Agrandissement de la Figure 99.

Afin de comprendre ces écarts, les résonateurs ont été simulés à l'aide du logiciel ADS ainsi que de Momentum, celui-ci permettant de prendre en compte les phénomènes électromagnétiques.

Les résultats de ces simulations ont ensuite été insérés dans la modélisation électrique du filtre.

Sur les figures ci-dessous (Figure 101 et Figure 102) la courbe de réponse en transmission simulée de manière électromagnétique à l'aide du logiciel Momentum a été ajoutée aux courbes de réponses mesurée et simulée de manière électrique :

- Simulation électrique (courbe bleue pointillée)
- Simulation Momentum (courbe verte)
- Mesure sous pointes (courbe rose)

On constate que le filtre dont les résonateurs ont été simulés avec Momentum est décalé de 400 MHz par rapport à la réponse correspondant à la simulation électrique mais vers les hautes fréquences (avec une bande plus large de surcroît), contrairement au résultat obtenu en mesure sous pointes qui lui est décalé de 400 MHz vers les basses fréquences. On constate sur cette dernière figure et en particulier sur la courbe de simulation électromagnétique que le résonateur central semble s'être décalé vers le résonateur de fréquence la plus basse. Ce phénomène pourrait expliquer le fait que la résonance du résonateur central n'apparaisse pas sur la réponse mesurée.

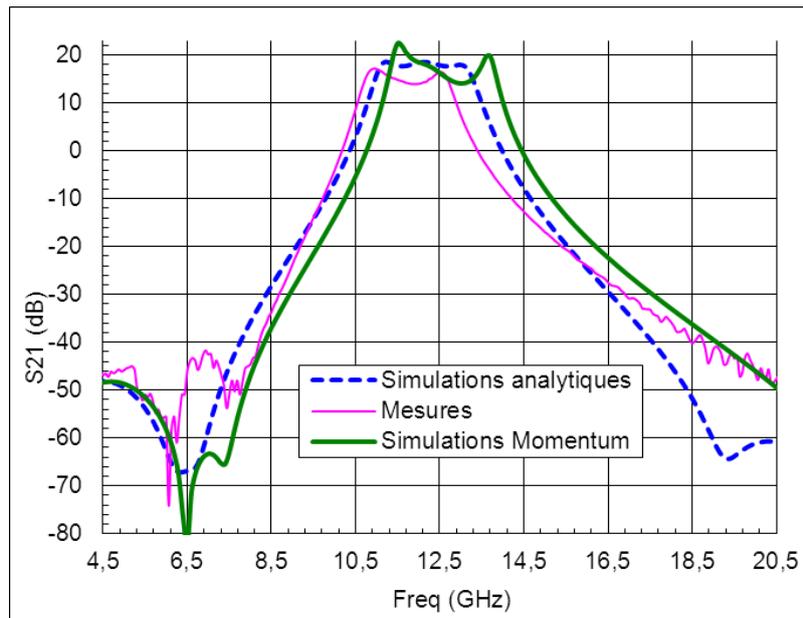


Figure 101 : Comparaison des coefficients de transmission obtenus de manière électrique (courbe bleue pointillée), par simulation Momentum (courbe verte) et par mesures sous pointes (courbe rose).

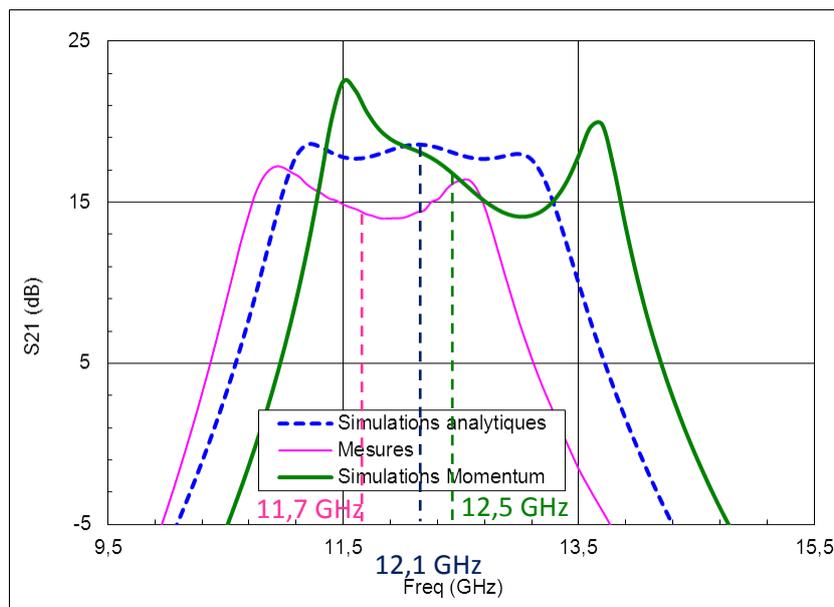


Figure 102 : Agrandissement de la Figure 101.

Afin d'affiner encore la simulation et ainsi se rapprocher encore plus de la réalité, les plots de masse ont également été simulés dans Momentum. Sur la Figure 103 figurent les réponses en transmission de la cellule filtrante obtenues :

- En mesures (courbe rose)
- En simulation électrique sous ADS (courbe bleue pointillée)
- En simulation partiellement électromagnétique (seuls les résonateurs ont été simulés de manière électromagnétique à l'aide du logiciel Momentum) (courbe verte)

- En simulation partiellement électromagnétique avec introduction des plots de masse dans la simulation électromagnétique (courbe violette)

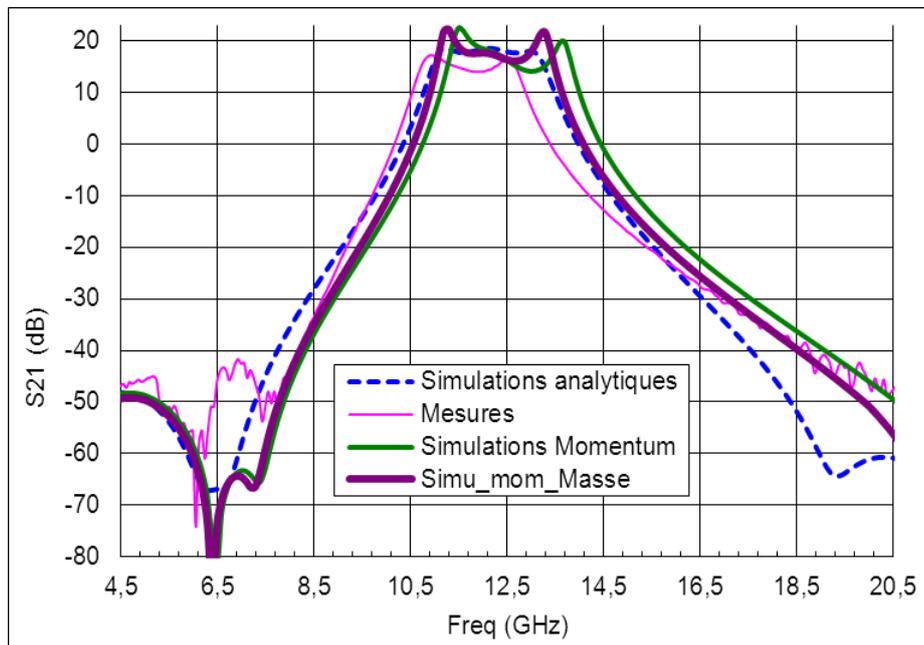


Figure 103 : Comparaison de la réponse en transmission de la cellule filtrante obtenue en mesures avec les résultats obtenus en simulation.

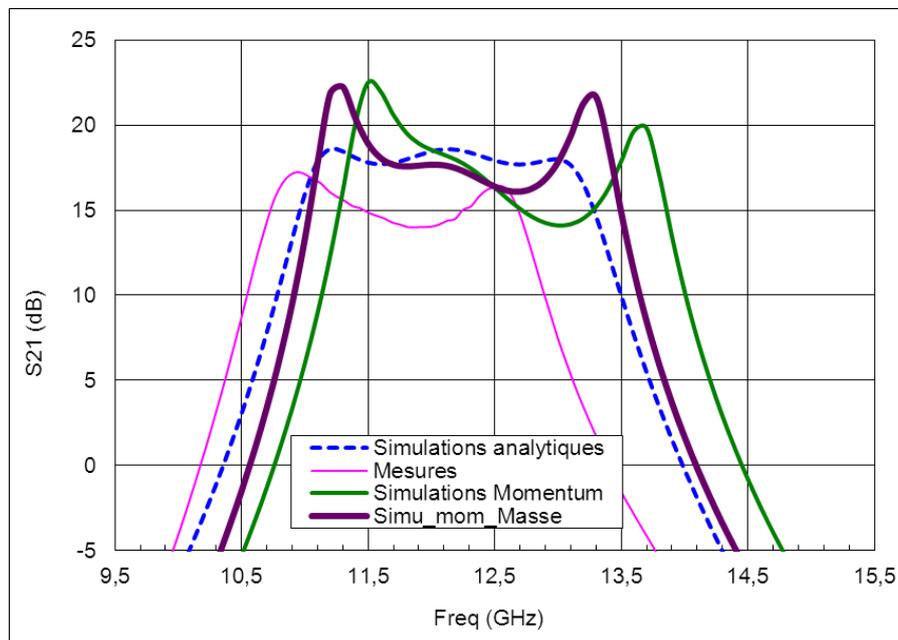


Figure 104 : Agrandissement de la Figure 103.

On constate, d'après la Figure 103, que le fait de prendre en compte les plots de masse dans la simulation électromagnétique a une conséquence non négligeable sur la réponse en transmission. En effet, on constate un décalage de 200 à 300MHz vers les basses fréquences par rapport à la réponse où seuls les résonateurs ont été simulés de manière électromagnétique (courbe verte). Cette réponse tend donc à se rapprocher de celle obtenue en mesures et les

plots de masse ont effectivement un impact non négligeable sur la réponse en transmission de la cellule filtrante.

Pour s'assurer que ce phénomène ne vienne pas des résonateurs eux-mêmes, ceux-ci ont été simulés seuls de manière électrique sous ADS et de manière électromagnétique sous Momentum. Ils ont aussi été lancés seuls en fonderie sur la même plaque afin de pouvoir directement les mesurer et analyser l'écart entre la simulation et la mesure ainsi que l'impact de la dispersion.

IV.2.3.6. COMPARAISON SIMULATION ELECTRIQUE / ELECTROMAGNETIQUE / MESURES DES RESONATEURS SEULS

Les résonateurs seuls conçus en technologie PPH25 sur la même plaque que le circuit présenté précédemment ont donc été simulés et mesurés. La Figure 105 présente une photographie du résonateur central (figure a)) sur lequel sont représentés :

- Les plots RF et de masse en entrée et en sortie du résonateur
- L'inductance d'une part, reliée à la capacité qui sera dans le circuit de la cellule filtrante une capacité de découplage, celle-ci étant reliée à la masse
- La capacité (constituée de deux composants en série afin d'obtenir la valeur de capacité souhaitée, elle aussi reliée à la masse).

La figure (b) correspond à la réponse en transmission du résonateur par simulation électrique (courbe rose), par simulation électromagnétique (courbe verte) ainsi que la réponse mesurée (courbe bleue).

On constate que les courbes de mesures et de simulations électromagnétiques correspondent dans la bande 1-21GHz avec un léger écart à 3,8GHz et au-delà de 11GHz, mais on peut considérer ces écarts comme négligeable comparés à ceux constatés sur le filtre complet.

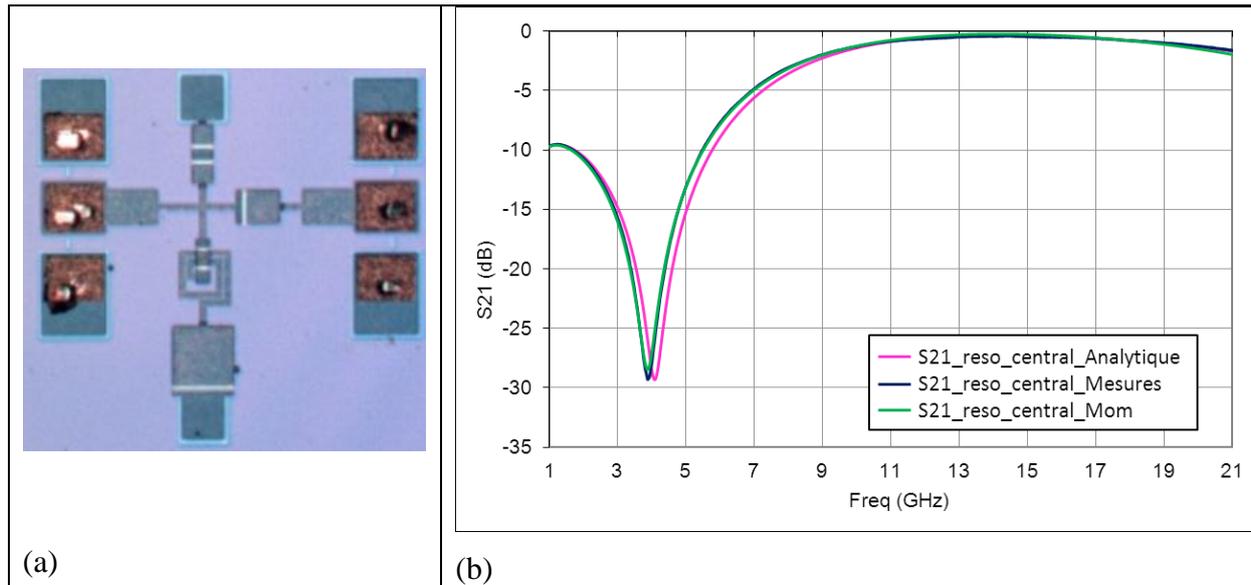


Figure 105 : Photographie du résonateur central (a) et sa réponse en transmission (b) simulée sous ADS (courbe rose), de manière électromagnétique (courbe verte) ainsi que mesurée (courbe bleue).

La Figure 106 correspond au résonateur de fréquence de résonance la plus basse. Bien que basé sur le même principe de conception (mise en parallèle d'une inductance et d'une capacité), ce résonateur ne présente pas de composant « inductance » contrairement au résonateur central. En effet, la valeur de l'inductance équivalente du tronçon de ligne compris entre la ligne de transmission et la capacité de découplage suffit à elle-même.

Les courbes rose et bleue de la Figure 106(b) correspondent respectivement aux réponses obtenues par simulation électrique et obtenue en mesures. La courbe verte correspond quant à elle à la réponse du résonateur obtenue par simulation électromagnétique.

