

UNIVERSITE DE LIMOGES
ECOLE DOCTORALE Sciences et Ingénierie pour l'Information
FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Année : 2010

Thèse N° 100-2010

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Spécialité : "Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et systèmes"

Présentée et soutenue par

François BERGERAS

le 20 décembre 2010

**Etude de nouvelles structures de filtres actifs
intégrées en Hyperfréquences**

Thèse dirigée par Bernard JARRY et Michel CAMPOVECCHIO

JURY :

Jean-Michel NEBUS

Eric KERHERVE

Philippe FERRARI

Luc LAPIERRE

Philippe DUÊME

Bernard JARRY

Michel CAMPOVECCHIO

Jean-Philippe PLAZE

Balwant GODARA

Professeur à l'Université de Limoges - XLIM

Professeur à l'Université de Bordeaux 1 - IMS

Professeur à l'Université de Grenoble - IMEP LAHC

Ingénieur au CNES, Toulouse

Ingénieur à Thales Systèmes Aéroportés, Elancourt

Professeur à l'Université de Limoges - XLIM

Professeur à l'Université de Limoges - XLIM

Ingénieur à Thales Systèmes Aéroportés, Elancourt

Assistant-Professeur à l'ISEP, Paris

Président

Rapporteur

Rapporteur

Examineur

Examineur

Examineur

Examineur

Invité

Invité

REMERCIEMENTS

Ce travail de thèse s'est déroulé au laboratoire XLIM de l'Université de Limoges (UMR CNRS 6172) en partenariat avec l'entreprise Thales Systèmes Aéroportés (TSA) basée à Elancourt dans les Yvelines.

A ce titre, je remercie M. Raymond QUERE, professeur à L'Université de Limoges et directeur du département « *Composants, Circuits, Signaux et Systèmes Hautes Fréquences* » (C²S²) du laboratoire XLIM, pour m'avoir accueilli dans son service. Egalement, je remercie M. Vincent PETIT, responsable du pôle de conception « ASIC-MMIC » du département ARS de TSA, pour m'avoir accueilli dans son équipe.

J'adresse mes sincères remerciements à M. Jean-Michel NEBUS, Professeur à l'Université de Limoges, pour avoir accepté de présider ce jury. Je remercie vivement M. Eric KERHERVE, Professeur à l'Université de Bordeaux 1 (Laboratoire IMS), et M. Philippe FERRARI, Professeur à l'Université de Grenoble (Laboratoire IMEP-LAHC), pour avoir accepté de juger ce travail en qualité de rapporteurs. Egalement, je remercie M. Luc LAPIERRE, Ingénieur au CNES à Toulouse, M. Jean-Philippe PLAZE, Ingénieur hyperfréquence à TSA, et M. Balwant GODARA, Assistant-Professeur à l'Institut Supérieur d'Electronique de Paris, pour avoir accepté d'examiner ce travail et de participer au jury.

Je témoigne de ma gratitude à M. Bernard JARRY, Professeur à l'Université de Limoges, et à M. Michel CAMPOVECCHIO, Professeur à l'Université de Limoges, pour avoir encadré ces travaux de thèse et qui, par leur expérience, leur confiance et leur soutien, m'ont permis de mener à bien ces travaux. Je ne remercierai jamais assez M. Philippe DUÊME, Ingénieur hyperfréquence à TSA, pour la qualité de son encadrement, la confiance qu'il m'a témoigné et la disponibilité dont il a su faire preuve tout au long de ces trois années ; et par qui j'ai beaucoup appris, tant sur le plan scientifique que sur le plan humain.

Je tiens à remercier toutes les personnes que j'ai pu côtoyer à TSA et qui m'ont témoigné de leur soutien et de leur sympathie. Je pense en premier lieu à mes anciens collègues de l'équipe ASIC-MMIC (Philippe, Jean-Philippe, Benoît, Eric, Claude, Bruno, Vincent, Christine et Rémi, mon collègue thésard à qui je souhaite bon courage pour la fin) et que je remercie vivement pour tous les bons moments passés ensemble, que ce soit dans les bureaux, au restaurant d'entreprise ou lors des pauses café. Egalement, un grand merci à Ginette et Patricia pour leur disponibilité, à Martine et Hervé pour leur assistance informatique, ainsi qu'à Henri, Stefan, Yves et Christian pour leur marque de sympathie.

Aussi, je remercie tous les thésards actuels ou anciens que j'ai pu côtoyer : Julie, Aurélien, Maxime, Rémi et bien sûr Laurence dont j'ai pris la suite des travaux. De même, je remercie les nombreux stagiaires Thales-iens : ceux de l'équipe ASIC-MMIC (Cédric, Eric, Ludovic, Maliny), et ceux des autres équipes d'ARS (Gilles, Nicolas, Florent). Je souhaite bon courage à Leïla pour la poursuite de ces travaux.

Je remercie également toutes les personnes que j'ai pu côtoyer à XLIM et qui m'ont aidé à divers moments de la thèse. Un grand merci à Charif, qui fut mon collègue de bureau pendant près d'un an et demi et qui m'a initié au process ED02AH de la fonderie OMMIC. Je le remercie également pour les longues discussions qui ont égayé nos journées de travail sur des sujets aussi divers que les hyperfréquences, la vie politique Française ou l'actualité footballistique. Je lui souhaite une bonne continuation au Canada.

Un très grand merci à Damien PASSERIEUX, responsable de la salle de mesure microonde et véritablement expert dans le maniement des stations de mesure sous pointes, pour avoir consacré une large partie de son temps à la mesure de mes circuits malgré un agenda chargé. Merci également à Cédric ENGUEHARD pour m'avoir épaulé lors des mesures en bruit.

Je tiens à remercier tous mes collègues thésards de l'équipe « *Filtrage Actif* » : Cédric, Ludovic, Raafat, Michel, et souhaite bon courage à ceux qui n'ont pas encore soutenu. Plus généralement, un grand merci à tous les thésards d'XLIM pour les bons moments passés ensemble, lors des soirées de l'Adelcom ou lors des JNM de Grenoble. Je remercie Alaa, Mouhamad, Alaaeddine, Georges et Michel grâce à qui j'ai pu goûter à la cuisine Libanaise.

Par ailleurs, un grand merci à Marie-Claude LEROUGE, secrétaire du département C²S² à Limoges, pour sa disponibilité et son efficacité dans la gestion des tâches administratives. Je remercie également Aurélien PERIGAUD et Nicolas DELHOTE, respectivement Ingénieur

d'Etude et Maître de Conférences à XLIM, pour leurs précieux conseils en termes d'organisation, de rédaction du manuscrit et de préparation à la soutenance.

Je ne saurai terminer ces remerciements sans témoigner de ma reconnaissance à toute ma famille, qui m'a encouragé et apporté son soutien tout au long de cette thèse.

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE.....	1
Chapitre 1 Etat de l'art des filtres actifs microondes	5
1. Introduction.....	7
2. Etat de l'art des filtres actifs microondes.....	9
2.1. Filtres actifs résultant de la modification d'une structure de filtres passifs microondes	9
2.1.1. Filtre passif compensé par un circuit simulant une résistance négative	10
2.1.2. Filtres passifs rendus accordables en fréquence	19
2.1.3. Filtres planaires associés à une boucle amplificatrice en rétroaction	27
2.2. Filtres actifs résultant de la transposition aux fréquences microondes de concepts développés pour les basses fréquences	28
2.2.1. Filtres récursifs et transversaux	29
2.2.2. Filtres cannelés	38
2.2.3. Filtres à base de self-inductances actives.....	41
2.2.4. Les filtres actifs analogiques continus	48
2.2.5. Filtres à cellules passives couplées activement	51
3. Bilan de l'étude bibliographique menée	55
3.1. Critères spécifiques à la conception de filtres actifs.....	55
3.2. Bilan de l'étude bibliographique – Futurs axes de recherche	58
4. Références bibliographiques.....	61
Chapitre 2 Synthèse de filtres actifs passe-bande utilisée	69
1. Introduction.....	71
2. Méthode de synthèse de filtres utilisée.....	72
2.1. Filtre à base de cellules passives couplées activement	72
2.2. Cas général de la méthode de synthèse	73
2.2.1. Cellule active filtrante.....	74
2.2.2. Procédure de synthèse d'un filtre d'ordre élevé	78
2.2.3. Synthèse d'une cellule simple et d'une cellule double	82
2.2.4. Exemple d'application de la méthode de synthèse	89
2.3. Cas particulier où une même cellule réunit plusieurs pôles.....	91
2.3.1. Synthèse d'une cellule à un résonateur	92
2.3.2. Synthèse d'une cellule à deux résonateurs.....	94
2.3.3. Synthèse d'une cellule à trois résonateurs	96
2.3.4. Règles de conception et exemple d'application des cellules multi-résonateurs ...	97
3. Propriétés et limitations de la méthodologie	101
3.1. Propriétés de la méthodologie.....	101

3.1.1.	Intérêt particulier de la méthode en vue d'une conception MMIC	101
3.1.2.	Introduction de la méthode dans un outil de CAO	102
3.2.	Limitations de la méthodologie	104
4.	De la méthode théorique à la synthèse de filtres intégrés en technologie monolithique.....	106
4.1.	Eléments passifs constituant le résonateur.....	107
4.1.1.	Introduction des self-inductances réelles	107
4.1.2.	Introduction des capacités réelles	109
4.2.	Introduction des transistors réels	111
4.3.	Introduction des éléments de connexion.....	112
4.4.	Introduction des éléments liés à la polarisation des transistors	114
4.5.	Bilan.....	116
4.6.	Tableau de synthèse	117
5.	Conclusion	119
6.	References bibliographiques.....	120
Chapitre 3 Conception, réalisation et mesure de filtres actifs en technologie intégrée.....		
121		
1.	Introduction.....	123
2.	Eléments de réalisation	124
2.1.	Process technologique PH25 de la fonderie UMS	124
2.2.	Eléments de conception de circuits.....	126
2.2.1.	Montage cascode.....	126
2.2.2.	Transistor en auto-polarisation	130
2.2.3.	Polarisation au travers de la self-inductance du résonateur	134
3.	Circuits conçus et réalisés	137
3.1.	Filtre actif passe-bande fixe	137
3.1.1.	Principe	137
3.1.2.	Implémentation	139
3.1.3.	Résultats de simulations.....	147
3.1.4.	Analyse des résultats obtenus	149
3.2.	Filtre actif passe-bande accordable	153
3.2.1.	Principe	153
3.2.2.	Etude de l'accordabilité fréquentielle	154
3.2.3.	Implémentation	160
3.2.4.	Résultats de simulations.....	164
3.3.	Filtres actifs passe-bande d'ordre élevé comportant un bloc passif atténuateur.....	168
3.3.1.	Principe	168
3.3.2.	Synthèse d'une cellule comportant un bloc passif atténuateur	169
3.3.3.	Filtre actif passe-bande d'ordre 5	171
3.3.4.	Filtre actif passe-bande d'ordre 7	177
4.	Mesures des circuits réalisés	184
4.1.	Banc de test utilisé	184

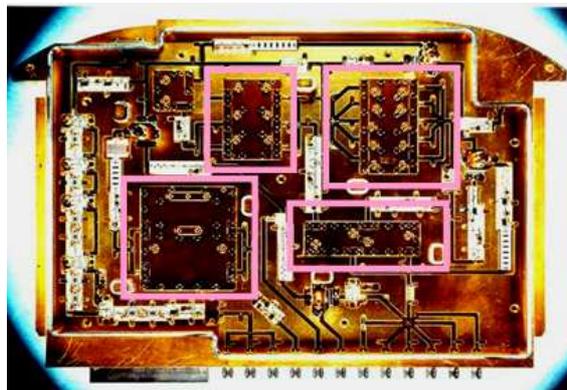
4.2.	Mesures du filtre actif 3 pôles à fréquence fixe	185
4.2.1.	Mesures linéaires	185
4.2.2.	Mesures non-linéaires	188
4.2.3.	Rétrosimulations	189
4.3.	Mesures du filtre actif 3 pôles accordable	190
4.3.1.	Mesures linéaires	190
4.3.2.	Mesures non-linéaires	196
4.3.3.	Rétrosimulations	197
4.4.	Mesures des filtres passe-bande d'ordre 5 et d'ordre 7	198
4.4.1.	Mesures du filtre actif passe-bande d'ordre 5	198
4.4.2.	Mesures du filtre actif passe-bande d'ordre 7	199
4.4.3.	Rétrosimulations	200
5.	Conclusion	203
6.	References bibliographiques.....	204
Chapitre 4 Nouvelle application : Filtre actif à bande passante modulable.		205
1.	Introduction.....	207
2.	Bibliographie sur les structures de MUX/DEMUX.....	208
2.1.	Préambule	208
2.2.	Topologies de MUX/DEMUX passives	209
2.2.1.	Filtre démultiplexeur 1 voie vers 4	209
2.2.2.	Filtre démultiplexeur 1 voie vers 2	210
2.2.3.	Filtre démultiplexeur 1 voie vers 5 périodique	211
2.2.4.	Filtre à stubs sélecteur de fréquence	212
2.3.	Topologies de MUX/DEMUX actives.....	213
2.3.1.	Filtre duplexeur à base de filtres actifs transversaux	214
2.3.2.	Filtre duplexeur à base d'amplificateurs distribués « composites »	215
2.3.3.	Circuit multiplexeur 3 voies vers 1	216
2.3.4.	Filtre actif sélecteur de fréquences canalisé.....	217
3.	Eléments de réalisation	219
3.1.	Process technologique ED02AH de la fonderie OMMIC.....	219
3.2.	Eléments de conception de circuits	222
4.	Conception du filtre actif à bande passante modulable.....	225
4.1.	Principe	225
4.2.	Implémentation	226
4.2.1.	Topologie des canaux filtrants	227
4.2.2.	Etages amplificateurs cascodes	229
4.2.3.	Mise au point des canaux filtrants	230
4.2.4.	Circuit global	231
4.3.	Résultats de simulations.....	234
4.3.1.	Simulations en paramètres S	234
4.3.2.	Analyse du comportement en bruit et en puissance.....	236
5.	Mesures du filtre actif à bande passante modulable.....	238
5.1.	Banc de test utilisé	238
5.2.	Mesures effectuées sur la puce nue.....	238

5.2.1.	Sélection d'une voie parmi trois	239
5.2.2.	Sélection de deux voies parmi trois	240
5.2.3.	Sélection des trois voies de filtrage	241
5.2.4.	Bilan des mesures	242
5.3.	Mesures effectuées sur la puce reportée	243
5.3.1.	Sélection d'une voie parmi trois	243
5.3.2.	Sélection de deux voies parmi trois	246
5.3.3.	Sélection des trois voies de filtrage	247
5.3.4.	Bilan des mesures	248
6.	Conclusion	250
7.	References bibliographiques.....	251
	CONCLUSION GENERALE.....	253
	Annexe	257
	Bibliographie Personnelle	271

INTRODUCTION GENERALE

Dans le domaine des applications radar et de la guerre électronique, la problématique consiste à disposer d'un système de réception capable d'effectuer le filtrage d'un signal de très grande largeur spectrale (supérieure à une décade) à un instant donné. Pour cela, une solution classique consiste à insérer derrière l'antenne de réception une banque de filtres dont le rôle est de répartir le signal d'entrée sur N voies de filtrage correspondant à N sous-bandes spectrales, chaque voie étant ensuite traitée individuellement par une chaîne dédiée (conversion de fréquence, échantillonnage, etc.).

Les systèmes actuels sont essentiellement basés sur des technologies de filtrage passif à base de résonateurs volumiques utilisés en raison de leurs forts facteurs de qualité ainsi que leurs faibles pertes d'insertion. Or, le principal défaut de ces structures provient de leur encombrement important vis à vis des autres fonctions hyperfréquences ; ce dernier constituant par ailleurs un paramètre critique dans le cas des systèmes embarqués tels que ceux équipant les avions militaires (avions de chasse, drones). La photo suivante présente ainsi un plateau récepteur équipant les systèmes de contre-mesures (Thales) constitué de 16 filtres associés en structure parallèle ou série pour lequel les dispositifs passifs de filtrage occupent 80% de la carte hyperfréquence, l'ensemble mesurant (240*170*30) mm et pesant 1.6 kg. Par ailleurs, la tendance actuelle vise à la multiplication des canaux filtrants ainsi qu'à l'augmentation des bandes traitées, ce qui de fait aboutit à l'augmentation du nombre de filtres ainsi qu'à la complexification des systèmes.



Exemple de plateau récepteur équipant les systèmes de contre-mesures

Dans ce contexte, les performances présentées par les filtres actifs intégrés développés en technologie MMIC (*Monolithic Microwave Integrated Circuits*) sont intéressantes car ces dispositifs allient plusieurs avantages tels que la compacité, la reproductibilité, le réglage de la fonction électrique générée, la compensation des pertes et la possibilité de combiner la fonction filtrage avec d'autres fonctions hyperfréquence (amplification, mélange, etc.).

Dans le cadre de ses activités de R&D, l'équipe de conception ASIC-MMIC de Thales Systèmes Aéroportés a ainsi contribué au développement d'une méthode générique de synthèse de filtres actifs passe-bande microondes applicable aux bandes radar (2-20 GHz) et intégrable en technologie MMIC (Laurence 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 de l'Université Paris VI, Déc. 2005.). Cette méthode a été validée par la conception de plusieurs prototypes fonctionnant autour de la bande X.

Le travail présenté dans cette thèse s'inscrit dans la continuité de ces travaux de recherche et concerne l'extension des possibilités d'application de cette méthode par le développement de nouveaux thèmes tels que l'accordabilité fréquentielle, l'augmentation du nombre de pôles et l'intégration de la méthode dans une structure plus complexe associant filtrage, amplification et commutation.

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

- Dans le premier chapitre, nous dressons un état de l'art du filtrage actif en microondes au cours duquel nous exposons et comparons les différentes topologies de filtres actifs RF (filtres à pertes compensées, accordables en fréquence, filtres récursifs et transversaux, cannelisés, etc.). A l'issue de cette synthèse, nous présentons les principales topologies susceptibles de nous donner des pistes pour la suite de nos travaux.

- Le deuxième chapitre est consacré à la description de la méthode de synthèse de filtres actifs passe-bande utilisée. Nous établissons ainsi le formalisme mathématique de la méthode que nous illustrons par des exemples puis exposons la manière dont cette méthode théorique peut être transposée à la synthèse pratique de filtres en technologie intégrée.

- Au cours du troisième chapitre, nous mettons en pratique cette méthode par la conception, la réalisation et la mesure de plusieurs prototypes de filtres actifs développés en technologie intégrée. Ces conceptions ont pour objectif de valider le développement de deux nouvelles fonctionnalités concernant l'accordabilité fréquentielle ainsi que la synthèse de fonctions de filtrage d'ordre élevé.

- Nous nous intéressons dans le quatrième chapitre à une extension de la méthode de synthèse portant sur la conception d'un filtre actif sélecteur de fréquence à bande passante modulable. Basé sur une structure channélisée et également développé en technologie intégrée, ce circuit a pour but d'effectuer parmi un large spectre d'entrée une sélection de fréquences à la fois accordable en fréquence et en bande passante.

Enfin, nous concluons ce manuscrit et présenterons quelques perspectives à ces travaux.

Chapitre 1

Etat de l'art des filtres actifs microondes

1. INTRODUCTION

Quelque soit son application, une chaîne de traitement du signal hyperfréquence comporte des briques de base que sont : des filtres, des amplificateurs, des mélangeurs et des oscillateurs (OL ou VCO). La Figure 1-1 présente le schéma simplifié d'une chaîne d'émission-réception à double changement de fréquence (architecture double-hétérodyne utilisée dans les systèmes de télécommunications VHF et UHF). Le signal radiofréquence reçu par l'antenne est dirigé vers la voie de réception par l'intermédiaire du commutateur Tx/ Rx. Dans ce cas précis, le commutateur est en position Rx. A l'inverse, le signal RF issu du HPA est acheminé vers l'antenne au travers du commutateur qui est alors en position Tx.

L'architecture à double changement de fréquence consiste à mélanger deux fois de suite dans la voie d'émission et dans la voie de réception le signal utile avec un signal CW de fréquence proche issu d'un oscillateur (VCO), afin de recueillir le produit de battement de ces 2 signaux. Lorsque le signal progresse dans la voie d'émission (Tx), sa fréquence propre augmente de la bande de base vers la bande RF ; tandis que le phénomène inverse se produit dans la voie de réception (Rx) où la fréquence propre du signal diminue de la bande RF vers la bande de base.

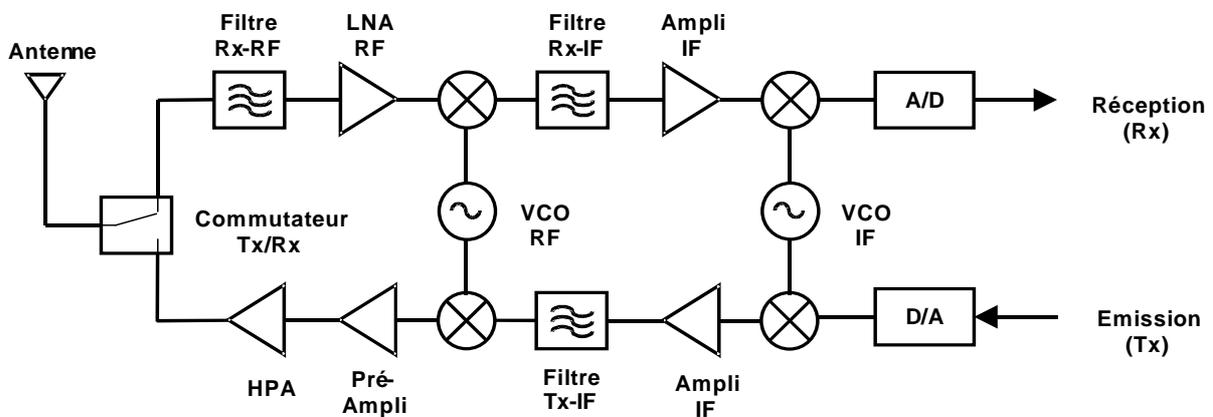


Figure 1-1 : Schéma simplifié d'une chaîne d'émission-réception

Que l'on soit en mode émission ou réception, le filtrage des signaux constitue une fonction essentielle de la chaîne de traitement car elle réalise la séparation entre les signaux utiles que l'on souhaite traiter et les signaux hors-bande que l'on souhaite rejeter. Nous avons vu que le développement très important des équipements RF impose de nouvelles contraintes sur les chaînes hyperfréquences. La fonction filtrage doit donc répondre à de nouvelles spécifications, qu'elles soient d'ordre technique ou d'ordre financier :

- Fonctionnement aux fréquences RF avec de fortes contraintes de filtrage : fréquence centrale, largeur de bande passante, sélectivité ;
- Prise en compte de paramètres spécifiques tels que l'adaptation en entrée / sortie ;
- Pour les filtres passifs : prise en compte des pertes (liées au facteur de bruit) ;
- Pour les filtres actifs : prise en compte du gain, de la consommation, de la non-linéarité, du bruit.
- Réduction de taille (gain d'encombrement) et de coût, notamment pour la production de masse.

Dans ce contexte, les performances proposées par les filtres actifs intégrés sont intéressantes car ces architectures présentent plusieurs avantages parmi lesquels :

- La possibilité de combiner la fonction filtrage avec d'autres fonctions RF (amplification ou mélange) ;
- La possibilité de régler électriquement la forme du filtre (gain, fréquence centrale, bande passante) ;
- La compensation des pertes inhérentes aux filtres passifs.

Cependant et comme nous l'avons abordé ci-dessus, l'utilisation des filtres actifs s'accompagne de la prise en compte de nouveaux critères spécifiques des circuits actifs tels que :

- La consommation électrique ;
- Le bruit généré (facteur de bruit) ;
- Le comportement en fort signal (IP1, IP3) ;
- La stabilité électrique.
- La consommation.

Dans cette optique, nous dressons ci-après un état de l'art de l'utilisation des filtres actifs dans les systèmes microondes. Puis nous faisons un bilan de l'étude bibliographique menée.

2. ETAT DE L'ART DES FILTRES ACTIFS MICROONDES

Le domaine des filtres actifs microondes est très vaste et donne lieu à un grand nombre de publications. Cette étude bibliographique a pour objectif de dégager les grandes catégories de filtres actifs et de les comparer en présentant pour chacune leurs avantages et leurs inconvénients. Après avoir parcouru un certain nombre d'articles, nous pouvons définir deux grandes catégories de filtres actifs :

- Les filtres actifs résultant de la modification d'une structure de filtres passifs microondes.
- Les filtres actifs résultant de la transposition aux fréquences microondes de concepts développés pour les basses fréquences.

Dans les deux paragraphes suivants, référencés 2.1 et 2.2, nous faisons une description détaillée de ces deux familles de filtres que nous illustrons par plusieurs exemples de topologies ayant donné lieu à une publication.

2.1. Filtres actifs résultant de la modification d'une structure de filtres passifs microondes

Cette famille désigne des topologies de filtres microondes à l'origine entièrement passifs auxquels on a associé un composant actif. L'objectif de cette modification est multiple :

- Soit nous cherchons à améliorer les performances de la fonction de filtrage d'origine : compensation des pertes ou amélioration de la sélectivité ;
- Soit nous cherchons à étendre les fonctionnalités du dispositif : possibilité d'avoir du gain, introduction d'un dispositif d'accord en fréquence ou en bande passante.

Nous traitons ces différents cas dans la suite où sont successivement analysées les topologies suivantes :

- Les filtres compensés par un circuit simulant une résistance négative,
 - Les filtres modifiés en vue de réaliser une accordabilité en fréquence,
 - Les filtres planaires associés à une boucle amplificatrice en rétroaction.
-

2.1.1. Filtre passif compensé par un circuit simulant une résistance négative

2.1.1.1. Principe général

Le but recherché pour ce type de dispositif est de réduire les pertes des résonateurs constituant les filtres passifs. Dans le cas typique d'un résonateur simple (décrit ci-après), la compensation permet d'augmenter le facteur de qualité Q du dispositif, conduisant ainsi à une meilleure sélectivité.

La Figure 2-1 présente un modèle simplifié de résonateur LC fonctionnant aux fréquences microondes dans lequel les pertes de la self-inductance sont modélisées par une résistance R en série avec l'inductance L . La capacité C est à l'inverse considérée comme sans pertes. Nous cherchons à calculer le facteur de qualité Q_p de ce dispositif en fonction des différents éléments.

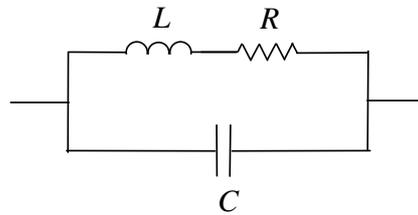


Figure 2-1 : Modèle de circuit résonnant LC parallèle microonde

Le montage de la Figure 2-1 nous permet de définir le coefficient de qualité Q de la self-inductance. Ce paramètre est ensuite utilisé pour transformer le montage précédent en circuit résonnant parallèle ($L_p C_p R_p$), tel que présenté sur la Figure 2-2.

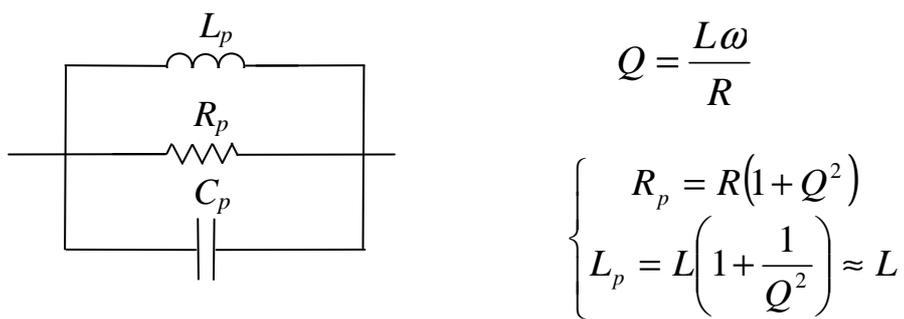


Figure 2-2 : Circuit résonnant parallèle ($L_p C_p R_p$) équivalent

Nous pouvons alors exprimer la fréquence de résonance ω_0 et le facteur de qualité Q_p du résonateur :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_p C}} \approx \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad Q_p = \frac{R_p}{L_p \omega} \approx \frac{R(1 + Q^2)}{L\omega} = \frac{1 + Q^2}{Q} = Q + \frac{1}{Q}$$

Nous voyons que le facteur de qualité Q_p du résonateur est directement lié au coefficient de qualité Q de l'inductance. Or, pour les technologies monolithiques, celui-ci n'excède pas 20 à 25. Pour augmenter ce coefficient de qualité, une solution consiste à insérer un élément dit compensateur dont le rôle est de réduire en partie ou en totalité les pertes, tel que présenté sur la Figure 2-3.

La figure suivante présente le schéma d'un filtre actif LC passe-bande microonde compensé. Il se compose d'une transconductance d'entrée g_{m1} , d'un résonateur LC parallèle dont les pertes sont symbolisées par la conductance g_0 , et d'une conductance négative compensatrice ($-g_m$) disposée en parallèle.

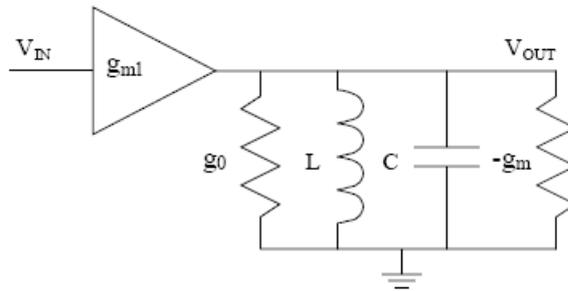


Figure 2-3 : Représentation d'un filtre actif LC passe-bande compensé

A partir de ce schéma, nous pouvons calculer la fonction d'atténuation (V_{in}/V_{out}) de ce dispositif. Nous obtenons :

$$\frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{1}{(jL\omega)g_{m1}} \left[1 - LC\omega^2 + jL\omega(g_0 - g_m) \right]$$

Cette expression correspond bien à un filtre passe-bande du 1^{er} ordre. Nous pouvons calculer la fréquence de résonance ω_0 et le facteur de qualité Q :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \qquad Q = \frac{\sqrt{C/L}}{g_0 - g_m}$$

Nous voyons que la fréquence de résonance ω_0 ne dépend que des éléments réactifs que sont la self L et la capacité C . A l'inverse, le facteur de qualité Q dépend des conductances g_0 et g_m . Plus la différence entre ces deux éléments est faible, plus le facteur de qualité est élevé. De plus, si nous arrivons à obtenir une compensation parfaite des pertes, nous avons alors l'expression [$g_0=g_m$], ce qui conduit théoriquement à un facteur de qualité infini.

Cependant, si nous dépassons cet état de compensation parfaite [$g_m > g_0$], le circuit devient alors créateur d'énergie du fait de la compensation supérieure aux pertes (état de surcompensation). Par conséquent, le montage peut devenir instable.

Nous nous intéressons ci-après aux différentes topologies de résistances négatives répertoriées dans la littérature.

2.1.1.2. Structures de résistances négatives

Par définition, une résistance négative pure est obtenue lorsque la tension appliquée aux bornes d'un circuit génère un courant en opposition de phase avec celle-ci. Cette opération n'est possible qu'à partir d'éléments actifs. Les résistances négatives sont donc essentiellement conçues à partir de transistors ; plus particulièrement des transistors à effet de champ, identifiables à de simples transconductances.

Dans la littérature, on trouve une grande diversité de circuits capables de simuler des résistances négatives. Ceux-ci peuvent être à un ou plusieurs accès, comporter un ou plusieurs transistors. Afin de procéder à une synthèse élémentaire, nous décidons d'appliquer la classification proposée par Risto Kaunisto dans [1].

Dans celle-ci, l'auteur regroupe l'ensemble des circuits en 2 catégories : ceux basés sur l'utilisation d'un transistor unique (configuration série et configuration parallèle) et ceux basés sur l'utilisation de 2 transistors. Ces différentes topologies sont présentées dans les figures suivantes :

- transistor unique en configuration série (Figure 2-4) ;
- transistor unique en configuration parallèle (Figure 2-5);
- structure comportant 2 transistors (Figure 2-6).

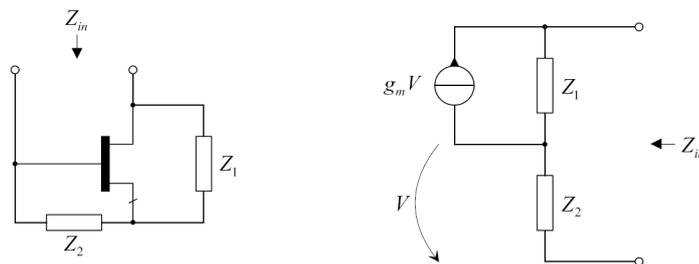


Figure 2-4 : Transistor unique en configuration série

Si l'on identifie le transistor à effet de champ à une simple transconductance g_m (montage de droite de la Figure 2-4), l'impédance Z_{in} s'écrit :

$$Z_{in} = (Z_1 + Z_2) + g_m \cdot Z_1 \cdot Z_2$$

Cette configuration est dite série car le modèle équivalent de Z_{in} est formé d'éléments associés en série. Nous voyons que la partie réelle de l'impédance Z_{in} n'est négative que pour des impédances Z_1 et Z_2 purement imaginaires de même signe (toutes deux capacitives ou inductives). Le choix entre l'un ou l'autre se fait selon la partie imaginaire de Z_{in} désirée.

La configuration parallèle est présentée ci-après :

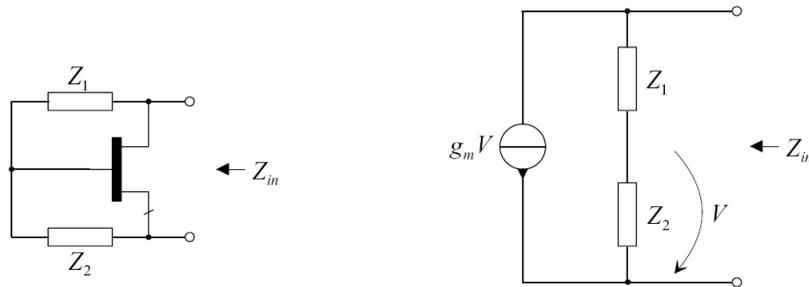


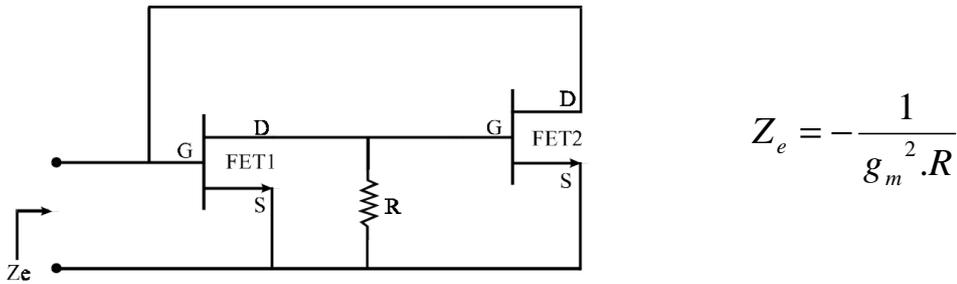
Figure 2-5 : Transistor unique en configuration parallèle

En appliquant la même démarche de simplification, nous obtenons une admittance Y_{in} ayant pour expression :

$$Y_{in} = (Z_1 + Z_2)^{-1} + \left[\frac{1}{g_m} \left(1 + \frac{Z_1}{Z_2} \right) \right]^{-1}$$

Cette configuration est dite parallèle car le modèle équivalent de l'impédance est formé d'éléments associés en parallèle. Nous voyons que la partie réelle de Y_{in} n'est négative que pour des impédances Z_1 et Z_2 purement imaginaires de signe différent (l'une capacitive et l'autre inductive).

Enfin, la structure à double transistor est une topologie à 2 accès constituée de 2 transistors bouclés l'un sur l'autre. Ce montage est appelé "*Convertisseur d'Impédance Négative*" (C.I.N. ou N.I.C. en anglais) car lorsque ce quadripôle est chargé par une impédance Z , nous obtenons en entrée une impédance Z_e à la fois inverse et de signe opposé (multipliée par un facteur K). La Figure 2-6 présente le cas d'un C.I.N. chargé par une résistance R [2]. En identifiant de nouveau les transistors à de simples transconductances, l'impédance vue en entrée s'écrit :



$$Z_e = -\frac{1}{g_m^2 \cdot R}$$

Figure 2-6 : Circuit simulant une résistance négative à base de C.I.N.

Il est à noter que cette structure offre un intérêt particulier pour les montages différentiels microondes à éléments bipolaires ou à effet de champ, du fait que chaque branche du circuit différentiel comporte un transistor, comme présenté sur la Figure 2-7. En outre, ce montage permet l'accord de la résistance négative par l'intermédiaire de la source de courant placée dans la source des transistors.

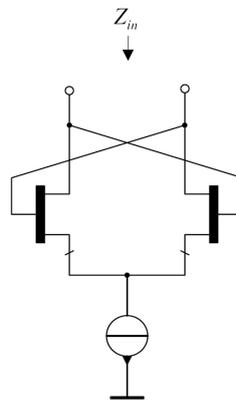


Figure 2-7 : Circuit simulant une résistance négative implanté dans un montage différentiel

Nous poursuivons cette étude avec la présentation de deux topologies de circuits simulant une résistance négative. Le 1^{er} montage est une topologie à un accès comportant un transistor unique, dite “*one-port one-FET*” tandis que le 2nd est une topologie à un accès comportant 2 transistors, dite “*one-port two-FETs*” [3].

Le montage de la Figure 2-8 est basé sur la rétroaction série d'un transistor à effet de champ monté en source commune [4]. Selon l'état de polarisation choisi, la partie réelle de la résistance négative peut être ajustée de -18 à -8 Ohm autour de 14 GHz (le graphique présente la courbe mesurée à -8 Ohm). Nous pouvons remarquer que cette configuration est similaire à celle de la Figure 2-4 pour laquelle le transistor est également disposé en série.

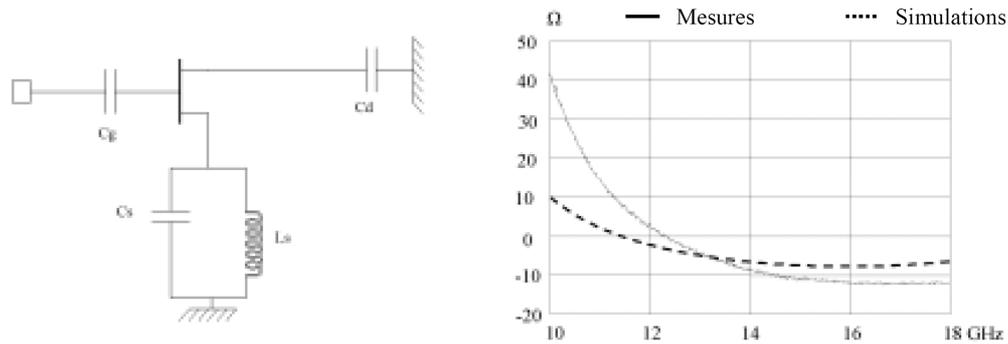


Figure 2-8 : Schéma et réponse d'un circuit à un transistor simulant une résistance négative

A l'inverse, le montage de la Figure 2-9 est basé sur une structure de C.I.N. modifiée [5]. En ajustant les impédances Z_1 , Z_2 et Z_3 , l'auteur obtient une partie réelle de -10 Ohm autour de 10 GHz ; les transistors utilisés dans ce circuit sont des transistors bipolaires à hétérojonction. Il est à noter que si les transistors sont de nouveau identifiés à des transconductances idéales, l'impédance d'entrée Z_{in} peut alors être facilement calculée par l'expression :

$$Z_{in} = -\frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_3}$$

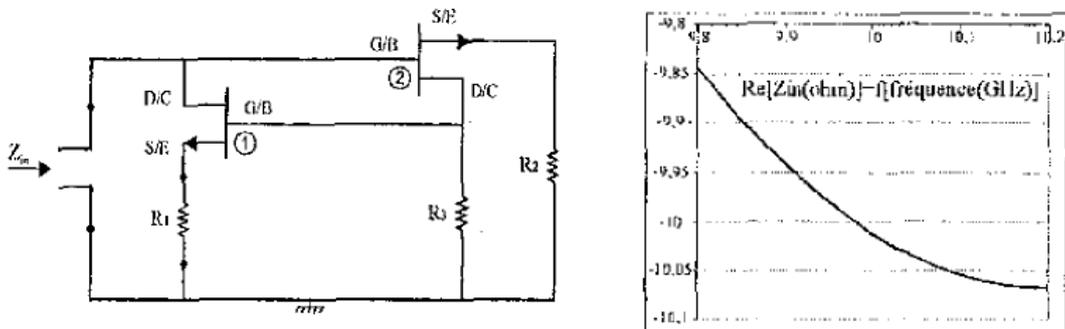


Figure 2-9 : Schéma et réponse d'un circuit à 2 transistors simulant une résistance négative.

2.1.1.3. Utilisation de ces dispositifs dans le cadre d'un filtre compensé

Comme dit précédemment, le fait d'associer ces dispositifs à un résonateur passif permet de compenser ses pertes et par conséquent d'augmenter son facteur de qualité. Nous présentons ci-après 3 circuits incluant des résistances négatives : le 1^{er} est de type simple accès, le 2nd est de type différentiel tandis que le 3^{ème} est de type planaire.