On constate un écart entre les mesures et la simulation électrique de 130MHz autour de 11GHz. Cependant, l'écart est plus important entre les mesures et la simulation électromagnétique (200MHz) contrairement à ce que l'on devrait penser puisque la simulation électromagnétique est sensée donner des résultats plus proches de la réalité et donc des mesures.

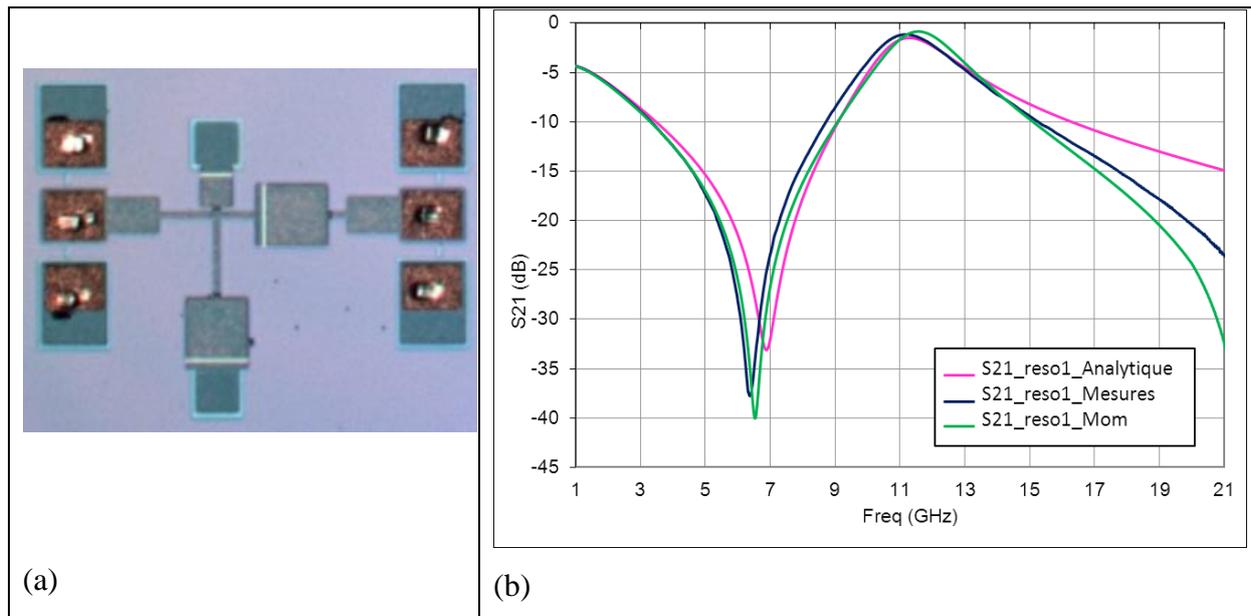


Figure 106 : Photographie du résonateur de fréquence de résonance la plus basse (a) et sa réponse en transmission (b) simulée (courbe rose) ainsi que mesurée (courbe bleue).

La Figure 107 correspond au résonateur de fréquence de résonance la plus haute. De même que pour le résonateur de fréquence la plus basse, celui-ci ne présente pas de composant « inductance » contrairement au résonateur central. En effet, la valeur de l'inductance équivalente du tronçon de ligne compris entre la ligne de transmission et la capacité de découplage suffit à elle-même.

De même que pour les figures précédentes, les courbes rose et bleue de la Figure 107(b) correspondent respectivement aux réponses obtenues par simulation électrique et obtenue en mesures. La courbe verte correspond quant à elle à la réponse du résonateur obtenue par simulation électromagnétique.

Alors qu'aucun écart significatif en fréquence à 11 GHz n'est constaté entre les mesures et la simulation électrique, l'écart entre les mesures et la simulation électromagnétique existe toujours et est de 300MHz.

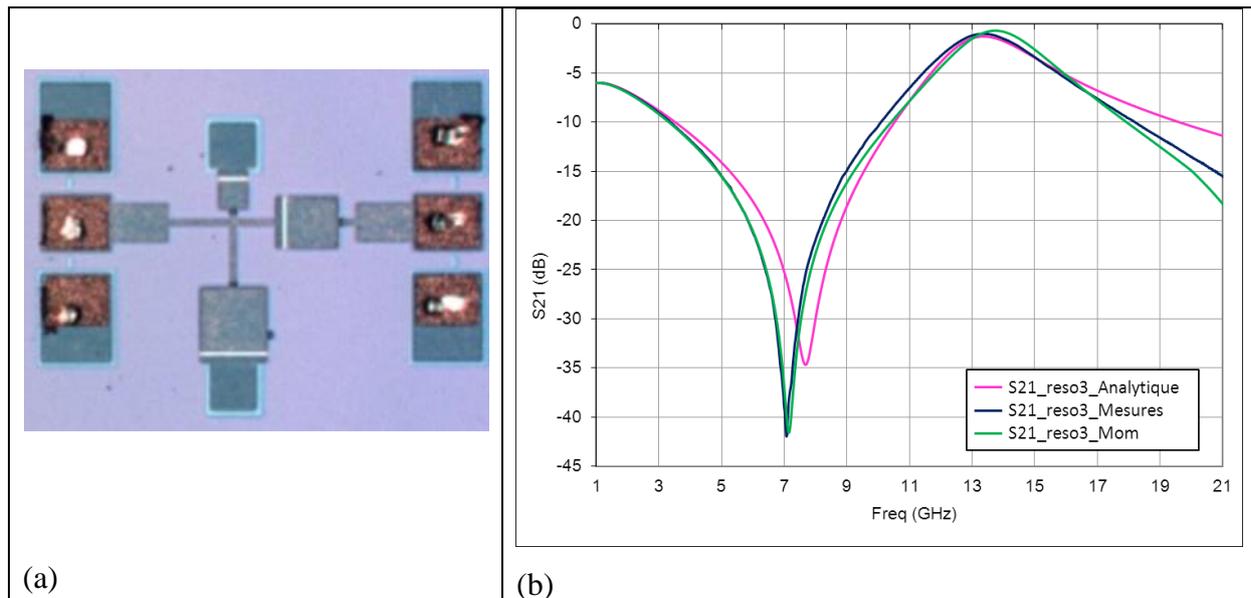


Figure 107 : Photographie du résonateur de fréquence de résonance la plus haute (a) et sa réponse en transmission (b) simulée (courbe rose) ainsi que mesurée (courbe bleue).

Analyse spectrale

Afin de s'assurer que la cellule filtrante active est électriquement stable, des mesures à l'analyseur de spectre ont été réalisées. Dans un premier temps, une première mesure a été effectuée pour un circuit polarisé mais sans signal RF en entrée. Les résultats obtenus sont présentés sur la Figure 108. On constate qu'aucune raie RF n'est présente, sauf en basse fréquence mais ces raies sont dues à un mauvais découplage de l'une des alimentations (VD4) lié à une capacité manquante sur les pointes DC utilisées.

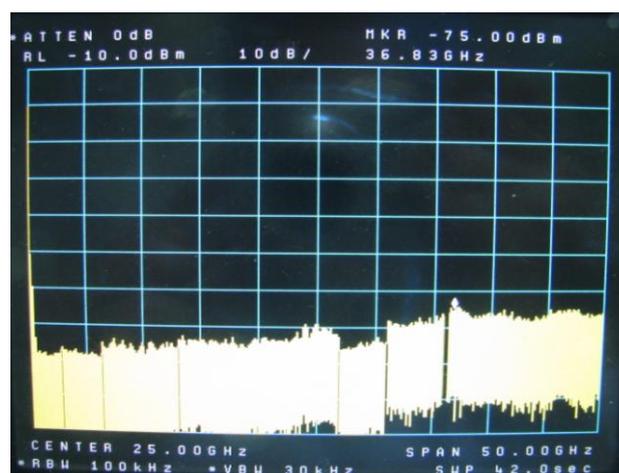


Figure 108 : Analyse spectrale du circuit sans RF.

Après avoir vérifié que le filtre ne présentait pas d'oscillation sans signal RF, il a fallu vérifier que l'application d'un signal RF en entrée n'entraîne pas la formation de raies parasites dans la bande passante du filtre. La Figure 109 est une photographie du résultat

obtenu à l'analyseur de spectre lorsqu'un signal de fréquence 12GHz est envoyé à l'entrée RF avec une puissance de -30dBm. On remarque que la raie principale se trouve à -23.5dBm alors que la seconde raie, qui correspond à la première harmonique se trouve 40dB en dessous de celle-ci. Aucune autre raie n'est créée. Les raies basses fréquences sont toujours présentes avec ou sans signal RF en entrée.

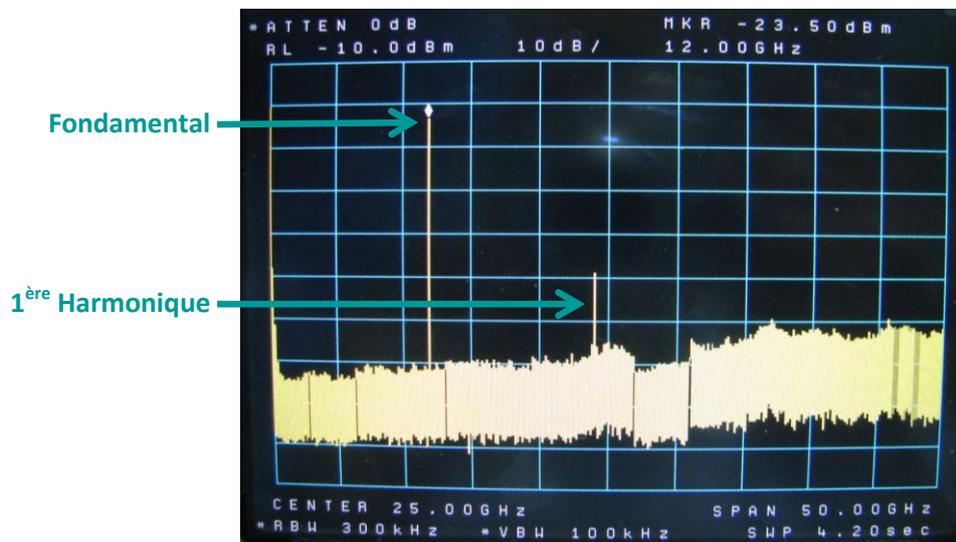


Figure 109 : Analyse spectrale du circuit avec un signal RF de 12 GHz pour $P_{in} = -30$ dBm.

IV.2.3.7. MESURES DE BRUIT ET MESURES NON LINEAIRES

Des mesures de facteur de bruit ont été réalisées sur ce circuit. Comme pour les paramètres S, cette mesure a été réalisée sur trois puces de conception identique prélevées à différents endroits de la plaque. Dans la bande passante de la cellule filtrante, le facteur de bruit mesuré est sensiblement le même pour les trois puces et il est de l'ordre de 5dB dans la bande passante.

A titre de comparaison, le filtre proposé par Christen Rauscher [42] présente un facteur de bruit de 6dB une structure contenant deux blocs d'amplification par branche. Le filtre proposé dans ce paragraphe donne un facteur de bruit de 5dB pour quatre blocs actifs.

La Figure 110 correspond à une comparaison du facteur de bruit mesuré (courbe bleue) avec le facteur de bruit simulé à l'aide du logiciel ADS (courbe rose). On constate que le niveau de facteur de bruit obtenu en simulation est le même que celui obtenu en mesures avec un décalage de la réponse obtenue en simulation de 300 MHz vers les hautes fréquences par rapport à celle obtenue en mesures. Ce décalage se retrouve sur la réponse en transmission (Figure 101 et Figure 102) s'expliquant par le fait qu'il existe des couplages qui n'ont pas pu

être simulés, notamment les plots de masse des transistors comme décrit au paragraphe IV.2.3.5.

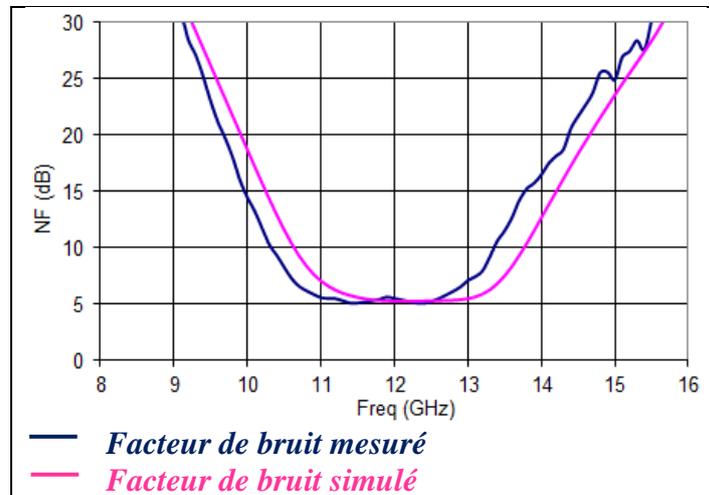


Figure 110 : Comparaison des courbes de facteur de bruit obtenues en mesures (courbe bleue) et en simulation électrique (courbe rose).

Des mesures non-linéaires ont également été réalisées sur ce circuit compte tenu du fait qu'il soit conçu à l'aide d'éléments actifs (transistors). Des mesures de point de compression, des mesures load-pull et source pull ont été effectuées. Les résultats obtenus pour la mesure de point de compression à 1dB sont présentés à la Figure 111. On constate que le point de compression à 1dB en entrée diminue pour une fréquence d'entrée qui augmente jusqu'à la fréquence de 11,53 GHz pour ensuite augmenter. Le point de compression varie dans la bande entre -24dBm et -15,8dBm ce qui représente une dynamique de 8,2dB sur le point de compression à 1dB.

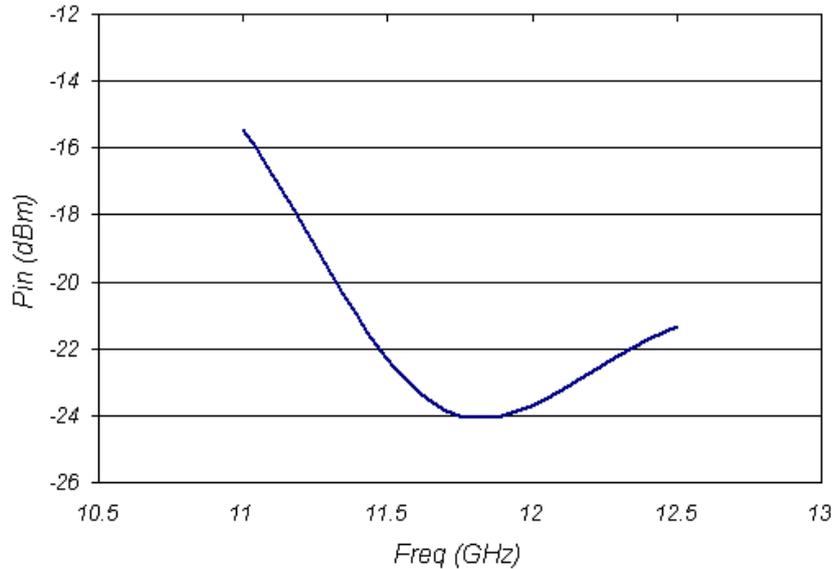


Figure 111 : Compression à 1dB de la cellule filtrante mesurée sur 50 Ω .

Mesures Load-Pull et Source-Pull

La cellule filtrante ayant été volontairement conçue sans circuit d'adaptation en entrée et en sortie, la réponse n'est naturellement pas optimale.

Afin de connaître le gain maximal que peut fournir cette cellule filtrante pour une polarisation donnée, des mesures load-pull et source pull ont été réalisées afin de déterminer les impédances de source et de charge optimale. Celles-ci ont été réalisées à l'aide du banc de mesures load-pull disponible au laboratoire IMS de Bordeaux.

Des mesures de non linéarité telles que la mesure du point de compression et OIP3 ont été réalisées sur le même banc.

Description du banc

Le banc présenté à la Figure 112 est constitué d'une binoculaire, d'un ordinateur pour l'acquisition des mesures et de deux tuners en entrée et en sortie du dispositif sous test.



Figure 112 : Banc Load-pull.

Description des mesures

Ces mesures ont été réalisées à trois points de fréquences choisis dans la bande passante du filtre : 11GHz, 11,7GHz et 12,5GHz.

Pour chaque fréquence, une première mesure sur 50 Ohms a été effectuée comme référence. La première mesure effectuée est une mesure source pull réalisée avec une impédance en sortie de 50 Ohms. Cette première mesure a permis de déterminer une impédance d'entrée optimale, c'est à dire permettant d'obtenir un gain maximum.

La seconde mesure est une mesure load-pull en présentant en entrée du circuit l'impédance optimale obtenue précédemment.

- Pour une fréquence d'entrée de 11GHz, on obtient les résultats suivant :

La Figure 113 est une représentation sur l'abaque de Smith des résultats des mesures load-pull obtenus pour un balayage autour du pont optimal. La couleur rouge représente les impédances correspondant au gain maximal obtenu. Pour cette mesure et à la fréquence 11GHz il est de 21,76dB contrairement à la mesure sur 50Ohms qui nous donne un gain de seulement 15,93dB à 11GHz.

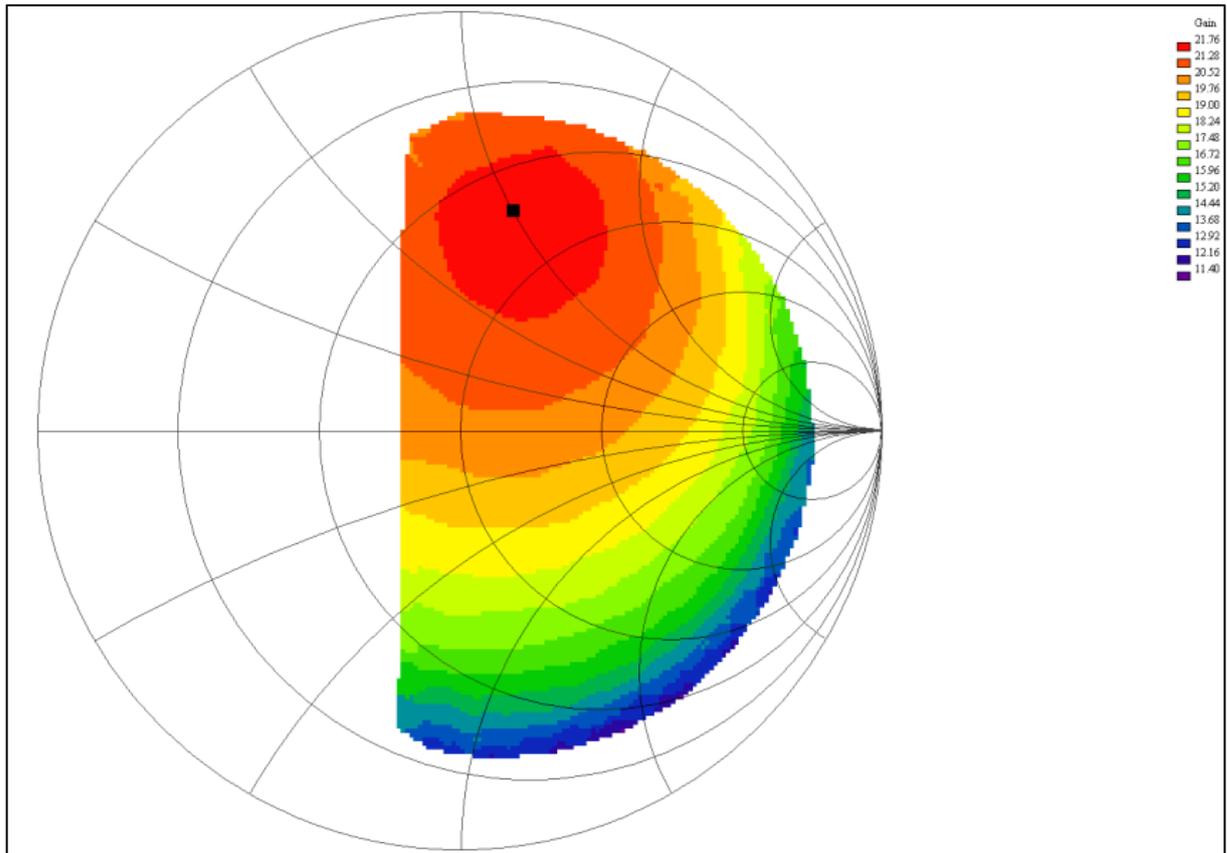


Figure 113 : Résultat obtenu pour une mesure load-pull avec une impédance d'entrée optimale pour une fréquence de 11GHz.

- Pour une fréquence d'entrée de 11,7GHz, on obtient les résultats suivant :

Sur la Figure 114, on retrouve la représentation des mesures load-pull sur l'abaque de Smith pour une fréquence cette fois-ci de 11,7GHz autour de l'impédance optimale. On constate que pour des impédances de source et de charge optimales, on peut obtenir jusqu'à 19dB de gain pour une fréquence de 11,7GHz alors que le gain n'est que de 14,04dB pour un circuit chargé sur 50 Ohms.

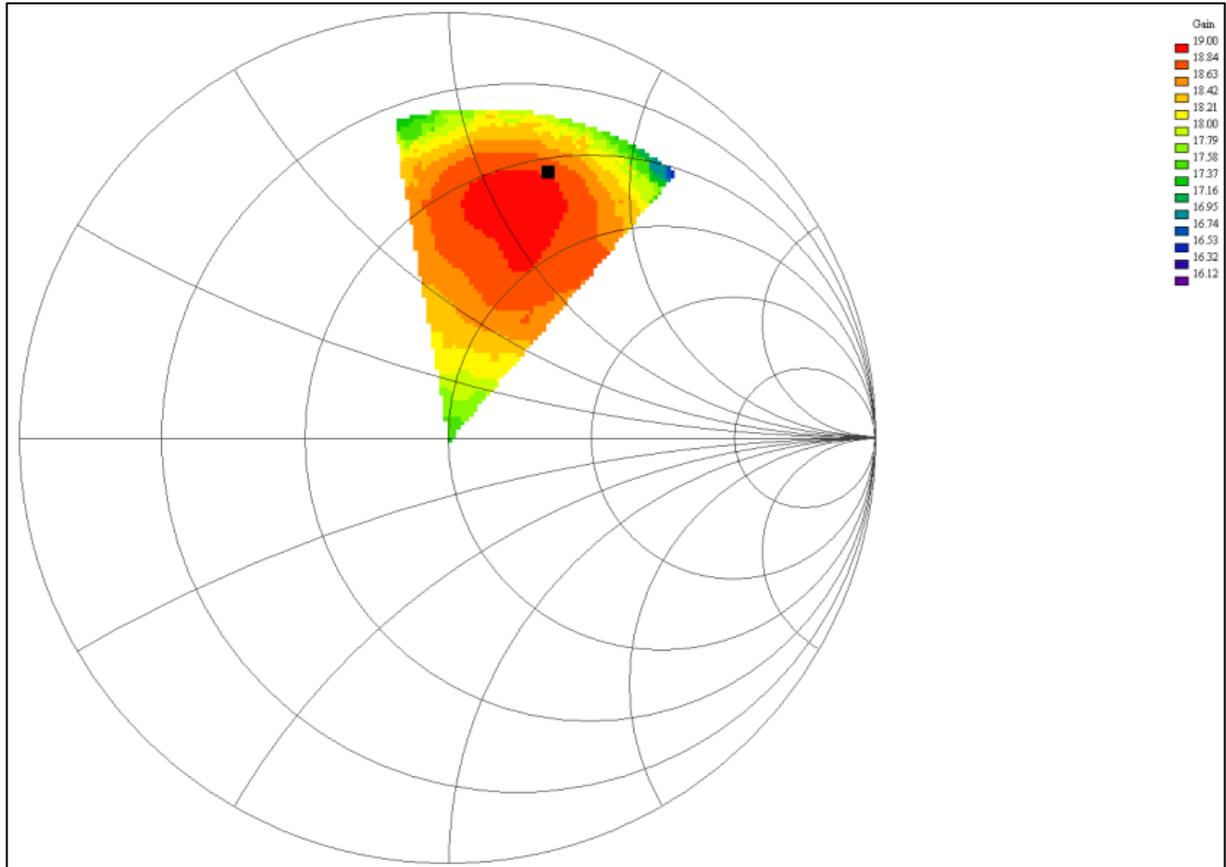


Figure 114 : Résultat obtenu pour une mesure load-pull avec une impédance d'entrée optimale pour une fréquence de 11,7GHz.

- Pour une fréquence d'entrée de 12,5GHz, on obtient les résultats suivant :

Sur la Figure 115, on retrouve la représentation des mesures load-pull sur l'abaque de Smith pour une fréquence cette fois-ci de 12,5GHz autour de l'impédance optimale. On constate que pour des impédances de source et de charge optimales, on peut obtenir jusqu'à 20,97dB de gain pour une fréquence de 12,5GHz alors que le gain n'est que de 15,37dB pour un circuit chargé sur 50 Ohms.

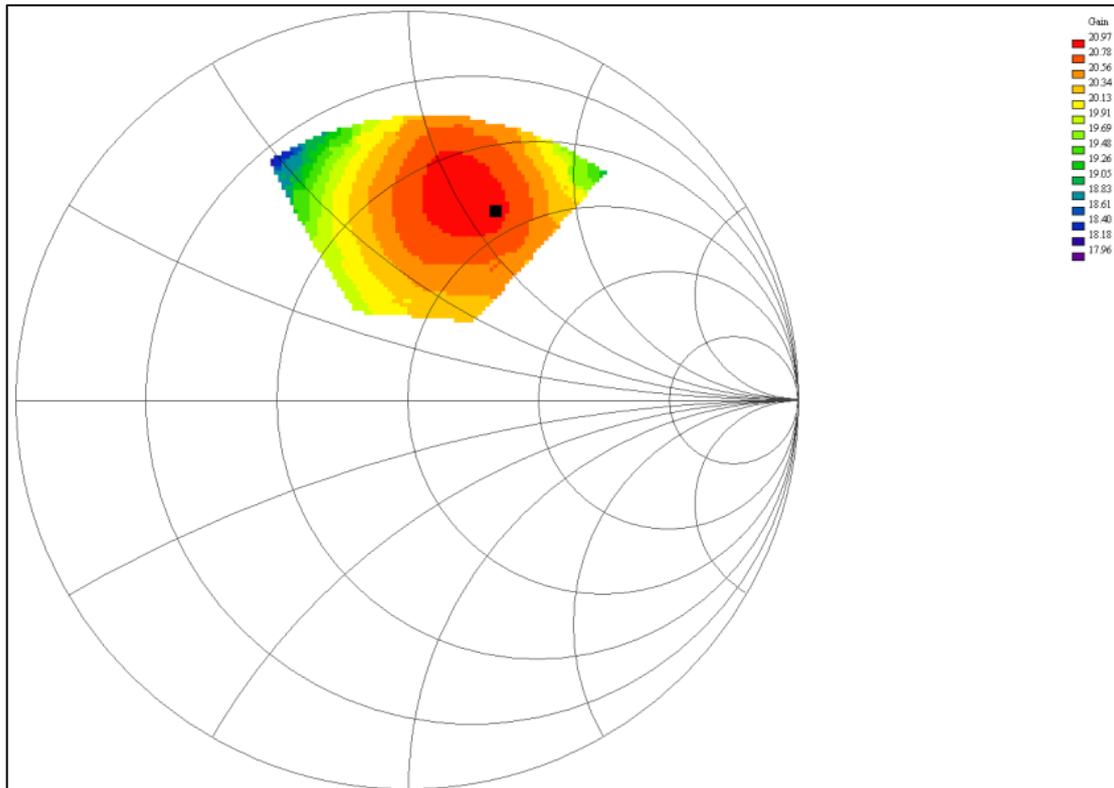


Figure 115 : Résultat obtenu pour une mesure load-pull avec une impédance d'entrée optimale pour une fréquence de 12,5GHz.

OIP3

Les mesures d'OIP3 (third order output intercept point) ont permis de déterminer un ordre de grandeur de l'OIP3 pour chaque point de fréquence. Ces résultats sont synthétisés dans le Tableau 5.

Fréquence	Variation de l'OIP3	Plage de variation puissance d'entrée
11GHz	+4,75 à +5,15 dBm	-39,28 à -23,42 dBm
11,7GHz	-3,70 à -3,19 dBm	-42,38 à -27,77 dBm
12,5GHz	-7,18 à -6,10 dBm	-37,24 et -30,59 dBm

Tableau 5 : Tableau de synthèse des mesures d'OIP3 sur la cellule filtrante.

IV.2.4. INSERTION DANS UNE STRUCTURE DISTRIBUEE

IV.2.4.1. ETUDE EN REGIME LINEAIRE

Dans un premier temps, le circuit a été mesuré sous pointes. La Figure 116 est une photographie du circuit mesuré sous pointes. Les trois canaux sont encadrés en pointillés afin

de mieux les localiser sur le circuit. Les canaux sont numérotés de gauche à droite (comme indiqué sur la Figure 116).