2.1.1.3.1. Filtre de type simple accès incluant une résistance négative

Nous reprenons le montage simulant une résistance négative présenté Figure 2-8. Ce dispositif est à présent inséré dans un filtre passe-bande elliptique composé de 4 résonateurs en technologie MMIC [4]. Les accès de masse des 4 résonateurs sont reliés à 4 circuits de compensation. Le filtre complet se présente ainsi sous la forme d'un circuit MMIC incluant la partie passive filtrante associée aux 4 circuits externes de compensation (Figure 2-10).

Les mesures effectuées montrent clairement la différence entre la structure initiale (figure de gauche) et la structure compensée (figure de droite). Grâce à la compensation, l'auteur obtient une réponse filtrante relativement étroite centrée autour de 14 GHz.

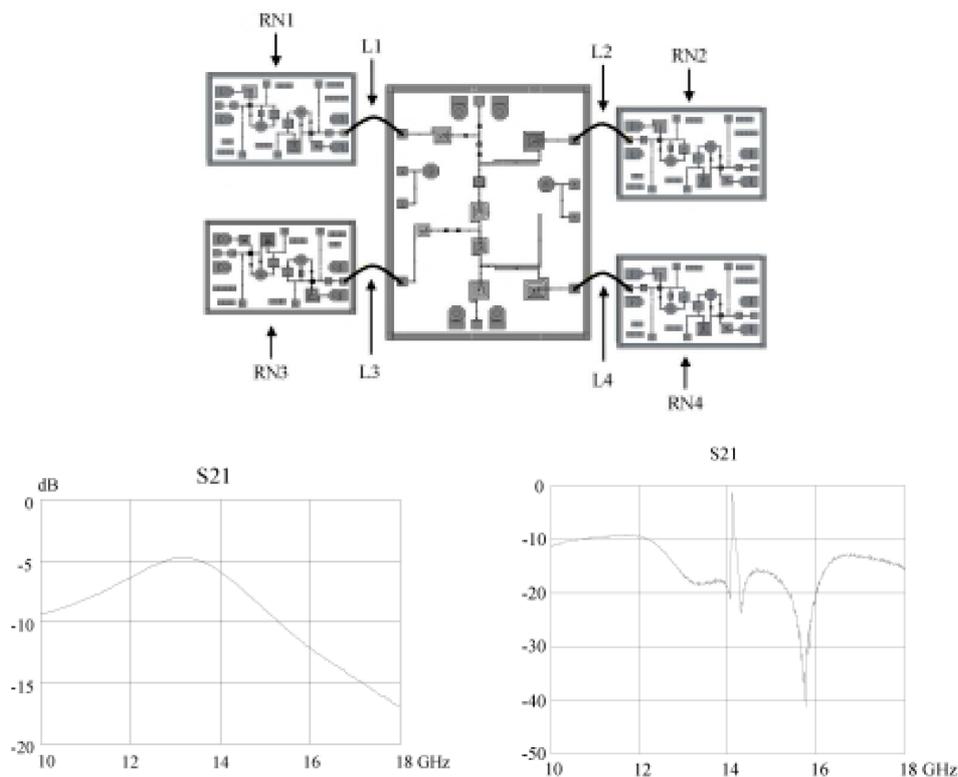


Figure 2-10 : Filtre passif elliptique associé à 4 circuits de compensation

2.1.1.3.2. Filtre de type différentiel compensé par une résistance négative

Nous présentons sur la Figure 2-11 le schéma d'un filtre passe-bande LC différentiel compensé et accordable en fréquence réalisé en technologie CMOS 0.35 μ m [8]. Il est formé d'une paire amplificatrice d'entrée, d'une structure résonnante LC incluant deux diodes varactors et d'un circuit simulant une résistance négative identique à celui de la Figure 2-7. Nous pouvons remarquer que cette architecture de filtre est similaire à celle de la Figure 2-3, l'accordabilité fréquentielle en plus. Les mesures de ce circuit montrent que le facteur de qualité Q peut être ajusté de 20 à 170 pour une fréquence centrale de 2.15 GHz.

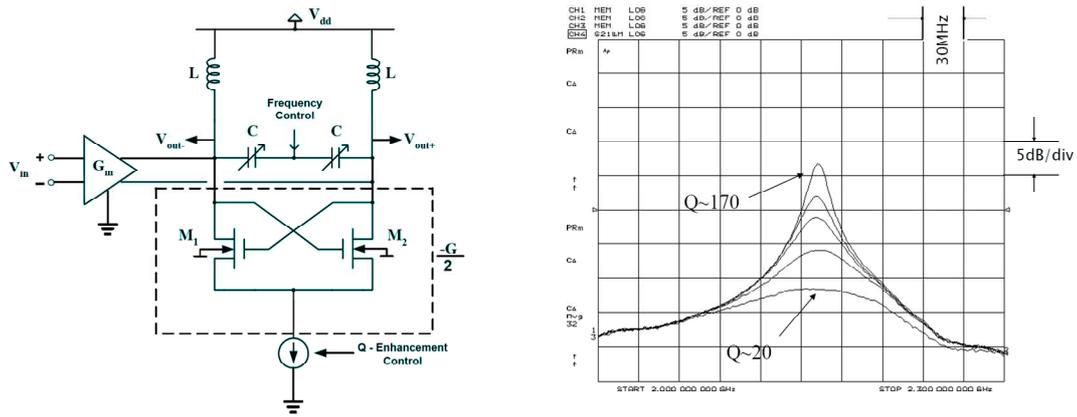


Figure 2-11 : Schéma et réponse d'un filtre LC différentiel à Q compensé

Par ailleurs, cette topologie de filtre actif différentiel est très répandue dans la littérature [7]-[15] car celle-ci dispose de 2 systèmes de réglage complets et indépendants : d'une part l'accordabilité fréquentielle par l'intermédiaire des varactors (voir paragraphe 2.1.2) et d'autre part l'accordabilité en sélectivité par l'intermédiaire du dispositif de compensation.

Basés de cette architecture, d'autres montages plus complexes sont ainsi développés. C'est le cas de la référence [14] où l'auteur associe en cascade 3 cellules actives filtrantes identiques à [8] de sorte à former un filtre passe-bande d'ordre 6 (3 filtres passe-bande simples cascades). Le schéma de principe de ce circuit est présenté Figure 2-12.

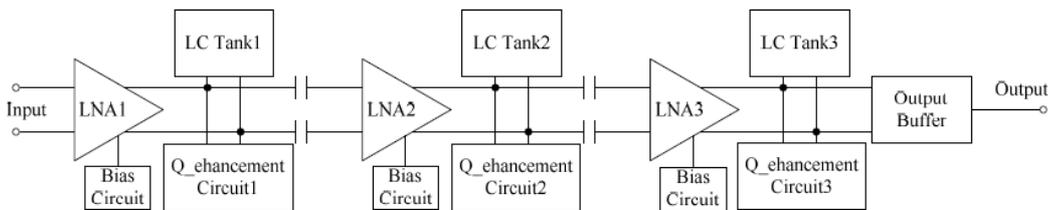


Figure 2-12 : Schéma d'un filtre passe-bande d'ordre 6 à Q compensé

Les mesures de ce circuit montrent que la bande passante varie de 35 MHz à 95 MHz lorsque les réponses filtrantes des 3 cellules sont superposées à 3.8 GHz (Figure 2-13).

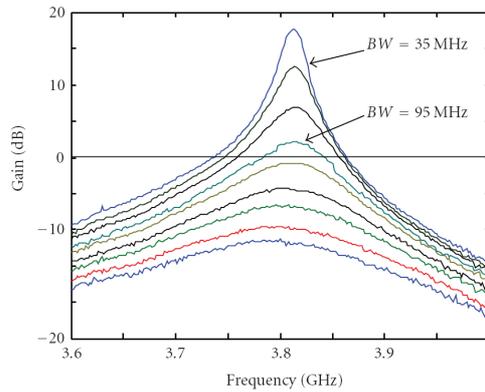


Figure 2-13 : Réponse en fréquence d'un filtre passe-bande d'ordre 6 à Q compensé

2.1.1.3.3. Filtre planaire compensé par une résistance négative

De manière similaire au montage précédent, nous présentons un filtre passif offrant la possibilité d'être à la fois compensé par une résistance négative et d'être accordable en fréquence [16]. Ce filtre est de type planaire et est constitué d'un résonateur en anneau associé à 2 diodes varactors. L'élément varactor présente cependant des pertes résistives importantes qui dégradent les performances de l'ensemble et qu'il est nécessaire de compenser. Pour cela, un circuit simulant une résistance négative est joint à la structure. L'originalité de ce dispositif vient du fait que l'ensemble du système est intégré sur une même puce, comme présenté sur la Figure 2-14.

Les mesures effectuées montrent que le dispositif de compensation permet de multiplier par 20 le facteur de qualité. L'auteur obtient ainsi un facteur de qualité en charge de 400 et un facteur de qualité intrinsèque évalué à 1200, pour une fréquence centrale de 13 GHz.

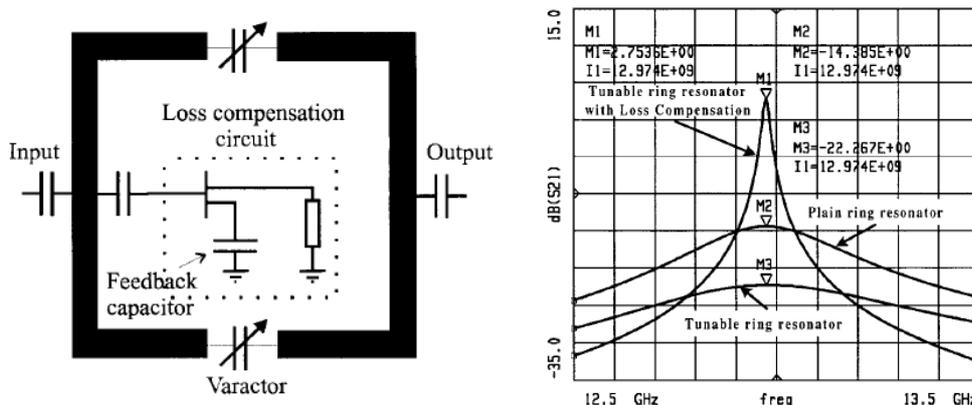


Figure 2-14 : Filtre à résonateur planaire compensé et accordable

A présent, nous faisons le bilan de cette étude consacrée aux filtres passifs compensés par une résistance négative. Nous avons ainsi passé en revue les différentes topologies de circuits de compensation. De par leur simplicité de conception, nous avons vu que ces dispositifs constituent un moyen efficace de compenser les pertes de la structure passive et d'opérer un accord de la sélectivité.

Néanmoins, leur principal défaut reste le bruit important généré. De même, le comportement fort signal du dispositif est un critère important, car une saturation du ou des transistors peut provoquer une variation de l'impédance ramenée et modifier en conséquence la réponse du filtre.

Aussi, le graphique de la Figure 2-8 montre que dans le cadre d'un dispositif de compensation à un transistor, la valeur de l'impédance négative varie fortement avec la fréquence, ce qui limite cette topologie aux applications bande étroite. A l'inverse, le graphique de la Figure 2-9 montre qu'un dispositif de compensation à 2 transistors s'accommode d'une plus grande largeur de bande. Par ailleurs, la valeur de l'impédance négative ramenée varie avec la dispersion du process technologique, conduisant ainsi à des valeurs d'impédance différentes pour des circuits supposés identiques. Cependant et dans une certaine mesure, il est possible de corriger ce défaut en ajustant la polarisation du dispositif.

Egalement, il faut prendre en compte la partie imaginaire de l'impédance ramenée. Celle-ci joue un rôle important car elle modifie la longueur électrique du résonateur, relative à la fréquence de résonance. De même que la partie réelle, elle peut varier en fonction de la fréquence. La référence [17] montre ainsi que l'on peut tirer partie de cette dépendance envers la fréquence pour régler la largeur de bande passante du filtre compensé. Enfin, la partie imaginaire peut être mise à profit pour améliorer les caractéristiques des éléments passifs comme dans le cadre d'un circuit compensateur dont l'importante partie imaginaire viendra augmenter l'effet selfique amené par l'inductance passive, limitant par là-même la taille de la self intégrée.

2.1.2. Filtres passifs rendus accordables en fréquence

2.1.2.1. Accord en fréquence à base de diodes varactors intégrées

Pour ce type de topologies, le but recherché est d'obtenir l'accordabilité fréquentielle de la structure passive filtrante d'origine. Pour cela, une solution consiste à associer au résonateur un élément de type varactor ou varicap.

Il s'agit d'une diode polarisée en inverse (diode à l'état bloqué) de telle sorte que sa capacité équivalente est ajustable en fonction de la tension appliquée à ses bornes. Le fonctionnement de la diode varactor se résume comme suit :

- Lorsque la tension inverse augmente, la zone de déplétion à la jonction s'élargit et la capacité équivalente diminue.
- Lorsque la tension diminue, la zone de déplétion rétrécit et la capacité équivalente augmente.

Nous présentons ci-après une courbe décrivant l'évolution de la capacité équivalente d'une diode varactor en fonction de la tension inverse appliquée V_0 . La varactor utilisée est une diode intégrée de taille (10*20) μm issue du process technologique AsGa P-HEMT PH25 de la fonderie UMS. D'après la courbe obtenue, la capacité équivalente varie de 120 fF à 360 fF, ce qui correspond à un rapport ($C_{\text{max}}/C_{\text{min}}$) de 3.

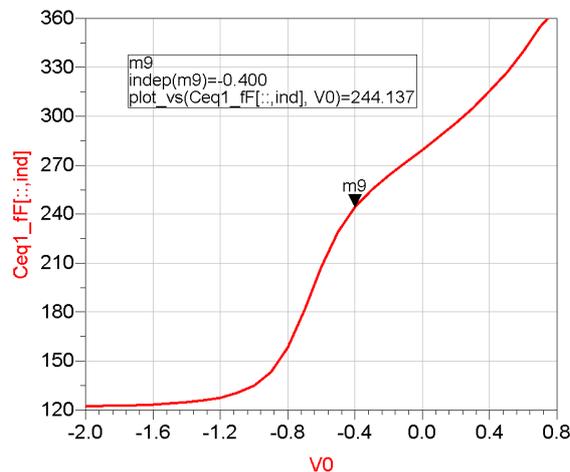


Figure 2-15 : Courbe de variation d'une diode varactor en fonction de la tension de polarisation

A présent, nous faisons la description de plusieurs filtres microondes rendus accordables en fréquence par l'introduction de diodes varactors. Le premier d'entre eux reprend la topologie de filtre LC différentiel en technologie CMOS présentée au paragraphe 2.1.1.3.2 [8]. Ici, la configuration différentielle impose une double implémentation des varactors disposées de manière symétrique entre les 2 branches du circuit, comme illustré sur la Figure 2-16. Les mesures effectuées montrent que la fréquence de résonance varie de 1.93 GHz à 2.19 GHz, soit 13 % de bande relative d'accord, pour un facteur de qualité constant de 100.

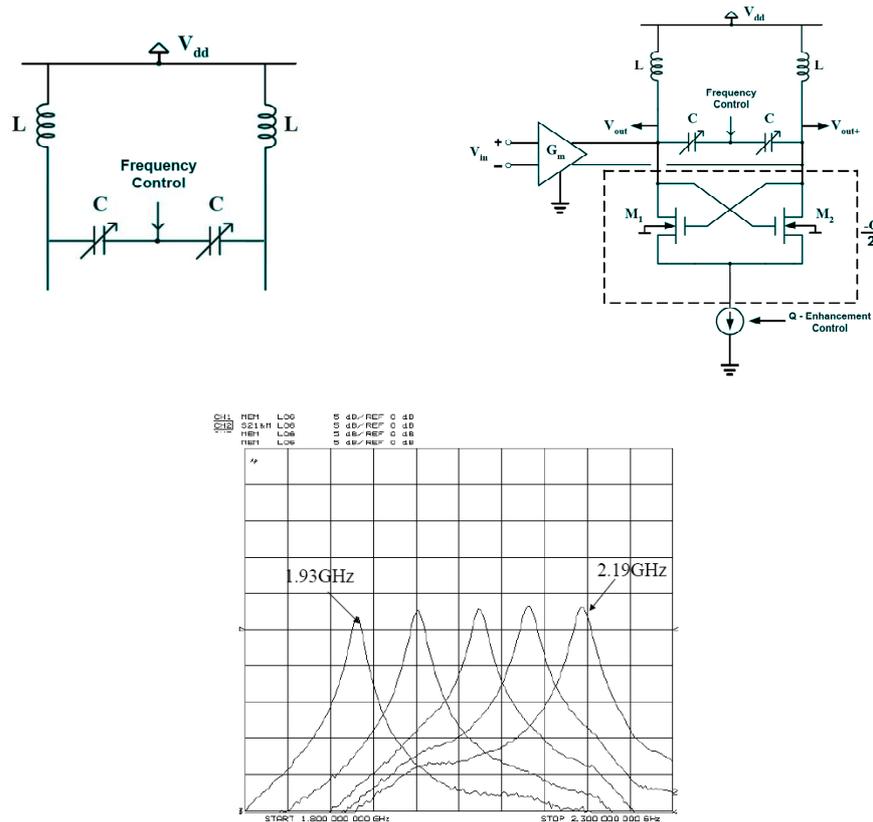


Figure 2-16 : Schéma et mesure d'un résonateur LC différentiel accordable en fréquence

Egalement, les mesures du filtre passe-bande d'ordre 6 composé de 3 cellules identiques cascadiées évoqué précédemment [14] montrent que la fréquence de résonance de l'ensemble peut être ajustée de 3.54 GHz à 3.88 GHz (soit 9 % de variation), ceci pour une bande passante constante de 35 MHz (Figure 2-17). Pour effectuer cette mesure, l'auteur a combiné les systèmes de réglage des fréquences de résonance et des facteurs de qualité en vue d'obtenir une réponse présentant une bande passante constante lors du glissement en fréquence.

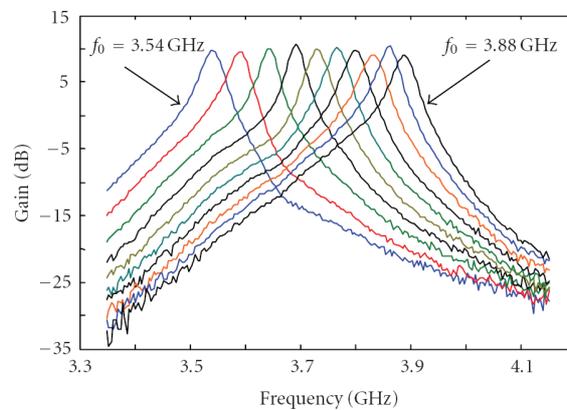


Figure 2-17 : Mesure de l'accordabilité fréquentielle d'un filtre passe-bande différentiel d'ordre 6

Toujours basé sur cette même architecture, nous présentons un exemple de filtre différentiel constitué de 2 cellules résonnantes LC couplées au travers de transconductances G_k de sorte à reproduire le couplage magnétique d'un transformateur entre son primaire et son secondaire (Figure 2-18) [11]. Comme illustré ci-dessous, le coefficient de couplage k est déterminé par la transconductance G_k et par la résistance R_s placée entre le point d'entrée de la transconductance et la masse :

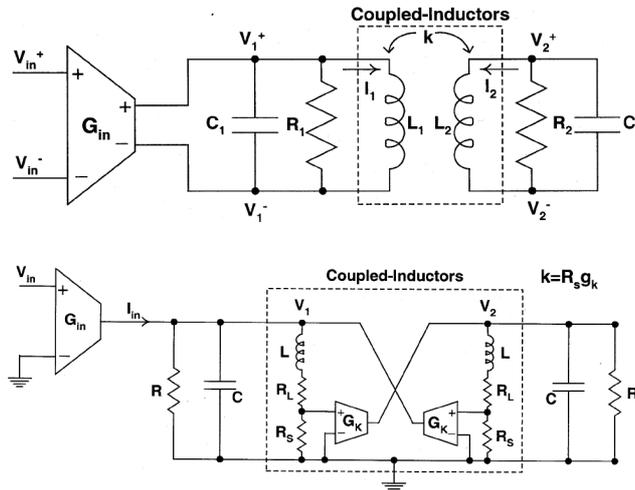


Figure 2-18 : Analogie entre 2 résonateurs LC couplés par un transformateur (haut) et 2 résonateurs LC couplés par des transconductances (bas)

Les 2 résonateurs LC ainsi couplés forment un filtre passe-bande d'ordre 4. Les mesures effectuées montrent un accord en fréquence allant de 1.77 GHz à 1.86 GHz (5 % de variation) pour une largeur de bande passante constante de 100 MHz. De même, la bande passante peut être ajustée de 70 à 100 MHz pour une fréquence centrale de 1.86 GHz (Figure 2-19).

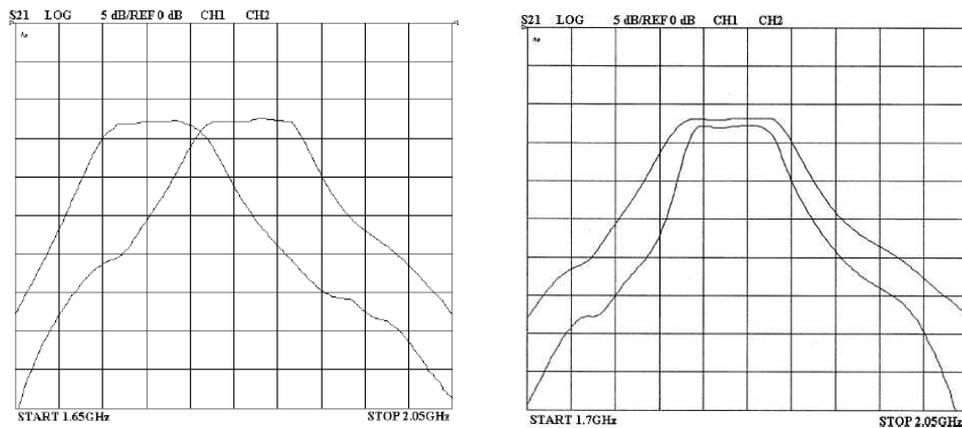


Figure 2-19 : Mesures d'un filtre différentiel accordable en fréquence et en bande passante à 2 résonateurs LC couplés

Dans ce paragraphe, nous avons vu que la diode varactor constitue un moyen très efficace d'opérer l'accord en fréquence d'un filtre microonde. Pour un filtre donné, l'étendue de l'accordabilité fréquentielle dépend en premier lieu des caractéristiques internes de l'élément varactor, notamment de son rapport (C_{\max}/C_{\min}) qui correspond au rapport entre la plus grande et la plus petite valeur de capacité accessible, ce rapport se situe typiquement entre 2 et 3 (Figure 2-15). Il est toutefois possible d'augmenter ce rapport en joignant à la diode varactor un dispositif simulant une capacité négative, comme dans la référence [18]. Egalement, l'étendue de l'accordabilité fréquentielle dépend du facteur de qualité du résonateur : plus celui-ci est élevé et plus l'action de la diode varactor est importante.

De même que les dispositifs de compensation à résistance négative, le comportement fort signal de l'élément varactor constitue un paramètre important. En effet, de par sa caractéristique $I=f(V)$ non-linéaire, la diode va limiter "naturellement" l'excursion maximale de tension entre ses bornes, ce qui peut conduire à une modification de sa tension de polarisation et ainsi provoquer un décalage en fréquence du filtre.

Enfin, il faut tenir compte lors de la phase de conception du modèle électrique réel de la diode varactor. Celui-ci inclut des éléments parasites qui perturbent le fonctionnement du résonateur :

- Les éléments réactifs (L et C) viennent modifier la fréquence de résonance,
- Les éléments résistifs (R et G) viennent limiter le facteur de qualité de l'ensemble, du fait de la limitation du Q de la diode elle-même. C'est pour cette raison qu'un dispositif de compensation est souvent associé à ces structures [16].

2.1.2.2. Accord en fréquence à base de MEMS

Outre la diode varactor, il est possible de réaliser l'accord en fréquence d'une structure filtrante à partir de composants MEMS (Micro Electro-Mechanical Systems). Il s'agit d'une microstructure métallique qui, dans l'exemple suivant, est composée d'un pont métallique souple suspendu au-dessus d'un substrat. Lorsqu'on applique une tension entre la partie suspendue et le substrat, celle-ci va se déformer mécaniquement sous l'effet du champ électrique. Cette déformation mécanique, conduisant à une modification des propriétés électriques du composant, est mise à profit pour réaliser de nouveaux dispositifs tels que des micro-interrupteurs, des accéléromètres ou des capteurs de pression.

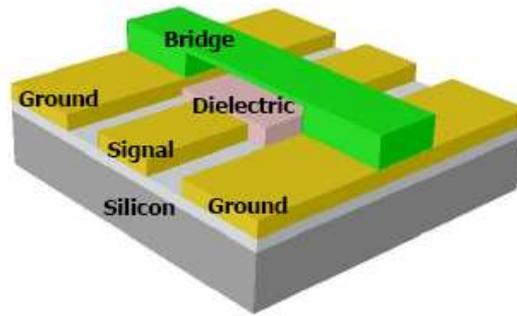


Figure 2-20 : Vue en 3 dimensions d'un varactor MEMS

Le varactor MEMS fonctionne sur ce principe de déformation mécanique. Le pont métallique suspendu constitue la 1^{ère} borne électrique du composant, la ligne microruban placée dessous constitue la 2^{de} borne tandis qu'une couche de diélectrique est déposée entre les deux (Figure 2-20). Sous l'effet de la tension de commande, la partie métallique suspendue va se rapprocher du diélectrique, venant ainsi réduire la hauteur du pont et modifier la valeur de la capacité. Sur la Figure 2-21 sont présentés les 2 états d'un varactor MEMS. Nous pouvons en effet remarquer qu'à la différence de la diode varactor qui variait continûment avec la tension de commande, le varactor MEMS ne peut prendre que 2 états : "OFF" (composant à l'état haut) ou "ON" (composant à l'état bas).

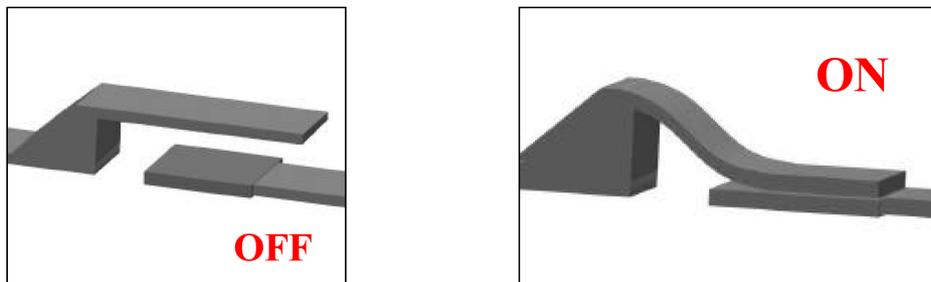


Figure 2-21 : Varactor MEMS à l'état haut et à l'état bas

Nous faisons ci-après la description d'un filtre microonde rendu accordable en fréquence par l'introduction de composants MEMS [20]. Il s'agit d'un filtre planaire composé de 2 résonateurs en technologie coplanaire associés à 2 varactors MEMS, l'ensemble étant intégré sur le même substrat (Figure 2-22). Le fonctionnement du dispositif est identique à celui des diodes intégrées dans les résonateurs LC : le varactor MEMS vient modifier la longueur électrique du résonateur et ainsi changer la fréquence de résonance.

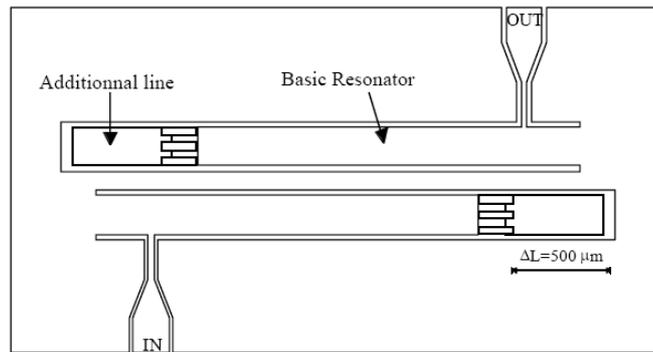


Figure 2-22 : Représentation d'un filtre à double résonateur en technologie coplanaire associé à 2 varactors MEMS

Les résultats de mesure sont présentés sur la Figure 2-23. Entre l'état haut (figure de gauche) et l'état bas (figure de droite), la fréquence centrale du filtre passe de 21 à 18.5 GHz pour une bande passante entre 13 et 14 %.

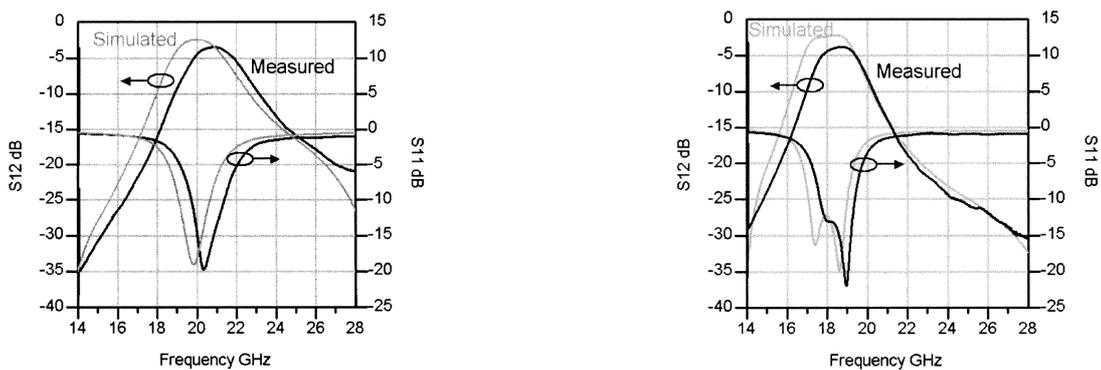


Figure 2-23 : Mesures d'un filtre à double résonateur en technologie coplanaire avec varactors MEMS

Pour conclure, nous pouvons faire les mêmes remarques pour ce type de composants que pour les diodes : la capacité d'accord du filtre dépend en premier lieu des caractéristiques du composant puis en second lieu du résonateur. Pour un varactor MEMS, le ratio (C_{\max}/C_{\min}) est lié à la différence de hauteur du pont suspendu entre l'état haut et l'état bas, celui-ci peut atteindre des valeurs très élevées (>100).

Cependant, de manière similaire aux diodes varactors, le modèle électrique réel du composant MEMS intègre de nombreux éléments parasites qu'il est nécessaire de prendre en compte et qui pénalisent le fonctionnement du résonateur.

2.1.2.3. Accord en fréquence à partir d'un circuit déphaseur

Comme nous l'avons vu dans le paragraphe précédent, réaliser l'accordabilité fréquentielle d'un résonateur planaire s'obtient en modifiant sa longueur électrique équivalente. Jusqu'alors, cette accordabilité était réalisée par l'introduction d'un composant varactor. Dans ce paragraphe, nous montrons que nous pouvons aboutir au même résultat par l'utilisation d'un dispositif déphaseur.

Dans les références [22] et [23], l'auteur associe à un résonateur planaire en anneau un circuit déphaseur de sorte à réaliser l'accord de la fréquence de résonance. Le circuit est un déphaseur actif variable réalisé en technologie MMIC constitué de 2 FETs cascades entre lesquels un réseau LC incluant une diode varactor est inséré (élément réalisant le déphasage). Une boucle de rétroaction incluant une 2nde diode varactor est également insérée entre le drain et la grille du 2nd transistor en vue d'ajuster le gain du dispositif (Figure 2-24).

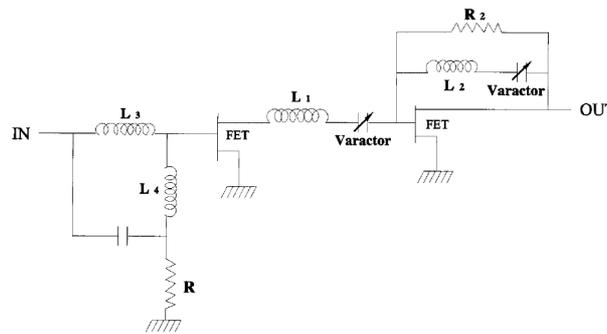


Figure 2-24 : Circuit déphaseur variable MMIC utilisé en tant qu'élément d'accord en fréquence

Disposé au cœur d'un ou plusieurs résonateurs en anneau, ce dispositif permet de réaliser un accord significatif de la réponse du filtre, comme l'atteste la Figure 2-25. Une accordabilité fréquentielle s'étendant de 3.5 à 4.25 GHz est obtenue pour un filtre passe-bande 2 pôles de 100 MHz de bande passante. En outre, le circuit déphaseur agit également en tant qu'élément de compensation, ce qui permet à l'auteur d'obtenir un gain de 0 dB dans la bande passante.

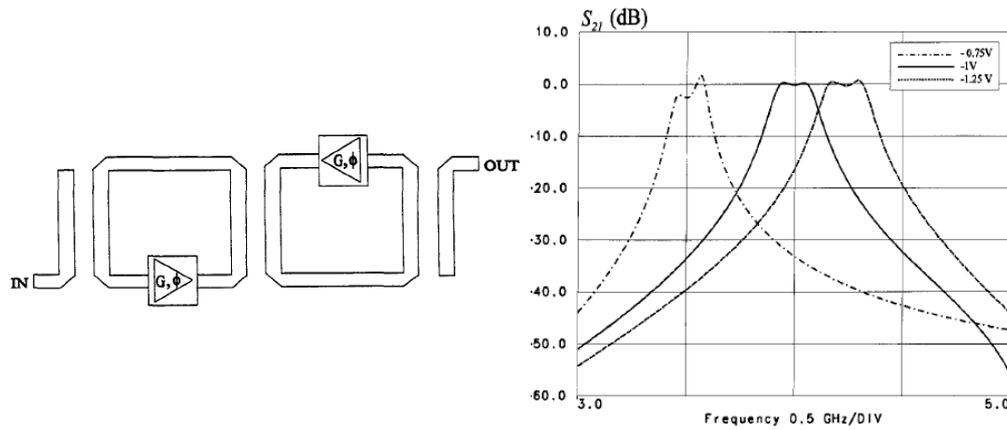


Figure 2-25 : Schéma et réponse d'un filtre 2 pôles à résonateurs planaires incluant un circuit déphaseur variable

L'intérêt particulier de ce montage consiste donc à regrouper les fonctions de compensation et d'accordabilité fréquentielle en un seul système, ce qui permet de gagner en encombrement. De manière similaire aux varactors à diodes et à MEMS, nous pouvons noter que l'étendue de l'accordabilité fréquentielle dépend du déphasage maximum accessible et des pertes de la structure résonnante. De plus, du fait que le circuit déphaseur agit également en tant qu'élément de compensation, il faut veiller à ne pas sur-compenser les pertes afin d'éviter tout risque d'instabilité.

2.1.3. Filtres planaires associés à une boucle amplificatrice en rétroaction

Cette technique consiste à associer à une structure passive résonnante un élément actif qui va créer une boucle amplificatrice autour du dispositif. Comme pour les résonateurs passifs à résistances négatives, le but recherché est de compenser les pertes du dispositif passif et d'augmenter son facteur de qualité.

Dans [26], l'auteur dispose un élément MMIC constitué d'un amplificateur et d'un déphaseur autour d'un résonateur planaire en U, lui-même inséré entre 2 autres résonateurs. La boucle active est donc ici créée autour du résonateur central. La possibilité de régler finement le gain et la phase de la boucle active permettent de compenser parfaitement les pertes du filtre passif. Ainsi, l'auteur obtient une fonction de filtrage passe-bande d'ordre 3 centrée à 12.3 GHz associée à un gain de 1 dB dans la bande passante (Figure 2-26).

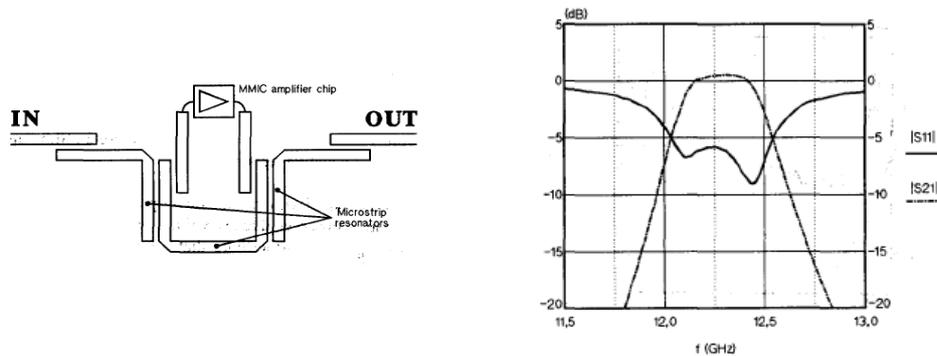


Figure 2-26 : Schéma et mesure d'un filtre passif à 3 résonateurs planaires associés à une boucle active

De ce fait, nous pouvons remarquer que la boucle active permet d'apporter plus ou moins d'énergie dans la structure jusqu'à obtenir une compensation parfaite des pertes. Il faut cependant prendre garde à ne pas sur-compenser afin d'éviter tout risque d'instabilité du système. Par ailleurs, nous pouvons noter que cette technique de compensation se rapproche des topologies présentées aux références [22] et [23] pour lesquelles un circuit déphaseur MMIC est associé à un ou plusieurs résonateurs planaires (Figure 2-27).

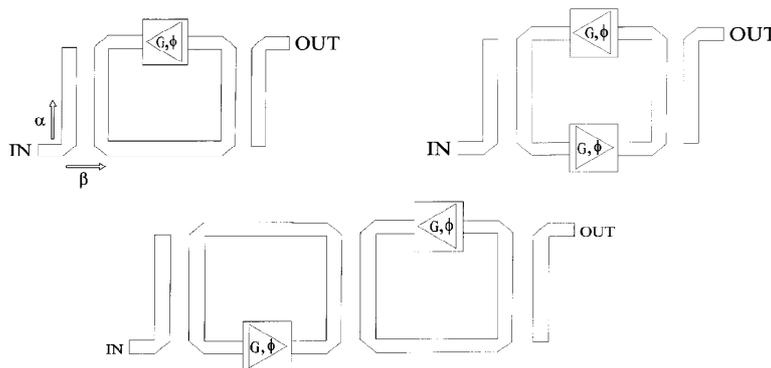


Figure 2-27 : Représentations diverses de filtres planaires associés à une boucle amplificatrice

2.2. Filtres actifs résultant de la transposition aux fréquences microondes de concepts développés pour les basses fréquences

A l'inverse de la 1^{ère} famille de filtres pour lesquels les topologies présentées étaient dédiées à une application microonde (type circuit, planaire ou volumique), l'objectif recherché ici est de transposer aux fréquences microondes des topologies de filtres actifs basses fréquences. Les filtres actifs sont en effet très répandus aux basses fréquences, tant dans les domaines de

l'analogique (équipement pour l'audio, la vidéo, communication analogique), que du numérique (calculateurs, traitement de données, communication numérique). Les topologies sont essentiellement basées sur l'utilisation d'amplificateurs opérationnels (ou amplis-op).

Du fait des applications basses fréquences de ces équipements, les fonctions de transfert sont généralement identifiables à des rapports de tension, du type (V_s/V_e) . En conséquence, la transposition de ces topologies du domaine des basses fréquences vers les microondes impose plusieurs contraintes qu'il est nécessaire de prendre en compte :

1. Le fonctionnement du dispositif aux fréquences microondes impose désormais que l'on considère non plus des signaux de *tension* mais de *puissance*, ce qui nécessite l'introduction de nouveaux composants spécifiques tels que des diviseurs ou combineurs de puissance.
2. La difficulté de réaliser l'équivalent d'un ampli-op aux fréquences microondes freine l'usage de ce type de filtres aux bandes RF, du fait de la limitation propre de l'ampli-op équivalent (fréquence de coupure).

Néanmoins, nous présentons ci-après plusieurs architectures de filtres actifs microondes basées sur des concepts basses fréquences parmi lesquels :

- Les filtres récursifs et transversaux,
- Les filtres dits channélisés,
- Les filtres à base de circuits simulant des inductances actives,
- Les filtres actifs analogiques continus,
- Les filtres à cellules passives couplées activement.

2.2.1. Filtres récursifs et transversaux

Cette famille de filtres est aujourd'hui massivement utilisée aux basses fréquences pour des opérations de traitement du signal dans des systèmes numériques divers comme les téléphones mobiles ou les lecteurs CD. Le filtre numérique est conçu à partir d'un diagramme appelé "*graphe de fluence*" qui régit le comportement de celui-ci. Ce diagramme est constitué de plusieurs branches disposées en parallèle au cours desquelles les signaux sont retardés d'une grandeur temporelle τ et pondérés par des coefficients $\{a_k\}$ et $\{b_p\}$ tel que présenté sur la Figure 2-28.