Les plots d'entrée/sortie RF sont indiqués sur la photographie, de même que les plots d'alimentation des drains (VDX) et des grilles (VGX) des transistors constituant les blocs actifs de chaque canal. Les alimentations DC sont amenées par des pointes. Les grilles d'un même canal sont toutes reliées. En revanche, les grilles de chaque canal (VG1, VG2 et VG3) sont alimentées indépendamment les uns des autres afin de pouvoir activer les canaux indépendamment les uns des autres.

Pour limiter le nombre d'alimentations, nous avons décidé de réunir les alimentations de drain du premier bloc actif des canaux 2 et 3, de même pour les alimentations de drain du second bloc actif des canaux 2 et 3 ainsi que pour les alimentations de drain du troisième bloc actif des canaux 2 et 3.

L'alimentation du quatrième bloc actif de chaque canal se fait au travers de la ligne de drain de la structure distribuée.

Les alimentations de drain du dernier bloc actif des canaux 2 et 3 sont reliées à celles du dernier bloc actif du premier canal.

La correspondance entre les plots d'alimentation et l'élément alimenté est présenté dans le tableau qui suit :

Dénomination des plots	Eléments alimentés
VG1	Grilles du canal 1
VG2	Grilles du canal 2
VG3	Grilles du canal 3
VD	Drain du dernier bloc actif de l'ensemble des trois canaux
VD1_1	Drain du premier bloc actif du canal 1
VD1_2	Drain du second bloc actif du canal 1
VD1_3	Drain du troisième bloc actif du canal 1
VD1	Drain du premier bloc actif des canaux 2 et 3
VD2	Drain du second bloc actif des canaux 2 et 3
VD3	Drain du troisième bloc actif des canaux 2 et 3
GND	Masse

Tableau 6 : Correspondance entre les plots d'alimentation et l'élément alimenté.

Le découplage interne à la puce n'étant pas suffisant, il a été nécessaire d'ajouter des capacités de découplage au niveau des alimentations VD. Pour ce faire, il a donc fallu reporter

la puce sur un circuit imprimé RF4 (réalisé au laboratoire IMS de Bordeaux) comme le montre la Figure 117. La Figure 118 étant un agrandissement de la Figure 117, elle permet de mieux visualiser la manière dont ont été reportées la puce ainsi que les capacités de découplage.

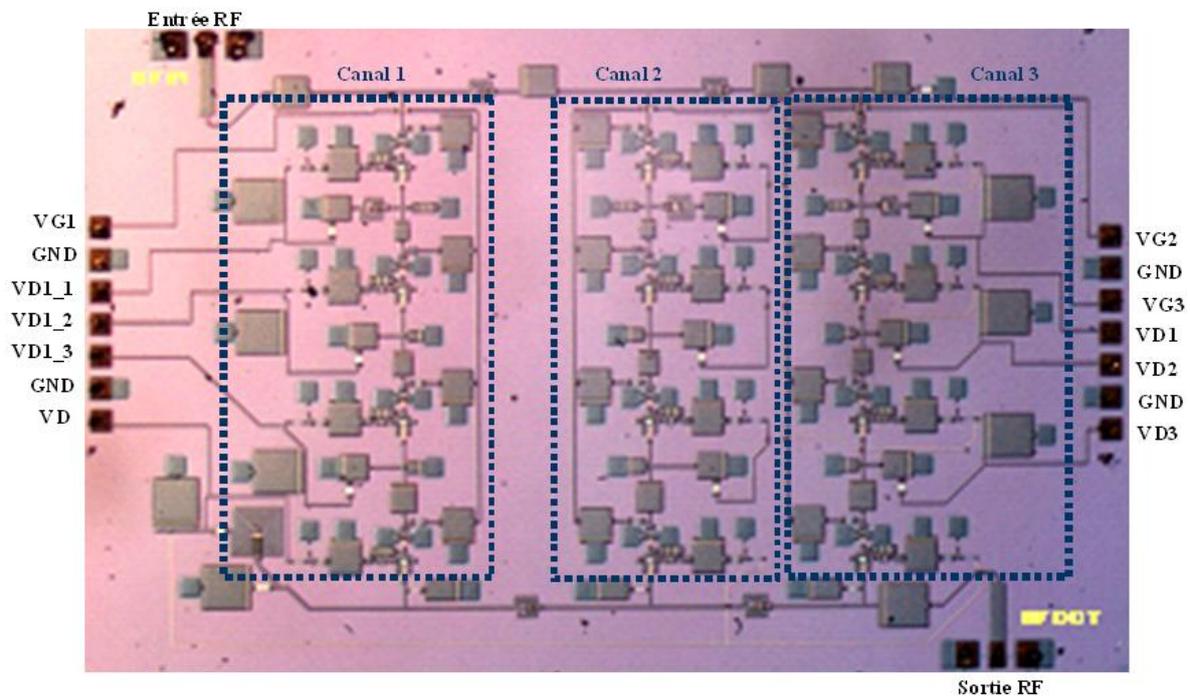


Figure 116 : Photographie du circuit à structure distribuée à 3 canaux.

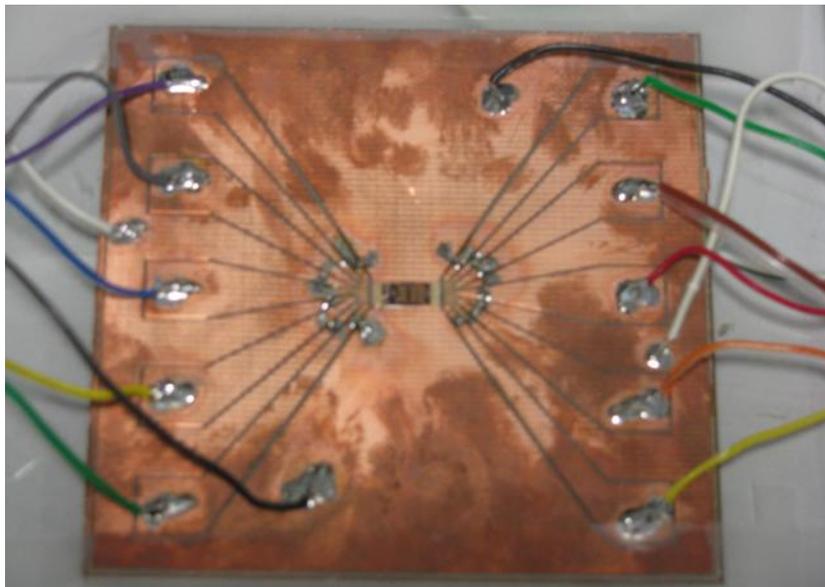


Figure 117 : maquette sur laquelle la puce a été reportée.

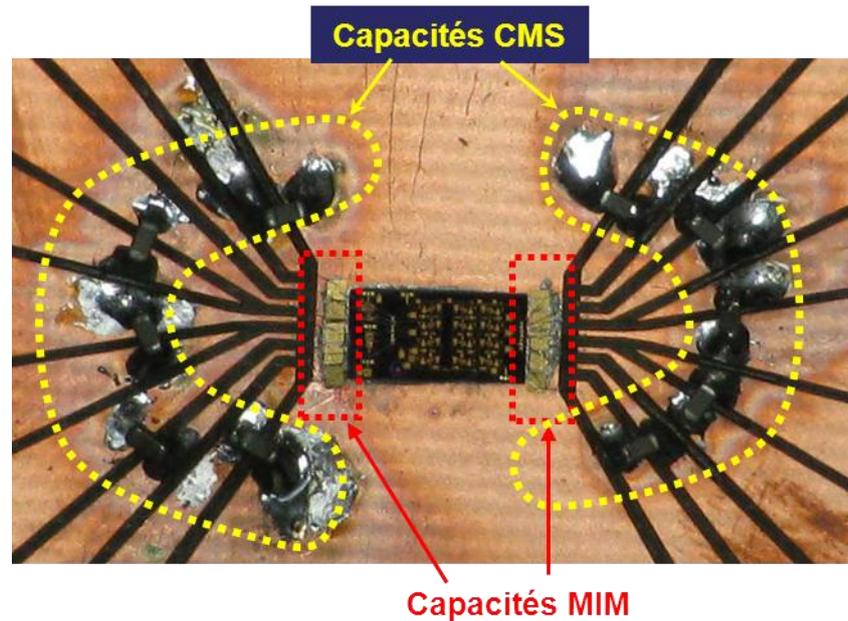


Figure 118 : Agrandissement de la Figure 117.

Comme nous pouvons le voir sur la Figure 118, des capacités MIM de 100pF ont été ajoutées au plus près de la puce afin d'éviter de créer de nouvelles oscillations dues à une longueur trop importante des fils de câblage. Des capacités CMS de 10nF ont également été ajoutées afin de s'assurer du bon découplage des alimentations.

L'implantation de ces capacités a permis de supprimer toute oscillation parasite. Chaque état a donc été mesuré en paramètres S. Les figures suivantes (Figure 119, Figure 120 et Figure 121) correspondent respectivement aux réponses en transmission, en réflexion d'entrée (S11) et de sortie (S22) du filtre pour trois configurations, chacune correspondant à l'activation d'un seul canal, les autres étant alors désactivés. Pour rappel, l'activation d'un canal permettant de piloter l'accordabilité en fréquence se fait par polarisation des grilles des transistors constituant les blocs actifs de manière à ce que les transistors soient passants. La désactivation d'un canal est au contraire obtenue pour une polarisation des transistors des blocs actifs permettant de pincer les transistors. Le Tableau 7 synthétise les tensions de polarisation pour les trois configurations présentées.

TENSION	ACTIVATION DES CANAUX	
	<i>ON</i>	<i>OFF</i>
VG1	-0.42 V	-1.5 V
VG2	-0.42 V	-1.5 V
VG3	-0.20 V	-1.5 V
Vd*	4V	

Tableau 7 : Description des polarisations de grille permettant l'activation ou non des différents canaux.

On constate sur la Figure 119 que les fonctions souhaitées par les trois canaux sont bien réalisées. Les trois bandes de fréquences sont bien distinctes et respectent les bandes de fréquences définies en simulation sous ADS et présentées dans le paragraphe IV.3.

Les coefficients de réflexion en sortie sont inférieurs à -12dB dans la bande passante du filtre pour les trois canaux. Les coefficients de réflexion en entrée sont inférieurs à -10dB entre 3GHz et 15GHz.

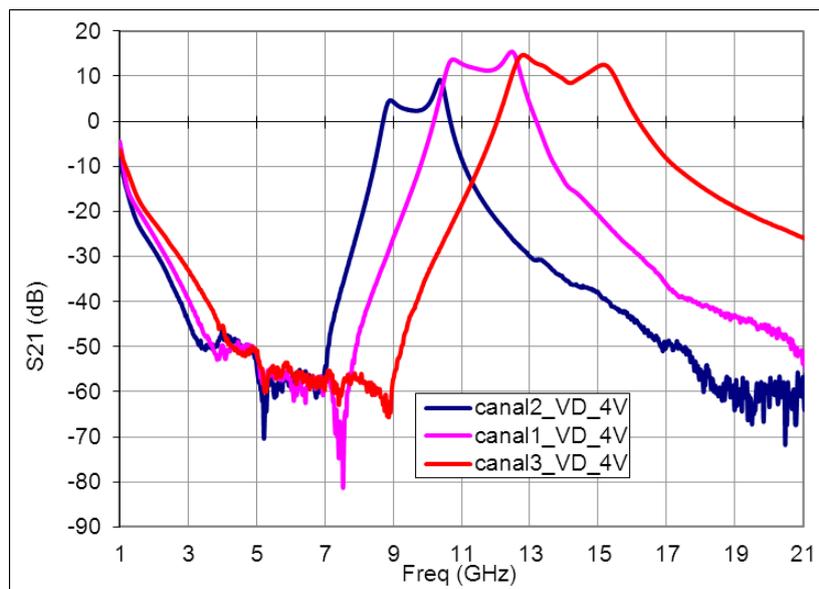


Figure 119 : Réponse en transmission du filtre global mesuré lorsque les canaux sont activés séparément.

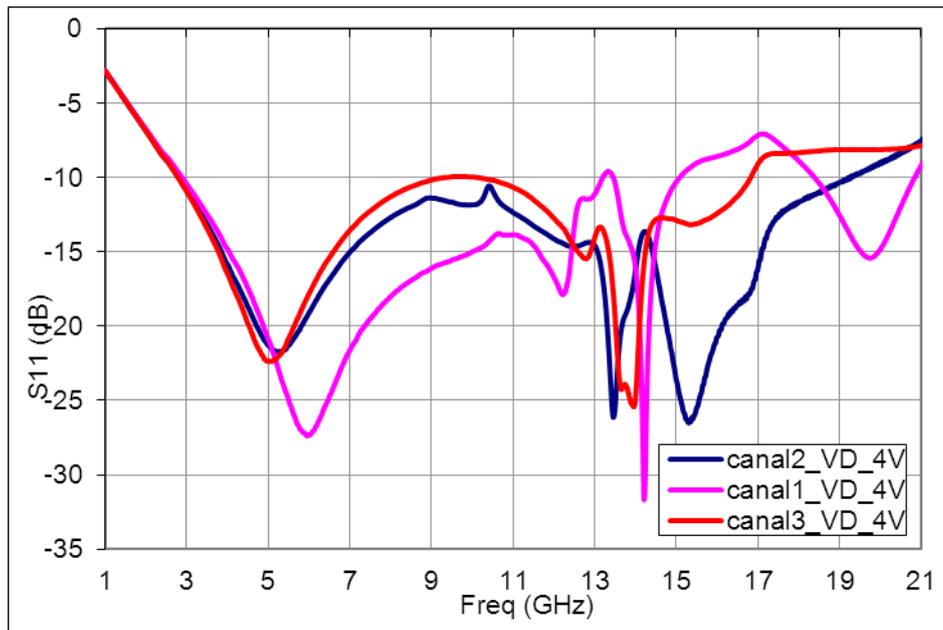


Figure 120 : Résultats de mesures obtenus en réflexion en entrée du circuit lorsque les canaux sont activés séparément.

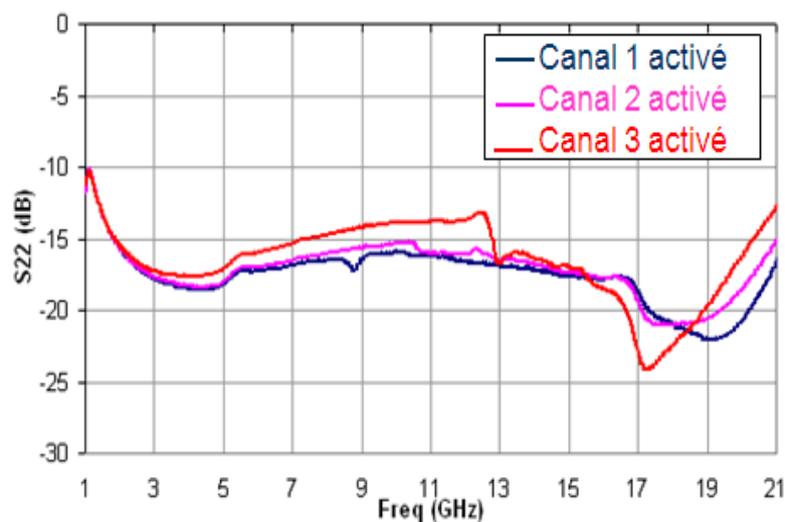


Figure 121 : Résultats de mesures obtenus en réflexion en sortie du circuit lorsque les canaux sont activés séparément.

Les performances de ce filtre à structure distribuée lorsque chacun des trois canaux est activé indépendamment des autres sont synthétisées dans le Tableau 8.

Canal activé	Bande de fréquences (GHz)	NF (dB)	Gain moyen (dB)	Réjection (dB) à 1,5 GHz	
				Bas de bande	Haut de bande
1	8,7 – 10,6	10	5 ± 3,3	48	25
2	10,5 – 12,7	6	12 ± 2	36	25
3	12,4 – 15,6	11	10 ± 3	28	17

Tableau 8 : Synthèse des performances du filtre à structure distribuée lorsque les trois canaux sont activés séparément.

Ce filtre à structure distribuée permet également quatre autres configurations. Les réponses en transmission de ces quatre configurations sont présentées à la Figure 122. Sur ces figures, les courbes roses correspondent aux réponses obtenues par activation de deux ou trois canaux simultanément, superposées à des courbes bleues correspondant aux réponses obtenues par activation de ces mêmes canaux séparément. Cette superposition de courbes permet de se rendre compte des variations apportées par l'activation de plusieurs canaux simultanément.

On constate sur la Figure 122.a qu'en activant les canaux 1 et 2, le gain du second canal est sensiblement le même que lorsque ce canal est activé seul, tandis que le canal 1, présente légèrement moins de gain que lorsqu'il est activé seul. Cette légère perte de gain peut s'expliquer par l'adaptation entre les résonateurs. En revanche, sur la Figure 122.c qui présente les courbes des canaux 2 et 3, on peut voir que le gain du canal 3 lorsque les deux canaux sont activés simultanément correspond sensiblement à celui obtenu lorsque le canal est activé seul. Le canal 2, contrairement au cas où il était activé avec le canal 1, présente plus de gain. Ce qui implique que l'activation du canal 3 a une influence positive sur sa réponse. Ce comportement s'explique en partie par les couplages entre les résonateurs et les circuits de polarisation.

On constate également sur la Figure 122.b par exemple un phénomène de « peaking » à la jonction entre les deux bande passante. Ce phénomène peut s'expliquer d'une part par les couplages observés sur chaque canaux mais aussi par le fait qu'aux fréquences qui sont couvertes par les canaux 1 et 3, les signaux provenant de ces mêmes canaux soient en phase et s'additionnent parfaitement.

La Figure 122.c permet de comprendre de quelle manière ce filtre offre la possibilité de fonctionner en mode réjecteur sous certaines conditions. En effet, on constate d'après cette figure que le fait d'activer les deux canaux dont les bandes passantes ne sont pas adjacentes crée un creux qui constituerait la bande rejetée du filtre en mode réjecteur. Ce mode ne peut être considéré en tant que tel que si les réjections en bord de bande sont plus importantes, ce qui implique un facteur de qualité plus fort. En revanche, si l'objectif est d'obtenir un filtre réjecteur large bande il serait nécessaire de concevoir une structure avec autant de canaux que nécessaire pour couvrir l'ensemble de la bande lorsqu'ils sont activés. La bande rejetée correspondra alors à la bande de fréquence couverte par le(s) filtre(s) désactivé(s).

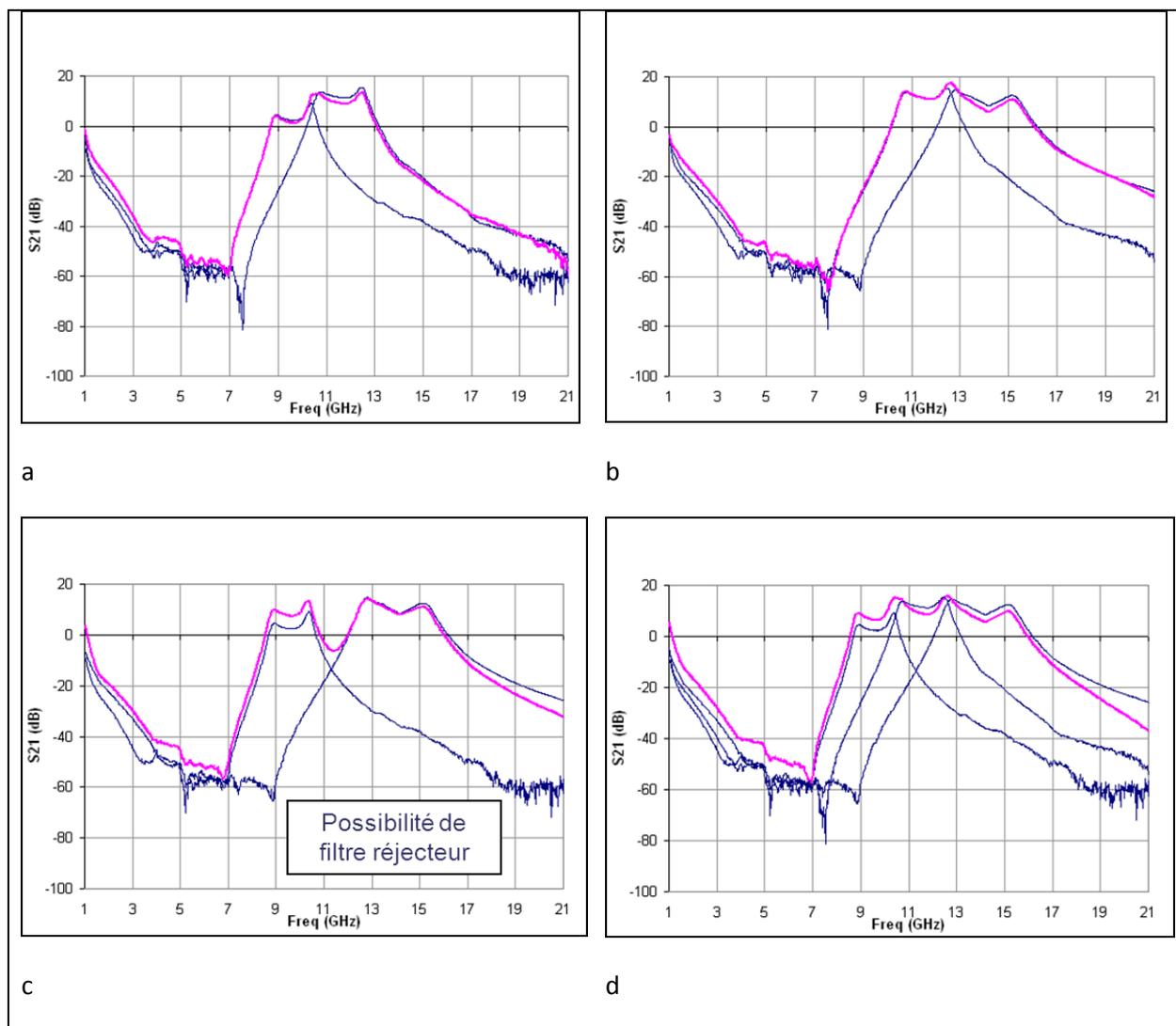


Figure 122 : Réponse en transmission du filtre à structure distribuée pour différents canaux activés simultanément.

IV.2.4.2. ETUDE DU « GROUP DELAY »

L'étude du temps de propagation de groupe, défini par l'équation III.5, permet d'évaluer la distorsion de phase et donc le délai introduit par chaque canal.

$$\tau_g = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d(\varphi(\omega))}{d\omega} \quad \text{III.5}$$

Le Group Delay est intéressant à étudier dans le cadre de filtrage basé sur une structure distribuée puisque celui-ci a une influence directe sur la recombinaison des signaux en sortie lorsque plusieurs canaux sont activés simultanément. Les résultats de simulation de ce paramètre appliqué au filtre lorsque les canaux sont activés individuellement sont présentés sur une bande de fréquence allant de 21 GHz à 21 GHz à la Figure 123. On peut constater des recouvrements entre ces courbes ce qui signifie que le temps de propagation pour ces fréquences est exactement le même. Pour illustrer ce point, la Figure 124, prise sur la bande 3 - 21 GHz, permet d'établir une comparaison entre les points de recouvrement des group delay des réponses du filtre pour chaque canal avec la réponse en transmission du filtre lorsque les trois canaux sont activés simultanément. On constate que les pics observés aux fréquences 10,90 GHz et 13,10 GHz correspondent aux points de recouvrement des group delay des canaux 1 et 2 pour le premier point et des canaux 2 et 3 pour le second. (Il est à noter que sur les courbes présentées à la Figure 124, le pas de simulation en fréquence du group delay est différent de celui utilisé pour la simulation de la réponse en transmission lorsque les trois canaux sont activés simultanément. C'est la raison pour laquelle, les fréquences correspondant aux points M5 et M7 par exemple ne sont pas les mêmes, cependant, les points M5 e M6 sont légèrement décalés par rapport aux points d'intersection des courbes).

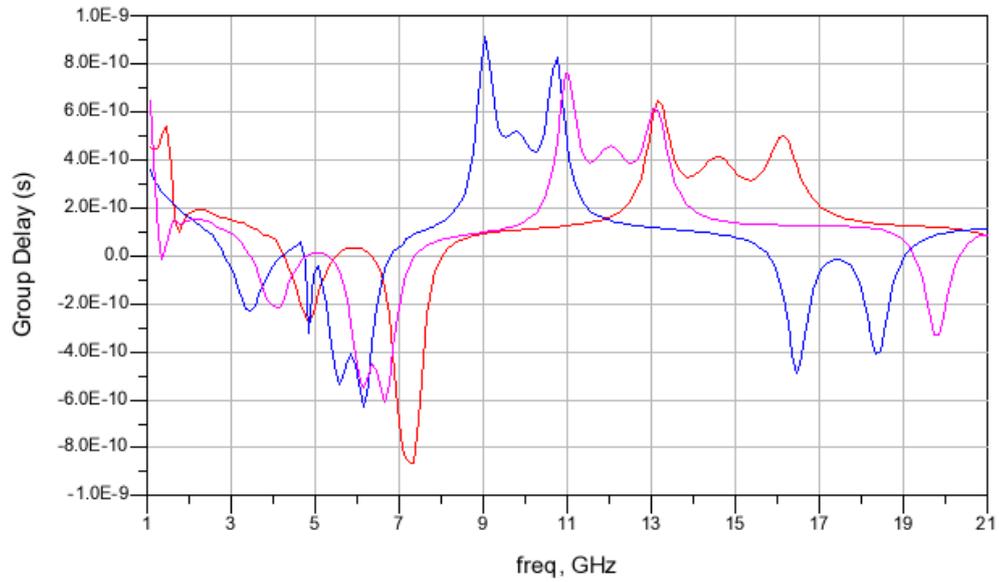


Figure 123 : Group Delay obtenu en simulation pour chaque canal activé individuellement.