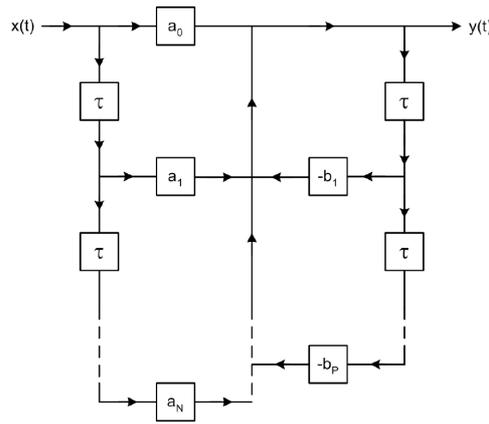


Figure 2-28 : Graphe de fluence d'un filtre de type récursif et transversal

Comme nous pouvons le voir, le graphe se divise en deux parties distinctes :

- Une partie transversale, caractérisée par les coefficients $\{a_k\}$, dans laquelle la sortie ne dépend que du signal d'entrée $x(t)$ à l'instant t considéré et aux instants $(t-k.\tau)$ précédents.
- Une partie récursive, caractérisée par les coefficients $\{b_p\}$, dans laquelle la sortie dépend à la fois du signal d'entrée $x(t)$ et du signal de sortie $y(t)$ à l'instant t considéré et aux instants $(t-k.\tau)$ et $(t-p.\tau)$ précédents.

Ainsi, il apparaît que l'expression régissant le comportement du filtre est une équation temporelle ayant pour expression :

$$y(t) = \sum_{k=0}^N a_k . x(t - k\tau) - \sum_{p=1}^P b_p . y(t - p\tau)$$

En transposant cette expression du domaine temporel vers le domaine fréquentiel par transformée de Fourier, la fonction de transfert du filtre $H(f)$ devient :

$$H(f) = \frac{Y(f)}{X(f)} = \frac{\sum_{k=0}^N a_k . e^{-j2\pi f k \tau}}{1 + \sum_{p=1}^P b_p . e^{-j2\pi f p \tau}}$$

Ainsi, de manière similaire aux fonctions de filtrage classiques, l'expression du numérateur (relative à la partie transversale) est représentative des zéros du filtre tandis que celle du dénominateur (relative à la partie récursive) est représentative des pôles. Parmi les propriétés remarquables de cette fonction, nous pouvons citer la périodicité fréquentielle de valeur $f_0 = \frac{1}{\tau}$, ainsi que la possibilité de réaliser un accord en fréquence du filtre en insérant dans chaque branche

un déphasage φ proportionnel au décalage fréquentiel Δf souhaité selon l'expression : $\varphi = 2\pi \frac{\Delta f}{f_0}$.

Enfin, l'étude dans le plan complexe de la position des pôles p_i de $H(f)$ par la transformée en Z nous renseigne sur la stabilité interne du filtre [24][25].

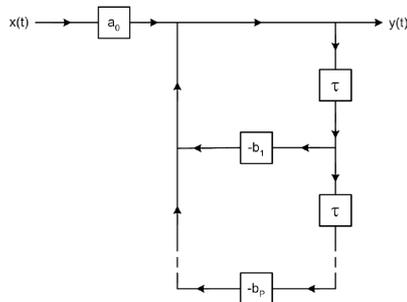
Comme dit précédemment, la transposition de ce type de filtres du numérique des basses fréquences vers l'analogique RF impose désormais que l'on raisonne avec des signaux de puissance, ce qui nécessite l'emploi de dispositifs spécifiques. Dans le principe, cette transposition se fait simplement par identification directe du graphe de fluence présenté Figure 2-28 :

- Les opérations de division et de recombinaison des signaux s'effectuent au moyen de dispositifs planaires tels que des coupleurs de Lange ou de Wilkinson [26]. Il est intéressant de noter que la bande étroite de fonctionnement de ces dispositifs constitue ici un avantage du fait de la périodicité fréquentielle du filtre décrite ci-dessus.
- Les coefficients de pondération $\{a_k\}$ et $\{b_p\}$ sont équivalents à des éléments amplificateurs tel que des transistors. De la même manière que les coupleurs, le fonctionnement de ces dispositifs nécessite que l'on raisonne désormais en termes de puissance.
- Les temps de retard τ sont réalisés par des lignes microrubans ou par des cellules passives retardatrices (réseaux LC passe-tout).

A présent, nous présentons plusieurs topologies de filtres récursif et transversal répertoriées dans la littérature.

2.2.1.1. Topologies de filtre récursif microonde

Un filtre purement récursif est obtenu lorsque tous les coefficients de pondération $\{a_k\}$ - relatifs à la partie transversale- sont nuls (avec $k \neq 0$). Le graphe de fluence d'un tel filtre ainsi que la fonction de transfert associée $H(f)$ se déduisent comme suit :



$$H(f) = \frac{a_0}{1 + \sum_{p=1}^P b_p \cdot e^{-j2\pi f p \tau}}$$

Figure 2-29 : Graphe de fluence et fonction de transfert d'un filtre récursif

Dans la suite, nous présentons plusieurs exemples de filtres récurrents microondes "simples" puis exposons l'approche dite cellulaire des filtres récurrents.

2.2.1.1.1. Filtres récurrents microondes "simples"

Dans ce paragraphe, nous décrivons trois architectures de filtres récurrents microondes basés sur des topologies diverses.

La première concerne un filtre récurrent du 1^{er} ordre -comportant 1 branche de rétroaction- développé en technologie MMIC AsGa [26]. Les fonctions de division et de recombinaison des signaux sont assurées par des réseaux passifs de type Wilkinson tandis que la branche de rétroaction contient un transistor monté en source commune associé à une cellule passive de retard. Cette dernière contient une diode varactor qui, par l'intermédiaire du déphasage réalisé dans la boucle, permet d'opérer un accord en fréquence de la réponse du filtre (Figure 2-30). Les simulations effectuées montrent que ce circuit réalise une fonction de filtrage passe-bande centrée à 10 GHz avec une légère possibilité d'accord en fréquence (de 9.8 à 10.2 GHz, soit 4% de variation) pour un gain d'environ 8 dB à la fréquence centrale.

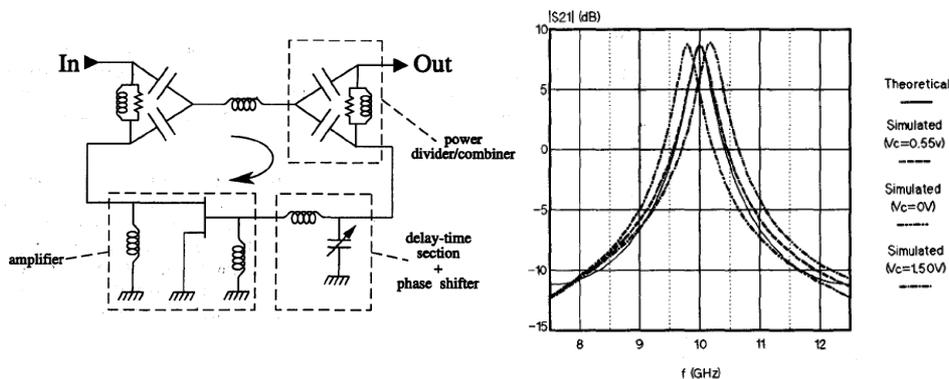


Figure 2-30 : Topologie de filtre actif récurrent à 1 branche de rétroaction

Dans la référence [27], l'auteur introduit dans la structure des transistors montés en grille commune et en drain commun de sorte à réaliser une adaptation en tension entre les différents éléments. De ce fait, la présence de dispositifs particuliers de division ou de recombinaison des signaux n'est plus nécessaire, ce qui simplifie le dessin du circuit (Figure 2-31).

L'auteur obtient ainsi une fonction passe-bande centrée à 7 GHz avec une bande passante de 140 MHz et un gain de 5 dB (technologie monolithique AsGa). Une version accordable en fréquence de ce circuit est également présentée pour laquelle l'accord se fait en remplaçant la capacité C_h de la cellule retardatrice "time-delay" par une diode varactor.

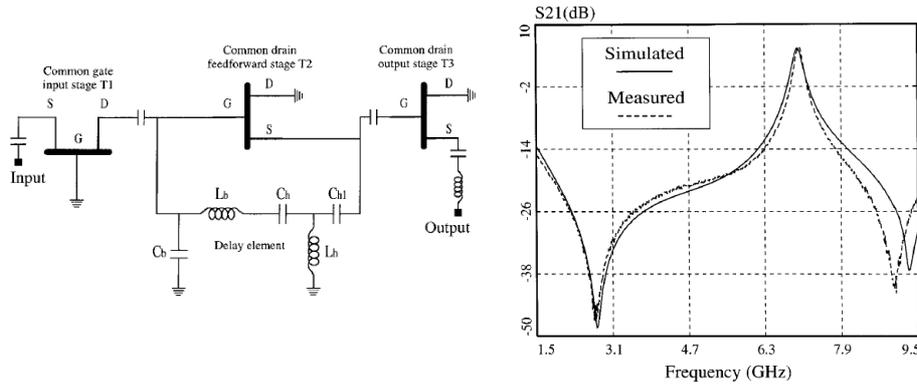


Figure 2-31 : Topologie de filtre récursif dans laquelle les différents éléments sont adaptés en tension

Nous terminons avec l'article référencé [28] dans lequel l'auteur expose une topologie de filtre récursif à 1 branche de rétroaction en technologie BiCMOS. Basé sur une simple paire amplificatrice différentielle, l'entrée et la sortie du circuit se font respectivement sur les accès V_{in}^+ et V_{out}^- tandis que les deux autres accès (V_{in}^- et V_{out}^+) constituent respectivement l'entrée et la sortie de la boucle de rétroaction. Le calcul de la fonction de transfert $H(f)$ montre que l'on retrouve bien un comportement de filtre récursif du 1^{er} ordre.

$$H(f) = \frac{V_{out}^-}{V_{in}^+} = \frac{-\frac{G_d}{2}}{1 + \frac{G_d}{2} e^{-j2\pi f\tau}}$$

Avec G_d : gain différentiel en tension du circuit différentiel

La cellule de retard τ est réalisée à l'aide d'un ensemble LC passif. Les schémas de principe et les résultats de mesure sont présentés sur la Figure 2-32. Selon la polarisation de la paire amplificatrice, l'auteur obtient une fréquence centrale de 1.9 GHz et une bande passante de 250 MHz pour un gain variable entre 5 et 10 dB.

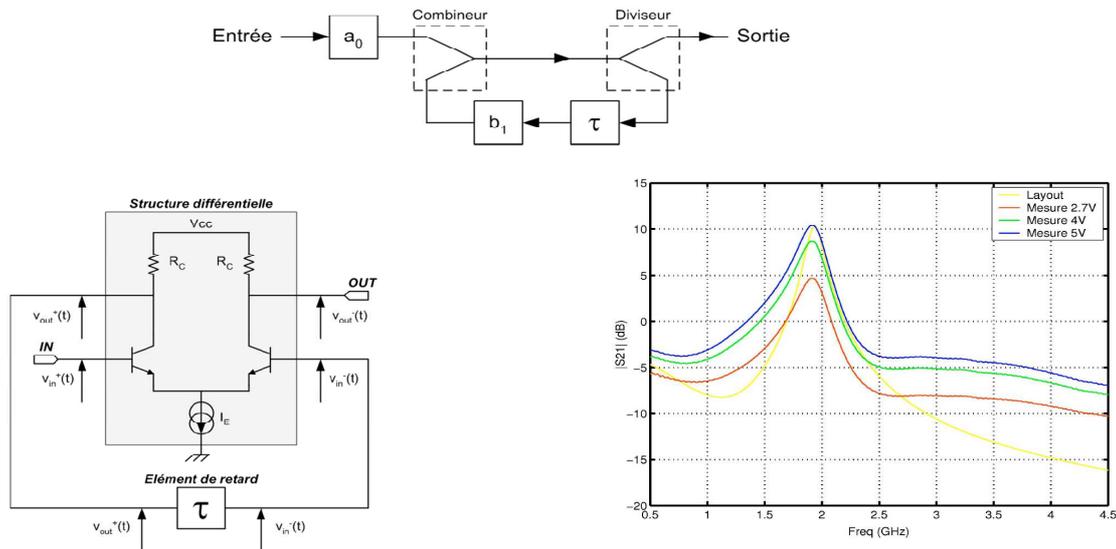


Figure 2-32 : Schéma de principe, schéma complet et mesure d'un filtre récuratif analogique d'ordre 1

Plusieurs auteurs se sont également penchés sur les propriétés d'accordabilité en fréquence des filtres récuratifs. Pour rappel, celle-ci est obtenue en changeant la valeur du déphasage introduit dans la ou les branches de rétroaction. Dans l'article [22] dont nous avons parlé au paragraphe 2.1.2.3, l'auteur étudie la possibilité d'utiliser un circuit actif MMIC déphaseur large bande comme élément d'accord d'un filtre récuratif du 1^{er} ordre. Dans l'article [30], plusieurs techniques d'accordabilité en fréquence de filtres récuratifs sont abordées : continue, par l'utilisation de circuits déphaseurs à varactors ; et discrète, par l'utilisation de dispositifs à selfs commutées.

2.2.1.1.2. Approche cellulaire des filtres récuratifs

Dans le paragraphe précédent, nous n'avons présenté que des topologies de filtres récuratifs à une branche de rétroaction. Ces dispositifs offrent en effet des performances intéressantes mais sont cependant limités aux fonctions passe-bande du 1^{er} ordre. Pour augmenter l'ordre du filtre, il est donc nécessaire de rajouter dans la structure des boucles de rétroaction tel qu'illustré sur la Figure 2-29. Or, la conception de ce type de filtres s'avère relativement difficile du fait des nombreux retours de signaux en divers points du circuit, rendant notamment la stabilité du circuit particulièrement critique.

De ce fait, une approche dite "cellulaire" des filtres récuratifs fut développée dans laquelle plusieurs cellules récuratives du 1^{er} ordre sont disposées en cascade. Cette configuration est notamment utilisée dans l'article [33] où l'auteur dispose en cascade 2 filtres récuratifs du 1^{er} ordre de sorte à former un filtre passe-bande 2 pôles. En réglant les temps de retard τ_1 et τ_2 à des valeurs différentes, ce qui équivaut à choisir deux fréquences f_{01} et f_{02} distinctes, l'auteur obtient une

réponse typique de filtre passe-bande 2 pôles centrée autour de 2 GHz et associée à un gain de 15 dB (Figure 2-33).

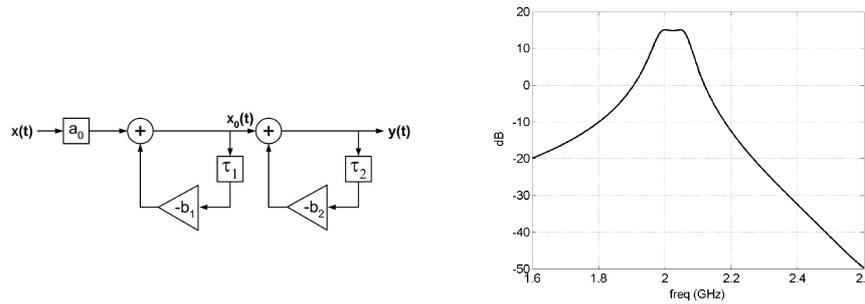


Figure 2-33 : Schéma et résultats de simulation d'un filtre récursif à 2 cellules cascadiées

Egalement, nous pouvons citer l'article [34] dans lequel l'auteur dispose 3 cellules récursives du 1^{er} ordre en cascade. Développées en technologie MMIC AsGa, les 3 cellules sont inspirées de deux conceptions récursives faible bruit dans lesquelles l'élément actif est disposé soit dans la branche transversale, soit dans la boucle de rétroaction (Figure 2-34). En réglant convenablement la fréquence centrale de chacune d'entre elles, l'auteur obtient une réponse équivalente à un filtre passe-bande 3 pôles aux performances particulièrement intéressantes : celui-ci présente en effet une réponse centrée autour de 13.5 GHz avec une bande passante plate de 1 GHz de large et de fortes pentes de réjection, pour un gain supérieur à 10 dB et un facteur de bruit associé de 3 dB.

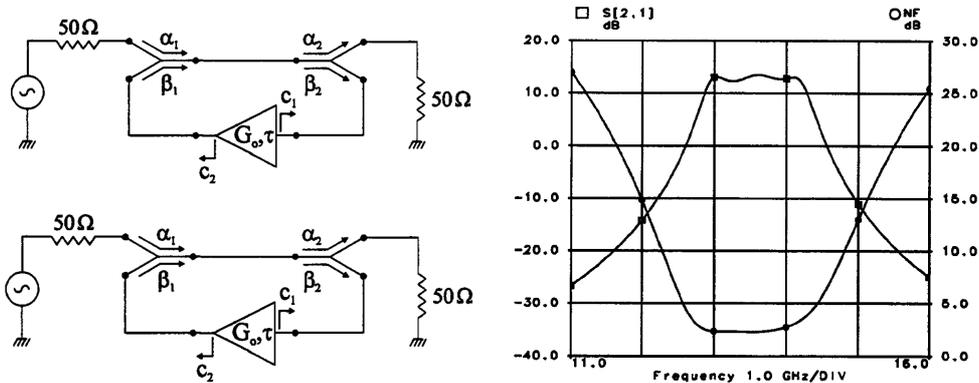


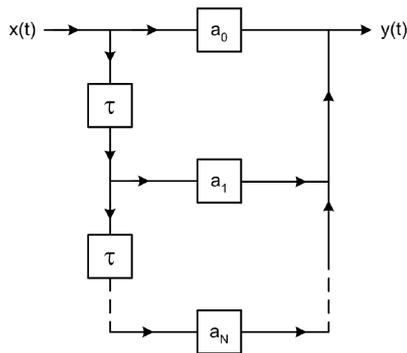
Figure 2-34 : Topologie de filtre récursif à 3 cellules cascadiées

Dans ce paragraphe, nous avons vu que l'approche cellulaire des filtres récursifs constitue une solution intéressante pour la conception de filtres actifs d'ordre élevé. A ce titre, les résultats de simulation de la Figure 2-34, pour lesquels les trois cellules récursives sont réglées à des fréquences centrales proches, constituent un modèle du genre pour la conception de filtres à bande passante large. Egalement, la possibilité d'ajuster de manière indépendante la fréquence centrale f_0 de chaque cellule ajoute une grande souplesse dans le réglage de la forme du filtre. C'est le cas de

l'article [33] où nous avons vu que le réglage des deux temps de retard τ_1 et τ_2 à des valeurs distinctes aboutissait à un filtre à bande passante large. A l'inverse, si τ_1 et τ_2 sont choisis égaux, nous obtenons un filtre à bande passante étroite, correspondant à la mise en cascade de deux cellules du 1^{er} ordre identiques.

2.2.1.2. Topologies de filtre transversal microonde

Un filtre purement transversal est obtenu lorsque tous les coefficients de pondération $\{b_p\}$ - relatifs à la partie réursive- sont nuls. Dès lors, le graphe de fluence d'un tel filtre et la fonction de transfert associée $H(f)$ se déduisent comme suit :



$$H(f) = \sum_{k=0}^N a_k \cdot e^{-j2\pi f k \tau}$$

Figure 2-35 : Graphe de fluence et fonction de transfert d'un filtre transversal

La transposition vers les microondes de ce type de filtres est plus simple que les filtres récurifs de par la possibilité d'insérer plusieurs branches en parallèle dans la structure. Il convient ensuite de s'assurer de la bonne unilatéralité des amplificateurs figurant les éléments de pondération $\{a_k\}$ afin d'éviter tout retour de signal parasite et ainsi vérifier les conditions de stabilité.

Un filtre microonde purement transversal peut se représenter selon le schéma de la Figure 2-36 dans lequel 2 lignes à retard sont disposées en entrée et sortie du dispositif et entre lesquelles sont insérés périodiquement plusieurs éléments amplificateurs. Le signal parcourant la ligne de sortie résulte ainsi de la combinaison d'une multitude de signaux amplifiés et déphasés de quantités différentes. Selon la fréquence, la combinaison peut être constructive s'il y a accord de phase, ou destructive s'il y a opposition de phase.

Nous obtenons donc bien une réponse de filtre entre les deux accès. Les caractéristiques de celle-ci dépendent du nombre d'éléments transversaux, de leur valeur ainsi que du déphasage introduit par chaque tronçon de ligne. Par ailleurs, nous pouvons remarquer une analogie entre ce schéma et celui d'un amplificateur distribué, à la différence que l'accès de sortie se situe ici à l'autre extrémité de la ligne de drain.

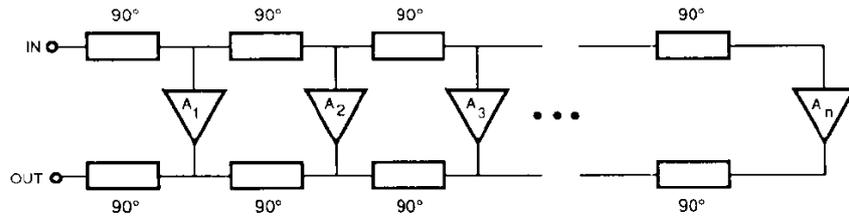
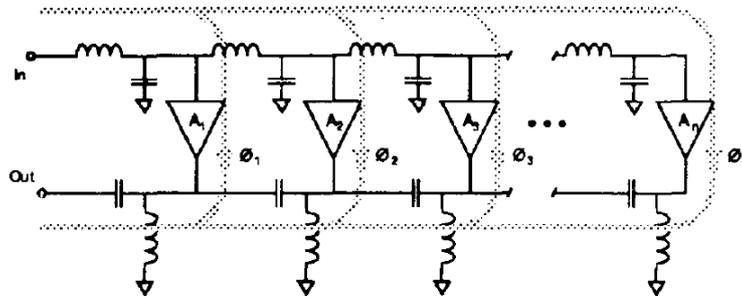


Figure 2-36 : Schéma d'un filtre actif transversal microonde

Dans l'article référence [36], l'auteur présente une topologie de filtre transversal microonde modifiée. Cette topologie, dite "*Lumped and Transversal Filter*", intègre des tronçons de lignes passe-bas et passe-haut en remplacement des lignes à retard d'entrée et de sortie de sorte à générer un filtre d'enveloppe qui vient s'ajouter à la fonction de filtrage réalisée par la structure transversale (Figure 2-37). Ainsi, cette topologie autorise des pentes de réjections bien plus importantes qu'un filtre équivalent purement transversal.

Figure 2-37 : Topologie de filtre actif dite "*Lumped and Transversal Filter*"

L'auteur se base sur cette topologie pour faire la conception d'un filtre à 3 cellules transversales en technologie MMIC dans la bande 9-11 GHz. Les résultats de simulation sont présentés Figure 2-38. Ce graphique est intéressant car il illustre bien le fonctionnement du circuit. La courbe référencée « FET 3 only » présente la réponse du filtre lorsque seul le dernier élément transversal est activé, faisant ainsi apparaître le filtre passe-bande issu de la succession de tronçons passe-haut et passe-bas (pas de zéro de transmission). Lorsque le 2^{ème} élément transversal est activé (courbe référencée « FETS 2 & 3 »), nous voyons apparaître un 1^{er} zéro de transmission autour de 12 GHz, marquant ainsi un déphasage de 180° entre ces 2 voies. Enfin, lorsque tous les éléments transversaux sont activés (courbe référencée « FETS 1, 2 & 3 »), un 2nd zéro de transmission apparaît autour de 8 GHz. A chaque fois qu'un nouvel élément transversal est activé, nous constatons l'apparition d'un zéro de transmission supplémentaire ainsi qu'une amélioration des pentes de réjections aux bords de la bande passante.

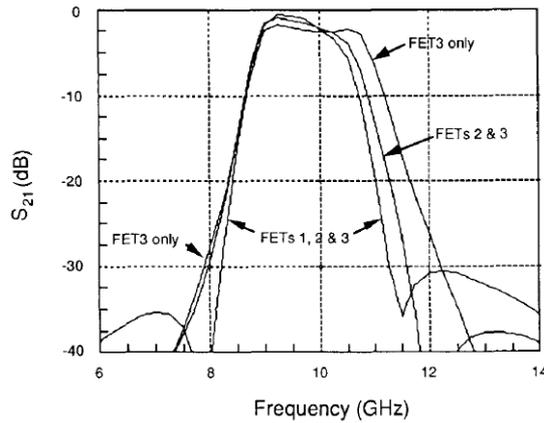


Figure 2-38 : Résultats de simulation d'un filtre de type "Lumped and Transversal"

Dans ce paragraphe, nous avons vu que les filtres récurrents et transversaux microondes proposent des performances de filtrage intéressantes : plutôt bande étroite pour les filtres récurrents, plutôt moyenne ou large bande pour les transversaux. Bien que les fonctions réalisées sont généralement de type passe-bande, une réponse de type coupe-bande peut également être obtenue comme l'atteste la référence [31]. Ces filtres proposent un panel de conception varié, l'introduction d'éléments déphaseurs dans les filtres récurrents permettant d'opérer un accord significatif de la fréquence centrale. Cependant, de par les problèmes de stabilité inhérents aux filtres récurrents, ceux-ci sont généralement limités à 1 branche de rétroaction, d'où le caractère bande étroite de la fonction réalisée. Toutefois, il est possible d'élargir la bande de filtrage et d'augmenter le nombre de pôles par la mise en cascade de plusieurs dispositifs identiques (approche dite cellulaire). A l'inverse, les risques d'instabilité sont plus faibles pour les filtres transversaux, rendant la conception de filtre d'ordre élevé plus aisée.

2.2.2. Filtres canalisés

Les filtres canalisés peuvent être considérés comme une extension des filtres transversaux. Dans ce type de filtres, les coefficients de pondération $\{a_k\}$ de chaque branche sont remplacés par des dispositifs filtrants simples [41][42]. Le signal de sortie résulte ainsi de la sommation pure des différents signaux issus de chaque filtre élémentaire selon le principe illustré Figure 2-39. De manière similaire aux filtres transversaux, la recombinaison peut être constructive s'il y a accord de phase, ou destructive s'il y a opposition de phase. L'avantage de ce type de filtres réside dans la possibilité de pouvoir synthétiser des filtres d'ordre élevé qui, de par la création de zéros de transmission, autorisent de très fortes pentes de réjections, à partir de fonctions de filtrage simples.

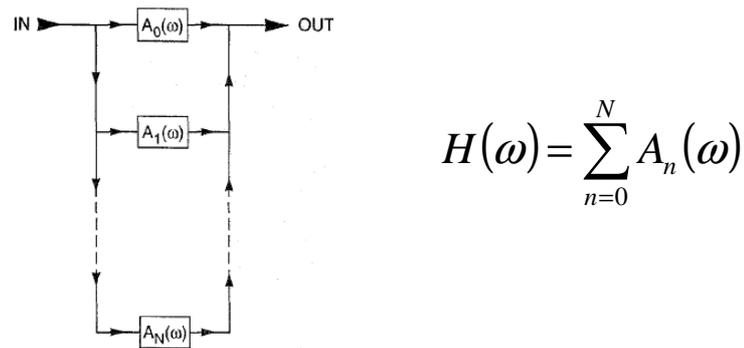


Figure 2-39 : Diagramme et fonction de transfert d'un filtre canalisé

Afin de respecter ce principe de sommation pure, les filtres insérés dans chaque branche de la structure canalisée se doivent de présenter une bonne unilatéralité afin d'empêcher tout retour de signal de la sortie sur l'entrée. Pour cela, les filtres disposés dans chaque branche sont soit des filtres purement passifs associés à des éléments actifs, soit des filtres actifs. En outre, ces éléments actifs permettent d'apporter du gain à la structure.

Cependant, la plupart des topologies de filtres canalisés sont en réalité des topologies dites "mixtes canalisées-transversales" dans lesquelles figurent des éléments de retard en plus des dispositifs filtrants. En effet, ces éléments de retard (ou de déphasage) sont nécessaires afin de pouvoir régler la phase des signaux en sortie de la structure canalisée et ainsi ajuster les zéros de transmission.

2.2.2.1. Topologies de filtres microondes canalisés à 3 branches

Les filtres canalisés les plus répandus comportent 3 branches réparties de la manière suivante : 1 branche principale et 2 branches secondaires appelées sous-branches. La branche principale assure une ébauche de la fonction de filtrage recherchée, elle constitue le "filtre d'enveloppe", tandis que les 2 sous-branches ont pour rôle de générer des zéros de transmission de part et d'autre de la fréquence centrale. Ces 2 sous-branches sont en effet déphasées de 180° par rapport à la branche principale et sont constituées de 2 filtres passe-bande légèrement décalés de part et d'autre de la fréquence centrale afin de permettre la création de zéros de transmission aux bords de la bande passante.

Dans l'article référencé [43], l'auteur fait la description d'un filtre canalisé à 3 branches opérant autour de 28 GHz. Chaque branche inclut un filtre passif passe-bande Butterworth d'ordre 3 entouré de 2 dispositifs amplificateurs. La branche principale inclut un "Phase Vernier" à travers lequel l'auteur peut régler finement le déphasage nécessaire à la création des zéros de transmission. Les performances attendues sont les suivantes : une fréquence centrale de 28 GHz associée à une

bande passante de 400 MHz, un gain de 4 dB dans la bande et des pentes de réjection entre les bords de la bande passante et les zéros de transmission de l'ordre de 80 dB (Figure 2-40). La surface estimée de la puce est de 10 mm² (pas de réalisation).

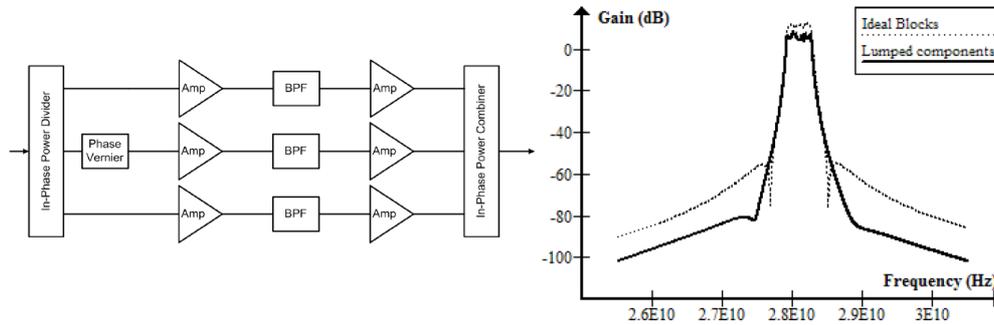


Figure 2-40 : Représentation et résultats de simulation d'un filtre canalisé

A l'inverse de la topologie précédente qui propose une association d'éléments actifs et passifs dans chaque branche, le filtre canalisé suivant inclut directement des filtres actifs, plus précisément des filtres récurrents du 1^{er} ordre. En effet, dans [44], l'auteur présente un filtre canalisé à 3 branches à entrée et sortie différentielles intégré en technologie Si BiCMOS. Chaque branche est constituée d'un filtre récurrent à 1 branche de rétroaction incluant des éléments de réglage de la fréquence tel que présenté au paragraphe 2.2.1.1. L'élément utilisé pour réaliser la division du signal d'entrée vers les 3 voies de filtrage est un dispositif actif assurant au passage le déphasage de 180° nécessaire entre la voie principale et les 2 sous-branches. En sortie du filtre, la recombinaison des signaux se fait en connectant directement les sorties des 3 voies. Avec cette topologie, l'auteur obtient un filtre passe-bande centré à 1.95 GHz associé à un gain de 12 dB dans la bande. Les pentes de réjection aux bords de la bande passante sont de l'ordre de 30 dB à 100 MHz de la fréquence centrale (Figure 2-41). De plus, l'introduction d'éléments variables dans les branches de rétroaction des filtres récurrents permet d'ajuster la réponse globale du filtre dans la bande [1.95-2.2] GHz.

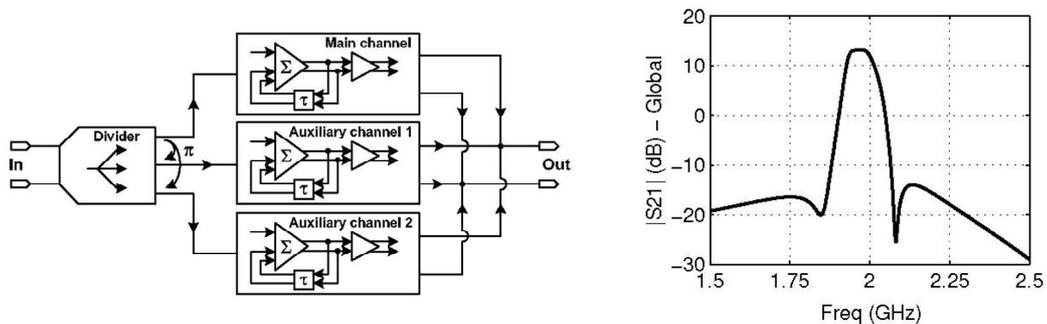


Figure 2-41 : Représentation et résultats de simulation d'un filtre canalisé à base de filtres actifs récurrents

2.2.2.2. Autres topologies de filtres canalisés

Parmi les autres topologies de filtres canalisés répertoriés, nous pouvons citer la référence [46] dans laquelle l'auteur fait la conception d'un filtre canalisé à 2 branches en technologie hybride où figurent un filtre passe-bande du 1^{er} ordre dans la 1^{ère} voie et un filtre passe-bande du 2nd ordre dans la 2nde voie. Les multiples effets d'interférences constructives / destructives permettent de retrouver une fonction de filtrage similaire à celle d'un filtre canalisé à 3 branches. Egalement, la référence [47] présente un filtre canalisé entièrement passif à 2 voies de filtrage réalisant une fonction coupe-bande. Par l'intermédiaire de diodes varactors insérées dans la 2nde voie, l'auteur obtient un accord significatif de la fréquence centrale dans la bande [1.8-2.5] GHz (Figure 2-42).

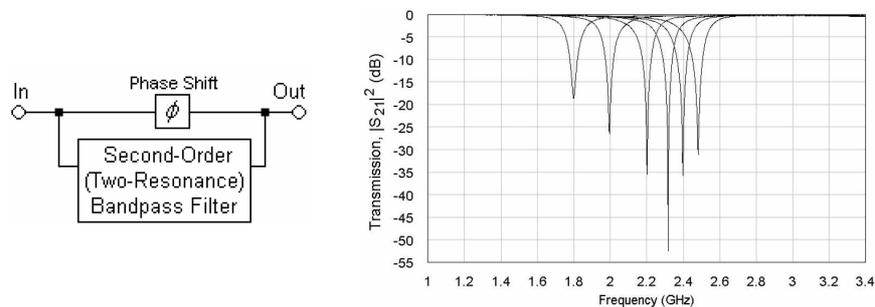


Figure 2-42 : Schéma de principe et mesure d'un filtre passif canalisé coupe-bande à 2 voies de filtrage

Dans ce paragraphe, diverses topologies de filtres canalisés ont été présentées : celles-ci peuvent comporter 2 ou 3 voies de filtrage, pour des fonctions réalisées de type passe-bande ou coupe-bande. De manière similaire aux filtres transversaux, la possibilité de générer des zéros de transmission en bordure de bande passante permet d'obtenir des niveaux de réjection très élevés. De ce point de vue, la topologie à 3 voies semble être la plus efficace pour régler finement la phase des signaux en sortie du filtre et ainsi ajuster au mieux la position des zéros de transmission.

Cependant, il faut souligner que cette étape d'ajustement du filtre n'est pas aisée car elle suppose le réglage simultané de la phase des signaux sur les 3 voies tout en conservant une réponse plate dans la bande passante. Le réglage des zéros de transmission constitue l'opération la plus délicate, car une légère modification de la réponse sur l'une des voies suffit à décaler la position d'un zéro et par conséquent à « casser » la courbe de filtrage.

2.2.3. Filtres à base de self-inductances actives

Les résonateurs à self-inductance active désignent les résonateurs ou structures résonnantes dans lesquels l'inductance passive L est remplacée par un dispositif actif au comportement

similaire. Le principal intérêt de ces topologies est de se passer de l'implantation d'une inductance MMIC passive sur la puce, source de nombreux problèmes parmi lesquels :

- L'impossibilité de réaliser des inductances spirales de forte valeur (supérieure à quelques nH).
- Leur faible coefficient de qualité, limitant par là-même le facteur de qualité du résonateur.
- La plage d'utilisation limitée due à la résonance de l'élément selfique intégré.

Dans la suite, nous décrivons plusieurs topologies de self-inductances actives : la 1^{ère} est une self passive rendue active par ajout d'une résistance négative en série tandis que la 2^{nde} est une topologie de self active basée sur circuit gyrateur.

2.2.3.1. Self active obtenue par association d'une self passive et d'une résistance négative

Le principe de cette technique n'est pas de concevoir un circuit capable de simuler une inductance active mais de compenser les pertes d'une inductance passive par l'ajout en série d'un dispositif simulant une résistance négative. Ce type de compensation peut être qualifié de "série", par opposition à la compensation "parallèle" pour laquelle l'élément compensateur est externe à la structure résonnante. Nous pouvons cependant remarquer que cette technique est très similaire à certaines topologies présentées dans le paragraphe 2.1.1 consacré aux « filtres passifs microondes associés à une structure active ».

Nous présentons ci-après un exemple de circuit illustrant ce principe [5]. Le montage utilisé pour simuler la résistance négative est basé sur une structure de C.I.N. modifié identique à celui de la Figure 2-9. Grâce à cette technique, l'auteur obtient une fonction de filtrage passe-bande du 1^{er} ordre présentant un facteur de qualité simulé très élevé ($Q=1000$) pour une fréquence centrale de 4 GHz.

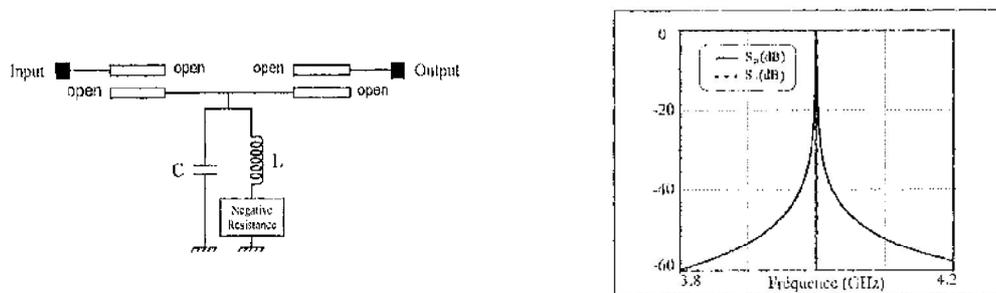


Figure 2-43 : Représentation et résultats de simulation d'un filtre comportant une self passive compensée par une résistance négative

Du fait que ces topologies sont basées sur l'utilisation de résistances négatives, nous pouvons faire les mêmes constats qu'au paragraphe 2.1.1 : risques d'instabilité dus à la surcompensation, prise en compte du comportement fort signal, bruit important généré. De plus, le bruit généré constitue un véritable problème pour ce type de circuit car celui-ci va toujours de pair avec la sélectivité, ce qui signifie que le bruit est d'autant plus fort que la sélectivité est élevée.

Enfin, il faut prendre en compte la partie imaginaire de l'impédance ramenée par le dispositif compensateur qui, selon qu'elle soit inductive ou capacitive, modifie les caractéristiques du résonateur.

2.2.3.2. Self active à base de circuit gyrateur

De manière similaire au C.I.N., le circuit gyrateur, aussi appelé circuit inverseur d'impédance, est un quadripôle pour lequel l'impédance ramenée en entrée est inverse de celle placée en sortie. Aux fréquences microondes, ce dispositif sert essentiellement à la conception d'inductances actives. En effet, si nous chargeons le circuit gyrateur par une capacité, nous obtenons en entrée l'équivalent d'une inductance et réciproquement. De manière idéale, le circuit gyrateur est formé par 2 transconductances g_m différentielles bouclées l'une sur l'autre selon le schéma suivant :

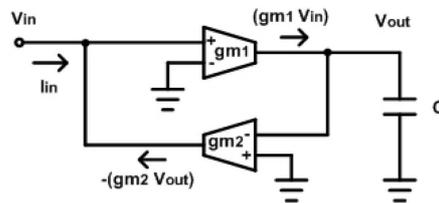


Figure 2-44 : Circuit gyrateur chargé par une capacité C

L'impédance ramenée par ce montage est ainsi analogue à une inductance pure ayant pour expression :

$$Z_{in} = j\omega \left[\frac{C}{g_{m1} \cdot g_{m2}} \right]$$

Dans la pratique, les transconductances g_m sont synthétisées par des transistors dont le modèle électrique microonde comporte en première approximation une capacité en entrée et une résistance en sortie. Le comportement du gyrateur est alors modifié de telle sorte que l'impédance ramenée est analogue à une self à pertes couplée à une capacité et à une conductance parallèle, comme présenté sur la Figure 2-45. De ce fait, la plage d'utilisation du dispositif est limitée par la résonance entre l'inductance équivalente et la capacité C_1 .

Sur cette figure, nous pouvons noter la disparition de la capacité C placée en sortie du gyrateur, celle-ci étant à présent associée à la capacité C₂. Enfin, nous pouvons remarquer qu'un ajustement des transconductances g_m conduit à la modification simultanée de la self équivalente et de la résistance série associée, ce qui crée une dépendance entre ces 2 paramètres [48].

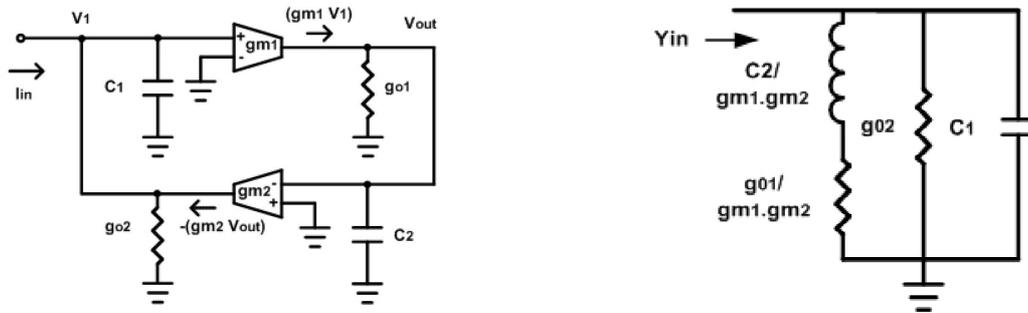


Figure 2-45 : Circuit gyrateur non-idéal et modèle équivalent de l'inductance active

Dans la suite, nous faisons la description d'un montage gyrateur conçu à partir de circuits C.I.N. Comme nous l'avons vu au paragraphe 2.1.1.2, un C.I.N. est formé de 2 transistors bouclés l'un sur l'autre utilisé habituellement pour synthétiser des résistances négatives (Figure 2-6). Cependant, il a été montré que lorsqu'on dispose un 3^{ème} transistor en sortie et que l'on identifie un accès entre les 2^{ème} et 3^{ème} transistors, cette structure est équivalente à un circuit gyrateur (Figure 2-46).

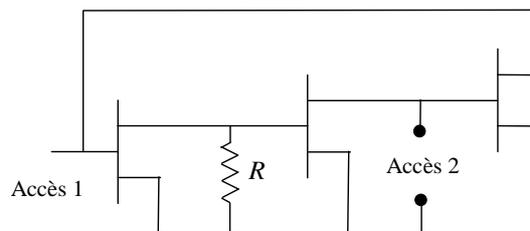


Figure 2-46 : Circuit gyrateur conçu à partir de C.I.N.

Ainsi, en identifiant les transistors à effet de champ à de simples transconductances g_m et en connectant une capacité C à l'accès 2, l'impédance vue à l'accès 1 correspond à une inductance pure ayant pour expression :

$$Z_e = j\omega \left[\frac{C}{gm^3 \cdot R} \right]$$

A présent, nous décrivons un circuit capable de simuler une inductance active basée sur cette topologie. Dans [49], l'auteur fait la conception d'une inductance pure de 1 nH fonctionnant

autour de 4 GHz développée en technologie MMIC AsGa. Cette inductance pure est obtenue en connectant en sortie d'un montage gyrateur un réseau constitué d'éléments réactifs LC refermé par une résistance R et obtenu à partir d'un logiciel de synthèse de réseaux d'adaptation (Figure 2-47).

Les simulations effectuées montrent que l'on obtient une impédance d'entrée présentant une partie réelle quasi-nulle entre 3.9 et 4.1 GHz et une partie imaginaire correspondant à une self de 1 nH sur la même bande. Cependant, la contrepartie de ce montage vient du bruit important généré. Lorsque ce dispositif est associé à une capacité, le résonateur équivalent présente une très forte sélectivité ($Q=7500$ à 4 GHz) associé à un facteur de bruit très élevé ($N_F > 20$ dB).

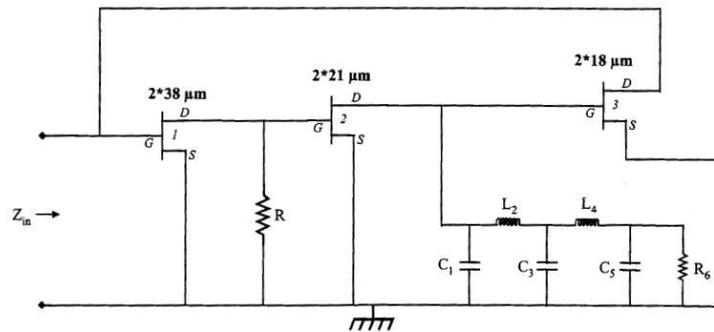


Figure 2-47 : Circuit simulant une inductance active à partir d'un gyrateur

Dans ce paragraphe, nous avons vu comment synthétiser une inductance active à partir d'un circuit gyrateur. Du fait que ce dispositif est basé sur l'utilisation d'éléments actifs, nous pouvons faire les mêmes remarques que pour la topologie de self active du paragraphe précédent, notamment en ce qui concerne le fort facteur de bruit dû à la sélectivité importante souhaitée.

2.2.3.3. Exemples de circuits simulant une inductance active

Dans ce paragraphe, nous décrivons plusieurs autres topologies d'inductance active. La 1^{ère} d'entre elles traite d'une inductance active à 2 accès basée sur le principe de transformation d'impédance de transistors MOS et de leurs capacités d'entrée C_{gs} . Ce circuit est développé en technologie CMOS $0.35\mu\text{m}$ [48]. En joignant à la structure une capacité C_{in} , on obtient l'équivalent d'un résonateur LC série (Figure 2-48), l'inductance active étant réalisée entre les accès référencés V_1 et V_{out} . Ce montage est ensuite utilisé pour faire la conception d'un filtre actif différentiel CMOS opérant autour de 2 GHz.

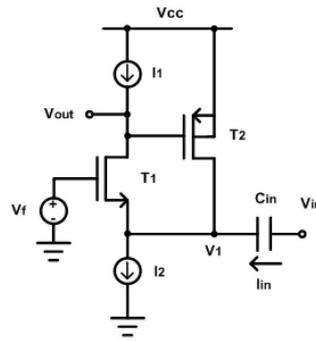


Figure 2-48 : Filtre passe-bande LC utilisant une inductance active

Les caractéristiques de l'inductance active sont représentées sur la Figure 2-49. A la fréquence de travail du filtre (2 GHz), la self équivalente vaut 5 nH pour une résistance série de 4 Ohm, ce qui équivaut à un coefficient de qualité de 15. Egalement, nous voyons que la résonance du composant se situe autour de 3 GHz.

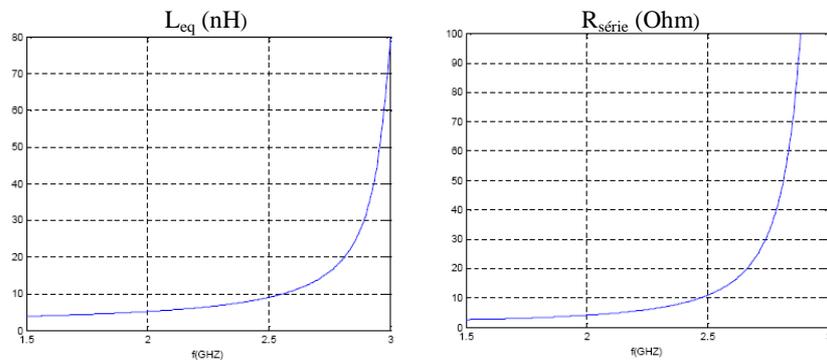


Figure 2-49 : Caractéristiques de l'inductance active ramenée

A présent, nous présentons une topologie d'inductance active plus complexe basée sur le principe d'un gyrateur chargé par une capacité active [50]. Développé en technologie MMIC AsGa, ce montage se compose en effet d'un 1^{er} étage gyrateur et d'un 2nd étage simulant entre les accès V_1 et V_2 une capacité active variable de type série (Figure 2-50). En connectant ces 2 points de tension en sortie du gyrateur, nous obtenons en entrée l'équivalent d'une inductance active ajustable.

L'originalité de la topologie vient du fait que les réglages de l'inductance ramenée et de la résistance série sont quasi-indépendants. Les résultats de mesure montrent que le circuit est capable de générer des valeurs d'inductance allant de 65 à 110 nH pour des valeurs de résistance allant de -5 et +20 Ohm, ceci sur une bande comprise entre 100 MHz et 1 GHz. En outre, de par la possibilité de générer des résistances négatives, ce circuit peut également être utilisé en tant que dispositif de compensation. Enfin, nous constatons que les caractéristiques de l'impédance ramenée restent relativement stables envers la fréquence.

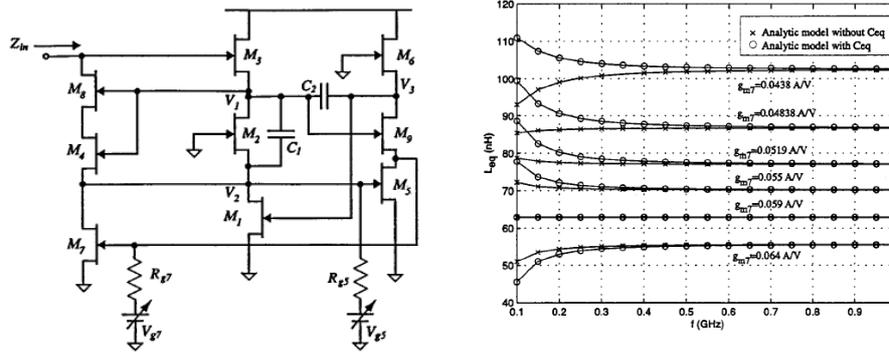


Figure 2-50 : Topologie et mesures d'une inductance active à 9 transistors

Pour terminer, nous présentons une topologie de résonateur LC dans lequel les pertes de l'inductance passive sont compensées par un transformateur à spirales imbriquées [51]. Développé en technologie CMOS 0.18 μ m, le montage se compose d'un résonateur LC passif parallèle dans lequel l'inductance spirale est couplée à une 2nde inductance, formant ainsi un transformateur, parcourue par un courant de compensation généré par 2 transistors MOS. Ce courant est alors transformé en tension puis injecté dans le primaire du transformateur, venant ainsi compenser les pertes résistives de la self (Figure 2-51). En faisant varier ce courant par l'intermédiaire de la tension V_{G1} , le facteur de qualité du résonateur peut être ajusté de 3 à 380 pour une fréquence de résonance de 1.55 GHz.

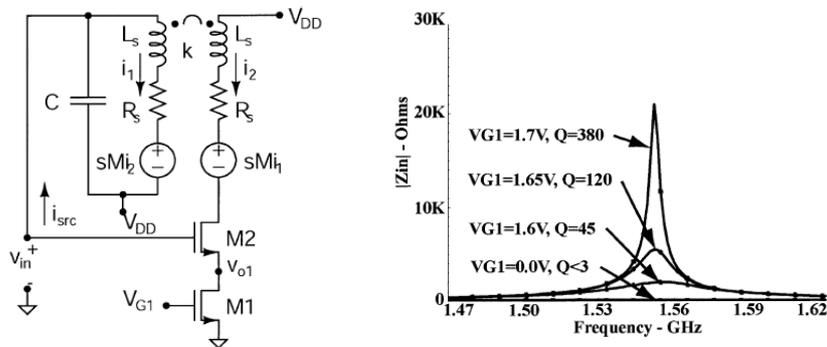


Figure 2-51 : Topologie d'inductance active à partir d'un transformateur

Dans ce paragraphe, plusieurs topologies de circuits capables de simuler une inductance active ont été présentées. Très courante dans la littérature, cette technique offre de nombreux avantages parmi lesquels :

- L'amélioration du facteur de qualité ;
- La possibilité d'atteindre des valeurs de self impossibles à obtenir en technologie intégrée ;
- La possibilité d'utiliser le dispositif en tant que circuit de compensation ;
- Le réglage séparé et indépendant des valeurs d'inductance et de résistance série ;

- Un gain d'encombrement sur la puce par rapport à une inductance spirale intégrée.

Cependant, ces circuits présentent un certain nombre de défauts parmi lesquels :

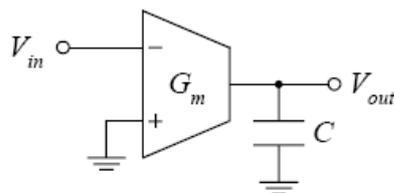
- La consommation électrique nécessaire aux composants actifs, le bruit supplémentaire généré qui va souvent de pair avec les performances souhaitées, la prise en compte du comportement fort signal.
- La complexité de la structure si on cherche à avoir un réglage indépendant des valeurs d'inductance et de résistance série.
- A l'inverse, pour les structures simples, la dépendance des paramètres de l'impédance active entre eux et envers la fréquence d'utilisation.

2.2.4. Les filtres actifs analogiques continus

Cette famille de filtres désigne typiquement des topologies de filtres massivement utilisés aux basses fréquences que l'on cherche à transposer aux fréquences microondes. La plupart du temps, il s'agit de structures simples, composées d'un unique élément actif associé à plusieurs éléments passifs de type résistif et capacitif. Parmi toutes les familles répertoriées, on distingue les filtres de type Gm-C, à base de transconductances, les filtres Rm-C, à base de transrésistances, et enfin les filtres RC, à base d'amplificateurs opérationnels. Dans la suite, nous ne présentons que les structures de type Gm-C et RC.

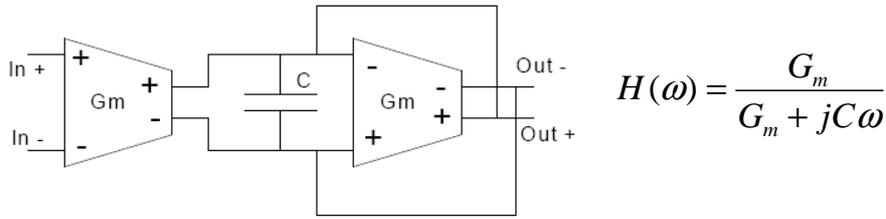
2.2.4.1. Filtres de type Gm-C

Les filtres Gm-C sont des structures simples associant des amplificateurs à transconductance à des éléments capacitifs en vue de former de nouvelles fonctions. Les deux figures suivantes présentent deux exemples de montage basés sur des topologies Gm-C : un montage intégrateur et un filtre passe-bas du 1^{er} ordre. Dans tous les cas, la fonction de transfert $H(\omega)$ est définie comme étant égale au rapport V_{out} sur V_{in} .



$$H(\omega) = -\frac{G_m}{jC\omega}$$

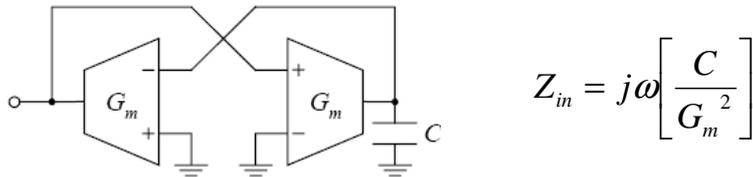
Figure 2-52 : Montage intégrateur à base de circuit Gm-C



$$H(\omega) = \frac{G_m}{G_m + jC\omega}$$

Figure 2-53 : Filtre passe-bas du 1^{er} ordre à base de circuit Gm-C

La figure suivante présente un circuit de type Gm-C capable de simuler une inductance active. Cette topologie associe 2 amplificateurs bouclés l'un sur l'autre et une capacité (Figure 2-54). Disposées de la sorte, les deux transconductances forment un circuit gyrateur. Nous pouvons en effet remarquer que ce schéma correspond en tout point à celui présenté Figure 2-44.



$$Z_{in} = j\omega \left[\frac{C}{G_m^2} \right]$$

Figure 2-54 : Circuit simulant une inductance active à base de circuits Gm-C

Cependant, le principal obstacle à la transposition de ces topologies basses fréquences vers les microondes vient de la difficulté de synthétiser des transconductances parfaites aux hautes fréquences. En effet, du fait que ces montages comportent un faible nombre d'éléments, la transconductance G_m joue un rôle primordial dans la définition de la fonction de transfert. Or, comme nous l'avons vu Figure 2-45, le modèle électrique réel d'une transconductance microonde comporte une capacité parasite en entrée et une résistance en sortie ; ces éléments parasites étant par ailleurs fortement dépendants de la fréquence. Ainsi, de par ces nombreuses difficultés, l'utilisation des structures Gm-C aux fréquences microondes est aujourd'hui relativement limitée.

2.2.4.2. Filtre de type RC

Comme dit précédemment, cette famille de filtres est basée sur l'utilisation d'un amplificateur opérationnel. Parmi les différentes topologies répertoriées, nous pouvons citer la structure dite de "Sallen-Key" qui associe un amplificateur de tension à gain fini à des éléments passifs résistif et capacitif. Typiquement, cette topologie permet de concevoir des filtres passe-bas, passe-haut ou passe-bande du 2nd ordre (pentes de réjection de -40 dB/décade). Nous présentons ci-après un filtre de "Sallen-Key" réalisant une fonction passe-bande simple (Figure 2-55).

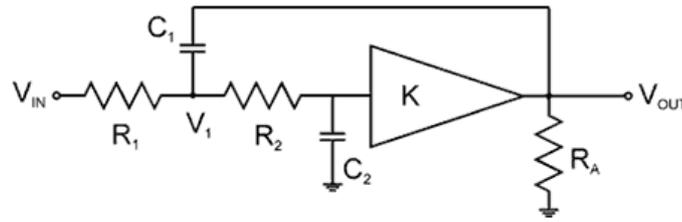


Figure 2-55 : Structure de "Sallen-Key" réalisant un filtre passe-bande

A partir de ce schéma, nous calculons la fonction d'atténuation (V_{in}/V_{out}), nous obtenons :

$$\frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{1}{K} \left[1 - R_1 R_2 C_1 C_2 \omega^2 + j\omega (R_2 C_2 + R_1 C_2 + R_1 C_1 (1 - K)) \right]$$

Cette expression correspond bien à celle d'un filtre passe-bande simple, nous pouvons en effet en déduire les expressions de la fréquence de résonance ω_0 et du facteur de qualité Q :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{R_2 C_2 + R_1 C_2 + R_1 C_1 (1 - K)}$$

D'après ces expressions, nous voyons que la fréquence de résonance ne dépend que des éléments résistifs et capacitifs insérés dans le circuit. A l'inverse, le facteur de qualité dépend à la fois des éléments passifs et du gain K de l'amplificateur. Dans un cas idéal, il est donc possible de réaliser un contrôle du facteur de qualité en faisant varier le gain K sans pour cela interférer sur la fréquence de résonance.

A présent, nous faisons la description d'un filtre passe-bande basé sur cette structure de "Sallen-Key" développé en technologie SiGe BiCMOS 0.18 μ m [56]. De manière similaire aux filtres Gm-C présentés précédemment, la difficulté de ce type de topologie vient du fait que l'on doit concevoir un amplificateur de tension ayant un gain constant sur la plus large bande de fréquence possible, ce qui nécessite une architecture complexe. Dans la publication citée, l'amplificateur de tension à gain constant est obtenu par association d'un comparateur de niveau, de deux amplificateurs à gain unitaire et d'un pont diviseur de tension (Figure 2-56).

En pratique, il s'avère que l'amplificateur de tension se comporte comme un filtre passe-bas du 2nd ordre dont la fréquence de coupure se situe autour de 10 GHz. Cependant, en utilisant ce dispositif bien en deçà de cette fréquence ($f_0=1.3$ GHz), l'auteur réalise un filtre passe-bande simple présentant une possibilité de réglage du facteur de qualité. Grâce à cette topologie, un facteur de qualité de 60 a pu être obtenu.

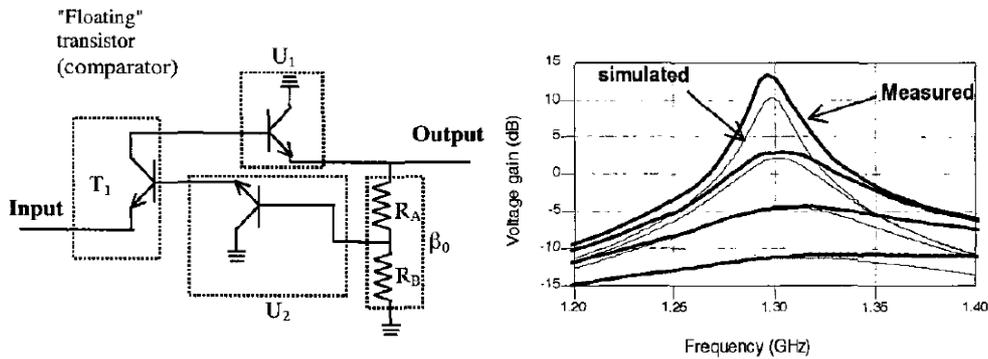


Figure 2-56 : Topologie et mesure d'un filtre passe-bande de type "Sallen-Key"

Dans ce paragraphe, nous avons vu que certaines topologies de filtres actifs basses fréquences basées sur des amplificateurs opérationnels peuvent être adaptées aux fréquences microondes. Néanmoins, le principal problème de ces dispositifs reste la difficulté de réalisation des amplificateurs idéaux aux fréquences RF élevées, ce qui limite l'usage de ces filtres à la bande basse des fréquences microondes (< 3 GHz).

2.2.5. Filtres à cellules passives couplées activement

Cette famille de filtres désigne la mise en cascade de plusieurs cellules passives filtrantes couplées au travers de dispositifs actifs. Ce type de filtres est directement issu des topologies de filtres utilisés dans les systèmes audio basses fréquences dans lesquels plusieurs sections filtrantes sont cascadées de manière à obtenir une fonction de filtrage d'ordre élevé. La transposition de ces structures aux fréquences microondes revêt le même objectif : obtenir une fonction de filtrage complexe à partir de cellules réalisant une fonction de filtrage simple. Cette approche est justifiée par le fait qu'il est mathématiquement possible de synthétiser une fonction de filtrage complexe $H(\omega)$ par un produit de sous-fonctions simples $H_i(\omega)$, tel qu'illustré sur la figure suivante [58]:

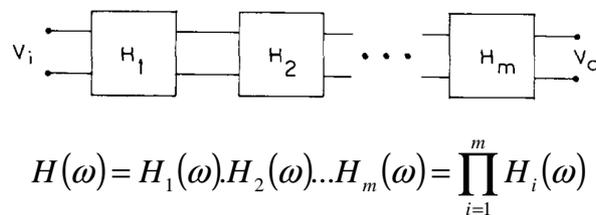


Figure 2-57 : Mise en cascade de fonctions de filtrage simples

Comme nous pouvons le voir, le bon fonctionnement du dispositif n'est assuré que si les différentes fonctions $H_i(\omega)$ sont indépendantes entre elles, ce qui signifie qu'elles ne doivent pas interagir. Dans les systèmes audio, l'indépendance est obtenue par une adaptation en tension entre

les différentes cellules (Z_{sortie} très faible et $Z_{\text{entrée}}$ très forte). Aux fréquences microondes, cette même indépendance est réalisée en insérant entre chaque section filtrante un ou plusieurs éléments actifs qui vont jouer le rôle d'isolateur. Pour cela, on utilise typiquement des transistors qui, outre l'isolation réalisée entre la sortie et l'entrée, amplifient le signal de l'entrée vers la sortie. Cette technique est connue sous le nom de "Résonateurs Passifs Couplés Activement".

Ce principe est mis en œuvre dans l'article [59] dans lequel l'auteur fait la conception d'un filtre passe-bande simple composé d'un résonateur LC passif inséré entre 2 transistors montés en source commune jouant le rôle d'isolateur. Réalisé en technologie hybride, le filtre présente un facteur de qualité Q de 2.5 associé à une fréquence centrale f_0 de 6 GHz et à un gain de 8 dB (Figure 2-58). Par la suite, ce dispositif est employé en tant que « cellule de base cascadable » pour la conception de filtres d'ordre supérieur.

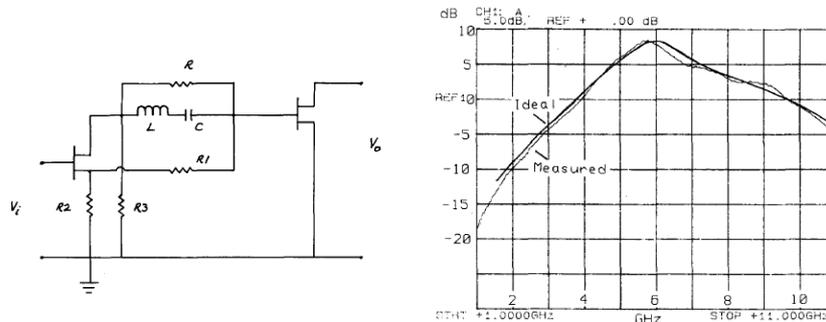


Figure 2-58 : Cellule active cascadable réalisant la fonction passe-bande

La technique des "Résonateurs Passifs Couplés Activement" est également appliquée dans l'article [61] dans lequel l'auteur fait la conception d'un filtre passe-bande 2 pôles issu de la mise en cascade de 2 cellules passe-bande d'ordre 1. Développée en technologie MMIC AsGa, chaque cellule peut se décomposer selon l'architecture [TEC 1 – Résonateur – TEC 2]. Cependant, l'architecture complète du circuit est la suivante : [TEC 1 – Résonateur 1 – TEC 2 – Résonateur 2 – TEC 3] du fait que le transistor central, de par l'isolation réalisée, joue à la fois le rôle de transistor de sortie de la 1^{ère} cellule et de transistor d'entrée de la 2^{nde}.

L'ensemble forme un filtre passe-bande centré autour de 1.6 GHz associé à un gain de 3 dB à la fréquence centrale (Figure 2-59). L'auteur a choisi de centrer les deux résonateurs à la même fréquence afin d'obtenir simultanément une bande étroite (75 MHz) et de fortes pentes de réjection (40 dB de réjection à 800 MHz de f_0).

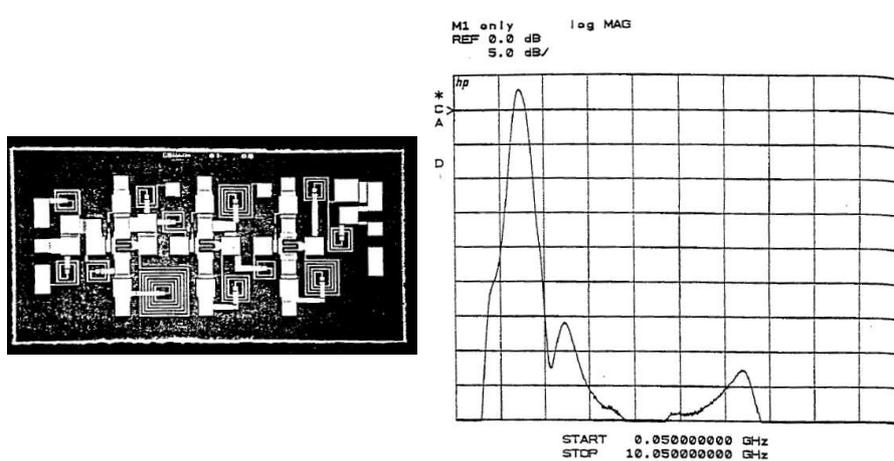


Figure 2-59 : Filtre passe-bande 2 pôles composé de deux cellules cascadées

De même, plusieurs auteurs se sont penchés sur des techniques de synthèse proches de celle décrite ci-dessus. Dans l'article [60], l'auteur reprend le principe de décomposition en éléments simples d'une fonction de filtrage complexe en incluant désormais la fonction de transfert réalisée par les éléments actifs. Grâce à un processus de calcul informatique, l'auteur effectue des optimisations sur la réponse du filtre jusqu'à obtenir une fonction de filtrage passe-bande 2 pôles présentant simultanément une bande passante large et de fortes pentes de réjection. Les caractéristiques complètes du filtre réalisé sont les suivantes : une bande passante s'étendant de 4 à 8 GHz, un gain supérieur à 10 dB dans la bande et des pentes de réjection de 60 dB à 2 GHz du bord de la bande passante.

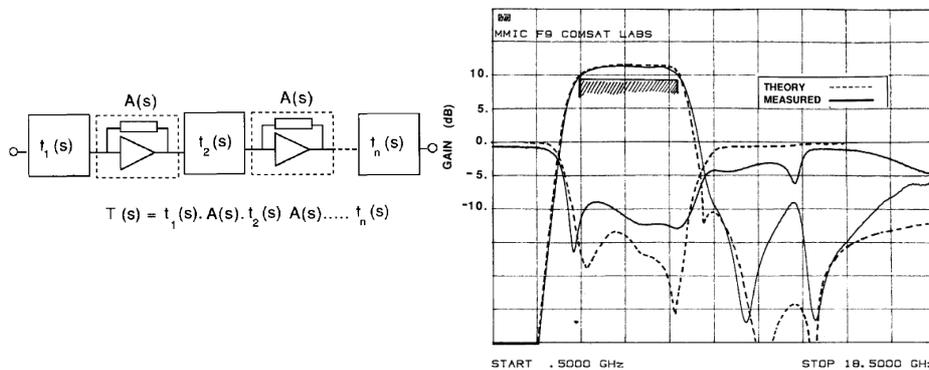


Figure 2-60 : Filtre passe-bande 2 pôles à bande passante large

Dans ce paragraphe, nous avons vu que le principe des cellules passives couplées activement constitue un moyen simple et efficace de réaliser des fonctions de filtrage d'ordre élevé. Les premiers articles cités ne portent que sur la conception de filtres à bande étroite obtenus à partir de la mise en cascade de cellules identiques, dans le seul but d'augmenter la sélectivité et les pentes de réjection. A l'inverse, l'article [60] montre qu'il est possible de synthétiser des filtres à bande passante large en ajustant correctement les différentes sections filtrantes.

A priori, cette topologie autorise la mise en cascade d'un grand nombre de cellules, ceci afin de synthétiser des fonctions de filtrage toujours plus complexes. De même, la possibilité d'intégrer des éléments d'accord en fréquence dans les cellules lui confère un réel potentiel. Cependant, un nombre élevé de cellules impose un nombre élevé de transistors. Se posent alors les problèmes de la consommation électrique, qui va nécessairement augmenter, et du gain global. En effet, un trop grand nombre de transistors peut dans certains cas donner lieu à un gain trop élevé et conduire à des risques d'instabilité.

Cas de la méthode de synthèse de filtres mise en œuvre durant ces travaux :

L'architecture de filtres sur laquelle ces travaux sont basés s'inscrit dans ce contexte de cellules passives filtrantes couplées activement [67]-[68]. Contrairement à la plupart des circuits présentés ci-dessus pour lesquelles les cellules sont centrées à la même fréquence, la méthode de synthèse utilise des cellules décalées en fréquence de sorte que chacune reproduise les caractéristiques d'une composante élémentaire du filtre global. Ainsi, la réponse du circuit est issue de la contribution de chacune d'entre elles. Cette synthèse de filtres est plus amplement abordée dans le chapitre suivant.

3. BILAN DE L'ETUDE BIBLIOGRAPHIQUE MENEES

A l'issue de cette synthèse bibliographique, nous dressons un bilan de l'étude menée. Dans un 1^{er} temps, nous passons en revue chaque critère spécifique à la conception de filtres actifs (fréquence d'utilisation, niveau de réjection, consommation, bruit, etc.). Puis dans un 2nd temps, nous dressons un bilan des principales topologies de circuits rencontrés au cours de cette étude susceptibles de nous donner des pistes pour la suite de nos travaux. Enfin, nous présentons (en annexe) un tableau de synthèse regroupant l'essentiel des publications décrites.

3.1. Critères spécifiques à la conception de filtres actifs

Dans ce paragraphe, nous dressons un comparatif des différents paramètres entrant en jeu pour la conception de filtres actifs. Pour chacun, nous faisons une description exposant le degré d'importance ou de criticité du paramètre.

- Fréquence d'utilisation :

Ce paramètre constitue le 1^{er} critère de sélection d'une topologie de filtre actif. Certaines familles de filtres sont en effet plus particulièrement destinées à un usage aux fréquences microondes, comme les filtres à résonateurs LC intégrés ou les filtres planaires. A l'inverse, les filtres directement issus des basses fréquences ne conviennent pas pour un usage microonde du fait de leur limitation fréquentielle, comme les filtres actifs analogiques continus (filtres de type Gm-C et RC), dont l'utilisation ne s'étend pas au-delà de 3 GHz.

- Niveau de réjection :

Le niveau de réjection définit la raideur des pentes du filtre au voisinage de la bande passante. Le moyen le plus simple d'augmenter ces pentes consiste à rajouter des pôles dans la structure filtrante, de sorte à augmenter l'ordre de la fonction réalisée, mais qui au final aboutit à une architecture complexe et encombrante. Aussi, les pentes de réjection d'un filtre peuvent être augmentées en rajoutant des zéros de transmission dans la fonction de filtrage, comme pour les filtres elliptiques. Certaines topologies sont ainsi spécifiques à la création de zéro de transmission, comme les filtres canalisés et transversaux.

- Largeur de bande passante :

De même, la largeur de bande passante dépend en majorité de la topologie de filtre choisie. Certaines familles de filtres sont spécifiques des applications bande étroite, comme les filtres à facteur de qualité compensé. Ainsi, du fait de l'amélioration de la sélectivité réalisée, ces topologies associent bande étroite et fortes pentes de réjection. A l'inverse, si nous cherchons des topologies associant bande passante large et fortes pentes de réjection, nous pouvons nous orienter vers les filtres à cellules cascades tels que les filtres récursifs de type cellulaire ou les filtres à cellules passives couplées activement [34][60].

- Gain :

Dans le cadre d'un résonateur à facteur de qualité compensé, nous avons vu que les pertes sont d'autant plus faibles que la sélectivité est forte. Ainsi, pour ce type de topologies, ces deux paramètres sont indissociables. Il est en effet à noter que cette notion de parité entre niveau de gain (ou de pertes) et largeur de bande passante se retrouve fréquemment dans les dispositifs de filtrage actif. Egalement, il est possible de joindre à la structure filtrante un étage amplificateur disposé en entrée ou en sortie (étage "buffer" ou faible bruit), ceci afin que le circuit présente du gain.

- Accordabilité du filtre :

L'accordabilité d'une fonction de filtrage peut être de 2 types : en fréquence (variation de la fréquence de résonance f_0) ou en bande passante (variation du facteur de qualité Q ou de la largeur de bande Δf). Typiquement, pour un résonateur, l'accordabilité fréquentielle s'obtient en modifiant sa longueur électrique équivalente. Pour un filtre reposant sur un système bouclé ou en parallèle (cas des filtres récursifs, transversaux et channélisés), celle-ci provient de la variation des temps de retard des voies mises en parallèle ou en rétroaction. A l'inverse, l'accord de la sélectivité (ou de la bande passante) se fait par l'introduction d'un élément actif qui vient plus ou moins compenser les pertes de la structure passive, comme les résonateurs à facteur de qualité compensé. Enfin, nous avons vu que certaines topologies, telles que les filtres actifs différentiels accordables et compensés, regroupent ces deux types de réglage [7]-[15].

- Stabilité électrique :

La stabilité électrique reste l'un des points les plus critiques lors de la conception d'un filtre actif. Dans le cadre des filtres compensés, l'instabilité se produit dès que la compensation devient supérieure aux pertes de la structure passive originale. De même, les topologies de filtres actifs

reposant sur des systèmes bouclés sont particulièrement sensibles aux instabilités électriques. Dans ce cas, une analyse approfondie par le coefficient de Rollet et la méthode de la NDF est nécessaire.

- Consommation électrique :

Elle dépend du nombre d'éléments actifs insérés dans le circuit ainsi que de leur taille. Certaines topologies peuvent ainsi comporter un grand nombre d'éléments actifs comme les filtres canalisés, les filtres à cellules passives couplées activement, ou bien certaines topologies d'inductance active [50]. Dans le cadre des systèmes embarqués, comme c'est le cas pour notre application, la consommation électrique devient un élément critique. Enfin, nous pouvons souligner que la consommation électrique reste très liée au critère de linéarité.

- Linéarité :

La linéarité d'un circuit actif décrit son aptitude à traiter des signaux de forte puissance. Ce critère est essentiel pour un filtre actif, car si celui-ci atteint son régime de saturation, il génère des fréquences d'intermodulation parasites qui viennent s'ajouter au spectre des signaux, alors que le rôle du filtre est justement de réduire ce spectre. L'étude de la linéarité dans la bande et hors-bande est donc un critère primordial. Egalement, nous avons vu que les caractéristiques de filtrage de certaines topologies sont fortement dépendantes du niveau de puissance considéré, comme les filtres à résonateur compensé ou les filtres incluant une diode varactor.

- Bruit généré :

De manière générale, les filtres actifs sont des systèmes bruyants. Le niveau de bruit peut même devenir très élevé pour certaines topologies du fait que le facteur de bruit va toujours de pair avec la sélectivité souhaitée [5][49], comme les filtres à résonateur compensé. Aussi, le critère de bruit devient particulièrement important lorsque le dispositif est placé en tête d'une chaîne de réception, car il décrit son aptitude à traiter des signaux de très faible puissance.

- Sensibilité au process technologique :

De même, les éléments actifs intégrés tels que les transistors sont fortement dépendants du process technologique (hauteur de substrat, épaisseur des couches, permittivité du matériau, etc.). Par conséquent, les filtres actifs sont également sujets à la dispersion du process : variation de la fréquence centrale, de la largeur de bande passante, du gain, etc. Plus particulièrement, nous avons vu que les filtres à facteur de qualité compensé sont très sensibles aux variations du process.

Cependant et dans une certaine mesure, il est possible de corriger ce défaut en ajustant les tensions et courants de polarisation des éléments actifs. Aussi, les variations du processus technologique peuvent devenir très contraignantes dans le cadre de filtres transversaux ou canalisés pour lesquels le réglage des zéros de transmission dépend des conditions de phase. Enfin, il faut souligner que les dispersions de fabrication sont aujourd'hui de plus en plus faibles du fait de la maîtrise croissante des processus technologiques.

3.2. Bilan de l'étude bibliographique – Futurs axes de recherche

Comme dit précédemment, les travaux développés dans cette thèse portent sur la conception de filtres actifs passe-bande microondes fonctionnant en bande X basés sur la mise en cascade de cellules actives filtrantes indépendantes. Dans cette optique, nous passons en revue les différentes topologies rencontrées au cours de cette étude susceptibles de nous donner des pistes pour la suite de nos travaux :

- Au paragraphe 2.1.1.3.2, nous présentons un article dans lequel l'auteur dispose trois cellules identiques en cascade, chacune étant formée d'un filtre actif passe-bande simple accordable en fréquence et à facteur de qualité compensé [14]. Nous rappelons ci-après le schéma de principe de ce circuit :

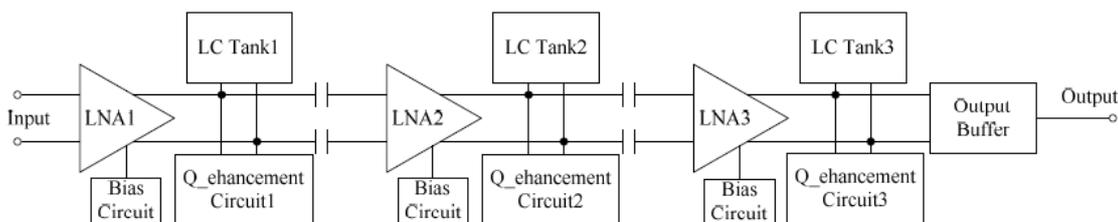


Figure 3-1 : Schéma d'un filtre passe-bande d'ordre 6 à Q compensé

Dans ce schéma, nous voyons que les différentes cellules de filtrage sont isolées les unes des autres par l'intermédiaire de blocs LNA insérés en tête de chacune. Ainsi, ces blocs LNA transmettent d'une part les signaux de la cellule i à la cellule $(i+1)$ et bloquent d'autre part les signaux dans le sens contraire : un couplage actif est donc réalisé entre ces cellules au même titre que les filtres à cellules passives couplées activement du paragraphe 2.2.5. Ce circuit présente également l'avantage d'être à la fois accordable en fréquence et en bande passante, ce qui augmente les possibilités de réglage du filtre. En outre, l'auteur a couplé les systèmes d'accord en

fréquence et de compensation des 3 cellules de sorte à ne plus disposer que d'une seule commande électrique pour chaque réglage.

A l'inverse, nous pouvons imaginer un circuit incluant un système de commandes totalement séparées pour chaque élément d'accord de sorte à multiplier encore les possibilités de réglage : réglage de la bande passante (en superposant ou en décalant les fréquences de résonance des cellules), optimisation de la forme du filtre par le réglage fin des fréquences de résonance et des facteurs de qualité, optimisation du gain ou du bruit, idée de reconfigurabilité du système selon les besoins, etc.

- Aussi, les références [33] et [34] décrites au paragraphe 2.2.1.1.2 font références à des filtres de type récursif où plusieurs cellules identiques sont disposées en cascade. De même que la topologie précédente, le dispositif amplificateur inséré en tête de chaque cellule permet d'isoler entre elles les différentes cellules. Dans l'article [33], nous voyons que les systèmes d'accord en fréquence des 2 cellules sont indépendants, ce qui permet une grande liberté dans le réglage de la largeur de bande du filtre. Egalement, nous constatons que les performances obtenues par l'article [34] sont tout à fait intéressantes, du fait qu'il s'agit là d'un filtre à bande passante large. Ainsi et contrairement à l'article [14] où les dispositifs de réglage étaient liés entre eux, les références [33] et [34] montrent que la séparation complète de ces éléments de réglage offre des performances relativement prometteuses.

- Enfin, l'article [66] présente une topologie de filtre passe-bande à 3 cellules filtrantes cascades développé en technologie MMIC AsGa et opérant en bande X (Figure 3-2). Le circuit comporte 4 blocs actifs isolants et 3 blocs passifs filtrants, cette topologie s'inscrit donc dans le domaine des filtres à cellules passives couplées activement (Cf. paragraphe 2.2.5). Chaque cellule comporte un système d'accord en fréquence -par l'intermédiaire de diodes varactors- et en facteur de qualité -par l'intermédiaire d'une topologie d'inductance active-.