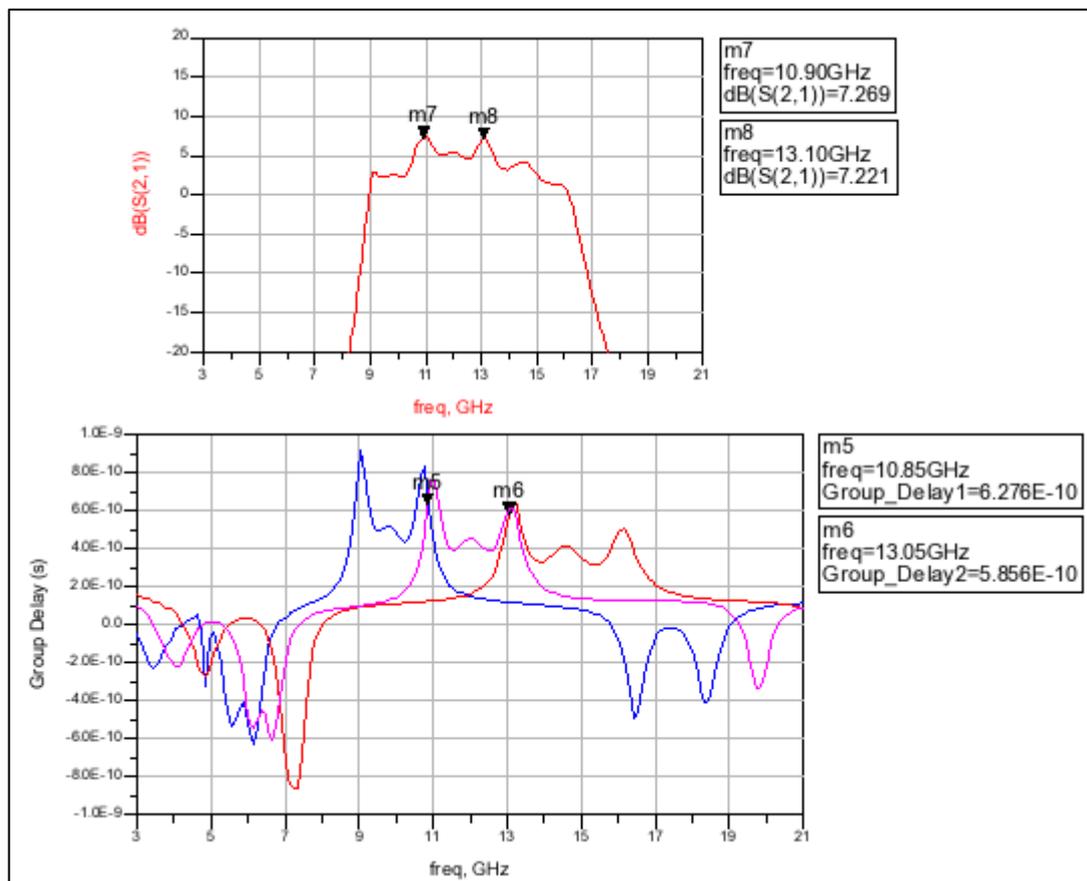
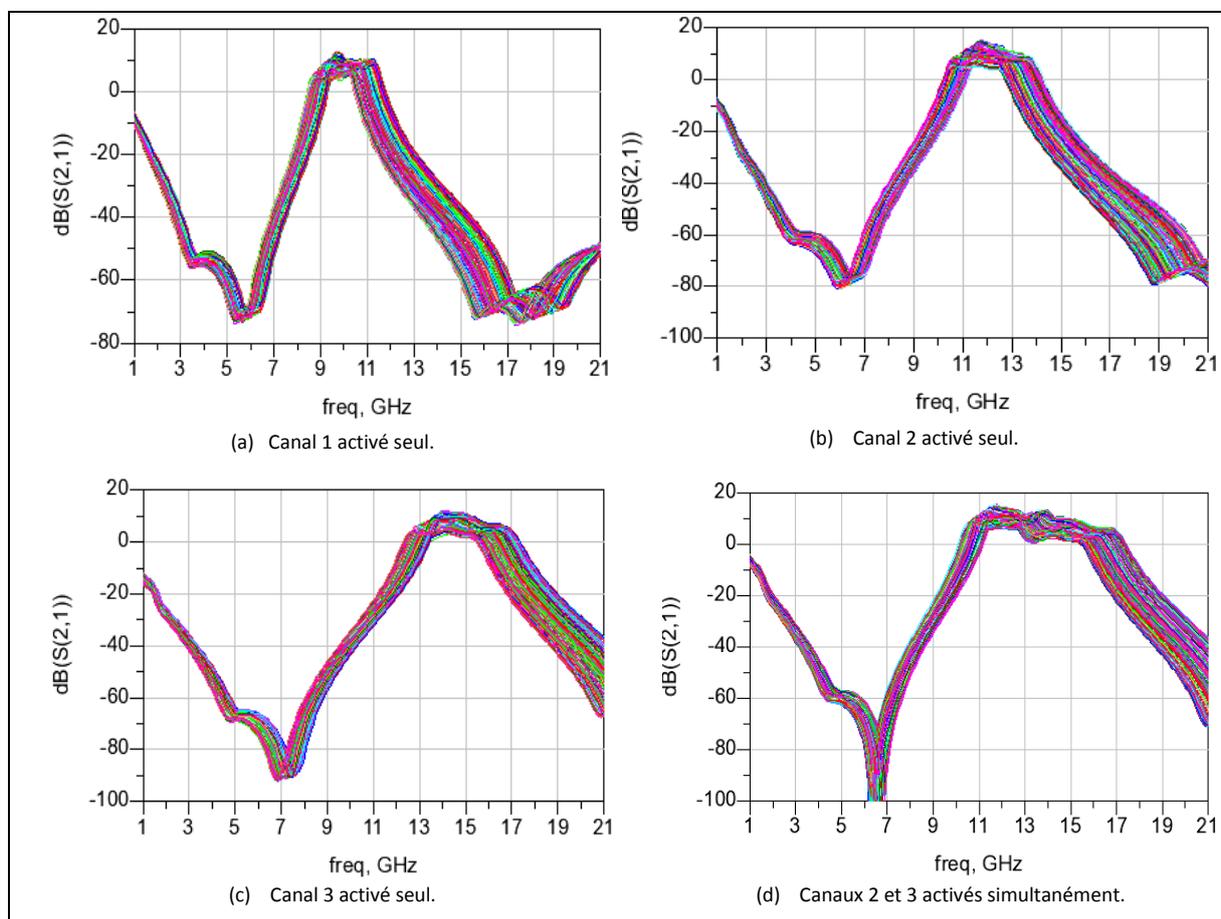


Figure 124 : Comparaison du Group Delay simulé pour chaque canal activé seul avec la réponse en transmission simulée du filtre lorsque les trois canaux sont activés simultanément.

IV.2.5. SIMULATION DE DISPERSION (MONTE CARLO)

Afin de se rendre compte de l'effet de la dérive de certains paramètres, une analyse de dispersion par la méthode de Monte Carlo a été réalisée. Le résultat obtenu sur la réponse en transmission est présenté pour chaque configuration, à la Figure 125. Les paramètres pris en compte dans cette simulations sont les suivants :

On constate forte dispersion impliquant une dérive en fréquence pouvant aller jusqu'à 1GHz en bas de bande et 1,5 GHz en haut de bande. Cette dispersion théorique sur les paramètres des éléments constituant un MMIC, fournie par UMS, est assez largement surévaluée par rapport à la dispersion réelle. Les variations de fréquence des filtres sont donc plus faibles dans la réalité que ce qui apparaît sur ces courbes.



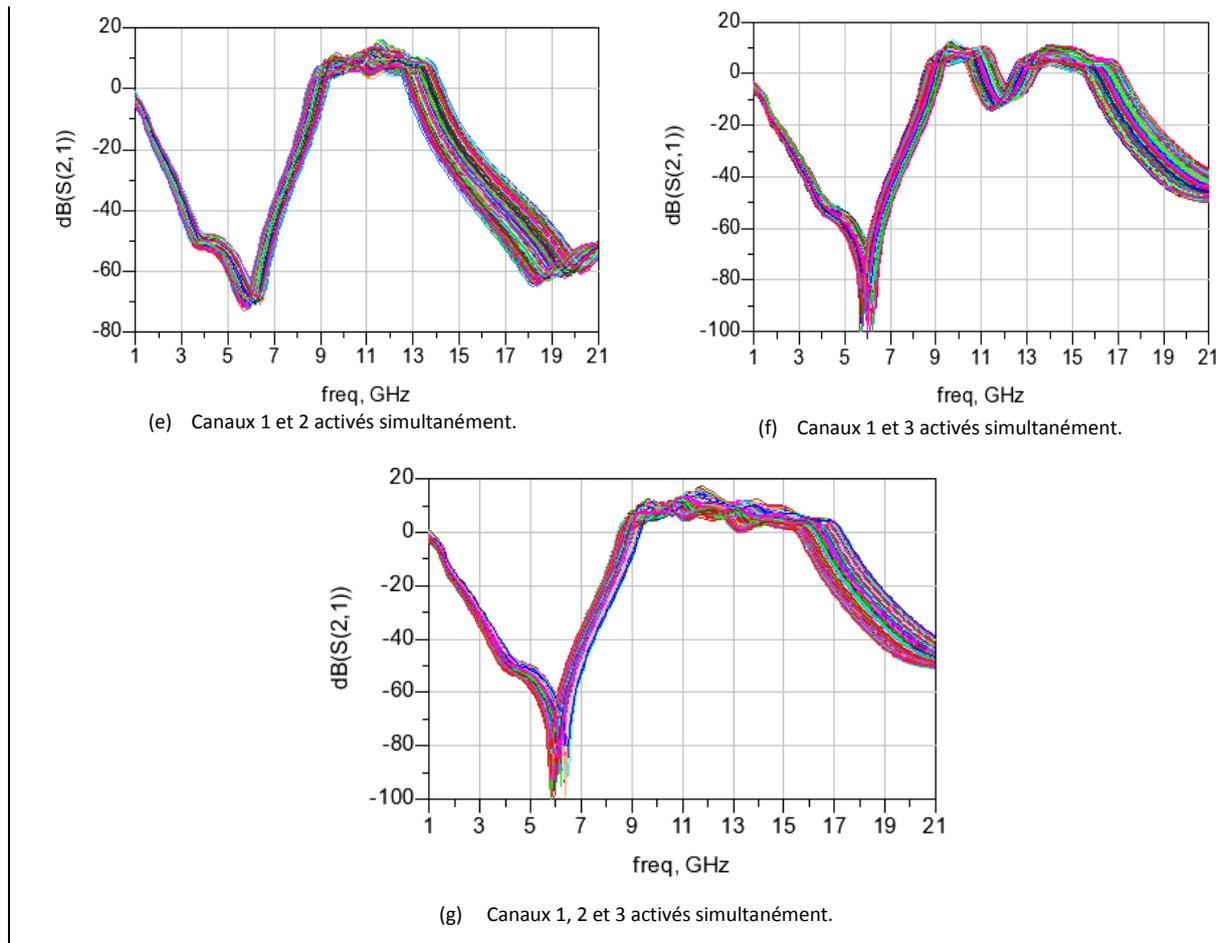


Figure 125 : Résultats obtenus en transmission sur une simulation de dispersion par la méthode de Monte Carlo pour les sept configurations possible du filtre à structure distribuée.

IV.3. COMPARAISON ENTRE LES RESULTATS OBTENUS EN MESURES ET CEUX OBTENUS EN SIMULATION ELECTRIQUE SOUS ADS

La Figure 126 présente les résultats obtenus en mesures (courbes bleues) pour chaque configuration du filtre à structure distribuée ainsi que le résultats de simulation électrique réalisées sous ADS (courbes roses).

On retrouve ici sur les réponses mesurées (courbes bleues) le phénomène de « peaking » déjà observé sur la cellule filtrante présentée au paragraphe IV.2.3 à la Figure 96. Sur chaque figure on constate que sur chaque canal, certains résonateurs semblent s'être légèrement décalés.

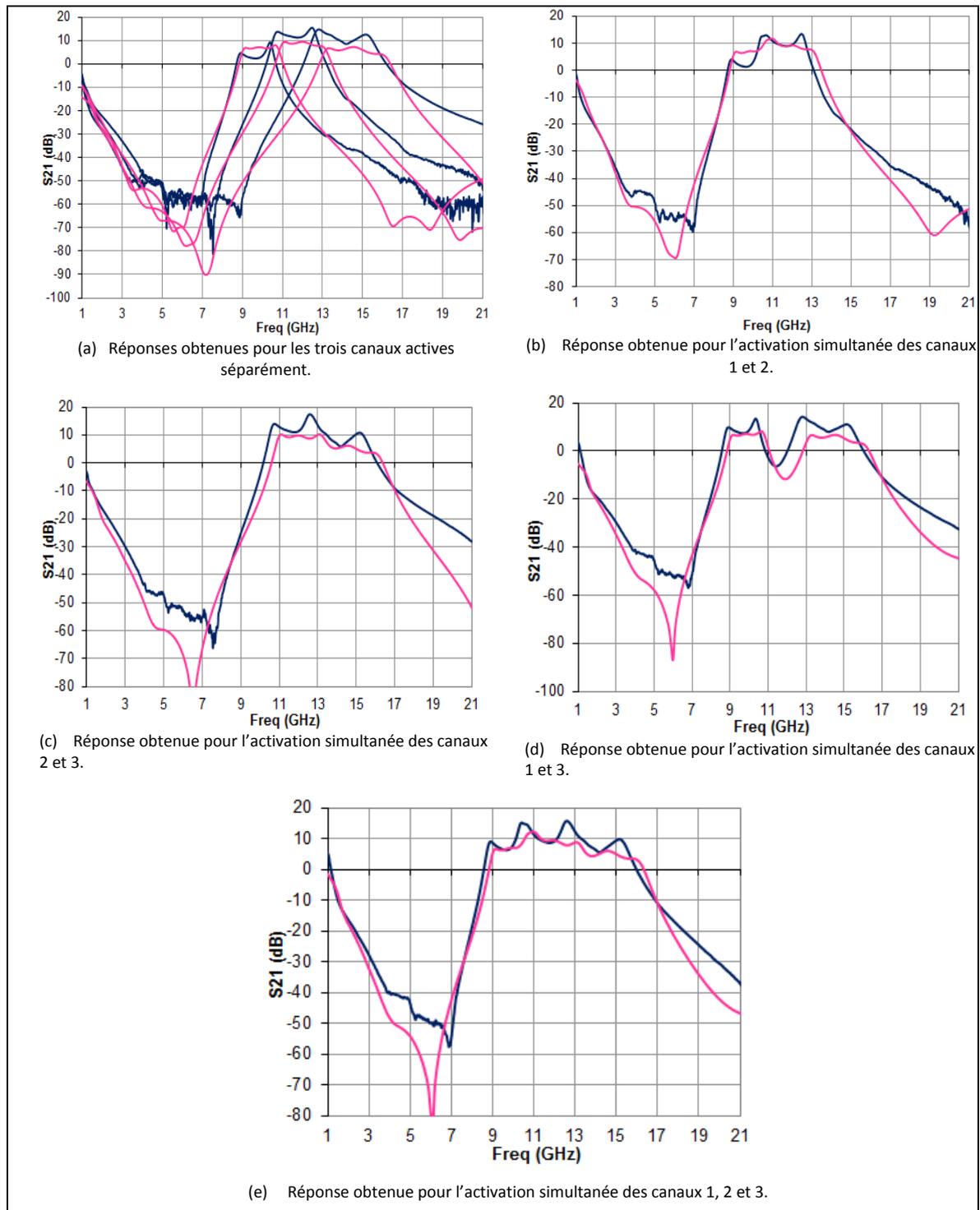


Figure 126 : Comparaison des réponses en transmissions obtenues en mesures (courbes bleues) avec celles obtenues en simulation électrique sous ADS (courbes roses) pour chaque configuration.

La Figure 127 présente une comparaison entre les courbes des coefficients de réflexion mesurés (courbes bleues) et simulés (courbes roses) en entrée du filtre à structure distribuée pour différentes configurations. Cette figure montre que dans toutes les configurations, ce coefficient de réflexion reste en dessous de -10dB dans la bande passante.

Le paramètre de réflexion en sortie, présenté à la Figure 128, est meilleur puisqu'il se trouve, dans toutes les configurations, en dessous de -14dB.

Ces deux figures montrent également que les réponses obtenues en mesures coïncident avec les résultats obtenus en simulation.

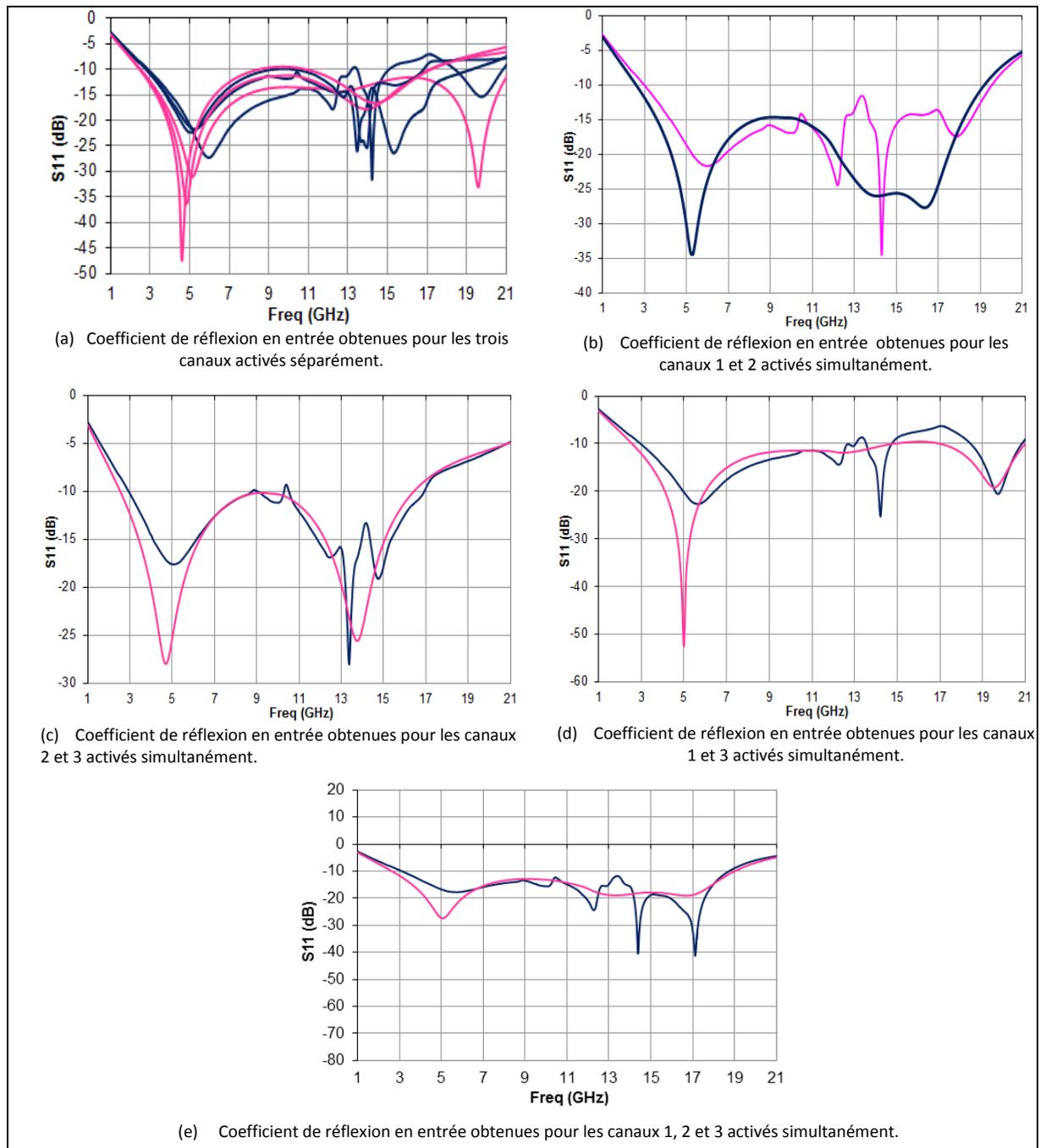


Figure 127 : Comparaison des coefficients de réflexion en entrée du filtre à structure distribuée obtenues en mesures (courbes bleues) avec celles obtenues en simulation électrique sous ADS (courbes roses) pour chaque configuration.

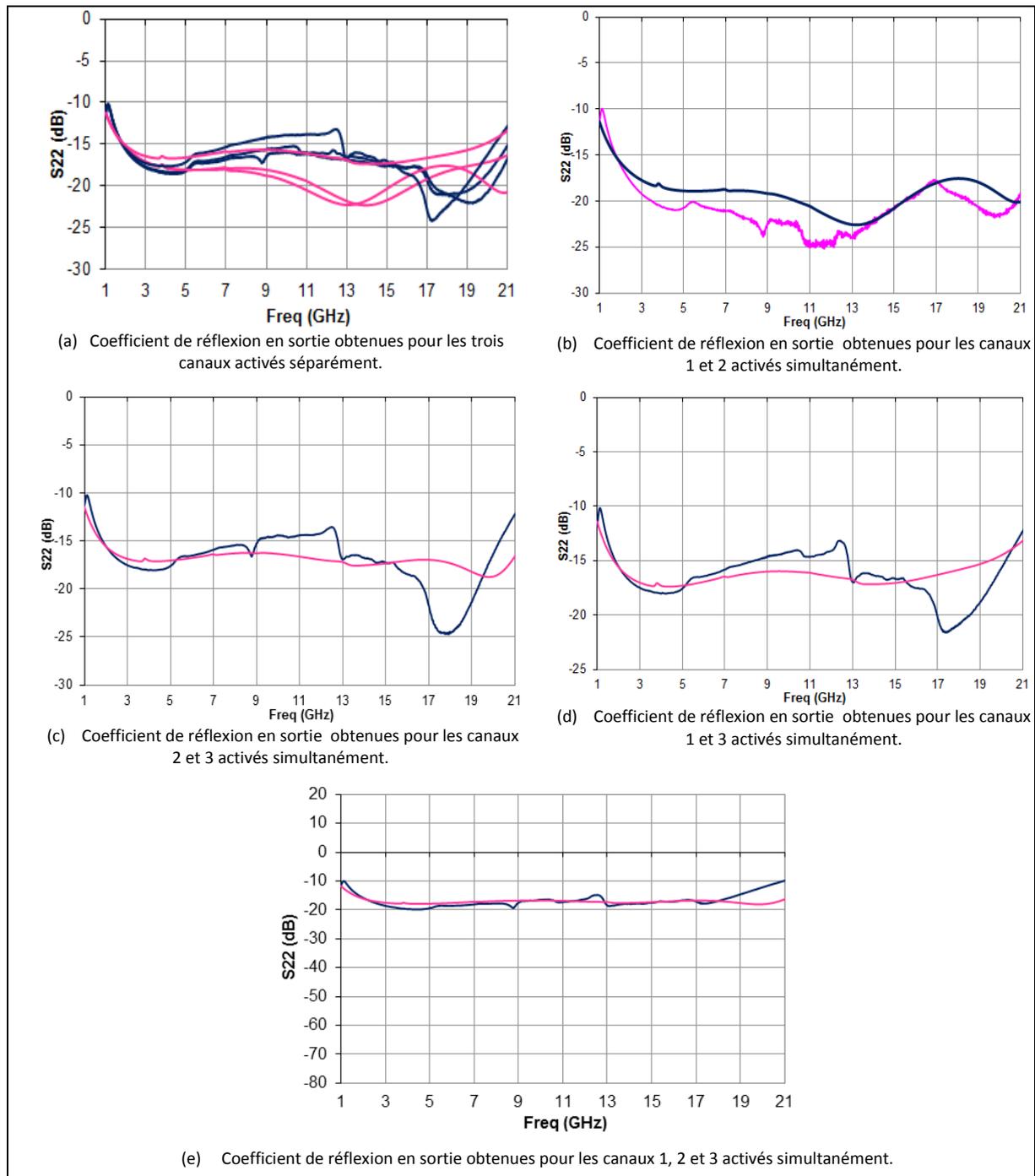


Figure 128 : Réflexion en sortie du filtre à structure distribuée pour différents canaux activés simultanément.

IV.3.1. COMPARAISON CANAL SEUL ET CANAL AU SEIN DE LA STRUCTURE DISTRIBUEE

Outre la possibilité de réaliser des filtres accordables en fréquences, la structure distribuée permet aussi d'améliorer les adaptations en entrée et sortie des canaux. Afin de mettre en évidence cette propriété, une comparaison entre la cellule filtrante présentée au paragraphe

IV.2.3 et cette même cellule insérée dans la structure distribuée a été effectuée. Ces deux circuits sont parfaitement comparables pour deux raisons : la première étant que la structure de la cellule filtrante correspond exactement au canal 1 du filtre à structure distribuée, la seconde étant que la technologie est exactement la même. La Figure 129 présente les paramètres de réflexion en entrée (Figure 129.a) et en sortie (Figure 129.b). Les courbes roses correspondent aux réponses obtenues pour le filtre à structure distribuée lorsque le canal 1 seul est activé et que les deux autres canaux sont désactivés. Les courbes bleues correspondent à la réponse de la cellule filtrante présentée au chapitre IV.2.3.

On constate que la structure distribuée a permis d'adapter le circuit, on obtient ainsi un TOS en entrée inférieur à -10dB dans la bande passante en entrée et en dessous de -15dB en sortie.

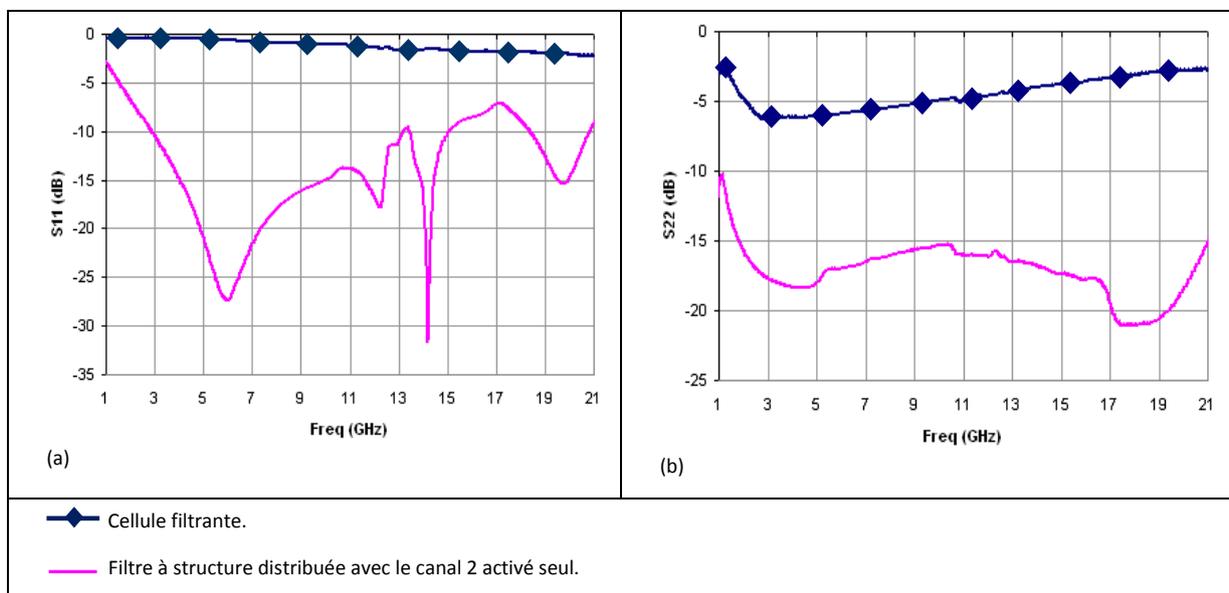


Figure 129 : Comparaison entre les résultats de mesures des paramètres de réflexion en entrée (a) et en sortie (b) de la cellule filtrante seule (courbes bleue) et de cette même cellule insérée dans la structure distribuée.

La Figure 130 est un tableau récapitulatif des performances obtenues en mesures du filtre à structure distribuée en comparaison avec les objectifs fixés (décrits dans le tableau en vert entre crochets).

Canaux activés	Bande de fréquences [objectifs] (GHz)	Gain Moyen [objectifs] (dB)	Réjection [objectifs] (dB)	Rejection [objectifs] (dB) à 1.5 GHz		NF (dB)
				Sous bande basse	Sous bande haute	
1	8.7 – 10.6 [8,5 – 10,5]	5 ± 3.3 [~10]	-	48 [25]	25 [25]	10
2	10.5 – 12.7 [10,5 – 12,5]	12 ± 2 [~10]	-	36 [25]	25 [25]	6
3	12.4 – 15.6 [12,5 – 15,5]	10 ± 3 [~10]	-	28 [25]	17 [25]	11
1&2	8.7 - 13	7.5 ± 7	-	47	18	9
1&3	10.4 – 15.5	10 ± 5	-	35	17	12
1&2&3	8.7 – 15.5	10.5 ± 5	-	50	18	10.5
2&3	10.6 – 12,4	-	12	-	-	-

Figure 130 : Tableau récapitulatif des performances du filtre à structure distribuée en comparaison avec les objectifs visés (vert).

IV.4. CONCLUSION

Les études présentées dans ce chapitre ont permis de montrer des résultats très encourageants dans la conception de filtres reconfigurables large bande par l'utilisation d'une structure distribuée. La solution proposée a permis d'obtenir sept configurations différentes favorisant une accordabilité sur une bande passante allant de 8,7 GHz à 15,6 GHz.

La réponse du filtre constitué de trois canaux a été comparé à la réponse d'un canal isolé (sans cellule d'adaptation ni en entrée ni en sortie). Il a donc été possible de montrer entre autre l'adaptation apportée par la structure distribuée par comparaison des mesures du canal seul avec la réponse de la structure distribuée lorsque le canal a été activé seul.

Les mesures linéaires ont donné des résultats intéressants en terme d'accordabilité en fréquences puisque les réponses de chaque configuration sont bien déterminées. En revanche, de par les éléments actifs qui constituent ce filtre, le bruit a été mesuré à un niveau de 7dB dans la bande passante. Cependant, ce résultat reste correct en comparaison avec des filtres à structure complexe (avec plusieurs canaux) incluant des éléments actifs tels que le filtre présenté par C. Rauscher [42] .

Le point à améliorer en priorité serait l'ondulation dans la bande qui reste trop importante.

IV.5. BIBLIOGRAPHIE

- [39] **M. CAMPOVECCHIO**
"Méthode de conception d'amplificateurs de puissance microondes large bande à transistors à effet de champ. Application aux amplificateurs distribués M.M.I.C."
Thèse de Doctorat, Université de Limoges, Janvier 1993.
- [40] **J.B. BEYER, S.N. PRASAD, G.K. HOHENWARTER**
"MESFET distributed amplifier design guidelines"
IEEE Trans, on MTT, Vol. 32, Mars 1984, pp 268-275.
- [41] **H.D. PARK**
"Etude et réalisation d'un amplificateur distribué hyperfréquence de puissance en technologie hybride"
Ecole Nationale Supérieure de l'Aéronautique et de l'Espace, n° d'ordre 134, Juillet 1987.
- [42] **C. RAUSCHER**
"Two-Branch Microwave Channelized Active Bandpass Filters"
IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 48, NO. 3, MARCH 2000.
- [43] **L. DARCEL**
"Synthèse et Réalisations de filtres actifs micro-ondes intégrés en technologie MMIC - Intégration de la méthode dans un outil de CAO"
Thèse de Doctorat, Université Paris VI, 20 décembre 2005.
- [44] **F. BERGERAS**
"Etude de nouvelles structures de filtres actifs intégrées en Hyperfréquences"
Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 20 décembre 2010.
- [45] **W. STRUBLE and A. PLATZKER**
"A Rigorous Yet Simple Method For Determining Stability of Linear N-Port Networks"
GaAs IC Symposium
- [46] **S. MONS**
"Nouvelles méthode d'analyse de stabilité intégrées à la CAO des circuits monolithiques microondes non linéaires"
Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 10 Décembre 1999.