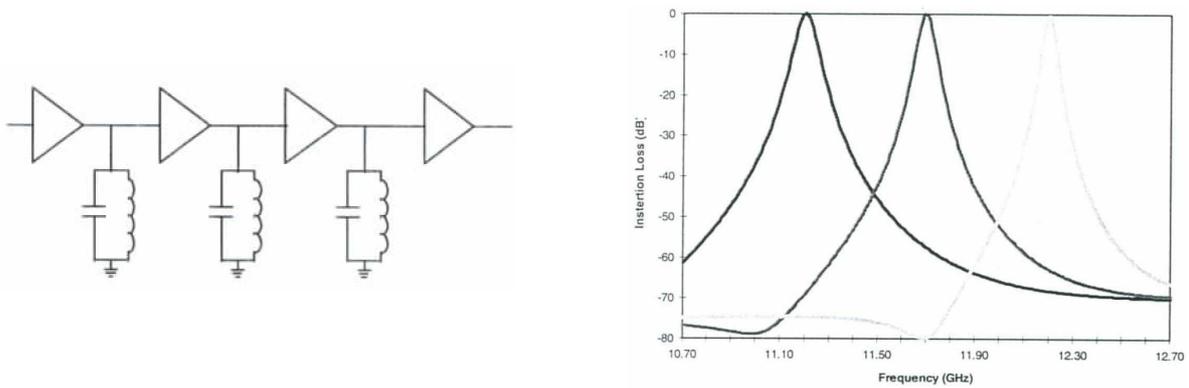


Figure 3-2 : Filtre MMIC à 3 cellules actives couplées activement

Ce circuit s'avère particulièrement intéressant car d'une part et à l'inverse des topologies précédentes, il fonctionne en bande X, bande dans laquelle se situe nos travaux, et d'autre part, la fonction de filtrage est entièrement reconfigurable de par l'insertion de dispositifs d'accord en fréquence et en bande passante. Cette topologie constitue donc une base de travail idéale pour nos travaux à venir.

4. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] : R. Kaunisto : « *Monolithic Active Resonator Filters For High Frequencies* », Helsinki University of Technology, Finland, Nov. 2000.
- [2] : 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, Paris, Oct. 2000.
- [3] : A. Brucher, Ph. Meunier, C. Cenac, B. Jarry, P. Guillon : « *Broadband And Tunable Negative Monolithic Circuits For Microwave Active Filters Compensation* », "Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium", Orlando, Florida, pp. 213-216, May 1995.
- [4] : S. Dardillac, J. Tissier, L. Billonnet, B. Jarry, C. Zanchi : « *Filtre passe-bande très sélectif aux pertes compensées par des résistances négatives* », 13^{ème} Journées Nationales Microondes, Lille, Mai 2003.
- [5] : F. Biron, J.-P. Plaze, J. Tissier, L. Billonnet, D. Cros, B. Jarry, P. Guillon : « *Several Applications of MMIC Negative Resistance Topologies for Microwave Bandstop and Bandpass Filters* », "High-Power Microwave Electronics", Novosibirsk, Russia, pp. II.49-II.53, Sept. 1999.
- [6] : H. Bazzi, L. Delage, B. Barelaud, L. Billonnet, B. Jarry : « *BiCMOS Differential Active Filters at Microwaves in SiGe Technologies* », "International Workshop on Microwave Filters", Toulouse, June 2002.
- [7] : E. Sánchez-Sinencio : « *A programmable Q-Enhancement LC bandpass biquad* », Texas A&M University, Electrical Engineering Department, Analog & Mixed-Signal Design Center, Texas, USA, 2003.
- [8] : F. Dülger, E. Sánchez-Sinencio, J. Silvia-Martinez : « *A 2.1-GHz 1.3-V 5-mW Programmable Q-Enhancement LC Bandpass Biquad in 0.35 μ m CMOS* », "Custom Integrated Circuits Conference", pp. 283-286, 2002.
- [9] : F. Bahmani, T. Serrano-Gotarredona, E. Sánchez-Sinencio : « *An Accurate Automatic Quality-Factor Tuning Scheme for Second-Order LC Filters* », "IEEE Transactions on Circuits and Systems", Vol. 54, N^o4, pp. 745-756, April 2007.
- [10] : A.N. Mohieldin, E. Sánchez -Sinencio, J. Silvia-Martinez : « *Design Considerations of Bandpass LC Filters for RF Applications* », 45th Midwest Symposium on Circuits and Systems, Vol. 2, pp. II.73-II.76, Aug. 2002.
-

- [11] : A.N. Mohieldin, E. Sánchez-Sinencio, J. Silva-Martínez : « *A 2.7-V 1.8-GHz 4th-Order Tunable LC Bandpass Filter Based on Emulation of Magnetically Coupled Resonators* », "IEEE Journal of Solid-State Circuits", Vol. 38, N°7, pp. 1172-1181, July 2003.
- [12] : E. Sánchez-Sinencio : « *A 2.7-V, 1.8-GHz, 4th-Order Tunable LC Bandpass Filter with ± 0.25 dB Passband Ripple* », Texas A&M University, Electrical Engineering Department, Analog & Mixed-Signal Design Center, Texas, USA, 2003.
- [13] : J. Ge : « *A Q-Enhanced 3.6-GHz Tunable CMOS Bandpass Filter for Wideband Wireless Applications* », Department of Electrical Engineering, University of Saskatchewan, Canada, March 2004.
- [14] : A. Dinh, J. Ge : « *A Q-Enhanced 3.6-GHz, Tunable, Sixth-Order Bandpass Filter Using 0.18 μ m CMOS* », "VLSI Design", Vol. 2007, Issue 3, July 2007.
- [15] : X. He, W.B. Kuhn : « *A 2.5-GHz Low-Power, High Dynamic Range, Self-Tuned Q-Enhanced LC Filter in SOI* », "IEEE Journal of Solid-State Circuits", Vol. 40, N°8, Aug. 2005.
- [16] : M. Michael, D.K. Paul : « *Tunable MMIC Bandpass Filter Using a Ring Resonator with Loss Compensation* », "Microwave and Optical Technology Letters", Vol. 21, N°4, pp. 249-252, May 1999.
- [17] : S. Dardillac, D. Eyllier, L. Billonnet, B. Jarry : « *Active Impedance Profile Technique for Selective Tuneable Active Filter with Gain* », "IEEE MTT-S Digest", June 2005.
- [18] : S. Kolev, B. Delacressonnière, J.-L. Gautier, « *Using a Negative Capacitance to Increase the Tuning Range of a Varactor Diode in MMIC Technology* », "IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques", Vol. 49, N°12, pp. 2425-2430, Dec. 2001.
- [19] : T. Paillot, P. Blondy, D. Cros, S. Verdeyme, P. Guillon, C. Champeaux, A. Catherinot : « *Conception et réalisation d'un filtre deux pôles accordable en technologie coplanaire* », 13^{ème} Journées Nationales Microondes, Lille, Mai 2003.
- [20] : E. Fourn, A. Pothier, C. Champeaux, P. Tristant, A. Catherinot, P. Blondy, G. Tanné, E. Rius, C. Person, F. Huret : « *MEMS Switchable Interdigital Coplanar Filter* », "IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques", Vol. 51, N°1, pp. 320-324, Jan. 2003.
- [21] : R. Stefanini, J.-D. Martinez Pérez, M. Chatras, A. Pothier, V. Boria, P. Blondy : « *Résonateur volumique fort Q_0 à 18 GHz rendu accordable par l'intégration d'une capacité commutée MEMS de grande dimension* », 16^{ème} Journées Nationales Microondes, Grenoble, Mai 2009.
-

[22] : A. Cénac, L. Nénert, L. Billonnet, B. Jarry, P. Guillon : « *MMIC Broadband Analog Phase Shifter and Gain Circuit for Frequency-Tunable Microwave Planar Multipole Active Filter Categories* », "Microwave and Optical Technology Letters", Vol. 25, N°5, pp. 311-318, June 2000.

[23] : A. Cénac, L. Nénert, L. Billonnet, B. Jarry, P. Guillon : « *Monolithic Phase and Gain Control Circuit for Broadband Frequency Tuning of Multipole Microwave Active Filters* », 28th European Microwave Conference, Amsterdam, pp. 373-378, Oct. 1998.

[24] : B. Albert : « *Etude de Filtres Actifs Analogiques Microondes Transversaux et Stop-Bande* », Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Oct. 2005.

[25] : S. Darfeuille : « *Conception de Filtres Actifs Analogiques Radiofréquences Récursifs et Channélisés en Technologie Monolithique BiCMOS Silicium* », Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Fév. 2006.

[26] : L. Billonnet, A. Brucher, C. Cénac, M. Delmond, P. Meunier, B. Jarry, P. Guillon : « *Monolithic Design Concepts for Novel Microwave Planar Active Filters* », 24th European Microwave Conference, Cannes, Vol. 1, pp. 746-751, Oct. 1994.

[27] : W. Mouzannar, L. Billonnet, B. Jarry, P. Guillon : « *A New Design Concept For Wideband Frequency-Tunable And High-Order MMIC Microwave Active Recursive Filters* », "Microwave and Optical Technology Letters", Vol. 24, N°6, pp. 380-385, March 2000.

[28] : S. Darfeuille, Z. Sassi, B. Barelaud, L. Billonnet, B. Jarry, H. Marie, A. De La Torre, P. Gamand : « *2-GHz 2.7-V Active Bandpass Filters on Silicon* », "International Workshop on Microwave Filters", Toulouse, Sept. 2004.

[29] : M. Danestig, H. Johansson, A. Ouacha, S. Rudner : « *Low-Noise Active Recursive MMIC Filters* », "IEEE MTT-S Digest", Vol. 2, pp. 705-708, June 1997.

[30] : M. Danestig, A. Ouacha, C.-L. Kien Tsoen, T. Tieman, S. Rudner : « *Recursive Filters Employing Transmission Type Phase Shifters and Novel Self-Switched Time Shifters for Frequency Tuning* », 28th European Microwave Conference, Amsterdam, pp. 352-357, Oct. 1998.

[31] : B. Albert, L. Billonnet, B. Jarry : « *Transversal Notch Filter Design using Recursive Principles in MMIC Technology* », "German Microwave Conference", Ulm, pp. 106-109, April 2005.

[32] : M. Delmond, L. Billonnet, B. Jarry, P. Guillon : « *High-order Monolithic Active Recursive Filter Based on Multicellular Approach* », "IEEE MTT-S Digest", San Francisco, California, Vol.2, pp. 623-626, June 1996.

- [33] : S. Darfeuille, Z. Sassi, B. Barelaud, L. Billonnet, B. Jarry, H. Marie, Nguyen Tran Luan Le, P. Gamand : « *A Fully-Differential 2 GHz Tunable Recursive Bandpass Filter on Silicon* », "German Microwave Conference", Ulm, pp. 102-105, April 2005.
- [34] : H. Ezzedine, W. Mouzannar, L. Billonnet, B. Jarry, P. Guillon : « *High-Order Low-Noise Microwave Active Recursive Filters* », 29th European Microwave Conference, Munich, pp. 214-217, Oct. 1999.
- [35] : C. Rauscher : « *Distributed Microwave Active Filters with GaAs FETS* », "IEEE MTT-S Digest", Vol. 85, pp. 273-276, June 1985.
- [36] : S. Schindler, Y. Tajima : « *A Novel MMIC Active Filter with Lumped and Transversal Elements* », "IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques", Vol. 37, N°12, pp. 2148-2153, Dec. 1989.
- [37] : W.-W. Choi, K.-W. Tam, R. Martins : « *Design of Microwave Lumped and Transversal Bandpass Filter with Noise Reduction* », "Microwave and Optical Technology Letters", Vol. 48, N°6, pp. 1161-1164, June 2006.
- [38] : M. Dousti, B. Delacressonnière, F. Temcamani, J.-L. Gautier : « *New Design Approach for Active Filter Using MMIC Technology* », "Microwave and Optical Technology Letters", Vol. 19, N°1, pp. 66-69, Sept. 1998.
- [39] : C. Galy : « *Synthèse et réalisation d'un filtre actif passe-bande transversal monolithique en bande Ku* », Thèse de Doctorat de l'Université Paul Sabatier de Toulouse, Sept. 1992.
- [40] : C. Galy, J. Graffeuil, J. Laroque, S. Vigneron : « *A Ku-band MMIC transversal bandpass active filter* », 24th European Microwave Conference, Cannes, Vol. 2, pp. 1048-1052, Oct. 1994.
- [41] : C. Rauscher : « *A New Class of Microwave Active Filters* », "IEEE MTT-S Digest", San Diego, California, Vol. 2, pp. 605-608, May 1994.
- [42] : C. Rauscher : « *Microwave Channelized Active Filters - A new Modular Approach to Achieving Compactness and high Selectivity* », "IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques", Vol. 44, N°1, pp. 122-132, Jan. 1996.
- [43] : E. Thibodeau, F. Boone : « *Design of a Microwave Channelized Active Filter for MMIC* », "Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering", Saskatoon, Canada, pp. 1543-1546, May 2005.
- [44] : S. Darfeuille, R. Gomez-Garcia, J. Lintignat, Z. Sassi, B. Barelaud, L. Billonnet, B. Jarry, H. Marie, P. Gamand : « *Silicon-Integrated 2-GHz Fully-Differential Recursive Filter for MMIC* »
-

Three-Branch Channelized Bandpass Filter Design », "IEEE MTT-S Digest", San Francisco, California, pp. 776-779, June 2006.

[45] : R. Gomez-Garcia, J.-I. Alonso : « *A Design Technique for Three-Branch Channelized Bandpass Filters* », 33rd European Microwave Conference, Munich, Vol. 1, pp. 215-218, Oct. 2003.

[46] : C. Rauscher : « *Two-Branch Microwave Channelized Active Bandpass Filters* », "IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques", Vol. 48, N°3, pp. 437-444, March 2000.

[47] : D.-R. Jachowski : « *Compact, Frequency-Agile, Absorptive Bandstop Filters* », "IEEE MTT-S Digest", June 2005.

[48] : Z. Sassi : « *Etude et Conception de Structures de Filtrage Actif Radiofréquence Intégrées en Technologie CMOS et BiCMOS pour Application à la Téléphonie Cellulaire* », Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Sept. 2006.

[49] : J. Tissier : « *Méthodologies de conception de dispositifs microondes sans pertes, filtrants, en éléments localisés, en technologie intégrée* », Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Déc. 2001.

[50] : C. Leifso, J.W. Haslett : « *A Fully Integrated Active Inductor with Independent Voltage Tunable Inductance and Series-Loss Resistance* », "IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques", Vol. 49, N°4, pp. 671-676, April 2001.

[51] : B. Georgescu, H. Pekau, J. Haslett, J. McRory : « *Tunable Coupled Inductor Q-Enhancement for Parallel Resonant LC Tanks* », "IEEE Transactions on Circuits and Systems, Analog and Digital Signal Processing", Vol. 50, N°10, pp. 705-713, Oct. 2003.

[52] : G. Avitabile, B. Chellini, E. Limiti, F. Giannini : « *Compact MMIC active inductor* », "IEEE MTT-S Digest", Phoenix, Arizona, Vol. 3, pp. 1585-1588, May 2001.

[53] : G. Avitabile, B. Chellini, F. Giannini, E. Limiti : « *A 18 GHz MMIC Biquad Active Filter* », "Gallium Arsenide Applications Symposium", Milan, Sept. 2002.

[54] : J.-R. Lee, Y.-H. Chun, S.-W. Yun : « *A Novel Bandpass Filter Using Active Capacitance* », "IEEE MTT-S Digest", Vol. 3, pp. 1747-1750, June 2003.

[55] : H. Diab, J.L. Gautier, F. Temcamani : « *Etude et réalisation d'un filtre de Sallen et Key* », Journées Nationales du Réseau Doctoral de Microélectronique, Grenoble, Mai 2002.

[56] : F. Temcamani, H. Diab, M. Rigis, J.-L. Gautier : « *A Sallen and Key Active Filter Using SiGe BiCMOS Technology* », 33rd European Microwave Conference, Munich, Vol. 1, pp. 223-226, Oct. 2003.

[57] : F.J. Rosenbaum, R.O. Gregory, W.D. Richard, W. Ou, F.G. Kuhns, T.M. Trimble : « *An MMIC twin-tee active bandpass filter* », "IEEE MTT-S Digest", Atlanta, Vol. 1, pp. 361-364, June 1993.

[58] : S.E. Sussman Fort : « *Design Concepts for Microwaves GaAs FET Active Filters* », "IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques", Vol. 37, N°9, pp. 1418-1424, Sept. 1989.

[59] : S.E. Sussman Fort : « *A Realization of a GaAs FET Microwave Active Filter* », "IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques", Vol. 38, N°10, pp. 1524-1526, Oct. 1990.

[60] : R.R. Bonetti, A.E. Williams : « *An octave-band MMIC active filter* », "IEEE MTT-S Digest", Dallas, Texas, Vol. 2, pp. 823-826, May 1990.

[61] : U. Karacaoglu, S. Lucyszyn, I.D. Robertson, A.H. Aghvami : « *Active Filters for Future MMIC Communication Transceivers* », "JFIT Conference Digest", Edinburgh, Scotland, pp. 41-47, March 1994.

[62] : U. Karacaoglu, I.D. Robertson : « *MMIC Active Bandpass Filters using Varactor-Tuned Negative Resistance Elements* », "IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques", Vol. 43, N°12, pp. 2926-2932, Dec. 1995.

[63] : M.R. Moazzam, I.D. Robertson, A.H. Aghvami, M. Guglielmi : « *S-Band Monolithic Active Filter Using Actively-Coupled Resonator Technique* », 22nd European Microwave Conference, Helsinki, Vol. 1, pp. 729-734, Oct. 1992.

[64] : F. Sabouri-S, C. Christensen, T. Larsen : « *A Single-Chip GaAs MMIC Image-Rejection Front-End for Digital European Cordless Telecommunications* », "IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques", Vol. 48, N°8, pp. 1318-1325, Aug. 2000.

[65] : I.A. El-Shahat, F.A.S. Soliman, A.S.S. Al-Kabbani, F.M. Farag : « *Optimization of Microwave Active Filters Based on Cascaded Composite GaAs FETs* », 13th National Radio Science Conference, Cairo, Egypt, pp. 121-133, March 1996.

[66] : F.L.M. van den Bogaart : « *Narrow-Band GaAs MMIC tuneable Filter at X/Ku Band* », TNO Physics and Electronics Laboratory, Netherlands, Dec. 1995.

[67] : L. Darcel : « *Synthèse et Réalisations de filtres actifs microondes intégrés en technologie MMIC - Intégration de la méthode dans un outil de CAO* », Thèse de Doctorat de l'Université de Paris VI, Déc. 2005.

[68] : L. Darcel, P. Duême, R. Funck, G. Alquié : « *New MMIC Approach for low noise high order Active Filters* », "IEEE MTT-S Digest", pp. 787-790, June 2005.

Chapitre 2

Synthèse de filtres actifs passe-bande utilisée

1. INTRODUCTION

Dans ce deuxième chapitre, nous décrivons la méthode de synthèse de filtres sur laquelle nos travaux de conception sont basés. Comme exposé au premier chapitre, cette méthode de synthèse est dédiée à la conception de filtres actifs passe-bande microondes en technologie MMIC et fut initiée par Laurence Darcel au cours de ses travaux de thèse [69]. Durant ces travaux, L. Darcel a établi une description mathématique fine du fonctionnement de la méthode ainsi que de sa mise en application. Les résultats de cette étude mathématique ont été implantés dans un logiciel de simulation (logiciel ADS de la société Agilent [70]), ce qui permet d'automatiser la procédure de calcul. Cette méthode de synthèse a ensuite été validée par la conception et la mesure de plusieurs prototypes en technologie MMIC opérant entre 9 et 14 GHz : conception d'un filtre passe-bande du 1^{er} ordre, optimisation en bruit d'un filtre passe-bande du 1^{er} ordre, conception de filtres passe-bande 3 et 5 pôles [69].

Ce chapitre est divisé en trois parties. Dans une 1^{ère} partie, nous exposons le principe mis en œuvre dans cette synthèse de filtres, que nous illustrons par des exemples. La 2^{ème} partie présente les avantages et les inconvénients de la méthodologie en vue d'une application en technologie monolithique. Enfin, la 3^{ème} partie est consacrée à la transposition de la méthode théorique vers la synthèse pratique de filtres en technologie intégrée (passage des éléments idéaux vers les éléments réels, ajout des éléments de polarisation, etc.).

2. METHODE DE SYNTHESE DE FILTRES UTILISEE

Dans cette partie, nous exposons la méthode de synthèse de filtres initiée par L. Darcel lors de ses travaux de thèse. Dans un 1^{er} temps, nous faisons un rappel de l'architecture de filtres actifs sur laquelle la synthèse repose. Puis nous évoquons la synthèse en elle-même : son principe, sa mise en application, les différentes étapes de calcul, etc. Deux cas sont alors traités : le « cas général » où le filtre est composé d'une succession de cellules filtrantes dont chacune correspond à un seul pôle du filtre global et le « cas particulier » où pour une même cellule correspondent plusieurs pôles. Ces différents cas sont illustrés par des exemples.

2.1. Filtre à base de cellules passives couplées activement

Comme exposé au premier chapitre, la méthode de synthèse de filtres repose sur le principe des “*Résonateurs Passifs Couplés Activement*”, dans lequel des cellules actives et passives sont mises en cascade alternativement de sorte à former des fonctions de filtrage d'ordre élevé (Cf. paragraphe 2.2.5 du 1^{er} chapitre). Nous avons vu que la transposition de cette topologie basses fréquences vers les microondes requiert l'insertion de dispositifs spécifiques d'isolation entre les cellules filtrantes. Typiquement, pour une utilisation en technologie intégrée sur substrat AsGa, cette isolation est obtenue au moyen de cellules amplificatrices à base de transistors à effet de champ dont le rôle est double : d'une part ils permettent le transfert, avec amplification, de l'énergie des signaux de l'entrée vers la sortie et d'autre part ils bloquent les signaux circulant en sens inverse du fait de leur bonne isolation entrée-sortie (Figure 2-1). Ainsi, deux cellules filtrantes voisines ne peuvent se coupler mutuellement, elles sont donc indépendantes.

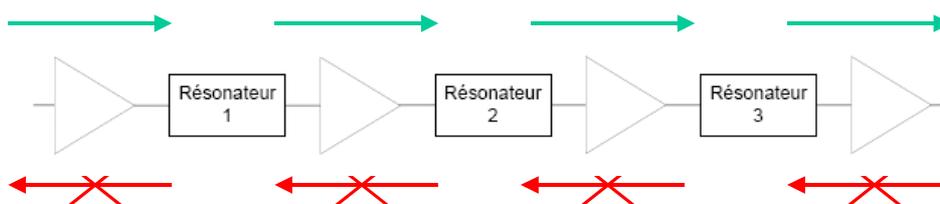


Figure 2-1 : Structure d'un filtre actif issu de la méthode de synthèse

Cette topologie de filtres s'avère relativement intéressante pour une utilisation en technologie MMIC, car elle permet de résoudre le problème des faibles coefficients de qualité des éléments passifs intégrés. En effet, les composants passifs discrets MMIC peuvent dans certains cas présenter des pertes importantes, limitant par là-même les possibilités en terme de filtrage (ordre, fréquence d'utilisation, bande passante, pentes de réjection). Ainsi, par l'utilisation de cette topologie, qui offre la possibilité de synthétiser une fonction de filtrage d'ordre élevé par assemblage de fonctions simples, cette technique permet d'obtenir de façon quasi-parfaite les caractéristiques d'une fonction de filtrage idéale par l'utilisation d'éléments réels tels que les composants passifs MMIC.

2.2. Cas général de la méthode de synthèse

Dans cette partie, nous faisons la description de la méthode de synthèse dérivant de la technique des *"Résonateurs Passifs Couplés Activement"*. La méthode reprend en effet le principe de base de réalisation de fonctions de filtrage d'ordre élevé par assemblage de fonctions simples, mais elle permet également l'identification rigoureuse de chaque cellule à une sous-fonction de filtrage grâce à une procédure de calcul spécifique. Celle-ci se décompose de la manière suivante et sera mise en application au cours du paragraphe 2.2.4.

1. A partir d'une fonction de filtrage passe-bande d'ordre élevé décrite par des paramètres mathématiques connus, la 1^{ère} étape consiste à calculer la constellation de pôles caractéristiques de cette fonction. Nous prenons ainsi l'exemple d'un filtre passe-bas d'ordre n de type non-elliptique caractérisé par n pôles de transmission.
 2. A partir de ces n pôles de transmission, la méthode de synthèse détermine un ensemble de n filtres passe-bande du 1^{er} ordre, définis par une fréquence de résonance ω_0 et un facteur de qualité Q ; chaque filtre correspondant à une composante élémentaire du filtre d'ordre n .
 3. La méthode de synthèse affecte ensuite chaque sous-fonction de filtrage à une portion de circuit appelée « cellule active filtrante », de sorte que chacune reproduise la sous-fonction de filtrage qui lui est attribuée.
 4. Une fois ces n cellules actives filtrantes déterminées, celles-ci sont associées en un seul circuit de sorte à retrouver le comportement du filtre d'ordre n initial.
-

Les trois paragraphes suivants, respectivement numérotés 2.2.1, 2.2.2, et 2.2.3, sont consacrés à l'établissement des données théoriques et mathématiques nécessaires à la mise en application de la méthode de synthèse.

2.2.1. Cellule active filtrante

2.2.1.1. Généralités

Comme nous l'avons abordé ci-dessus, la cellule active filtrante constitue la "brique de base" de notre circuit. Leur association permet de retrouver le comportement du filtre d'ordre n initial. Celles-ci sont formées d'un assemblage d'éléments actifs et passifs, leur topologie de base est la suivante : un 1^{er} bloc actif isolant en entrée, suivi d'un réseau passif filtrant puis d'un 2nd bloc actif isolant en sortie. Ainsi, lorsque ces cellules sont cascadées, un même bloc actif est partagé entre deux cellules, comme illustré sur la Figure 2-2 où le bloc actif isolant placé en 2^{ème} position appartient à la fois aux cellules 1 et 2, de même que celui placé en 3^{ème} position appartient à la fois aux cellules 2 et 3. Ainsi, chaque bloc actif inséré entre deux réseaux passifs filtrants peut être vu comme effectuant la liaison entre deux cellules successives.

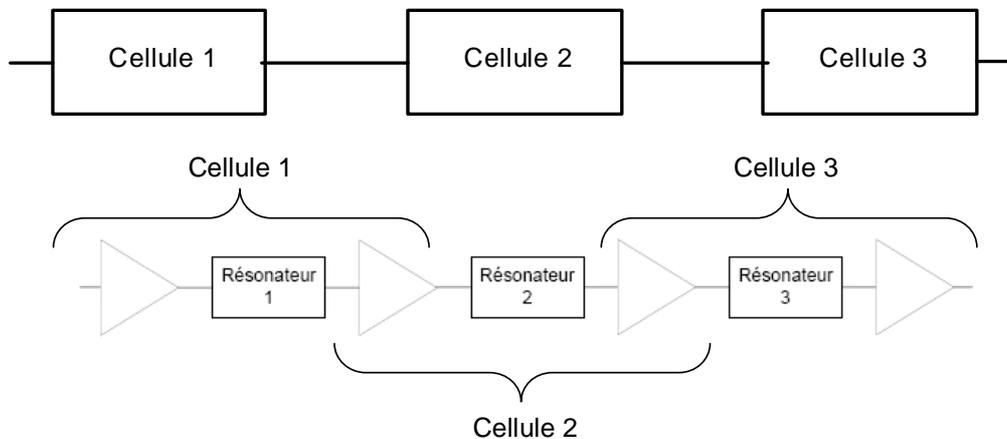


Figure 2-2 : Circuit composé de trois cellules actives filtrantes cascades

2.2.1.2. Utilisation dans le cadre de la méthode de synthèse

Bien que la méthode de synthèse soit en théorie adaptable à tout type de réponse filtrante (passe-bas, passe-haut, passe-bande, stop-bande) de type non-elliptique, c'est-à-dire n'incluant aucun zéro de transmission, celle-ci est exclusivement appliquée aux filtres de type passe-

bande. Nous rappelons que nos travaux visent en effet la conception de filtres actifs passe-bande opérant aux fréquences microondes en technologie monolithique intégrée.

Par conséquent, une cellule active filtrante « de base » est formée de l'assemblage d'un dispositif amplificateur d'entrée, suivi d'un réseau passif filtrant passe-bande puis d'un dispositif amplificateur de sortie. Outre son rôle de reproduction d'une fonction de filtrage passe-bande préalablement établie, la cellule doit satisfaire la contrainte d'isolation entrée-sortie évoquée précédemment, condition qui doit être nécessairement remplie par le dispositif actif. Pour cela, nous utilisons un modèle idéalement unilatéral de transistor à effet de champ (la capacité C_{gd} et l'impédance de source sont considérées comme nulles) monté en source commune que nous disposons en entrée et sortie de la cellule. Par ailleurs, la partie filtrante doit reproduire le comportement d'un filtre passe-bande du 1^{er} ordre. Ce filtre étant équivalent à un simple résonateur, celui-ci est modélisé par un réseau passif $G_p L_p C_p$ parallèle placé au centre de la cellule. En conséquence, la cellule active filtrante ainsi constituée se présente de la manière suivante :

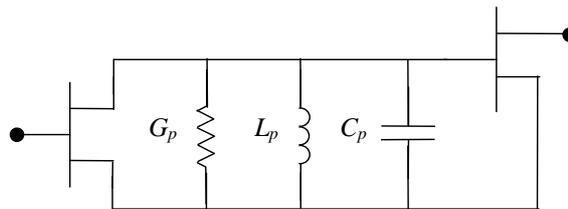


Figure 2-3 : Topologie d'une cellule active filtrante de base

Le modèle petit signal idéal de transistor à effet de champ, considéré en première approximation pour développer la méthode, est reproduit Figure 2-4. Celui-ci est parfaitement unilatéral, ce qui permet de séparer en deux le transistor avec d'un côté le circuit de grille et de l'autre le circuit de drain. Nous utilisons alors cette propriété pour séparer le transistor en deux parties correspondant au circuit de grille et au circuit de drain de son modèle électrique simplifié.

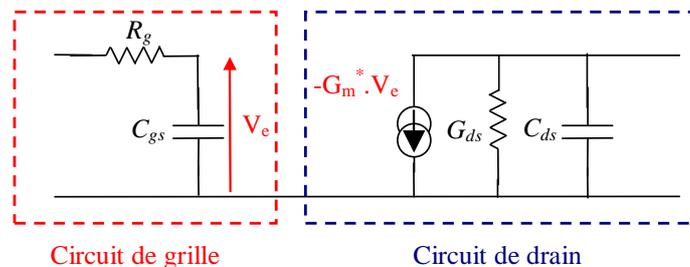


Figure 2-4 : Modèle unilatéral de transistor à effet de champ

Cette séparation nous permet de considérer qu'une cellule unitaire commence au niveau du circuit de drain du TEC d'entrée et se termine au niveau du circuit de grille du TEC de sortie, comme illustré sur la Figure 2-5 (TEC = Transistor à Effet de Champ). Ainsi, la fonction de transmission $H(\omega)$ de la cellule est homogène à un rapport de tension (V_s/V_e), où V_s représente la tension aux bornes de la capacité C_{gs} de sortie et où V_e est lié à la source de courant en entrée. De cette manière, la fonction de transfert de n cellules cascadées correspond au produit des n fonctions de transfert : la tension V_s de la cellule i étant la tension V_e de la cellule $(i+1)$.

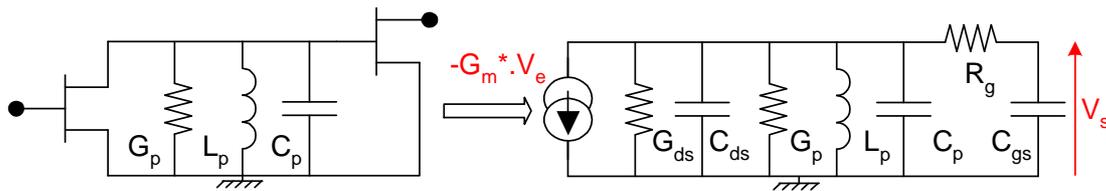


Figure 2-5 : Topologie petit signal de la cellule unitaire

Le calcul de la fonction d'atténuation $A(\omega) = V_e/V_s$ de cette cellule donne l'expression suivante :

$$A(\omega) = \frac{V_e}{V_s} = -\frac{1}{G_m} \left[G + \frac{R_g \cdot C_{gs}}{L_p} - R_g \cdot C \cdot C_{gs} \cdot \omega^2 + j \cdot \frac{L_p \cdot \omega^2 \cdot (C + C_{gs} \cdot (1 + R_g \cdot G)) - 1}{L_p \cdot \omega} \right]$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} G = G_{ds} + G_p \\ C = C_{ds} + C_p \end{cases}$$

L'analyse de $A(\omega)$ montre que la cellule présente un comportement très proche d'un filtre passe-bande simple (comme nous nous y attendions) ; seule la résistance de grille R_g empêche une équivalence pleine. Néanmoins, celui-ci peut être approximé à un filtre passe-bande du 1^{er} ordre autour de la fréquence de résonance ω_0 moyennant l'approximation :

$$R_g \cdot C \cdot C_{gs} \cdot \omega^2 \approx R_g \cdot C \cdot C_{gs} \cdot \omega_0^2$$

Cette approximation revient à supposer négligeable l'influence du réseau passe-bas $R_g C_{gs}$ autour de la fréquence de résonance ω_0 , située bien en-deçà de la fréquence de coupure

$$\text{du réseau passe-bas } f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R_g \cdot C_{gs}}.$$

A présent que la fonction de transfert de la cellule est connue, nous cherchons à calculer l'expression de la fréquence de résonance ω_0 et du facteur de qualité Q . Pour cela, nous

rappelons l'expression générale de la fonction d'atténuation d'un filtre passe-bande du 1^{er} ordre, caractérisé par une fréquence de résonance ω_0 et un facteur de qualité Q :

$$A(\omega) = A(\omega_0) \cdot \left[1 + j \cdot Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right]$$

En établissant une correspondance entre cette expression et la fonction de transfert définie ci-dessus, nous obtenons les relations suivantes :

$$\begin{cases} \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_p (C + C_{gs} (1 + R_g \cdot G))}} \\ Q = \frac{1}{G + R_g \cdot C_{gs}^2 (1 + R_g \cdot G) \omega_0^2} \sqrt{\frac{C + C_{gs} (1 + R_g \cdot G)}{L_p}} \end{cases}$$

De nouveau, nous remarquons que la résistance de grille R_g intervient dans les calculs, empêchant la complète équivalence à un filtre passe-bande simple. Si celle-ci est fixée à 0, les expressions caractéristiques d'un résonateur parallèle GLC sont clairement retrouvées.

A présent, nous inversons ces relations afin de déterminer les valeurs des éléments G_p , L_p et C_p à partir des paramètres ω_0 et Q. Nous rappelons en effet que le but de ces cellules est de reproduire le comportement d'un filtre passe-bande simple aux paramètres ω_0 et Q connus. L'inversion des expressions de ω_0 et Q montre ainsi que nous obtenons un ensemble de 3 équations non-indépendantes, du fait que chaque inconnue G_p , L_p ou C_p dépende d'au moins une autre variable (système à 2 équations et 3 inconnues). La résolution du système impose donc que l'on fixe l'une des variables et que l'on en déduise les deux autres. Nous décidons de fixer la conductance G_p qui représente les pertes du résonateur et qui pourra par la suite être choisie en fonction des pertes des éléments passifs intégrés L_p et C_p (Cf. paragraphe 4.1).

Ainsi, connaissant ω_0 et Q, l'application des relations suivantes nous permet à présent de construire entièrement la cellule filtrante. Cette étape nous fournit les données nécessaires à la mise en application du point n°3 de la procédure de calcul définie au paragraphe 2.2.

$$\begin{cases} G_p = \text{fixée} \\ C_p = C_{gs} \cdot (Q \cdot R_g \cdot C_{gs} \cdot \omega_0 - 1) (1 + R_g \cdot (G_{ds} + G_p)) + \frac{Q \cdot (G_{ds} + G_p)}{\omega_0} - C_{ds} \\ L_p = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot [C_p + C_{ds} + C_{gs} (1 + R_g \cdot (G_{ds} + G_p))]} \end{cases}$$

Ayant montré comment obtenir une fonction passe-bande du 1^{er} ordre par l'utilisation d'un circuit spécifique, nous décrivons dans la suite la manière dont ces cellules peuvent être reliées à la procédure de synthèse d'un filtre d'ordre élevé.

2.2.2. Procédure de synthèse d'un filtre d'ordre élevé

Comme dit précédemment, cette méthode de synthèse est dédiée aux fonctions de filtrage de type non-elliptique, c'est-à-dire uniquement définies par des pôles de transmission (voir paragraphe 2.2.2.3). Typiquement, nous cherchons à réaliser des filtres issus de synthèses polynomiales telles que Butterworth ou Chebychev. Ci-après, nous faisons un rappel de ce type de filtres puis de la manière dont la constellation de pôles peut en être extraite.

2.2.2.1. Prototype passe-bas de Butterworth et de Chebychev

Quel que soit le type de réponse (passe-bas, passe-haut, passe-bande ou coupe-bande), la conception d'un filtre commence toujours par la définition d'un prototype passe-bas dont les caractéristiques sont les suivantes :

- Pulsation (notée u) normalisée, la fréquence de coupure ω_c vaut par conséquent 1.
- Accès d'entrée et de sortie référencés à 1 Ohm.
- Éléments du prototype représentant les inductances et capacités idéales sans dimension, appelés par ailleurs paramètres g_i (avec i allant de 1 à n).

Ce prototype ne constitue qu'un « préambule » au filtre final, il est alors nécessaire d'appliquer une transformation mathématique adéquate pour déterminer ce dernier : passe-bas vers passe-haut, vers passe-bande, etc. [71].

2.2.2.1.1. Filtre de Butterworth

L'expression générale de la fonction de transmission d'un filtre passe-bas de Butterworth d'ordre n et de pulsation normalisée u s'écrit :

$$|H(u)|^2 = \frac{1}{1 + u^{2n}}$$

Ce type de filtres est caractérisé par une forte platitude du gain dans la bande passante [72]. Les paramètres g_i relatifs au prototype passe-bas normalisé sont obtenus par la relation :

$$g_i = 2 \cdot \sin\left(\frac{2i-1}{2n} \pi\right) \quad i \text{ est un entier allant de } 1 \text{ à } n$$

2.2.2.1.2. Filtre de Chebychev

L'expression générale de la fonction de transmission d'un filtre passe-bas de Chebychev d'ordre n et de pulsation normalisée u s'écrit :

$$|H(u)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(u)}$$

Cette expression fait intervenir l'ondulation dans la bande ε exprimée en échelle linéaire ainsi que les polynômes de Chebychev de degré n $T_n(x)$ définis par la relation de récurrence :

- $T_n(x) = \cos[n \cdot \cos^{-1}(x)]$ pour $x \leq 1$
- $T_n(x) = \cosh[n \cdot \cosh^{-1}(x)]$ pour $x > 1$
- $T_{n+1}(x) = 2 \cdot x \cdot T_n(x) - T_{n-1}(x)$

Les filtres de Chebychev sont ainsi caractérisés par une ondulation dans la bande passante (fonction du paramètre ε) et par une meilleure réjection que les filtres de Butterworth [72]. Les paramètres g_i relatifs au prototype passe-bas normalisé sont obtenus par les relations (i est un entier allant de 1 à n) :

$$g_1 = \frac{2 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right)}{\sinh\left(\frac{1}{n} \cdot \sinh^{-1} \frac{1}{\varepsilon}\right)} \quad g_i \cdot g_{i+1} = \frac{4 \cdot \sin\left(\frac{2i-1}{2n} \pi\right) \cdot \sin\left(\frac{2i+1}{2n} \pi\right)}{\sinh^2\left(\frac{1}{n} \cdot \sinh^{-1} \frac{1}{\varepsilon}\right) + \sin^2\left(\frac{i \cdot \pi}{n}\right)}$$

Quelle que soit la synthèse polynomiale choisie, les éléments g_i disposés en série correspondent à des inductances et ceux disposés en parallèle à des capacités. Par ailleurs, ils sont toujours réels et positifs.

2.2.2.2. Transformation passe-bas passe-bande

Une fois le prototype passe-bas $H(u)$ établi, la fonction de transmission $H(\omega)$ du filtre passe-bande est déterminée par la transformation mathématique $u=f(\omega)$ suivante [71] :

$$u = \frac{1}{w} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$$

Cette expression fait intervenir la fréquence centrale ω_0 et la largeur de bande relative w du passe-bande (ces deux valeurs sont à priori arbitraires). Les éléments g_i définissant le prototype passe-bas normalisé sont ainsi transformés et sont désormais relatifs à un filtre passe-bande. Les éléments g_i parallèles deviennent des résonateurs LC parallèles, tandis que les éléments g_i séries deviennent des résonateurs LC séries. Les relations de passage sont les suivantes :

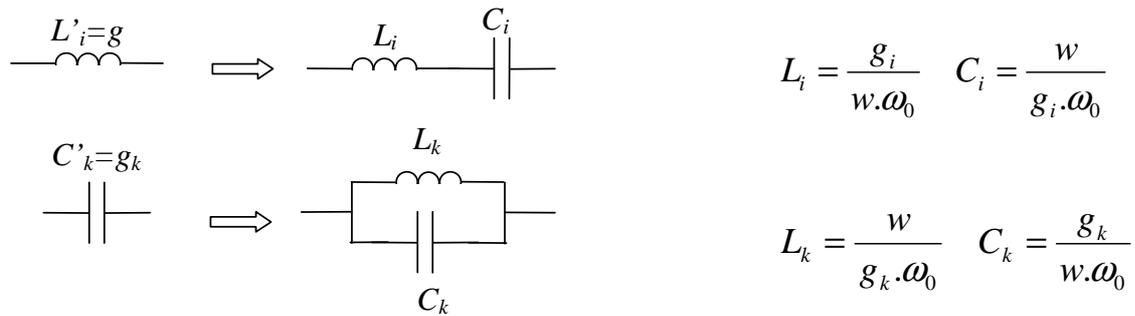


Figure 2-6 : Passage du prototype passe-bas au prototype passe-bande

Nous pouvons remarquer que l'impédance de référence R_0 n'intervient pas dans ces relations du fait que celle-ci vaut 1 Ohm. Egalement, nous notons que cette transformation ne sera utilisée qu'au paragraphe 2.3 lors de la synthèse de cellules dites « multi-résonateurs ».