CONCLUSION GENERALE

V. CONCLUSION GENERALE

Le besoin de compacité impose de trouver de nouvelles solutions aux fonctions de filtrage. Parmi elles, des solutions permettant de réaliser plusieurs fonctions au moyen d'un seul et même circuit reconfigurable.

Les filtres décrits dans ce manuscrit ont donc été conçus dans l'objectif d'obtenir des circuits reconfigurables par une accordabilité en fréquence, par commutation d'un mode réjecteur à un mode passe-tout mais aussi par accordabilité de bande passante dans le cas de l'utilisation d'une structure distribuée.

Nous avons donc pu démontrer la possibilité de réaliser des filtres pouvant fonctionner en mode réjecteur et en mode passe-tout grâce à la topologie de résonateurs à lignes couplées chargées par des transistors à effet de champ froids commutables. Nous avons également démontré la possibilité, pour ces filtres pouvant fonctionner selon deux modes, d'assurer la fonctionnalité d'accordabilité lorsque les filtres sont configurés en mode réjecteurs. Deux types d'accordabilité ont été mis en place : l'accordabilité continue par l'utilisation de diodes Schottky polarisées, ainsi que l'accordabilité discrète par l'utilisation de transistors froids à effet de champ permettant de commuter sur différentes capacités chargeant l'extrémité non court-circuitée de la ligne couplée.

La solution d'accordabilité continue présente l'inconvénient d'une grande sensibilité de la fréquence centrale de réjection aux variations de la commande de la diode. L'utilisation de transistors froids à effet de champ permet de s'affranchir de cette sensibilité tant que les variations de polarisation de ces transistors ne dépassent pas leur tension seuil.

Cependant des efforts restent à faire pour ce qui concerne les performances de ces filtres. En effet, bien que les fonctionnalités soient validées, les pertes introduites par la résistance R_{ON} des transistors froids à effet de champ peuvent être importantes, surtout si ceux-ci sont utilisés pour la conception de filtres à trois lignes couplées comme le montre le filtre M2LC présenté au chapitre 2 lorsque seulement l'une des deux branches est activée.

La topologie de filtre basée sur une structure distribuée a également prouvé sa fonctionnalité notamment pour l'adaptation large bande obtenue par les lignes de grille et de drain du filtre. Le filtre développé en technologie AsGa basé sur une structure distribuée permettant de commuter entre trois canaux offre la possibilité de fonctionner suivant sept états, selon que les canaux soient activés seuls ou deux à deux ou les trois simultanément. L'utilisation de blocs actifs a permis de compenser les pertes des éléments passifs sur puces

MMIC, d'isoler les résonateurs les uns des autres pour un même canal ainsi que de commuter entre les différents canaux : c'est par la polarisation de ces éléments actifs que se fait l'accordabilité. Le point à améliorer concernant cette structure reste le recouvrement des bandes de fréquences adjacentes afin d'améliorer la platitude dans la bande passante.

ANNEXES

VI. ANNEXES

VI.1. PRINCIPE D'APPLICATION DE LA NDF (NORMALIZED DETERMINANT FUNCTION)

La Figure 131 représente le schéma petit signal simplifié d'un transistor à effet de champ ouvert aux endroits permettant le calcul de la NDF. En considérant un transistor à effet de champ comme un système bouclé il est sous-entendu que sa stabilité peut s'étudier comme tel. Les ouvertures sont faites au niveau de la grille et de la source où une source de tension externe est insérée (désignée sur le schéma par les annotations V_{g_ext} pour la tension appliquée sur la grille et V_{s_ext} pour celle appliquée sur la source). Les annotations V_{g_r} et V_{s_r} correspondent aux valeurs résultantes.

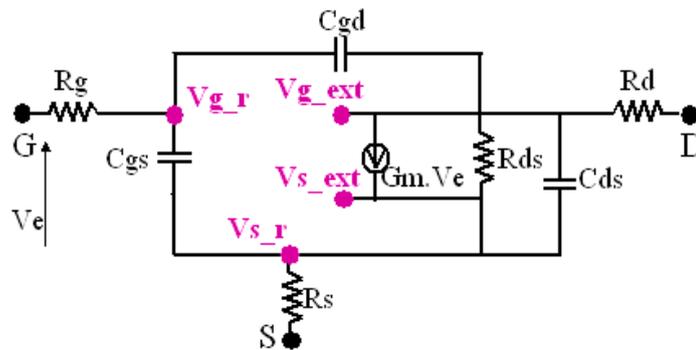


Figure 131 : Schéma petit signal simplifié d'un transistor à effet de champ correspondant à l'étude de stabilité non-linéaire.

Le calcul de la NDF est basé sur l'équation qui suit :

$$NDF_i = 1 - \frac{V_{g_r} - V_{s_r}}{V_{g_ext} - V_{s_ext}} \text{ Calculée pour chaque transistor } i. \quad (\text{III.3})$$

Le schéma de la cellule filtrante dont la stabilité doit être étudiée est présenté à la Figure 90 et plus détaillé à la Figure 91. Elle est constituée de quatre blocs actifs, chacun étant composé de deux transistors à effet de champ montés en cascode. Cette NDF calculée pour chaque transistor, notée NDF_i , est obtenue en éteignant le transistor qui précède celui sur lequel le calcul se porte. Le résultat de la NDF dite globale est le produit de toutes les NDF partielles :

$$NDF = \prod_{i=1}^n NDF_i \quad (\text{III.4})$$

Cette étude a été réalisée à l'aide du logiciel ADS et le schéma de simulation est présenté Figure 132.

Sur cette figure, huit schémas sont représentés. Le premier est utilisé pour calculer NDF_1 pour la contribution du premier transistor. Le second est utilisé pour calculer NDF_2 pour la contribution du second transistor. Pour ce faire, il est indispensable que le premier transistor ait été éteint auparavant.

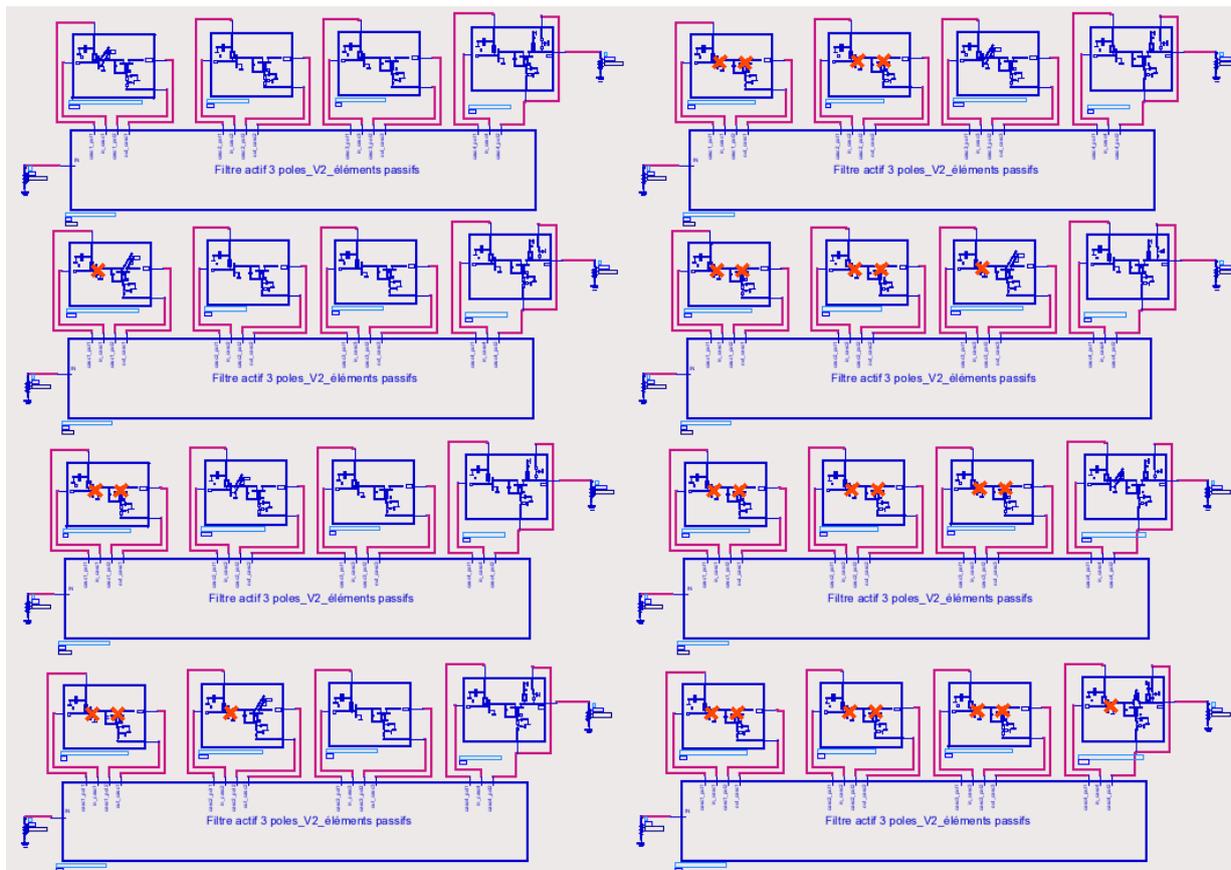


Figure 132 : Schéma du fichier simulé sous ADS pour le calcul de la NDF.

VII. PUBLICATIONS

- **“Méthode d’amélioration de la stabilité de filtres actifs MMIC passe-bande d’ordre 3 en bande X/Ku”**

Auteurs :

Leïla Kamoun, Philippe Duême, Jean-Philippe Plaze, Eric Kerhervé, Balwant Godara

Conférence : Journées Nationales des Microondes (JNM 2011)

Lieu : Brest, France

Date : 18 – 20 mai 2011

- **“A Tunable and Reconfigurable Active Filter based on Distributed Structure Concept”**

Auteurs :

Leïla Kamoun, Philippe Duême, Jean-Philippe Plaze, Eric Kerhervé, Balwant Godara

Conférence : NEWCAS 2012

Lieu : Montréal, Canada

Date: 18 – 20 Juin 2012

- **“Filtre réjecteur accordable monolithique en technologie GaN”**

Auteurs :

Leïla Kamoun, Eric Kerhervé, Philippe Duême, Jean-Philippe Plaze, Balwant Godara

Conférence : Journées Nationales des Microondes (JNM2013)

Lieu : Paris, France

Date: 15 – 17 Mai 2013

- **“A New Topology of Active Bandstop Filters in MMIC Technology for Wideband Applications”**

Auteurs :

Leïla Kamoun, Eric Kerhervé, Philippe Duême, Jean-Philippe Plaze, Balwant Godara

Conférence : International Microwave Symposium (IMS 2013)

Lieu : Seattle, Etats-Unis

Date: 3 – 7 Juin 2013

➤ **“A Tunable and Reconfigurable MMIC Active Filter IN GaAs Technology”**

Auteurs :

Leïla Kamoun, Eric Kerhervé, Philippe Duême, Jean-Philippe Plaze, Balwant Godara

Journal : Analog Integrated Circuits and Signal Processing

Date : 2013

Résumé

Ces travaux de thèse portent sur l'étude de filtres « multi-fonctions » dont l'objectif serait de réduire les dimensions des circuits réalisant les fonctions de filtrage dans les systèmes aéroportés. Ces travaux ont donc conduit à la réalisation de filtres large bande (2 – 18 GHz) réjecteurs développés en technologie MMIC utilisant la filière GaN, ainsi que des filtres large bande développés suivant la filière AsGa en technologie MMIC. Les différents filtres réjecteurs ont été conçus suivant deux principes :

- Le premier basé sur une structure à résonateurs à lignes couplées. Les différents prototypes réalisés ont permis de montrer l'accordabilité en fréquence grâce à une charge variable placée à l'extrémité non court-circuité de la ligne couplée. Celle-ci peut être réalisée par une diode varactor ou par un transistor froid. Ces prototypes ont également permis de montrer la possibilité de fonctionner suivant un mode passe-tout ou un mode réjecteur par simple polarisation de transistors chargés à l'extrémité de la ligne couplée.
- Le second est basé sur l'accordabilité de filtres actifs par commutation entre plusieurs canaux à l'aide d'une structure distribuée. Un prototype a été développé et réalisé en technologie AsGa. Cette structure permet à la fois une accordabilité en fréquences, ainsi qu'en largeur de bande passante (par activation de plusieurs canaux de bandes passantes adjacentes), et une adaptation large bande. Cette structure réunit à la fois des fonctions d'accordabilité en fréquences (entre 8,7 et 15,6 GHz) par polarisation d'éléments actifs, ceux-ci permettant même d'obtenir du gain (de l'ordre de 10 dB).

Mots clés : Filtres actifs, Filtres large bande, Filtes accordables, Filtres réjecteurs, Filtres passe-bande, Filtres intégrés, MMIC, GaN, AsGa.

Summary

The aim of this work is to study “multi-functions” filters with an objective to reduce the dimensions of the circuits used for filtering functions in airborne systems. This work allows to obtain wide band notch filters (from 2 to 18 GHz) developed in MMIC technology using the

GaN process and wide band filters developed in GaAs technology. The notch filters have been realized with two principles:

- The first one based on coupled lines resonators structure. The prototype manufactured allow to validate the frequency tunability thanks to a variable load placed at the end of the coupled line. This can be realized with a varactor diode or with a cold transistor. These prototypes allow also validating the possibility for the circuit to work as an “allpass” filter or as a notch filter by applying a bias voltage on the transistors placed at the end of the coupled line.
- The second one is based on the tenability of active filters by commuting between several channels thanks to a distributed structure. A prototype has been developed and manufactured in GaAs technology. This structure allow a frequency tunability with also the possibility to tune the bandwidth (by activating seeral channels with edge bandwidth), and a wide band matching. This structure allows to obtain frequency tunability (between 8.7 and 15.6 GHz) by applying a bias voltage on the active elements which brin gain (around 10 dB).

Key Words: Active Filters, Wide Band Filters, Reconfigurable Filters, Tunable Filters, Notch Filters, Bandpass Filters, MMIC, GaN, GaAs.

Laboratoire de l'Intégration, du Matériau au Système

[IMS, UMR 5218, 351 Cours de la libération, 33405 Talence cedex, France]