2.2.2.3. Constellation de pôles d'un filtre

La constellation de pôles correspond au diagramme des pôles et des zéros relatifs au prototype passe-bas de la fonction de filtrage. Leur calcul requiert l'application de la transformée de Laplace définie par l'expression $p = j.u$ (où p est la variable de Laplace). La fonction de transmission $H(u)$ du prototype passe-bas est ainsi réécrite en une fonction $H(p)$ ayant pour expression générale :

$$H(p) = \frac{N(p)}{D(p)} = \frac{p^m + b_{m-1} \cdot p^{m-1} + b_{m-2} \cdot p^{m-2} + \dots + b_0}{p^n + a_{n-1} \cdot p^{n-1} + a_{n-2} \cdot p^{n-2} + \dots + a_0}$$

Le numérateur $N(p)$ est un polynôme de degré m caractérisé par m racines qui correspondent aux zéros du filtre. Le dénominateur $D(p)$ est un polynôme de degré n caractérisé par n racines qui correspondent aux pôles du filtre, le nombre n indiquant l'ordre du filtre. Les filtres de type non-elliptique ne possédant pas de zéro de transmission, leur numérateur vaut 1. Ainsi, l'expression générale d'un filtre passe-bas non-elliptique dont le dénominateur est mis sous forme de produit de ses n racines est :

$$H(p) = \frac{1}{\prod_{i=1}^n (p - p_i)} = \frac{1}{(p - p_1)(p - p_2)\dots(p - p_n)}$$

Un filtre passe-bas non-elliptique d'ordre n est par conséquent caractérisé par n pôles de transmission, où chaque pôle peut être associé à une composante élémentaire du filtre. Les pôles solutions p_i sont des nombres complexes typiquement représentés sur un diagramme polaire (où l'axe des abscisses figure la partie réelle et l'axe des ordonnées la partie imaginaire).

2.2.2.3.1. Constellation de pôles d'un filtre de Butterworth

Pour un prototype passe-bas de Butterworth, la fonction d'atténuation $A(u)$, définie comme l'inverse de la fonction de transmission $H(u)$, s'écrit sous la forme : $|A(u)|^2 = 1 + (u)^{2n}$. En posant l'expression $p = j.u$ puis en résolvant l'équation $A(p)=0$, nous obtenons :

$$p_{sol} = -\sin\left(\frac{(2k+1)\pi}{2.n}\right) + j.\cos\left(\frac{(2k+1)\pi}{2.n}\right) \quad \text{Avec } n \text{ l'ordre du filtre et } k \text{ un entier variant de } 0 \text{ à } (n-1).$$

Ainsi, quel que soit l'ordre n , les pôles à partie réelle négative d'un prototype passe-bas de Butterworth sont disposés sur un cercle de rayon 1 comme illustré sur les exemples suivants :

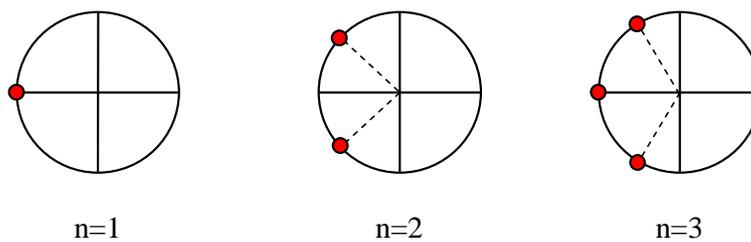


Figure 2-7 : Constellation de pôles de prototypes passe-bas de Butterworth

2.2.2.3.2. Constellation de pôles d'un filtre de Chebychev

Pour un prototype passe-bas de Chebychev, la fonction d'atténuation $A(u)$ s'écrit sous la forme : $|A(u)|^2 = 1 + \epsilon^2.T_n^2(u)$. En posant l'expression $p = j.u$ puis en résolvant l'équation $A(p)=0$, nous obtenons :

$$p_{sol} = -\sin\left(\frac{(2k+1)\pi}{2.n}\right) \cdot \sinh\left(\frac{\alpha}{n}\right) + j \cdot \cos\left(\frac{(2k+1)\pi}{2.n}\right) \cdot \cosh\left(\frac{\alpha}{n}\right)$$

Où n est l'ordre du filtre, k un entier variant de 0 à $(n-1)$ et α un paramètre dérivé de ε par la relation : $\alpha = \sinh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)$. Ainsi, quel que soit l'ordre n , les pôles à partie réelle négative d'un prototype passe-bas de Chebychev sont disposés sur une ellipse dont les dimensions dépendent de α (α étant directement lié à l'ondulation choisie dans la bande) comme illustré sur les exemples suivants :

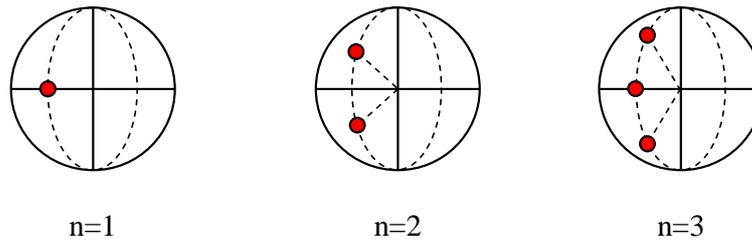


Figure 2-8 : Constellation de pôles de prototypes passe-bas de Chebychev

Au vu de ces résultats, il apparaît que lorsque n est pair, le filtre est caractérisé par n pôles complexes conjugués et par conséquent par aucun pôle réel et qu'à l'inverse, lorsque n est impair, le filtre est caractérisé par 1 unique pôle réel et $(n-1)$ pôles complexes conjugués. Cette étape nous fournit les données nécessaires à la mise en application du point n°1 de la procédure de calcul décrite au paragraphe 2.2.

Ayant montré comment calculer les pôles de transmission d'un filtre d'ordre n , nous décrivons dans la suite la manière dont ceux-ci peuvent être réalisés à l'aide des cellules actives filtrantes décrites au paragraphe 2.2.1.

2.2.3. Synthèse d'une cellule simple et d'une cellule double

L'objet de ce paragraphe est en effet de faire le lien entre les pôles réels et complexes d'un filtre d'ordre n et les paramètres ω_0 et Q relatifs au filtre passe-bande simple attribué à chaque cellule filtrante. Pour cela, nous définissons une « cellule simple » et une « cellule double », respectivement constituées d'une et de deux cellules unitaires, et montrons comment ces cellules réalisent les pôles réels et complexes d'un filtre d'ordre n .

2.2.3.1. Synthèse d'une cellule simple

La « cellule simple » correspond à une cellule active filtrante unitaire caractérisée par une fréquence de résonance ω_0 et un coefficient de qualité Q . Nous montrons ci-après comment cette cellule simple peut être identifiée à la composante réelle d'un filtre d'ordre n synthétisé à partir de Butterworth ou Chebychev par l'intermédiaire de son équivalent passe-bas. La figure suivante représente une cellule simple identique à celle de la Figure 2-3 pour laquelle le réseau parallèle $G_p L_p C_p$ est regroupé dans le sous-circuit « Résonateur ». En négligeant l'influence du réseau passe-bas $R_g C_{gs}$ autour de la fréquence de résonance ω_0 , comme décrit au paragraphe 2.2.1.2, la fonction d'atténuation $A(\omega)$ correspond à un filtre passe-bande simple et s'écrit :

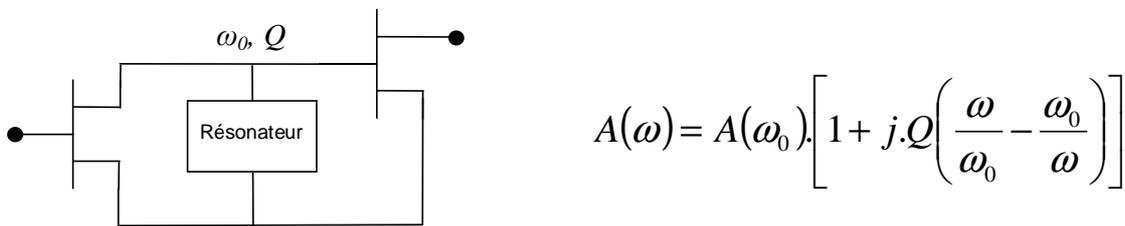


Figure 2-9 : Représentation d'une cellule simple

L'équivalent passe-bas $A(u)$ de cette cellule est calculé en remplaçant la pulsation ω relative au filtre passe-bande par la pulsation normalisée u définie ci-dessous. Pour les besoins du calcul, nous supprimons le terme constant $A(\omega_0)$ et choisissons une largeur de bande relative w arbitraire :

$$u = \frac{1}{w} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad \Longrightarrow \quad A(u) = 1 + j \cdot Q \cdot w \cdot u$$

Les pôles de $A(u)$ s'obtiennent en posant l'expression $p = j \cdot u$ et en résolvant l'équation $A(p)=0$, ce qui donne comme expression :

$$p_{sol} = -\frac{1}{Q \cdot w}$$

Nous montrons ainsi qu'une cellule simple centrée sur ω_0 est caractérisée dans le plan complexe par un unique pôle réel négatif. Afin d'illustrer les propriétés de cette cellule, nous nous proposons de déterminer sa réponse impulsionnelle. Pour cela, nous calculons le paramètre ω_{sol} relatif au filtre passe-bande à partir du pôle solution p_{sol} relatif à l'équivalent passe-bas. De là, nous en déduisons l'allure de la réponse impulsionnelle $h(t)$ par la relation : $h(t) = \exp(j \cdot \omega_{sol} \cdot t)$. En inversant l'expression de la pulsation normalisée u , nous obtenons :

$$\begin{cases} u = f(\omega) & \Rightarrow u = \frac{1}{w} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \\ \omega = f^{-1}(u) & \Rightarrow \omega = \frac{1}{2} \omega_0 \left[(w.u) + \sqrt{(w.u)^2 + 4} \right] \end{cases}$$

A partir de p_{sol} , nous posons l'expression $p = ju$ qui nous permet de calculer le paramètre u_{sol} puis de là le paramètre ω_{sol} . Nous obtenons :

$$\omega_{sol} = j \frac{1}{2} \cdot \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0 \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{4.Q^2}}$$

La réponse impulsionnelle $h(t)$ de la cellule simple a donc comme expression :

$$h(t) = \exp\left(-\frac{1}{2} \cdot \frac{\omega_0}{Q} \cdot t\right) \cdot \exp\left(j \cdot \omega_0 \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{4.Q^2}} \cdot t\right)$$

La réponse impulsionnelle $h(t)$ est ainsi composée de deux termes : un 1^{er} terme qui traduit l'enveloppe du signal sous forme d'exponentielle décroissante, ce qui vérifie la propriété de stabilité électrique du filtre, et un 2nd terme qui traduit sa nature harmonique, pour laquelle la fréquence d'oscillation est légèrement inférieure à ω_0 du fait du facteur de qualité Q non-infini. La figure suivante présente un exemple de tracé de réponse impulsionnelle pour laquelle nous avons fixé les paramètres suivants : $\omega_0=10$ et $Q=30$.

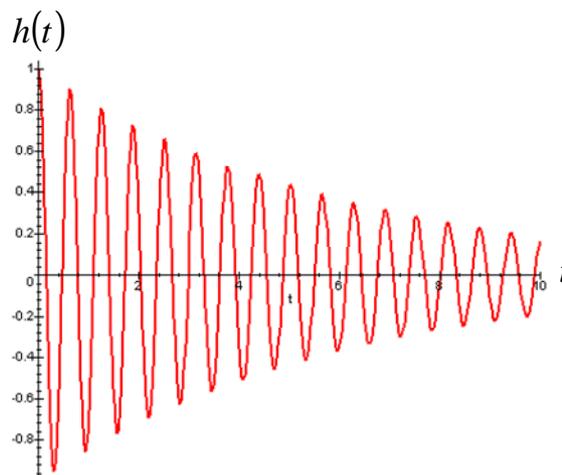


Figure 2-10 : Réponse impulsionnelle d'une cellule simple

Nous pouvons à présent lier le pôle réel négatif obtenu pour l'équivalent passe-bas de la cellule simple au prototype passe-bas d'un filtre d'ordre n de Butterworth ou Chebychev (à condition que n soit impair). Le pôle réel d'un filtre d'ordre n impair correspond ainsi à une

composante élémentaire représentée par une cellule simple centrée à une fréquence ω_0 identique à la fréquence centrale du filtre d'ordre n et ayant pour facteur de qualité Q :

- Pour la synthèse de Butterworth (n impair) :

Le pôle réel solution vaut : $p_{sol} = -1$, soit : $Q = \frac{1}{w}$.

- Pour la synthèse de Chebychev (n impair) :

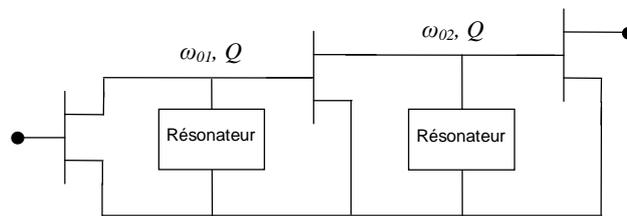
Le pôle réel solution vaut : $p_{sol} = -\sinh\left(\frac{\alpha}{n}\right)$, soit : $Q = \frac{1}{w \cdot \sinh\left(\frac{\alpha}{n}\right)}$.

Avec w : largeur de bande relative du filtre passe-bande d'ordre n .

Ayant montré à quel type de cellule élémentaire correspond le pôle réel de la fonction de filtrage d'ordre n (n impair), nous appliquons dans le paragraphe suivant la même démarche pour les pôles complexes.

2.2.3.2. Synthèse d'une cellule double

A l'inverse de la cellule simple, la cellule double est constituée de deux cellules unitaires cascadées décalées en fréquence (de fréquence de résonance respective ω_{01} et ω_{02}) et caractérisées par un facteur de qualité Q identique. De nouveau, nous calculons les pôles de l'équivalent passe-bas de cette structure et identifions ceux-ci aux composantes élémentaires d'un filtre d'ordre n . La topologie de la cellule double est la suivante :



$$A(\omega) = A(\omega_{01}) \cdot A(\omega_{02}) \cdot \left[1 + j \cdot Q \left(\frac{\omega}{\omega_{01}} - \frac{\omega_{01}}{\omega} \right) \right] \cdot \left[1 + j \cdot Q \left(\frac{\omega}{\omega_{02}} - \frac{\omega_{02}}{\omega} \right) \right]$$

Figure 2-11 : Représentation d'une cellule double

Le calcul de l'équivalent passe-bas $A(u)$ requiert le choix d'une fréquence ω_0 particulière. En effet, à l'inverse de la cellule simple où la cellule unitaire était unique, nous

devons ici faire la synthèse d'un circuit constitué de deux cellules unitaires décalées en fréquence. Nous décidons ainsi de définir la pulsation normalisée u à partir de la moyenne géométrique de ω_{01} et ω_{02} . Cette fréquence correspond en effet à un axe de symétrie de la courbe comme l'illustre le graphe suivant dans lequel les axes des abscisses et des ordonnées sont en échelle logarithmique ($Q=30$, $\omega_{01}=8$ et $\omega_{02}=12.5$) :

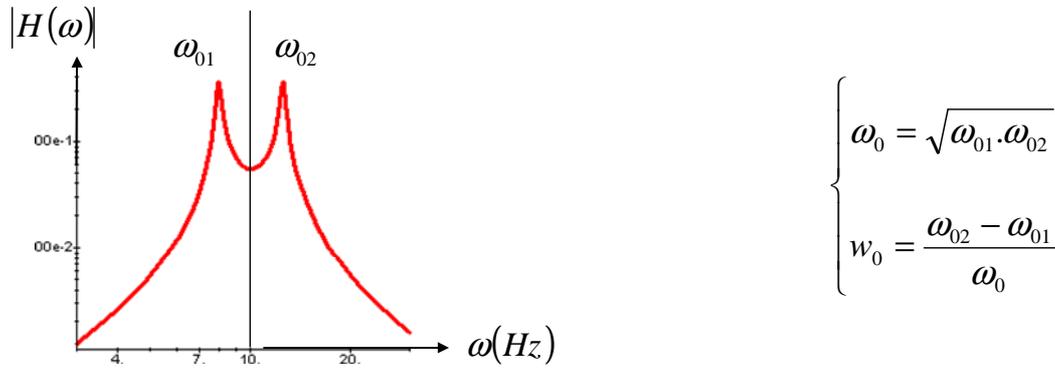


Figure 2-12 : Fonction de transmission d'un filtre passe-bande double

L'axe de symétrie se situe ainsi à la fréquence $\omega_0=10$. Par ailleurs, le paramètre w_0 correspond à la largeur de bande relative entre ω_{01} et ω_{02} . Dès lors, nous réécrivons l'expression de $A(\omega)$ en fonction des expressions suivantes déduites de ω_0 et w_0 et supprimons les termes constants $A(\omega_{01})$ et $A(\omega_{02})$.

$$\omega_{01} = \frac{1}{2} \omega_0 \left(-w_0 + \sqrt{w_0^2 + 4} \right) \qquad \omega_{02} = \frac{1}{2} \omega_0 \left(w_0 + \sqrt{w_0^2 + 4} \right)$$

Nous pouvons ainsi calculer l'équivalent passe-bas $A(u)$ puis de là la fonction $A(p)$. La résolution de l'équation $A(p)=0$ donne les résultats suivants :

$$\begin{cases} p_{sol_1} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\sqrt{w_0^2 + 4}}{Q \cdot w} - \frac{1}{2} j \cdot w_0 \cdot \frac{\sqrt{4 \cdot Q^2 - 1}}{Q \cdot w} \\ p_{sol_2} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\sqrt{w_0^2 + 4}}{Q \cdot w} + \frac{1}{2} j \cdot w_0 \cdot \frac{\sqrt{4 \cdot Q^2 - 1}}{Q \cdot w} \end{cases}$$

Nous montrons ainsi qu'une cellule double est caractérisée dans le plan complexe par une paire de pôles complexes conjugués à partie réelle négative. Afin de valider ces résultats, nous cherchons de nouveau à calculer la réponse impulsionnelle de cette structure. Les calculs s'avérant fastidieux, nous ne présentons ici que les résultats finaux : la réponse impulsionnelle

$h(t)$ est égale au produit de convolution de deux fonctions temporelles $h_1(t)$ et $h_2(t)$ figurant la réponse impulsionnelle des deux cellules unitaires composant la cellule double et ayant pour expression :

$$h(t) = h_1(t) * h_2(t) \quad \text{avec} \quad \begin{cases} h_1(t) = \exp\left(-\frac{1}{2} \cdot \frac{\omega_{01}}{Q} \cdot t\right) \cdot \exp\left(j \cdot \omega_{01} \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \cdot t\right) \\ h_2(t) = \exp\left(-\frac{1}{2} \cdot \frac{\omega_{02}}{Q} \cdot t\right) \cdot \exp\left(j \cdot \omega_{02} \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \cdot t\right) \end{cases}$$

Les fonctions $h_1(t)$ et $h_2(t)$ obtenues sont de forme similaire à la fonction $h(t)$ de la cellule simple : un signal d'enveloppe en exponentielle décroissante et une partie harmonique pour laquelle la fréquence d'oscillation est légèrement inférieure à la fréquence de résonance. La figure suivante présente un exemple de tracé de réponses impulsionnelles pour laquelle nous avons fixé les paramètres suivants : $Q=30$, $\omega_{01}=8$ et $\omega_{02}=12.5$.

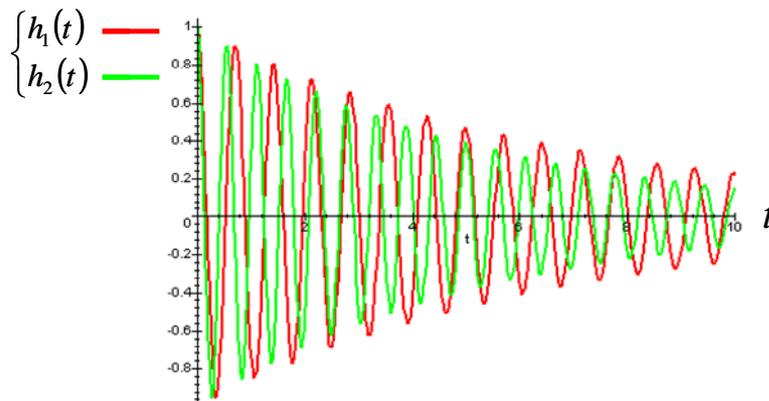


Figure 2-13 : Réponses impulsionnelles d'une cellule double

Nous pouvons à présent lier les deux pôles complexes conjugués à partie réelle négative obtenus pour l'équivalent passe-bas de la cellule double au prototype passe-bas d'un filtre d'ordre n de Butterworth ou Chebychev. La ou les paires de pôles complexes conjugués d'un filtre d'ordre n correspondent ainsi à des composantes élémentaires représentées par des cellules doubles ayant pour caractéristiques :

- Pour la synthèse de Butterworth :

Les pôles complexes solutions valent :

$$p_{sol} = -\sin\left(\frac{(2k+1)\pi}{2n}\right) + j \cdot \cos\left(\frac{(2k+1)\pi}{2n}\right)$$

Ce qui conduit à :

$$Q^2 = \frac{w^2 + 4 + \sqrt{w^4 + 8.w^2.\cos\left(\frac{(2k+1)\pi}{n}\right) + 16}}{8.w^2.\sin^2\left(\frac{(2k+1)\pi}{2n}\right)}$$

$$w_0^2 = \frac{w^2 - 4 + \sqrt{w^4 + 8.w^2.\cos\left(\frac{(2k+1)\pi}{n}\right) + 16}}{2}$$

- Pour la synthèse de Chebychev :

Les pôles complexes solutions valent :

$$p_{sol} = -\sin\left(\frac{(2k+1)\pi}{2n}\right).\sinh\left(\frac{\alpha}{n}\right) + j.\cos\left(\frac{(2k+1)\pi}{2n}\right).\cosh\left(\frac{\alpha}{n}\right)$$

Ce qui conduit à :

$$Q^2 = \frac{w^2.\left[\cos\left(\frac{(2k+1)\pi}{n}\right) + \cosh\left(\frac{2\alpha}{n}\right)\right] + 8 + \sqrt{w^4.\left[\cos\left(\frac{(2k+1)\pi}{n}\right) + \cosh\left(\frac{2\alpha}{n}\right)\right]^2 + 16.w^2.\left[1 + \cos\left(\frac{(2k+1)\pi}{n}\right).\cosh\left(\frac{2\alpha}{n}\right)\right] + 64}}{16.w^2.\sin^2\left(\frac{(2k+1)\pi}{2n}\right).\sinh^2\left(\frac{\alpha}{n}\right)}$$

$$w_0^2 = \frac{w^2.\left[\cos\left(\frac{(2k+1)\pi}{n}\right) + \cosh\left(\frac{2\alpha}{n}\right)\right] - 8 + \sqrt{w^4.\left[\cos\left(\frac{(2k+1)\pi}{n}\right) + \cosh\left(\frac{2\alpha}{n}\right)\right]^2 + 16.w^2.\left[1 + \cos\left(\frac{(2k+1)\pi}{n}\right).\cosh\left(\frac{2\alpha}{n}\right)\right] + 64}}{4}$$

Avec w : largeur de bande relative du filtre passe-bande d'ordre n .

Les fréquences de résonance ω_{01} et ω_{02} des cellules unitaires sont ensuite déduites de ω_0 et w_0 à partir des relations établies plus haut. Grâce à ces résultats, nous pouvons désormais calculer les caractéristiques de chaque composante élémentaire du filtre d'ordre n , représentées par des cellules simple ou double, puis de là déterminer les valeurs des éléments passifs $G_p L_p C_p$ constituant les cellules. Cette étape nous fournit les données nécessaires à la mise en application du point n°2 de la procédure de calcul décrite au paragraphe 2.2. Le circuit électrique figurant le filtre d'ordre n peut donc être à présent entièrement défini comme le montre le paragraphe suivant.

2.2.4. Exemple d'application de la méthode de synthèse

Les trois paragraphes précédents étant consacrés à l'établissement de la méthode de synthèse, nous illustrons ici sa mise en application par la conception d'un filtre passe-bande idéal d'ordre 7 à l'aide de la procédure de calcul décrite au paragraphe 2.2. Nous utilisons pour cela des transistors à effet de champ parfaitement unilatéraux tels que définis sur la Figure 2-4 et des éléments passifs $G_p L_p C_p$ sans pertes. Les paramètres définissant le passe-bande d'ordre 7 choisi sont les suivants :

$$\left[\begin{array}{l} n = 7 \\ f_0 = 14 \text{ GHz} \\ w = 0.1 \\ L_{ar} = 0.1 \text{ dB} \end{array} \right] \quad L_{ar} \text{ exprime l'ondulation en dB dans la bande passante (filtre de type Chebychev) et est relié au paramètre } \varepsilon \text{ par la relation : } L_{ar} = 10 \cdot \log(1 + \varepsilon^2)$$

L'application du point n°1 de la procédure nous fournit la constellation de pôles du filtre d'ordre 7 (Cf. paragraphe 2.2.2.3). Nous obtenons ainsi une constellation représentée par une ellipse à 7 pôles disposés de la manière suivante : 1 pôle réel et 6 pôles complexes conjugués (ou 3 paires de pôles complexes conjugués). La synthèse des pôles de Chebychev nous donne les résultats suivants :

$$p = \left[\begin{array}{l} p_0 = -0.377 \\ p_1 = -0.339 \pm j \cdot 0.464 \\ p_2 = -0.235 \pm j \cdot 0.835 \\ p_3 = -0.084 \pm j \cdot 1.042 \end{array} \right]$$

Ainsi, le filtre d'ordre 7 est représenté par une cellule simple correspondant au pôle réel p_0 et 3 cellules doubles correspondant aux 3 paires de pôles complexes conjugués p_1 , p_2 et p_3 , nous avons donc bien autant de pôles que de cellules. L'application du point n°2 de la procédure nous fournit les fréquences de résonance ω_0 et facteurs de qualité Q des 7 cellules associées, ceux-ci sont présentés dans le Tableau 1. Enfin, les éléments passifs $G_p L_p C_p$ constituant les résonateurs des 7 cellules s'obtiennent en appliquant le point n°3 de la procédure. Sur la Figure 2-14 sont présentés le diagramme de constellation des pôles ainsi que le tracé des réponses fréquentielles des 7 cellules.

Pôles	p_0	p_{1+}	p_{1-}	p_{2+}	p_{2-}	p_{3+}	p_{3-}
f_0 (GHz)	14	14,32	13,68	14,60	13,43	14,75	13,29
Q	27	29	29	43	43	119	119

Tableau 1 : Caractéristiques des cellules composant le filtre d'ordre 7

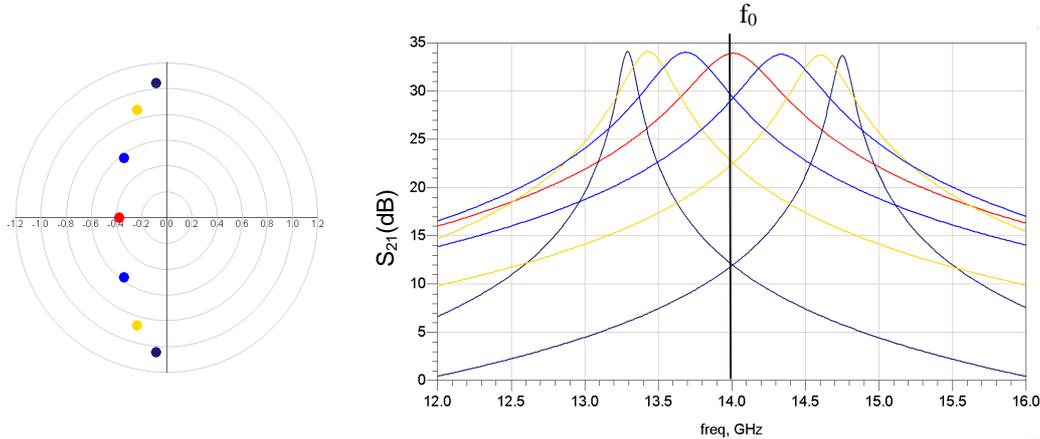


Figure 2-14 : Diagramme des pôles et tracé des réponses fréquentielles des cellules associées

D'après le diagramme précédent, nous observons, par le jeu des couleurs, qu'il y a correspondance entre les pôles figurant sur la constellation et le tracé des réponses fréquentielles des cellules unitaires : au pôle réel (de couleur rouge) correspond une cellule centrée à la fréquence centrale f_0 du filtre tandis qu'aux pôles complexes correspondent des cellules centrées à des fréquences différentes de f_0 . Nous remarquons ainsi que plus le pôle a une partie imaginaire forte (en valeur absolue), plus cette fréquence est éloignée de f_0 (inférieure ou supérieure).

Aussi, nous voyons sur le diagramme des pôles que plus la partie imaginaire d'un pôle est forte, plus sa partie réelle est petite, ce qui se traduit par un facteur de qualité qui augmente. Ce résultat se confirme sur le tracé des réponses fréquentielles où nous constatons que le facteur de qualité est d'autant plus élevé que la cellule associée est éloignée de f_0 . Ces observations graphiques confirment donc les résultats théoriques ci-dessous relatifs à la méthode de synthèse :

- La partie réelle du pôle est liée au facteur de qualité Q de la cellule associée. Plus elle est faible (en valeur absolue), plus le facteur de qualité Q est fort.
- La partie imaginaire du pôle est liée à la fréquence de résonance de la cellule. Plus elle est forte (en valeur absolue), plus la fréquence de résonance est éloignée de f_0 . La

position de la fréquence de résonance par rapport à f_0 (inférieure ou supérieure) dépend du signe de la partie imaginaire.

- Les cellules réalisant les pôles complexes conjugués (courbes de couleur bleu, vert et bleu foncé) présentent à la fois des fréquences de résonance symétriques par rapport à f_0 et des facteurs de qualité identiques, ce qui correspond bien à la définition d'une cellule double.

Nous terminons ce paragraphe en énonçant quelques règles simples relatives à la mise en application de la méthode de synthèse :

- Si n est pair, le filtre est caractérisé par n pôles complexes conjugués (ou $n/2$ paires de pôles complexes conjugués). Le circuit électrique ne comporte ainsi que des cellules doubles dont les composantes sont déterminées à partir de la synthèse du paragraphe 2.2.3.2.
- Si n est impair, le filtre est caractérisé par un unique pôle réel et $(n-1)$ pôles complexes conjugués (ou bien $(n-1)/2$ paires de pôles complexes conjugués). Le circuit ne comporte ainsi qu'une cellule simple dont les composantes sont déterminées à partir de la synthèse du paragraphe 2.2.3.1 et $(n-1)/2$ cellules doubles dont les composantes sont déterminées à partir de la synthèse du paragraphe 2.2.3.2.

2.3. Cas particulier où une même cellule réunit plusieurs pôles

Jusqu'alors, nous n'avons défini que des cellules filtrantes ne reproduisant que des filtres passe-bande simples, c'est-à-dire n'étant relatifs qu'à un seul pôle (ou qu'une composante élémentaire) du filtre global. Par conséquent, la reproduction d'un filtre d'ordre n nécessite un circuit à n cellules. Dans certains cas, cette approche peut s'avérer pénalisante car elle impose un nombre élevé de cellules, et de ce fait un nombre élevé de transistors (au nombre de $n+1$). Le circuit final peut donc rapidement devenir complexe et présenter des problèmes de taille, de consommation, de gain trop élevé et d'instabilité du fait du nombre important de transistors.

C'est pourquoi, afin de limiter le nombre total d'éléments actifs, nous traitons dans cette partie de la possibilité d'utiliser des cellules dites « multi-résonateurs » qui, par définition, regroupent plusieurs pôles. Une cellule regroupant 2 pôles réalise ainsi une fonction passe-bande d'ordre 2, de même qu'une cellule regroupant 3 pôles réalise une fonction passe-bande

d'ordre 3. L'emploi de ces cellules multi-résonateurs peut cependant paraître illogique car allant à l'encontre de l'intérêt premier de la méthode qui consiste à distribuer le plus possible les pôles d'une fonction de filtrage afin de contourner les mauvaises performances des composants MMIC. La méthode proposée constitue néanmoins une solution pour réduire le nombre total de cellules et se prémunir de tout risque d'instabilité, même si ce type de cellules va nécessairement présenter des performances moyennes.

La procédure de synthèse d'un tel filtre est globalement la même que pour les cellules à 1 résonateur, elle se définit comme suit :

- Nous commençons par déterminer la constellation de pôles du filtre d'ordre n en appliquant la même procédure de calcul qu'auparavant.
- Ici et contrairement au cas précédent, nous devons décider de la configuration finale du circuit du fait que nous ayons à répartir n pôles dans un nombre p de cellules (avec $p < n$). Nous avons ainsi plusieurs configurations possibles dans lesquelles peuvent figurer une ou plusieurs cellules multi-résonateurs (d'ordre 2 ou d'ordre 3, etc.). Ce point est discuté au paragraphe 2.3.4 au cours duquel plusieurs règles de conception sont exposées.
- Enfin, une fois les pôles répartis entre les différentes cellules, nous appliquons la procédure de synthèse relative à chaque type de cellule afin de déterminer les éléments passifs constituant les différents résonateurs.

La synthèse de ces cellules multi-résonateurs fait appel à la technique de synthèse classique des filtres passifs exposée au paragraphe 2.2.2.1 dans laquelle nous définissons un prototype passe-bas fait d'éléments unitaires g_i et caractérisé par une fréquence de coupure ω_c valant 1. Cette méthode est appliquée en vue de la synthèse de cellules comportant 1, 2 ou 3 résonateurs.

2.3.1. Synthèse d'une cellule à un résonateur

Ce cas a en fait déjà été traité au travers des « cellules simples » et « cellules doubles » exposées aux paragraphes 2.2.3.1 et 2.2.3.2. Néanmoins, celui-ci est de nouveau présenté ici afin de figurer la technique de synthèse par prototype passe-bas utilisée pour les cellules à 2 ou 3 résonateurs. Le prototype passe-bas de la cellule à un résonateur se définit

comme suit : il est formé d'une capacité C_p associée à une conductance G_p toutes deux placées entre deux TECs supposés unilatéraux (Figure 2-15).

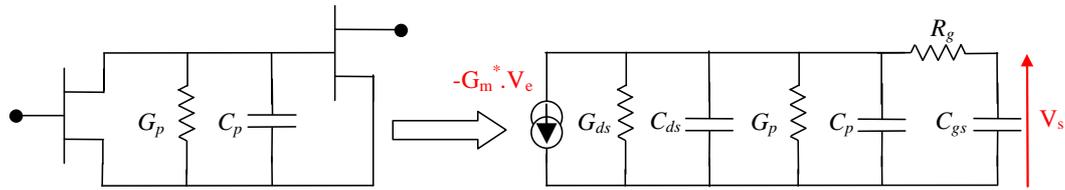


Figure 2-15 : Prototype passe-bas d'une cellule à 1 résonateur

Cette cellule peut être identifiée à un filtre passe-bas du 1^{er} ordre en négligeant l'influence du réseau passe-bas $R_g C_{gs}$ autour de la fréquence de coupure du réseau passe-bas ($G_p + G_{ds}$) en parallèle avec $(C_{ds} + C_p)$. La fonction de transfert $H(\omega)$ s'écrit alors :

$$H(\omega) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{-G_m \cdot R_0}{1 + j \cdot R_0 \cdot C_1 \cdot \omega} \quad \text{Avec : } \begin{cases} R_0 = (G_{ds} + G_p)^{-1} \\ C_1 = C_{ds} + C_p + C_{gs} \end{cases}$$

En réécrivant la fonction $H(\omega)$ en fonction de la variable x définie par $x = \frac{\omega}{\omega'}$ avec ω' la bande passante du filtre passe-bas et en posant l'élément unitaire g_1 comme étant égal à $g_1 = R_0 \cdot C_1 \cdot \omega'$, nous obtenons l'expression :

$$H(x) = \frac{1}{1 + j \cdot g_1 \cdot x} \quad \text{Soit : } \quad H(p = j \cdot x) = \frac{1}{1 + g_1 \cdot p}$$

L'analyse de la fonction $H(p)$ montre que celle-ci est caractérisée par un unique pôle réel négatif p_1 défini par l'expression : $p_1 = \frac{-1}{g_1}$. Nous montrons ainsi que l'élément unitaire g_1 peut être lié au pôle réel d'un filtre d'ordre n issu de la synthèse de Butterworth ou Chebychev (pour n impair) par l'expression : $g_1 = \frac{-1}{p_1}$.

L'élément unitaire g_1 étant à présent connu, nous appliquons une transformation passe-bas passe-bande pour retrouver les caractéristiques de la cellule passe-bande à un résonateur (Figure 2-16).

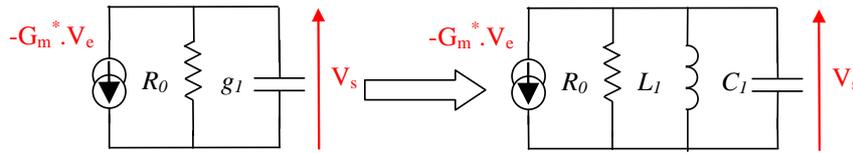


Figure 2-16 : Transformation passe-bas passe-bande d'une cellule d'ordre 1

Les éléments passifs L_1C_1 sont ainsi déterminés à partir de g_1 , R_0 , de la fréquence de résonance ω_0 et de la bande passante réduite w choisies pour le filtre d'ordre n par les relations :

$$\begin{cases} L_1 = \frac{w.R_0}{g_1.\omega_0} \\ C_1 = \frac{g_1}{w.\omega_0.R_0} \end{cases}$$

2.3.2. Synthèse d'une cellule à deux résonateurs

Nous appliquons la même démarche de synthèse à un réseau passe-bas du 2nd ordre associé à une conductance G_p et placé entre deux TECs unilatéraux.

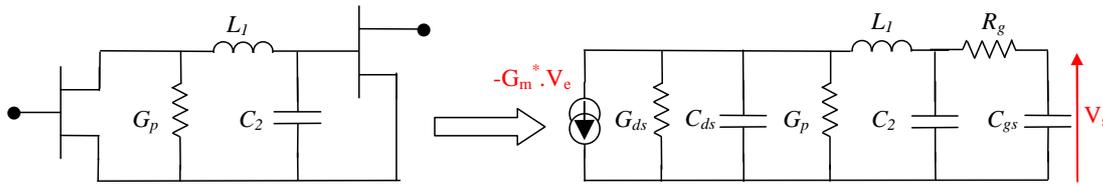


Figure 2-17 : Prototype passe-bas d'une cellule à 2 résonateurs

Nous simplifions de nouveau l'analyse en négligeant l'influence de la résistance R_g . L'identification directe de ce prototype à un filtre passe-bas du 2nd ordre ne peut cependant pas être correctement établie du fait de la capacité C_{ds} du circuit de drain qui ne peut pas être associée à un autre élément capacitif du réseau comme c'était le cas auparavant (la cellule est en fait identifiable à un passe-bas du 3^{ème} ordre). C'est pourquoi ce type de cellules ne sera que très peu utilisé dans la pratique. Néanmoins, lorsque la valeur de la conductance G_p permet de négliger C_{ds} , le prototype peut être assimilé à un réseau passe-bas du 2nd ordre. Sa fonction de transfert $H(\omega)$ s'écrit alors :

$$H(\omega) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{-G_m^* . R_0}{1 + j.R_0.C_p.\omega - L_1.C_p.\omega^2} \quad \text{Avec : } \begin{cases} R_0 = (G_{ds} + G_p)^{-1} \\ C_p = C_2 + C_{gs} \end{cases}$$

En réécrivant la fonction $H(\omega)$ en fonction de x et en posant les éléments unitaires g_1 et g_2 comme étant égaux à $g_1 = \frac{L_1 \cdot \omega'}{R_0}$ et $g_2 = R_0 \cdot C_p \cdot \omega'$, nous obtenons l'expression :

$$H(x) = \frac{1}{1 + j \cdot g_1 \cdot x - g_1 \cdot g_2 \cdot x^2} \quad \text{Soit :} \quad H(p = j \cdot x) = \frac{1}{1 + g_2 \cdot p + g_1 \cdot g_2 \cdot p^2}$$

L'analyse de $H(p)$ montre que celle-ci est caractérisée par deux pôles complexes conjugués p_1 et p_2 à partie réelle négative. Nous montrons ainsi que les éléments unitaires g_1 et g_2 peuvent être liés à une paire de pôles complexes conjugués d'un filtre d'ordre n issu de la synthèse de Butterworth ou Chebychev par les expressions : $g_1 = \frac{-1}{p_1 + p_2}$ et $g_2 = -\frac{p_1 + p_2}{p_1 \cdot p_2}$.

Les éléments unitaires g_1 et g_2 étant à présent connus, nous appliquons une transformation passe-bas passe-bande pour retrouver les caractéristiques de la cellule passe-bande à deux résonateurs. L'élément unitaire série g_1 est ainsi converti en réseau LC série tandis que l'élément unitaire parallèle g_2 est converti en réseau LC parallèle (Figure 2-18).

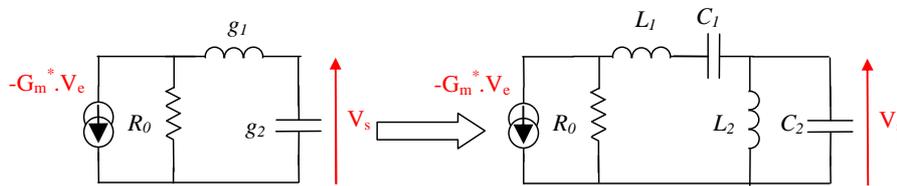


Figure 2-18 : Transformation passe-bas passe-bande d'une cellule d'ordre 2

Les éléments passifs $L_1 C_1$ et $L_2 C_2$ sont calculés à partir de g_1 , g_2 , R_0 , et des paramètres ω_0 et w choisis pour le filtre d'ordre n par les relations :

$$\begin{cases} L_1 = \frac{g_1 \cdot R_0}{w \cdot \omega_0} \\ C_1 = \frac{w}{g_1 \cdot \omega_0 \cdot R_0} \end{cases} \quad \begin{cases} L_2 = \frac{w \cdot R_0}{g_2 \cdot \omega_0} \\ C_2 = \frac{g_2}{w \cdot \omega_0 \cdot R_0} \end{cases}$$

Cependant, comme nous l'avons souligné plus haut, cette cellule d'ordre 2 ne sera que très peu utilisée dans la pratique, à moins d'implanter une conductance G_p suffisamment élevée pour minimiser l'effet de la capacité C_{ds} . Nous pouvons par ailleurs noter que cette limitation s'étend à toutes les cellules d'ordre pair.

2.3.3. Synthèse d'une cellule à trois résonateurs

Nous poursuivons cette étude en considérant un prototype constitué d'un réseau passe-bas d'ordre 3 associé à une conductance G_p et placé entre deux TECs unilatéraux.

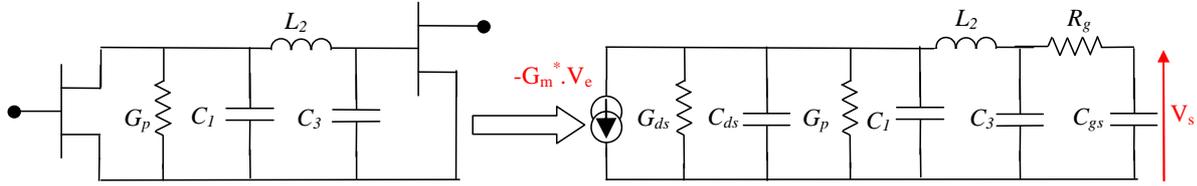


Figure 2-19 : Prototype passe-bas d'une cellule à 3 résonateurs

Si nous négligeons de nouveau l'influence de la résistance R_g , la cellule peut être identifiée à un filtre passe-bas d'ordre 3. Sa fonction de transfert $H(\omega)$ s'écrit alors :

$$H(\omega) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{-G_m \cdot R_0}{1 + j \cdot R_0 \cdot C_{p1} \cdot \omega + j \cdot C_{p3} \cdot \omega \cdot (j \cdot L_2 \cdot \omega - R_0 \cdot L_2 \cdot C_{p1} \cdot \omega^2 + R_0)}$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} R_0 = (G_{ds} + G_p)^{-1} \\ C_{p1} = C_1 + C_{ds} \\ C_{p3} = C_3 + C_{gs} \end{cases}$$

En identifiant les éléments unitaires g_1 , g_2 et g_3 aux expressions $g_1 = R_0 \cdot C_{p1} \cdot \omega'$, $g_2 = \frac{L_2 \cdot \omega'}{R_0}$ et $g_3 = R_0 \cdot C_{p3} \cdot \omega'$ et en réécrivant la fonction $H(\omega)$ en fonction de x , nous obtenons l'expression :

$$H(x) = \frac{1}{1 + j \cdot g_1 \cdot x + j \cdot g_3 \cdot x \cdot (j \cdot g_2 \cdot x - g_1 \cdot g_2 \cdot x^2 + 1)}$$

$$H(p = j \cdot x) = \frac{1}{1 + g_1 \cdot p + g_3 \cdot p \cdot (g_2 \cdot p + g_1 \cdot g_2 \cdot p^2 + 1)}$$

L'analyse de la fonction $H(p)$ montre que celle-ci est caractérisée par trois pôles p_1 , p_2 et p_3 où p_1 est un pôle réel négatif et où p_2 et p_3 sont deux pôles complexes conjugués à partie réelle négative. Nous montrons ainsi que les éléments unitaires g_1 , g_2 , g_3 peuvent être liés à un ensemble constitué d'un pôle réel et d'une paire de pôles complexes conjugués issus de la synthèse de Butterworth ou Chebychev d'un filtre d'ordre n (n impair) par les relations :

$$\begin{cases} g_1 = \frac{-1}{p_1 + p_2 + p_3} \\ g_2 = -\frac{(p_1 + p_2 + p_3)^2}{(p_1 \cdot p_2 + p_2 \cdot p_3 + p_1 \cdot p_3) \cdot (p_1 + p_2 + p_3) - p_1 \cdot p_2 \cdot p_3} \\ g_3 = -\frac{(p_1 \cdot p_2 + p_2 \cdot p_3 + p_1 \cdot p_3) \cdot (p_1 + p_2 + p_3) - p_1 \cdot p_2 \cdot p_3}{(p_1 + p_2 + p_3) \cdot p_1 \cdot p_2 \cdot p_3} \end{cases}$$

Les éléments unitaires g_1, g_2, g_3 étant à présent connus, nous pouvons déterminer les éléments LC composant la cellule passe-bande à trois résonateurs. De même que les cas précédents, les réseaux L_1C_1 et L_3C_3 sont disposés en parallèle tandis que le réseau L_2C_2 est disposé en série (Figure 2-20).

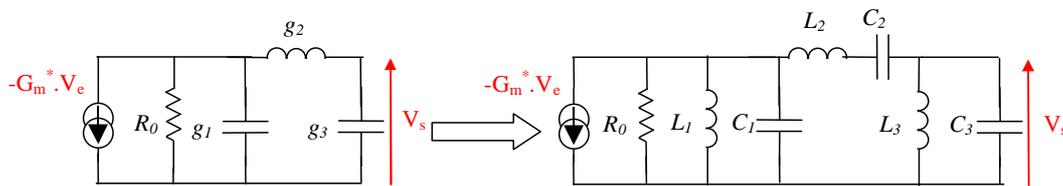


Figure 2-20 : Transformation passe-bas passe-bande d'une cellule d'ordre 3

Les éléments passifs L_1C_1, L_2C_2 et L_3C_3 sont calculés à partir de g_1, g_2, g_3, R_0 , et des paramètres ω_0 et w choisis pour le filtre d'ordre n par les relations :

$$\begin{cases} L_1 = \frac{w \cdot R_0}{g_1 \cdot \omega_0} \\ C_1 = \frac{g_1}{w \cdot \omega_0 \cdot R_0} \end{cases} \quad \begin{cases} L_2 = \frac{g_2 \cdot R_0}{w \cdot \omega_0} \\ C_2 = \frac{w}{g_2 \cdot \omega_0 \cdot R_0} \end{cases} \quad \begin{cases} L_3 = \frac{w \cdot R_0}{g_3 \cdot \omega_0} \\ C_3 = \frac{g_3}{w \cdot \omega_0 \cdot R_0} \end{cases}$$

2.3.4. Règles de conception et exemple d'application des cellules multi-résonateurs

2.3.4.1. Règles de conception des cellules multi-résonateurs

Dans un premier temps, nous dressons un bilan de l'étude menée sous forme de remarques regroupant diverses propriétés et règles de conception :

- Telles que nous l'avons définie, la cellule à un résonateur ne peut reproduire que le pôle réel du filtre passe-bande d'ordre n (pour n impair). Ce montage est donc identifiable à la « cellule simple » définie au paragraphe 2.2.3.1. Un pôle complexe conjugué ne peut

en effet pas être attribué à une telle cellule du fait que le pôle à réaliser doit être nécessairement réel. Nous devons dans ce cas appliquer la synthèse de la « cellule double » vue au paragraphe 2.2.3.2.

- A la différence du cas général de la méthode de synthèse où nous avons « 1 cellule = 1 pôle » et où chaque cellule est centrée à une fréquence particulière, les cellules multi-résonateurs (d'ordre supérieur à 1) sont obligatoirement centrées à la fréquence centrale du filtre f_0 .
 - Dans notre étude, nous nous sommes volontairement limités à des cellules d'ordre 3. Des cellules d'ordre supérieur présentent en effet des pertes beaucoup trop importantes du fait du grand nombre d'éléments passifs insérés, leur utilisation n'est donc pas justifiée.
 - Le strict respect de la théorie impose l'emploi de cellules comportant un nombre impair de résonateurs (typiquement des cellules d'ordre 1 et d'ordre 3) du fait de la difficulté de synthétiser des cellules d'ordre pair. Dans le prochain chapitre, nous montrons cependant que de telles cellules peuvent être synthétisées en remplaçant le TEC d'entrée de la cellule par un réseau passif atténuateur.
 - Ainsi, du fait de l'interdiction théorique d'utiliser des cellules d'ordre 2, la réduction du nombre total de cellules, qui constitue le principal intérêt de ces cellules multi-résonateurs, n'est possible qu'à l'aide de cellules d'ordre 3. Or, l'emploi de ces cellules ne peut se faire qu'à condition d'avoir un filtre d'ordre n impair, car celles-ci doivent nécessairement englober le pôle réel, et ne peut se faire qu'une seule fois, du fait que nous n'ayons qu'un seul pôle réel.
 - Ce dernier point impose donc les règles de conception suivantes :
 - Dans le cadre d'un filtre d'ordre n impair, la cellule d'ordre 3 ne peut être utilisée qu'une seule fois. Par conséquent, les autres pôles sont réalisés par des cellules d'ordre 1 à l'aide de la synthèse de la « cellule double ». Un filtre d'ordre n (n impair) ne peut donc être réduit qu'à un nombre $(n-2)$ de cellules.
-

- Dans le cadre d'un filtre d'ordre n pair pour lequel nous n'avons aucun pôle réel, l'emploi de cellules d'ordre 2 est en théorie proscrit. Le nombre total de cellules ne peut donc pas être réduit.

- Dans le cadre d'un filtre d'ordre n impair, une autre propriété de la méthode concerne l'attribution des pôles à la cellule d'ordre 3. En effet, comme expliqué en préambule du paragraphe 2.3, nous devons décider de la paire de pôles complexes conjugués qui sera attribuée à la cellule multi-résonateurs en complément du pôle réel. L'exemple du paragraphe suivant montre que la meilleure solution consiste à choisir la paire de pôles située immédiatement autour du pôle réel car celle-ci présente le facteur de qualité le plus « facile » à réaliser, à l'inverse des autres paires de pôles plus éloignées de f_0 (Figure 2-21).

- Enfin, nous pouvons remarquer l'utilisation des cellules multi-résonateurs n'a d'intérêt que pour des filtres d'un ordre supérieur ou égal à 5. Dans le cas contraire, il vaut mieux utiliser la méthode du paragraphe 2.2 où nous n'avons qu'un seul pôle par cellule.

2.3.4.2. Exemple d'application des cellules multi-résonateurs

Nous reprenons le filtre d'ordre 7 exposé au paragraphe 2.2.4. Nous avons vu que sa constellation de pôles, présentée sur la Figure 2-21, se répartit en un pôle réel et 3 paires de pôles complexes conjugués. Ainsi, nous décidons d'affecter à la cellule d'ordre 3 le pôle réel p_0 (nécessaire) et la paire de pôles p_1 , du fait que celle-ci entoure immédiatement le pôle réel. Les deux autres paires de pôles complexes conjugués p_2 et p_3 , plus difficiles à réaliser du fait de leur facteur de qualité plus fort, sont attribuées à des cellules d'ordre 1, en l'occurrence 2 cellules doubles, comme présenté au paragraphe 2.2.4. Le filtre d'ordre 7 est ainsi synthétisé par 5 cellules dont les caractéristiques sont présentées dans le tableau suivant. Les réponses fréquentielles de ces 5 cellules sont tracées sur la Figure 2-21.

Cellules	Pôles	Caractéristiques	
Ordre 3	$[p_0, p_{1+}, p_{1-}]$	$f_0 = 14 \text{ GHz}$	$w = 0.1$
Double	p_{2+}	$f_0 = 14,60 \text{ GHz}$	$Q = 43$
	p_{2-}	$f_0 = 13,43 \text{ GHz}$	
Double	p_{3+}	$f_0 = 14,75 \text{ GHz}$	$Q = 119$
	p_{3-}	$f_0 = 13,29 \text{ GHz}$	

Tableau 2 : Caractéristiques des 5 cellules composant le filtre d'ordre 7

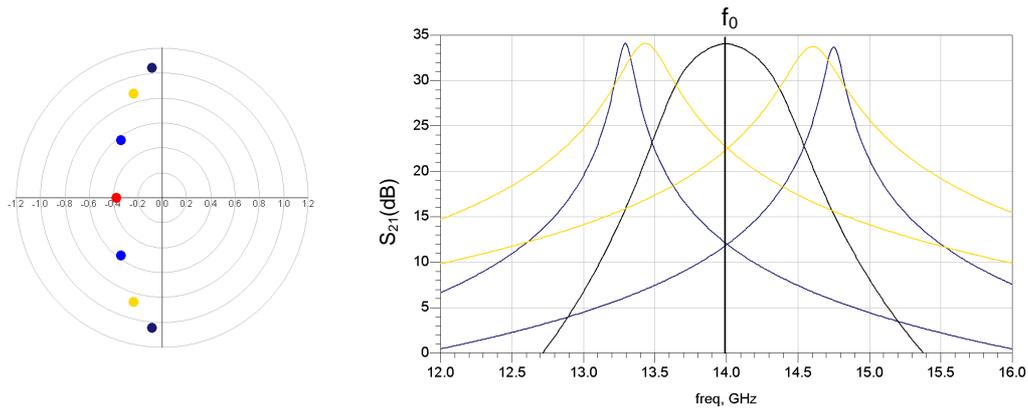


Figure 2-21 : Diagramme des pôles et tracé des réponses fréquentielles des 5 cellules

3. PROPRIETES ET LIMITATIONS DE LA METHODOLOGIE

Dans cette partie, nous présentons les avantages de la méthodologie en vue d'une conception en technologie MMIC, nous en profitons pour aborder la manière dont la procédure de calcul peut être intégrée dans un logiciel de CAO. Par la suite, nous évoquons certains aspects de la méthodologie qui à l'inverse limitent son champ d'application.

3.1. Propriétés de la méthodologie

3.1.1. Intérêt particulier de la méthode en vue d'une conception MMIC

Ci-après, nous présentons un résultat issu du mémoire de thèse de L. Darcel [69] qui démontre l'intérêt de la méthode pour la conception de filtres passe-bande microondes en technologie intégrée. La Figure 3-1 compare en effet les résultats de simulations de trois circuits distincts dont le but est de reproduire le plus fidèlement possible les caractéristiques d'une fonction de filtrage connue (Chebychev d'ordre 3).

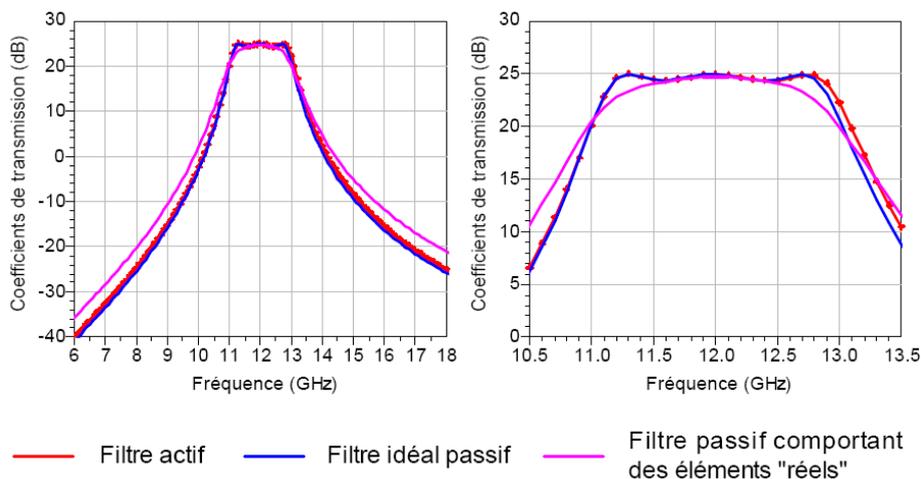


Figure 3-1 : Comparaison des réponses issues de 3 circuits différents

Entre le 1^{er} montage, intitulé "Filtre idéal passif", composé d'éléments passifs LC sans pertes et le 2^{ème}, intitulé "Filtre passif comportant des éléments réels", où les inductances idéales ont été remplacées par des composants selfiques « type MMIC » (i.e. au facteur de qualité limité), nous voyons que le 2^{ème} montage présente des pertes et une forme de courbe

plus arrondie dans la bande qui ne permettent pas de retrouver les caractéristiques idéales du filtre. A l'inverse, le 3^{ème} montage, intitulé "Filtre actif" et issu de la méthode de synthèse, montre qu'une meilleure reproduction des caractéristiques idéales du filtre est possible en utilisant ces mêmes composants « type MMIC » et en séparant les différentes composantes du filtre.

3.1.2. Introduction de la méthode dans un outil de CAO

Un autre avantage de la méthode réside dans le fait que la procédure de calcul peut être entièrement formulée dans un outil de calcul mathématique ou de CAO. La Figure 3-2 présente ainsi une page schématique faite à partir du logiciel ADS [70] et issue de l'une de nos conceptions illustrant le cas général de la méthode de synthèse (présenté au paragraphe 2.2). Celle-ci permet la synthèse d'un filtre passe-bande idéal d'ordre 3 par l'intermédiaire d'un circuit constitué de trois cellules actives filtrantes reproduisant chacune un filtre passe-bande simple. Nous pouvons noter que la simulation électrique de ce circuit ne fournit que la réponse globale du filtre 3 pôles. Si nous souhaitons tracer la réponse individuelle de chaque cellule, tel que présenté sur la Figure 2-14, nous devons « recopier » séparément chaque cellule puis placer chacune d'entre elles entre 2 ports 50 Ohms.

A l'inverse, la Figure 3-3 présente une page schématique ADS illustrant le cas particulier de la méthode de synthèse (présenté au paragraphe 2.3) dans laquelle un filtre passe-bande idéal d'ordre 3 est reproduit par l'intermédiaire d'un circuit constitué d'une cellule active filtrante d'ordre 3 unique.

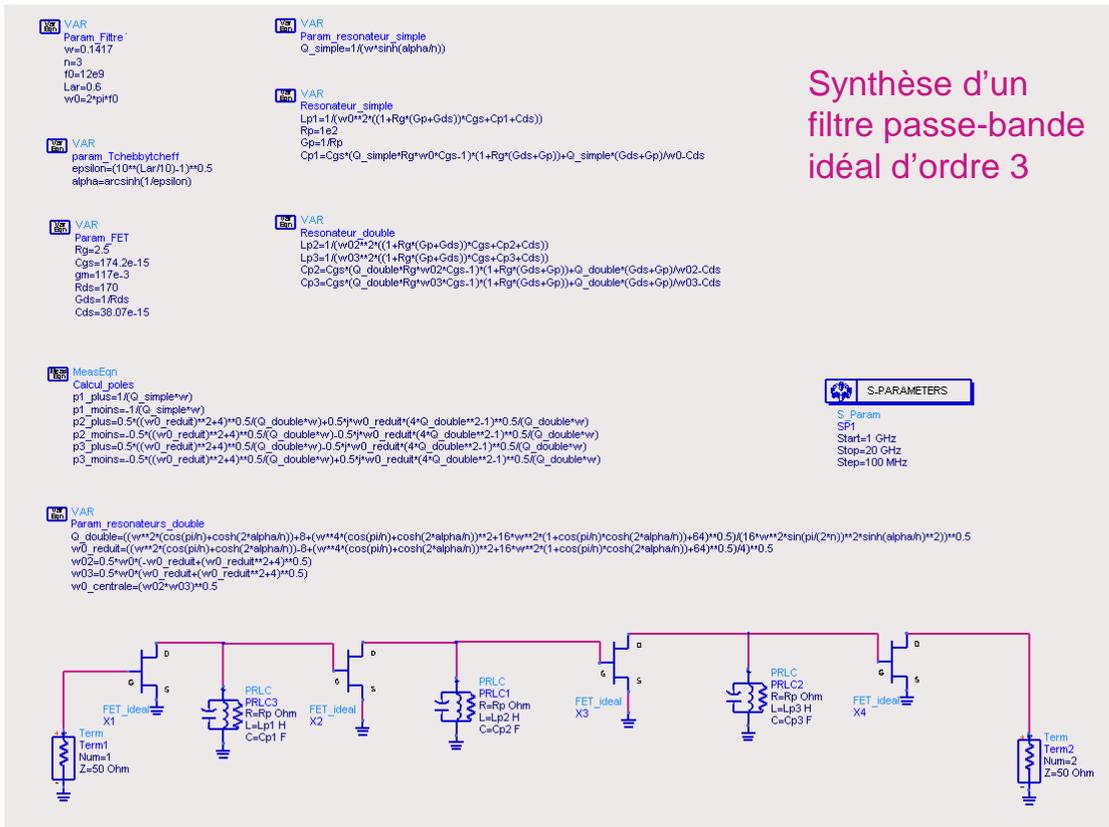


Figure 3-2 : Page schématique ADS illustrant le cas général de la méthode de synthèse

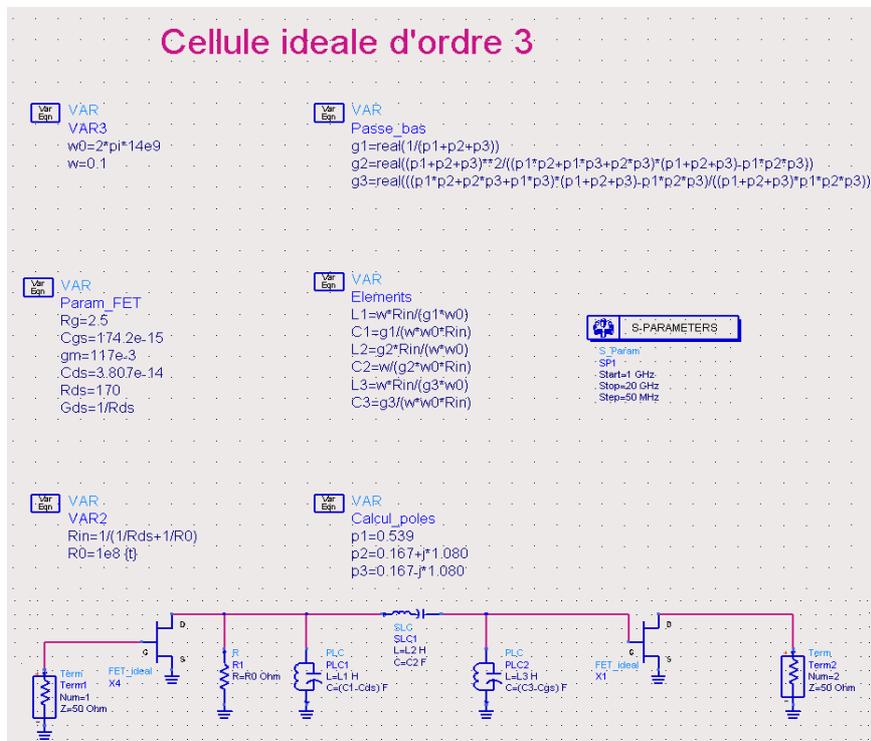


Figure 3-3 : Page schématique ADS illustrant le cas particulier de la méthode de synthèse

Nous montrons dans la partie suivante (paragraphe 4) que ces circuits idéaux peuvent servir de base de travail en vue du passage des éléments idéaux vers les éléments réels (mise en place des éléments actifs et passifs réels, ajout des longueurs de lignes, éléments nécessaires à la polarisation, etc.). Egalement, nous montrons dans le prochain chapitre que, de par leur caractère idéal, les réponses de ces circuits peuvent servir de fonction-objectif dans le cadre d'une optimisation finale du circuit MMIC à réaliser (cf. Chapitre 3).

3.2. Limitations de la méthodologie

De la même manière que la méthodologie de filtres offre certains avantages en vue d'une conception MMIC, elle présente également certains inconvénients qui à l'inverse limitent son champ d'application. Ceux-ci sont exposés ci-après sous forme de remarques :

- Comme nous l'avons vu, les cellules d'ordre supérieur à 1 ne présentent que des performances « moyennes » du fait de l'association au sein d'un même bloc de plusieurs résonateur LC « à pertes » (problème similaire à celui rencontré lors d'une synthèse de filtres passifs d'ordre élevé). Ainsi, ce type de cellules ne sera utilisé que pour figurer les pôles les plus faciles à reproduire (cas des 3 pôles centraux du filtre d'ordre 7 sur la Figure 2-21).
 - Egalement, l'impossibilité (théorique) de synthétiser des cellules d'ordre 2 limite l'usage des cellules multi-pôles aux seules cellules d'ordre 3. Nous avons vu que cette limitation conduit au fait qu'un filtre d'ordre n impair ne peut être réduit qu'à $(n-2)$ cellules et qu'un filtre d'ordre n pair ne peut pas être réduit. Cependant, nous montrons dans le prochain chapitre que de telles cellules peuvent être construites en remplaçant le TEC d'entrée par un atténuateur passif.
 - Le principal critère allant à l'encontre de l'usage de la méthodologie vient du facteur de qualité maximum atteignable par une cellule. Or, pour une cellule d'ordre 1, celui-ci dépend en priorité du facteur de qualité propre de la self-inductance intégrée (cf. paragraphe 2.1.1 du 1^{er} chapitre). Pour une fréquence de 12 GHz, le facteur de qualité d'une inductance spirale MMIC est de 20, celui d'une ligne de transmission est de 40.
-

De ce fait, les facteurs de qualité des cellules filtrantes seront limités dans cette gamme de valeurs.

- Ce constat implique que dans le cadre d'un filtre d'ordre élevé, les pôles situés en bordure de bande passante constituent ceux les plus difficiles à obtenir du fait qu'ils présentent les facteurs de qualité les plus forts (Figure 2-14). De même, l'application de la procédure de calcul montre que les facteurs de qualité des cellules sont d'autant plus élevés que l'ordre n du filtre augmente, que la bande passante relative du filtre w est étroite, ou que le filtre est de type Chebychev plutôt que de Butterworth.
-

4. DE LA METHODE THEORIQUE A LA SYNTHÈSE DE FILTRES INTEGRES EN TECHNOLOGIE MONOLITHIQUE

A présent que la méthodologie de synthèse a été entièrement exposée, nous détaillons dans cette partie la transposition des éléments théoriques vers les éléments MMIC. La Figure 2-3 présente en effet le schéma d'une cellule active filtrante d'ordre 1 entièrement définie par des éléments idéaux, il est donc nécessaire de procéder au remplacement de chaque élément par son équivalent en technologie MMIC. Nous montrons ainsi au paragraphe 4.1.1 que la 1^{ère} étape de ce remplacement consiste en l'introduction de la self-inductance intégrée L_p .

Egalement, nous verrons que cette transposition requiert la prise en compte de certains paramètres fondamentaux liés à la technologie MMIC AsGa parmi lesquels :

- Le modèle électrique réel des éléments passifs intégrés utilisés dans les dispositifs filtrants (self-inductances, capacités de type MIM).
- Les éléments de connexion entre les différents composants : lignes de transmission, éléments de mise à la masse des composants : trous métallisés ou via-holes, etc.
- Le modèle électrique réel des transistors à effet de champ.
- Les éléments liés à la polarisation des transistors à effet de champ.

Ces paramètres vont intervenir de diverse manière dans la méthode de synthèse et générer des perturbations qu'il est nécessaire de prendre en compte pour prévoir le comportement du circuit réel MMIC. Celles-ci sont listées ci-après :

- dégradation du facteur de qualité de la cellule,
- décalage de la fréquence de résonance,
- création d'un pôle de transmission ou d'un zéro parasite.

Dans la suite, nous prenons l'exemple d'une cellule active idéale tel qu'illustré sur la Figure 2-3 et analysons le remplacement de chaque élément par son équivalent en technologie MMIC AsGa. Les données de départ de la procédure de calcul sont les suivantes : $f_0=12$ GHz, $Q=13$.

4.1. Éléments passifs constituant le résonateur

Ceux-ci sont de deux types : les self-inductances (spirales ou équivalentes à des lignes de transmission pour de faibles valeurs) et les capacités de type MIM (Metal-Isolator-Metal). Comme précisé en début de paragraphe, nous commençons par l'analyse des self-inductances.

4.1.1. Introduction des self-inductances réelles

En 1^{ère} approximation, nous avons modélisé la self-inductance L_p par une inductance L en série avec une résistance de pertes R (Cf. Chapitre 1). Nous avons alors considéré que cette résistance R , une fois transformée en résistance parallèle R_p , était seule responsable des pertes du résonateur LC microonde. C'est ce qui nous a permis de construire la cellule filtrante de la Figure 2-3. En conséquence, la 1^{ère} étape consiste en l'introduction de la self-inductance intégrée L_p en remplacement du couple $R_p L_p$ (ou $G_p L_p$), car c'est cet élément qui réalise la transition entre la cellule théorique et la cellule réelle.

Cette transition ne peut se faire correctement que si la valeur de conductance G_p a été choisie en accord avec les pertes de la self-inductance intégrée. Or, celle-ci peut être de 2 types : spirale ou équivalente à une ligne de transmission. Nous avons alors deux cas de figure :

- Si la self choisie est de type spirale, son facteur de qualité Q présente à $f=12$ GHz une valeur typique de 20. Ainsi, pour une self de 0.2 nH, les calculs montrent que sa résistance série R_s vaut 0.75 Ohm, ce qui aboutit à une conductance G_p équivalente à une résistance de 300 Ohms (Cf. formules exposées au paragraphe 2.1.1 du Chapitre 1).
- Si la self choisie est modélisée par une ligne de transmission de faible longueur, son facteur de qualité Q présente à $f=12$ GHz une valeur typique de 40. Ainsi, pour une inductance de 0.05 nH, les calculs montrent que sa résistance série R_s vaut 0.1 Ohm, ce qui aboutit à une conductance G_p équivalente à une résistance de 150 Ohms.

Ainsi, en considérant une fréquence de résonance de 12 GHz et à partir des deux valeurs standards de conductance G_p données ci-dessus, nous pouvons fixer la valeur de conductance G_p figurant dans la procédure de calcul, comme indiqué au paragraphe 2.2.1. En effet,

connaissant les données de la cellule à reproduire (facteur de qualité Q et fréquence de résonance ω_0), nous pouvons prévoir le type de self-inductance qui sera utilisé dans la cellule filtrante (spirale ou ligne de transmission), et ainsi fixer la valeur de conductance G_p pour préparer au mieux la transition entre la cellule idéale et la cellule réelle. Ce principe est illustré par la courbe de la Figure 4-2.

Nous poursuivons cette étude par la présentation du modèle électrique complet d'une inductance spirale en technologie MMIC et l'analyse de l'influence des éléments parasites sur la méthode de synthèse.

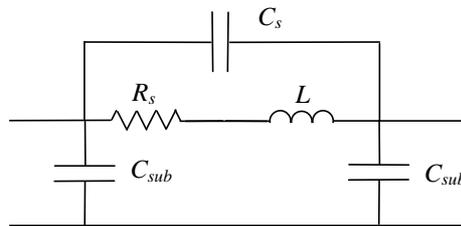


Figure 4-1 : Modèle électrique réel d'une self-inductance MMIC

- Les capacités C_{sub} représentent le couplage entre la ligne de transmission et le substrat. Etant donné leur faible valeur (quelques fF), celles-ci sont négligées.
- La capacité C_s symbolise le couplage parasite entre l'entrée et la sortie du composant (existe uniquement pour les self-spirales). Cette capacité joue un rôle important car elle entraîne le phénomène de résonance de la self-spirale qui limite le domaine de validité fréquentiel du composant. Néanmoins, pour de faibles valeurs d'inductance (inférieures à 1 nH), comme c'est le cas pour le filtrage des signaux en bande X, cette résonance se situe relativement haut en fréquence et ne perturbe donc pas la réponse du filtre dans la bande qui nous intéresse. Cependant, lorsque la self-spirale est insérée dans la cellule filtrante en remplacement de l'élément selfique idéal, nous constatons un léger décalage de la fréquence de résonance du fait de l'association de cette capacité parasite avec la capacité C_p du résonateur, comme illustré sur la Figure 4-2.

- Enfin, la résistance série R_s représente les pertes résistives le long de la ligne de transmission et est relative au coefficient de qualité Q du composant défini par la relation : $Q = \frac{L \cdot \omega}{R_s}$. Le rôle important joué par cette résistance est décrit ci-dessus.

La figure suivante présente le circuit électrique issu du remplacement du couple $R_p L_p$ (ou $G_p L_p$) de la cellule théorique par la self-inductance intégrée ainsi que son impact sur la réponse du filtre. La réponse de ce circuit est illustrée par la courbe bleue tandis que la réponse du circuit théorique (cellule filtrante simple identique à la Figure 2-3) est illustrée par la courbe rouge. Nous constatons ainsi que lorsque le couple $G_p L_p$ relatif à la cellule théorique a été convenablement choisi, les perturbations liées à l'implantation de la self-inductance intégrée L_p sont minimales.

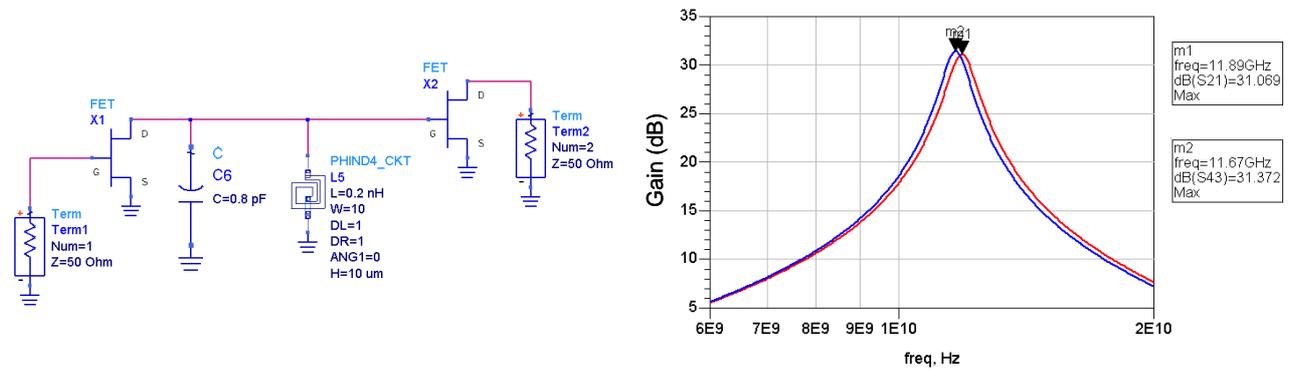


Figure 4-2 : Effet de l'introduction de la self-inductance intégrée sur la réponse du filtre

4.1.2. Introduction des capacités réelles

Ci-après, nous présentons le modèle électrique complet d'une capacité intégrée de type MIM et analysons l'influence des éléments parasites sur la méthode de synthèse.

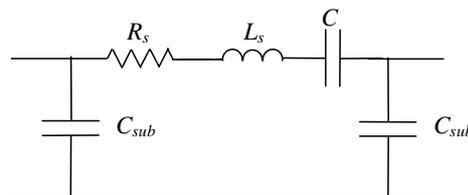


Figure 4-3 : Modèle électrique réel d'une capacité de type MIM

- Les capacités C_{sub} représentent le couplage entre la ligne de transmission et le substrat. Etant donné leur faible valeur (quelques fF), celles-ci sont à nouveau négligées.

- L'inductance L_s symbolise l'inductance équivalente des armatures électriques de la capacité. Associée à la capacité C du composant, elle forme un résonateur LC série qui, une fois la capacité MIM insérée dans la cellule filtrante en remplacement de l'élément capacitif idéal, va créer un zéro de transmission dans la fonction de filtrage (Figure 4-4). Cependant, pour de faibles valeurs de capacités (inférieures à 1 pF) comme c'est le cas pour le filtrage des signaux en bande X, cette résonance se situe relativement haut en fréquence et ne perturbe donc pas la réponse du filtre dans la bande qui nous intéresse.
- Enfin, la résistance R_s représente les pertes résistives des armatures électriques et du diélectrique de l'élément. Le composant est alors décrit par un coefficient de qualité Q défini par la relation : $Q = \frac{1}{R_s \cdot C \cdot \omega}$. Une fois insérée dans la cellule filtrante, la capacité MIM va donc participer à la limitation du facteur de qualité Q_p du résonateur. Néanmoins, du fait que le coefficient de qualité d'une capacité MIM est bien supérieur à celui d'une inductance spirale (de l'ordre de 50 à $f=12$ GHz), le facteur de qualité Q_p du résonateur va dépendre majoritairement des pertes de la self-inductance. De ce fait, les pertes résistives des capacités MIM peuvent être négligées et la définition de la conductance G_p à partir des seules pertes de la self-inductance intégrée, tel que décrit au paragraphe 4.1.1, suffit pour la transposition des éléments idéaux vers les éléments réels.

La figure suivante présente le circuit issu du remplacement de la capacité idéale par la capacité réelle C_p ainsi que son impact sur la réponse du filtre. La réponse de ce circuit (courbe bleue) est ainsi comparée avec la réponse du circuit comportant la self-inductance intégrée seule (courbe rouge, reprise de la courbe bleue de la Figure 4-2). Nous constatons un léger décalage de la fréquence de résonance du fait que la capacité C_p atteint la limite de son domaine de validité à cette fréquence : sa valeur effective est de 1 pF.

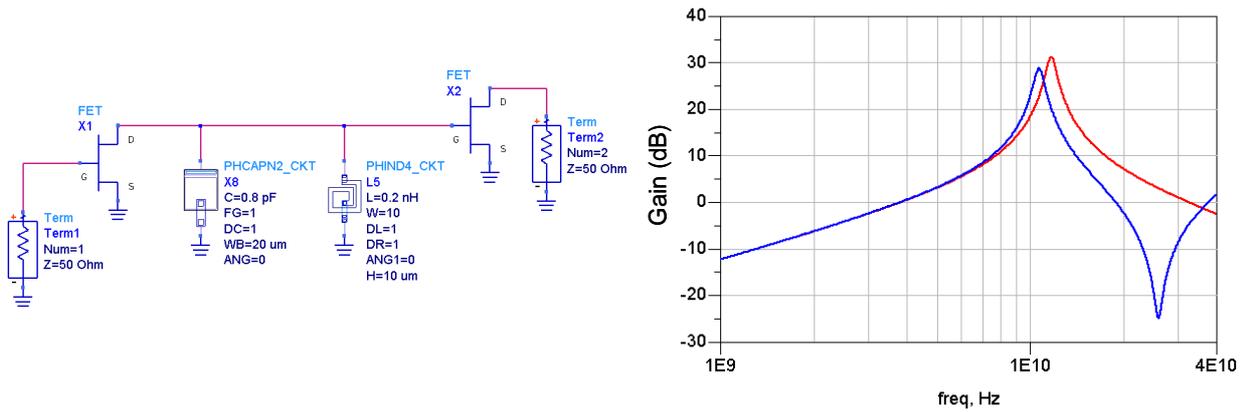


Figure 4-4 : Effet de l'introduction de la capacité réelle C_p sur la réponse du filtre

4.2. Introduction des transistors réels

Par rapport au modèle idéal que nous avons utilisé jusqu'à présent (Figure 2-4), le modèle électrique réel des transistors à effet de champ intègre une capacité de rétroaction grille-drain C_{gd} qui modifie les propriétés d'isolation entre sortie et entrée du composant. De ce fait, l'indépendance entre cellules filtrantes, qui constituait l'atout majeur de notre méthodologie, n'est plus pleinement assurée. La Figure 4-5 présente le modèle électrique réel en petits signaux des transistors à effet de champ de la bibliothèque PH25 de la fonderie UMS, process technologique que nous utilisons lors de nos conceptions et qui sera détaillé au prochain chapitre (0.25 μ m AsGa P-HEMT) [73].

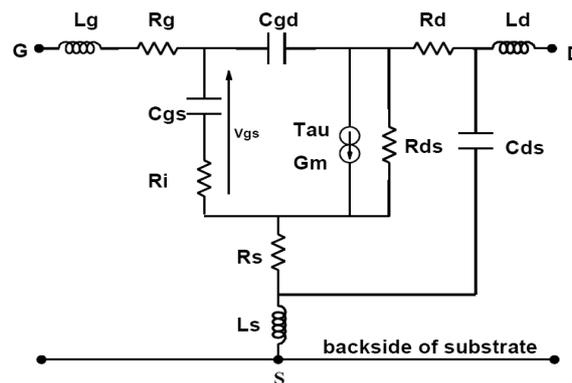


Figure 4-5 : Modèle électrique réel en petits signaux des transistors à effet de champ

Le principal effet de la non-unilatéralité des transistors consiste en un décalage de la fréquence de résonance (vers les basses fréquences). Ce décalage s'accompagne d'un gain plus faible que prévu, du fait qu'une partie du signal RF passe au travers de C_{gd} , ainsi que d'une

isolation moindre entre cellules filtrantes, comme indiqué ci-dessus. Ces deux effets sont illustrés sur la Figure 4-6 où sont représentées les réponses de la cellule filtrante avec des transistors idéaux (courbe rouge, reprise de la courbe bleue de la Figure 4-4) et avec des transistors réels (courbe bleue).

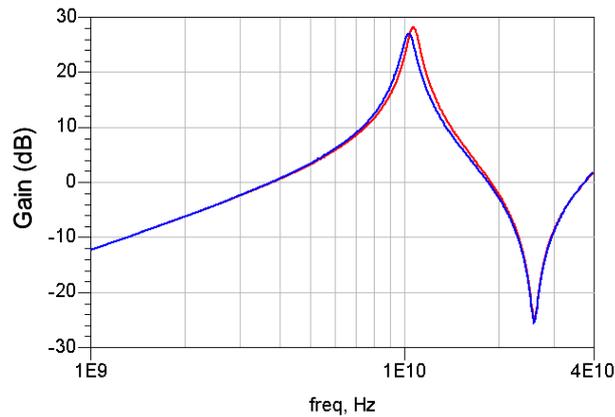


Figure 4-6 : Effet de l'introduction des transistors réels sur la réponse du filtre

Cependant, L. Darcel a montré que le décalage en fréquence observé pouvait être compensé par l'application du théorème de Miller [69]. Nous pouvons néanmoins souligner que l'isolation moindre entre cellules reste problématique pour nos applications et que l'ensemble des effets observés sur la Figure 4-6 (décalage en fréquence, chute du gain) vont aller de pair avec la fréquence de fonctionnement. A titre d'exemple, pour une fréquence de 10 GHz, une capacité C_{gd} de 40 fF génère entre l'entrée et la sortie du transistor une impédance d'isolation de 400 Ohms. Dans le prochain chapitre, nous montrons cependant que ce problème peut être résolu en remplaçant le transistor seul par un montage cascode.

4.3. Introduction des éléments de connexion

Les éléments de connexion servent à relier entre eux les différents éléments constituant le circuit électrique (ligne de transmission, croisement, etc.). Nous présentons ci-après le modèle électrique réel d'une ligne de transmission en technologie intégrée :

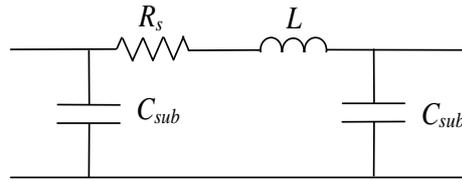


Figure 4-7 : Modèle électrique réel d'une ligne de transmission

- Les capacités C_{sub} représentent le couplage parasite entre la ligne de transmission et le substrat. En raison de leur faible valeur (quelques fF), celles-ci sont négligées.
- L'inductance L symbolise l'inductance équivalente de la ligne de transmission tandis que la résistance R_s représente les pertes résistives de la ligne. La ligne de transmission se comporte ainsi comme une self-inductance au facteur de qualité défini par $Q = \frac{L \cdot \omega}{R_s}$.

A titre d'exemple, une ligne de transmission de $10\mu\text{m}$ de largeur présente à $f=12\text{ GHz}$ un facteur de qualité Q de 40. Ainsi, comme nous l'avons vu, cet élément pourra être mis à profit dans nos conceptions pour réaliser des self-inductances de faible valeur (inférieure à 0.2 nH) et à faibles pertes.

- En plus des lignes de connexion, nous implantons des trous métallisés (via-holes) qui servent d'accès de masse pour les différents éléments du circuit. Leur modèle électrique réel correspond à une petite résistance ($30\text{ m}\Omega$) en série avec une inductance de faible valeur (32 pH) [73].

Comme précédemment, nous insérons ces nouveaux éléments dans la cellule filtrante en remplacement des éléments idéaux et observons leurs effets sur la réponse du filtre. En premier lieu, nous constatons un fort décalage de la fréquence de résonance (vers les basses fréquences) dû à la modification de la longueur électrique du résonateur. Aussi, nous observons un décalage important du zéro de transmission du fait de la modification de la longueur électrique dans la branche contenant la capacité parallèle C_p . Enfin, la très légère chute du gain est provoquée par les pertes résistives introduites dans la structure filtrante et dans les différents accès de masse (trous métallisés). Tous ces effets sont illustrés sur le graphe suivant où sont représentées la réponse du circuit sans les éléments de connexion (fils idéaux et masses parfaites, courbe rouge, reprise de la courbe bleue de la Figure 4-6) et la réponse du circuit avec les éléments de connexion (courbe bleue).

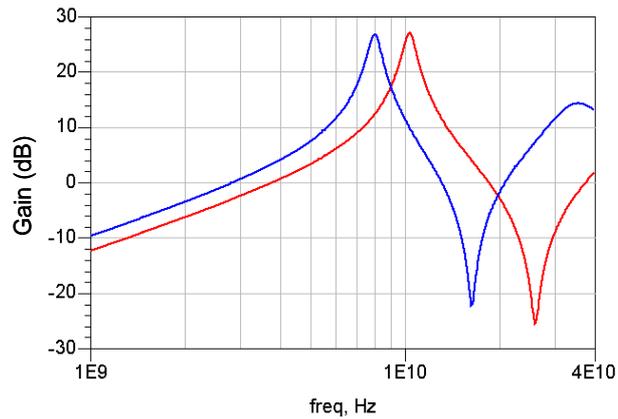


Figure 4-8 : Effet de l'introduction des lignes de connexion sur la réponse du filtre

De la même manière que pour les transistors, les décalages en fréquence constatés peuvent être compensés. Concernant la fréquence de résonance du filtre, il faut abaisser la valeur de la self-inductance parallèle L_p de sorte à ce qu'elle prenne en compte l'inductance équivalente de la ligne de connexion et du trou métallisé. A titre d'exemple, un trou métallisé présentant une inductance de 32 pH associé à une self-inductance de 0.2 nH, tel que présenté dans la Figure 4-2, modifie la valeur de celle-ci de 16%, ce qui n'est pas négligeable. A l'inverse, il n'existe pas de solution pour compenser parfaitement le décalage en fréquence du zéro de transmission. Cependant, nous pouvons diminuer son amplitude en raccourcissant le plus possible la ligne de connexion, de sorte à ne modifier qu'à minima la longueur électrique de la branche contenant la capacité parallèle C_p .

Par ailleurs, nous pouvons noter que les lignes de connexion du circuit doivent être dans leur ensemble les plus courtes possibles afin de ne perturber qu'à minima la réponse du filtre tout en gagnant en compacité.

4.4. Introduction des éléments liés à la polarisation des transistors

Les éléments de polarisation servent à acheminer au transistor les tensions et courants DC nécessaires à son fonctionnement. Typiquement, pour un transistor à effet de champ monté en source commune, des tensions V_g et V_d sont appliquées respectivement sur la grille et sur le drain. La tension V_g est amenée au travers d'une résistance de forte valeur ($R_{block} = 1k\Omega$) afin d'imposer un courant nul sur la grille tandis que la tension de drain est amenée au travers d'une inductance de valeur élevée ($L_{choc} = 3.2nH$). Des capacités de découplage de forte valeur

sont également disposées ($C_{dec} = 3\text{pF}$) afin d'éviter les remontées de signal RF vers les alimentations ainsi que pour guider les signaux DC vers le transistor. L'ensemble de ces éléments sont représentés sur le schéma suivant :

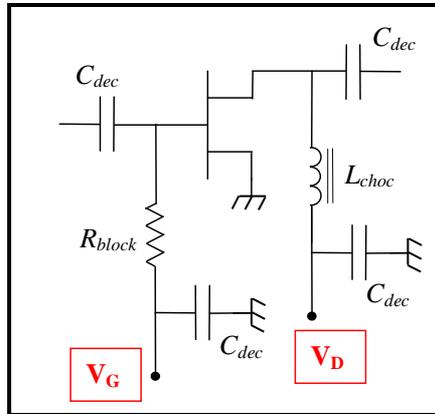


Figure 4-9 : Schéma de polarisation d'un TEC monté en source commune

Le montage de la Figure 4-9 est à présent inséré dans la cellule filtrante en remplacement du transistor réel seul. Leurs effets sur la réponse du filtre sont observés sur la Figure 4-10. La courbe rouge présente la réponse du circuit avec les transistors réels seuls (reprise de la courbe bleue de la Figure 4-8) tandis que la courbe bleue présente la réponse du circuit dans lequel figurent les éléments de polarisation ci-dessus.

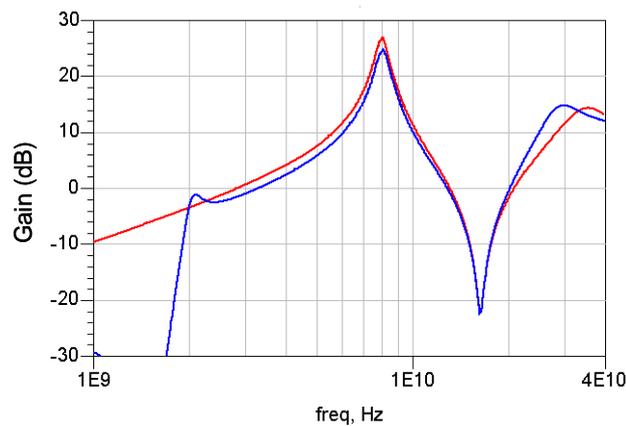


Figure 4-10 : Effet de l'introduction des éléments de polarisation sur la réponse du filtre

Parmi tous les éléments rajoutés dans la structure, nous observons ci-après que ceux ayant la plus forte incidence sur la réponse du filtre sont ceux placés en sortie du 1^{er} transistor (self L_{choc} associée à la capacité parallèle C_{dec} pour l'acheminement de la tension V_D) car étant directement reliés au résonateur de la cellule :

- La mise en L_{choc} aboutit normalement à un décalage de la fréquence de résonance du fait de son association avec la self-inductance intégrée L_p . Cependant, dans notre cas, le rapport de valeur entre ces deux éléments est suffisamment élevé pour considérer comme négligeable ce décalage.
- Nous constatons l'apparition d'un pôle de transmission supplémentaire autour de 2 GHz dû à la résonance de la self L_{choc} (Figure 4-1). Ce pôle étant relativement éloigné de la résonance du filtre, il n'est pas gênant pour notre application.
- Egalement, nous observons l'apparition de deux zéros de transmission supplémentaires : le 1^{er} est très basse fréquence (autour de 1 GHz) et est dû à l'association de la self L_{choc} avec la capacité C_{dec} , le 2nd est très haute fréquence (tous deux invisibles sur la courbe) et est provoqué par l'association du modèle réel de la capacité C_{dec} (Figure 4-3) avec la capacité C_s représentant le couplage entrée / sortie de la self L_{choc} (Figure 4-1).
- Enfin, la mise en place de la capacité série C_{dec} après le 1^{er} transistor crée un pôle de transmission supplémentaire dans la fonction de filtrage, non visible sur la courbe.
- Par ailleurs, nous notons que les autres éléments insérés dans la structure (réseau permettant l'acheminement de la tension V_g) n'ont à l'inverse qu'une influence mineure sur la réponse du filtre.

4.5. Bilan

A présent que l'ensemble des éléments représentatifs de la technologie MMIC ont été définis et insérés dans la cellule filtrante en remplacement des éléments idéaux, nous présentons ci-après un graphe où sont comparées 3 courbes différentes :

- La courbe rouge présente la réponse de la cellule filtrante idéale initiale (reprise de la courbe rouge de la Figure 4-2).
 - La courbe bleue en pointillés correspond à la réponse du circuit dessiné en technologie MMIC dans lequel les éléments réels ont été directement insérés sans correction de leur valeur (reprise de la courbe bleue de la Figure 4-10).
-

- Enfin, la courbe bleue en trait fort présente la réponse de la cellule filtrante dessinée en technologie MMIC dans lequel les éléments réels ont été corrigés selon les critères de compensation définis ci-dessus.

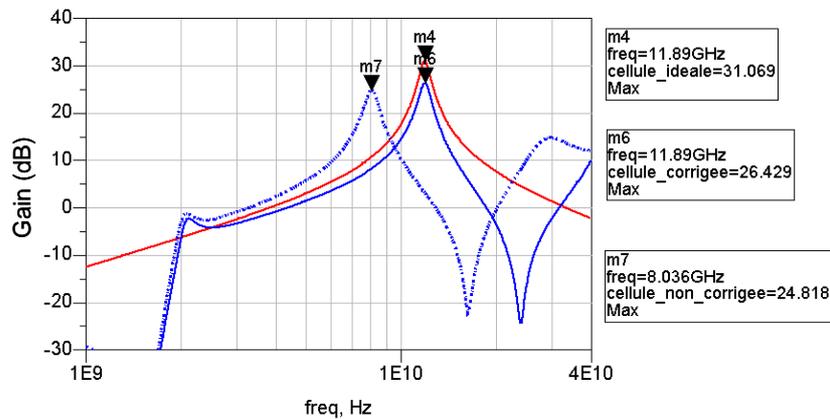


Figure 4-11 : Réponses de la cellule filtrante idéale et de la cellule entièrement dessinée en technologie intégrée

Entre le circuit idéal (courbe rouge) et le circuit sans correction des éléments (courbe bleue en pointillés), nous constatons un décalage important de la fréquence de résonance (de l'ordre de 30%) ainsi qu'une forte chute du gain (de l'ordre de 6 dB). De même, le facteur de qualité de la cellule passe de 13 à 10. Enfin, nous constatons dans la réponse de ce circuit la présence d'un zéro de transmission à une fréquence de 16 GHz.

A l'inverse, en opérant une correction de la valeur des éléments insérés à chaque étape, nous retrouvons la fréquence de résonance initiale, de même que la chute du gain constatée est amoindrie par rapport au circuit sans correction (4.5 dB au lieu de 6). Aussi, la correction des éléments a permis d'obtenir un facteur de qualité de 12, contre 10 pour le circuit sans correction. Enfin, nous avons repoussé la fréquence du zéro de transmission, se situant désormais à 24 GHz au lieu de 16 GHz comme c'était le cas auparavant.

4.6. Tableau de synthèse

Nous concluons cette partie en présentant un tableau de synthèse de la transposition des éléments idéaux vers les éléments réels disponibles en technologie MMIC AsGa. Pour chaque élément électrique réel inséré dans la cellule filtrante, nous analysons son incidence sur la méthode de synthèse ainsi que la manière dont celle-ci peut être corrigée.

Composant de la cellule	Éléments du modèle électrique réel (MMIC)	Effets sur la méthode de synthèse	Compensation
Inductance L_p du résonateur	<ul style="list-style-type: none"> R_s (pertes résistives) C_s (couplage entrée / sortie) 	<ul style="list-style-type: none"> Limite le Q du résonateur Décalage de f_0 	<ul style="list-style-type: none"> \emptyset Correction de la valeur de L_p
Capacité C_p du résonateur	<ul style="list-style-type: none"> R_s (pertes résistives) L_s (inductance équivalente) Limite de domaine de validité 	<ul style="list-style-type: none"> Participe très faiblement à la limitation du Q du résonateur Création d'un zéro de transmission (hautes fréquences) Décalage de f_0 	<ul style="list-style-type: none"> \emptyset Correction de la valeur de C_p
Transistor à effet de champ réel	<ul style="list-style-type: none"> C_{gd} (capacité de rétroaction grille-drain) 	<ul style="list-style-type: none"> Décalage de f_0 	<ul style="list-style-type: none"> Compensation par l'application du théorème de Miller
Ligne de connexion et via-holes	<ul style="list-style-type: none"> R_s (pertes résistives) L_s (inductance équivalente) 	<ul style="list-style-type: none"> Limite le Q du résonateur Décalage de f_0 et du zéro de transmission 	<ul style="list-style-type: none"> \emptyset Correction de la valeur de L_p et raccourcissement des lignes
Self de choc L_{choc} (après le 1 ^{er} TEC)	<ul style="list-style-type: none"> L_{choc} (inductance équivalente) C_s (couplage entrée / sortie) 	<ul style="list-style-type: none"> Décalage de f_0 Création d'un pôle de transmission (basses fréquences) 	<ul style="list-style-type: none"> Correction de la valeur de L_p \emptyset
Capacité de découplage C_{dec} parallèle (après le 1 ^{er} TEC)	<ul style="list-style-type: none"> C_{dec} (capacité équivalente) L_s (inductance équivalente) 	<ul style="list-style-type: none"> Création d'un zéro de transmission (très basses fréquences) Création d'un zéro de transmission (hautes fréquences) 	<ul style="list-style-type: none"> \emptyset \emptyset
Capacité de découplage C_{dec} série (après le 1 ^{er} TEC)	<ul style="list-style-type: none"> L_s (inductance équivalente) 	<ul style="list-style-type: none"> Création d'un pôle de transmission (hautes fréquences) 	<ul style="list-style-type: none"> \emptyset

Tableau 3 : Synthèse de la transposition des éléments idéaux vers les éléments réels

Dans cette partie, nous avons analysé la mise en application de la procédure de synthèse en détaillant pour chaque élément de la bibliothèque MMIC la transposition du modèle idéal vers le modèle réel. Nous avons montré les perturbations engendrées par chaque nouvel élément inséré ainsi que la manière dont celles-ci peuvent être prises en compte en modifiant la procédure de calcul. Ainsi, nous disposons de toutes les informations nécessaires pour prévoir le comportement du filtre réel et adapter au mieux la réponse du circuit électrique final.

5. CONCLUSION

Au cours de ce chapitre, nous avons décrit de manière théorique la méthode de synthèse de filtres actifs passe-bande sur laquelle nos conceptions sont basées. Cette étude a été menée pour le cas général où la cellule filtrante ne regroupe qu'un seul pôle (cellule d'ordre 1) et pour le cas particulier où la cellule filtrante regroupe plusieurs pôles (cellule d'ordre supérieur à 1). Les critères permettant de choisir entre l'une ou l'autre solution ont été exposés, de même que des exemples d'application pour chaque cas ont été présentés.

La deuxième partie est consacrée aux avantages et aux inconvénients de la méthode de synthèse en vue d'une application en technologie MMIC. Nous avons alors émis un certain nombre de remarques sur la méthode qui limitent son champ d'application en termes de facteur de qualité, d'ordre du filtre ou de bande passante et qu'il est nécessaire de prendre en considération.

Enfin, nous avons décrit dans la troisième partie la transposition des éléments de la cellule filtrante théorique vers la cellule filtrante réelle en analysant les perturbations engendrées par l'introduction de chaque élément de la bibliothèque MMIC. Nous avons alors montré la manière dont ces perturbations peuvent être contrôlées en adaptant la méthode de synthèse.

Dans le prochain chapitre, nous décrivons la mise en application de la méthode de synthèse avec la conception puis la caractérisation de plusieurs maquettes de filtres développées en technologie monolithique intégrée (process P-HEMT 0.25 μ m AsGa PH25 de la fonderie UMS).

6. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[69] : 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 de l'Université Paris VI, Déc. 2005.

[70] : “Advanced Design Systems”, Agilent Technologies, <http://www.agilent.com>.

[71] : G. Matthaei, L. Young, E.M.T. Jones : « *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures* », McGraw-Hill éd., 1964.

[72] : G. Bianchi, R. Sorrentino : « *Electronic Filter Simulation & Design* », McGraw-Hill éd., 2007.

[73] : “UMS PH25 process”, United Monolithic Semiconductors foundry, <http://www.ums-gaas.com>.

Chapitre 3

Conception, réalisation et mesure de filtres actifs en technologie intégrée

1. INTRODUCTION

Ce troisième chapitre est consacré à la mise en application de la méthodologie de synthèse de filtres exposée au Chapitre 2. Nos applications visent la conception de filtres actifs passe-bande d'ordre élevé en technologie monolithique (process AsGa PH25 de la fonderie UMS) fonctionnant en bande X (de 8 à 12 GHz). Au cours de ce run de fonderie, nous avons eu la possibilité de faire fabriquer les circuits suivants :

- Le 1^{er} circuit est une application directe de la méthodologie et concerne le dessin d'un filtre actif 3 pôles fixe.
- Le 2^{ème} circuit constitue une extension de la méthode de synthèse et vise à la conception d'un filtre actif 3 pôles accordable en fréquence. L'intérêt de ce circuit porte sur la possibilité d'adapter la méthode de synthèse aux circuits accordables en fréquence.
- Enfin, les deux derniers circuits traitent de la possibilité de réaliser des filtres d'ordre élevé (ordre 5 et ordre 7) par l'utilisation de cellules regroupant un nombre pair de pôles (typiquement des cellules d'ordre 2), tel que nous l'avons introduit précédemment.

Ce chapitre se divise en trois parties : la première fait état d'une présentation du process technologique PH25 de la fonderie UMS ainsi que de quelques topologies de circuits élémentaires dont nous faisons usage dans nos conceptions. La deuxième partie est consacrée à la mise en application et à la présentation des différents circuits énoncés ci-dessus. Enfin, la troisième partie présente les résultats de mesure des différents circuits réalisés.

2. ELEMENTS DE REALISATION

Cette première section est consacrée à la présentation des données technologiques nécessaires à la conception de nos circuits. Dans un premier temps, nous décrivons le process technologique PH25 de la fonderie UMS avec lequel nos circuits sont réalisés [74], puis nous exposons un certain nombre de structures élémentaires qui constituent les "briques de base" de nos circuits.

2.1. Process technologique PH25 de la fonderie UMS

La fonderie UMS (United Monolithic Semiconductors) est spécialisée dans la conception et la fabrication de composants semi-conducteurs sur composés III-V parmi lesquels figure l'Arséniure de Gallium (GaAs). Le process PH25 est basé sur une technologie P-HEMT 0.25 μ m (Pseudomorphic High-Electron Mobility Transistor, où 0.25 μ m représente la largeur de grille du transistor) et est destiné à des applications "faible bruit". Le processus de fabrication des plaques (wafers) se déroule en 15 étapes successives correspondant à 15 masques. Chaque masque est associé à une opération particulière à effectuer : réalisation de la couche active, dépôt des contacts ohmiques, des couches de métallisation, etc.

Les différents composants du circuit (actifs et passifs) sont ainsi obtenus à partir d'un assemblage d'un ou plusieurs masques. Par exemple, une capacité MIM est réalisée par assemblage d'une 1^{ère} couche de métallisation (couche N1), d'un diélectrique (couche DPC) puis d'une 2^{ème} couche de métallisation (couche EL), comme illustré sur la figure suivante :

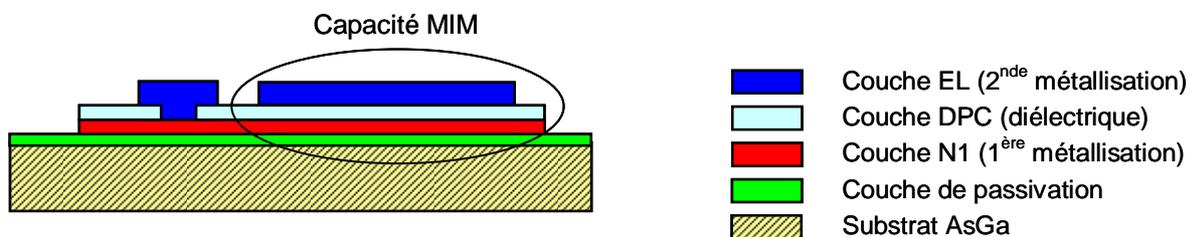


Figure 2-1 : Vue en coupe d'une capacité MIM série sur substrat PH25

Le Design Kit fourni par le fondeur inclut une bibliothèque de composants utilisables dans un environnement de simulation à l'intérieur duquel chaque élément est représenté selon deux modèles :

- Un 1^{er} modèle dit "électrique" : il prend en compte tous les parasites du composant et est utilisé lors des simulations de type "circuit".
- Un 2nd modèle qui constitue une représentation physique du composant et qui est utilisé lors de la phase de dessin des masques du circuit (aussi appelé "layout").

Dans le tableau suivant sont regroupées les principales caractéristiques des composants actifs et passifs disponibles en technologie PH25 [74].

Eléments		Caractéristiques physiques	Caractéristiques électriques
Eléments passifs	Capacité MIM	- Réalisée entre couches EL et N1 - Diélectrique utilisé : Si ₃ N ₄	- De 0.2 à 10 pF - Densité de capacité : 300 pF/mm ² - Modèle échelonnable à partir des dimensions du composant
	Inductance spirale	- W _{ligne} de 5 à 20 μm ; Gap entre lignes : 5 μm - Enroulement réalisé sur couche EL - Sortie sur couche N1	- De 0.12 à 7.9 nH (W _{ligne} = 5 μm) - Modèle échelonnable à partir des dimensions du composant
	Résistances	- Résistance métallique à base de TaN - Réalisée sur couche RM	- R _{carrée} = 30 Ω/□ - I _{DC} = 0.4 mA/ μm - Modèle échelonnable
		- Résistance métallique à base de TiWSi - Réalisée sur couche RHRW	- R _{carrée} = 1000 Ω/□ - I _{DC} = 0.1 mA/ μm - Modèle échelonnable
		- Résistance à base de couche active AsGa - Réalisée sur couche ZAL	- R _{carrée} = 120 Ω/□ - I _{DC} = 0.8 mA/ μm - Modèle échelonnable
	Ligne microruban	- Réalisée sur couche EL - W _{ligne} de 10 à 100 μm	- Z _c de 40 à 95 Ω - R _{carrée} = 11 mΩ/□ - I _{DC} = 7.5 mA/ μm
	Trou métallisé (Via-hole)	- Taille : 80*80 μm	- I _{max} = 350 mA
Plot de connexion	- Taille : 100*100 μm	- I _{max} = 500 mA	
Eléments actifs	Diode	- W _{grille} = 0.25 μm - Nombre de doigts de grille : 2, 4, 10 - L _{grille} : de 5 à 20 μm	- Modèle non-linéaire - Tension de polarisation V _{AK} de -1.5 à +1 Volt
	Transistor	- Type P-HEMT - W _{grille} = 0.25 μm - Nombre de doigts de grille : de 1 à 8 - L _{grille} : de 20 à 75 μm	- Utilisable jusqu'à 60 GHz - Modèle linéaire (petit signal) établi à partir de V _{ds} = 2 ou 3 Volts - Modèle non-linéaire : V _{ds} de 0 à 4 Volts, V _{gs} de -0.6 à 0.2 Volt - Modèle de transistor froid (V _{ds} =0) - Modèle de bruit

Tableau 4 : Caractéristiques des composants de la bibliothèque PH25

2.2. Éléments de conception de circuits

Au Chapitre 2, nous avons vu que le passage de la méthode théorique à la synthèse pratique de filtres en technologie intégrée nécessite la prise en compte de paramètres spécifiques aux composants hyperfréquences tels que la non-unilatéralité des transistors, la limitation fréquentielle des éléments passifs, etc. Dans ce paragraphe, un certain nombre de structures élémentaires sont présentées qui, d'une part, nous servent de "briques de base" pour la conception de nos circuits et, d'autre part, nous permettent de répondre à certaines contraintes évoquées ci-dessus.

2.2.1. Montage cascode

2.2.1.1. Principe

Comme décrit au Chapitre 2 (paragraphe 4.2), le remplacement du transistor à effet de champ source commune idéal par un transistor réel incluant une capacité de rétroaction grille-drain C_{gd} impose une non-unilatéralité du composant, créant ainsi un couplage entre les cellules. Ce couplage s'avère pénalisant pour nos applications car allant à l'encontre du principe de non-interaction entre cellules. Pour corriger ce problème, une solution consiste à remplacer l'étage actif isolant constitué du TEC source commune seul par un montage cascode.

Le montage cascode est un assemblage de deux TECs dans lequel le 1^{er} transistor est monté en source commune et le 2nd en grille commune. Ainsi disposés, les deux transistors partagent le même courant I_d , comme illustré sur la Figure 2-2.

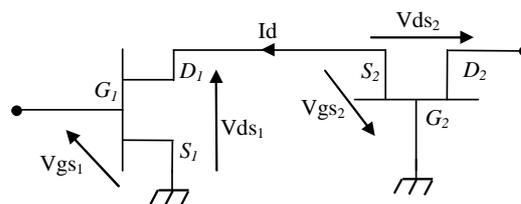


Figure 2-2 : Schéma d'un montage cascode

En régime linéaire et en supposant un fonctionnement optimal, le montage cascode peut être vu comme un transistor unique pour lequel nous avons la relation : $V_{ds} = (V_{ds1} + V_{ds2})$, ce qui permet de multiplier par 2 l'excursion en tension pour une excursion de courant identique. Ainsi, le montage cascode est théoriquement capable de délivrer une puissance de sortie double par rapport à celle du transistor source commune seul [75].

Egalement, outre la puissance de sortie améliorée, les avantages du montage cascade par rapport au transistor seul sont :

- Un gain petit signal plus élevé ;
- Une meilleure isolation entre sortie et entrée, ce qui constitue l'atout majeur pour notre application ;
- Une impédance de sortie plus grande, nous permettant ainsi d'améliorer le facteur de qualité des cellules filtrantes.

Ces principes sont illustrés par le tracé des caractéristiques linéaires du montage cascade comparées à celles du transistor source commune seul sur une bande allant de 100 MHz à 50 GHz (Figure 2-3). Le modèle utilisé dans ces simulations est un modèle complet de transistor en technologie PH25 de taille $2 \times 60 \mu\text{m}$:

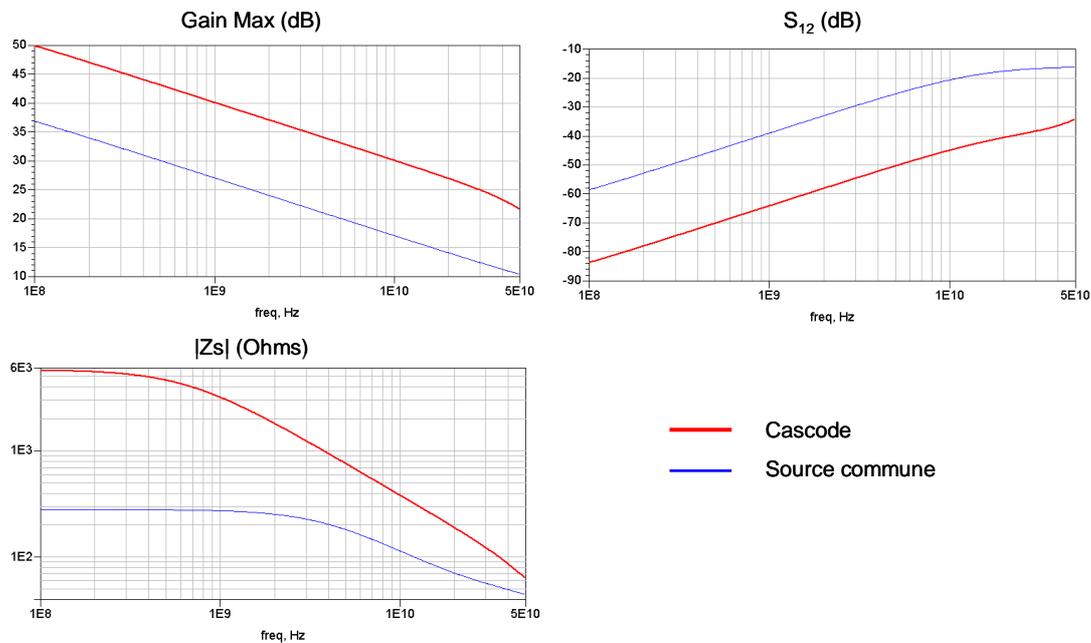


Figure 2-3 : Comparaison des performances du montage cascade et du transistor source commune seul

Par conséquent, dans nos conceptions à venir, le transistor source commune seul constituant l'étage actif isolant sera systématiquement remplacé par un montage cascade.

Dans la pratique, le montage cascade nécessite 3 tensions de polarisation notées V_{g1} , V_{g2} et V_d et disposées selon le schéma de la Figure 2-4 :

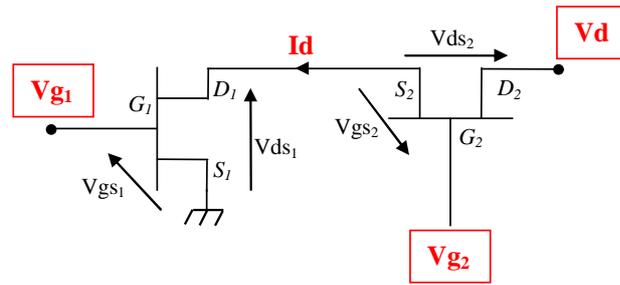


Figure 2-4 : Schéma de polarisation d'un montage cascade

Le rôle de chaque tension est défini ci-après :

- La tension V_{g1} est appliquée sur la grille du transistor en source commune $G1$, elle fixe le courant total I_d circulant dans la cellule cascade ;
- La tension V_d est appliquée sur le drain du transistor en grille commune $D2$, elle fixe la somme totale des tensions ($V_{ds1} + V_{ds2}$) ;
- Enfin, la tension V_{g2} est appliquée sur la grille du transistor en grille commune $G2$ et n'agit que sur la répartition de tension V_{ds1} / V_{ds2} entre les deux transistors.
- Notons enfin que dans la pratique, la polarisation du montage cascade se fait dans cet ordre : V_{g1} , puis V_d , puis V_{g2} .

Pour obtenir un point de repos identique pour les deux transistors, il faut que ceux-ci voient une même tension grille-source, soit $V_{gs1} = V_{gs2}$, et une même tension drain-source, soit $V_{ds1} = V_{ds2}$, ce qui impose la relation :

$$V_{g2} = \frac{V_d}{2} + V_{g1}$$

2.2.1.2. Utilisation dans la méthode de synthèse

Pour rendre la méthode de synthèse applicable aux montages cascades, il est nécessaire de modifier les équations définissant le calcul des éléments passifs de la cellule. Dans ce contexte, nous considérons une cellule filtrante constituée d'un étage grille commune en entrée, suivi d'un résonateur $G_p L_p C_p$ parallèle et d'un étage source commune en sortie comme illustré sur la figure suivante :

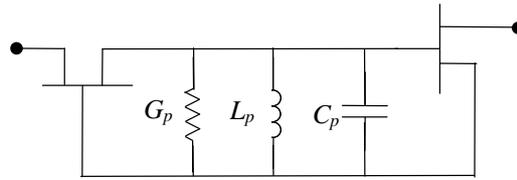


Figure 2-5 : Cellule filtrante d'ordre 1 avec étage grille commune en entrée

De nouveau, le transistor source commune est considéré comme unilatéral. En revanche, nous ne pouvons faire de même pour l'étage grille commune, un modèle complet de transistor est par conséquent considéré. La cellule filtrante s'étend donc du modèle complet du transistor grille commune d'entrée jusqu'au circuit de grille du transistor source commune de sortie. La topologie petit signal considérée est la suivante :

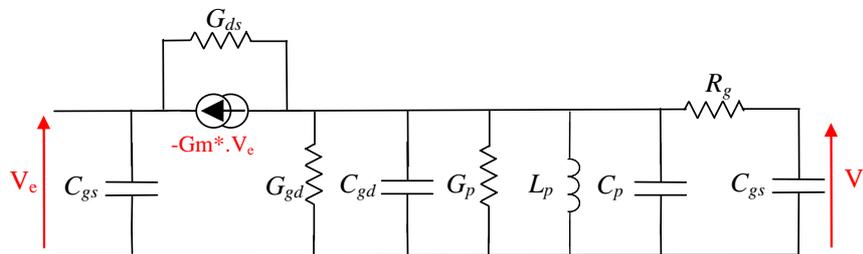


Figure 2-6 : Topologie petit signal de la cellule à étage grille commune en entrée

L'analyse de la cellule donne la fonction d'atténuation $A(\omega)=V_e/V_s$ suivante :

$$A(\omega) = \frac{V_e}{V_s} = \frac{1}{Gm + G_{ds}} \cdot \left[G + \frac{R_g \cdot C_{gs}}{L_p} - R_g \cdot C \cdot C_{gs} \cdot \omega^2 + j \cdot \frac{L_p \cdot \omega^2 \cdot (C + C_{gs} \cdot (1 + R_g \cdot G)) - 1}{L_p \cdot \omega} \right]$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} G = G_{ds} + G_p + G_{gd} \\ C = C_{gd} + C_p \end{cases}$$

La cellule filtrante n'est équivalente à un filtre passe-bande du 1^{er} ordre qu'à la condition que l'influence du réseau passe-bas $R_g C_{gs}$ soit considérée négligeable à la fréquence de résonance ω_0 . Ainsi, en appliquant l'approximation : $R_g \cdot C \cdot C_{gs} \cdot \omega^2 \approx R_g \cdot C \cdot C_{gs} \cdot \omega_0^2$, nous déduisons de $A(\omega)$ les expressions de la fréquence de résonance ω_0 et du facteur de qualité Q :

$$\begin{cases} \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_p (C + C_{gs} (1 + R_g \cdot G))}} \\ Q = \frac{1}{G + R_g \cdot C_{gs}^2 (1 + R_g \cdot G) \omega_0^2} \sqrt{\frac{C + C_{gs} (1 + R_g \cdot G)}{L_p}} \end{cases}$$

Les 3 éléments G_p , L_p et C_p constituant la cellule filtrante se déduisent des expressions ci-dessus par les relations :

$$\begin{cases} G_p = \text{fixée} \\ C_p = C_{gs} \cdot (Q \cdot R_g \cdot C_{gs} \cdot \omega_0 - 1) (1 + R_g \cdot (G_{ds} + G_p + G_{gd})) + \frac{Q \cdot (G_{ds} + G_p + G_{gd})}{\omega_0} - C_{gd} \\ L_p = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot [C_p + C_{gd} + C_{gs} (1 + R_g \cdot (G_{ds} + G_p + G_{gd}))]} \end{cases}$$

Ainsi, à partir des valeurs des paramètres ω_0 et Q à satisfaire, des données définissant le modèle petit signal des transistors choisis et après avoir fixé une valeur de conductance G_p , nous pouvons calculer directement les constituants de la cellule filtrante à montage cascode.

2.2.2. Transistor en auto-polarisation

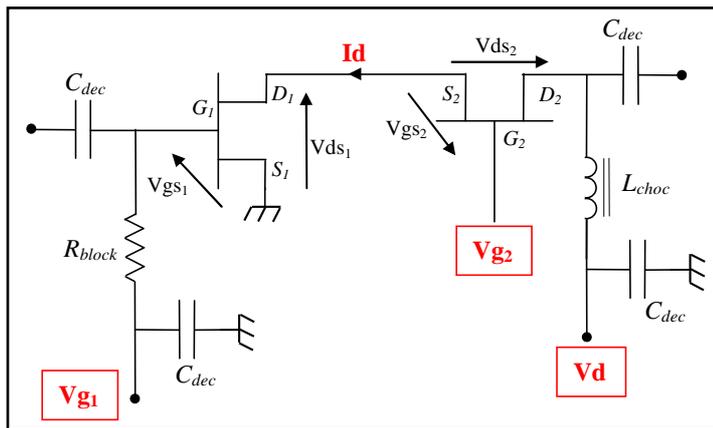
2.2.2.1. Principe

L'inconvénient du montage cascode provient cependant du nombre élevé de polarisations requises. En effet, si nous prenons l'exemple d'un filtre actif 3 pôles à 4 étages amplificateurs cascades où nous séparons complètement les alimentations de chaque étage (afin de régler chaque gain séparément), nous avons un total de 12 tensions de polarisation, ce qui nécessite une architecture complexe.

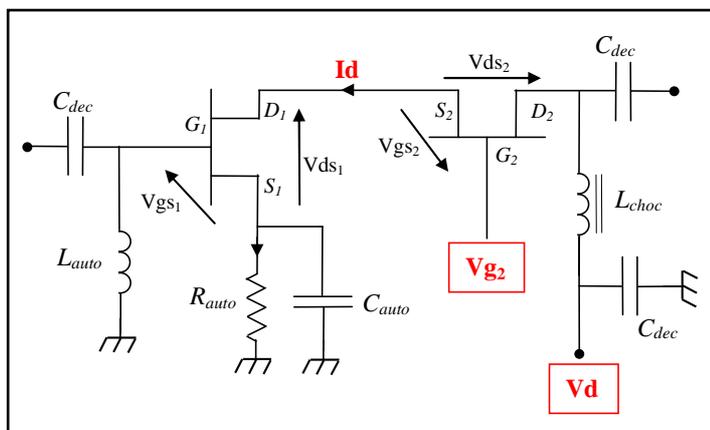
Pour réduire ce nombre, une solution consiste à placer le transistor source commune en régime d'auto-polarisation. Cette technique revient à fixer la grille du transistor à 0V par l'intermédiaire d'une inductance reliée à la masse, tandis qu'une tension positive est amenée sur la source du transistor par l'intermédiaire d'une résistance placée entre la source et la masse. De fait, cette résistance est traversée par le courant de drain I_d tandis que le transistor voit une tension nulle sur sa grille et positive sur sa source, la tension V_{gs} est donc bien négative.

Sur la figure suivante sont représentés :

- le schéma de polarisation classique d'un cascode nécessitant 3 tensions d'alimentation,
- le schéma de polarisation d'un montage cascode auto-polarisé ne nécessitant plus que 2 tensions d'alimentation.



(a)



(b)

Figure 2-7 : Schémas de polarisation d'un cascode classique et d'un cascode auto-polarisé

Cette technique est couramment employée dans les circuits électroniques basses fréquences pour compenser la dispersion des caractéristiques des transistors à effet de champ. En effet, à l'inverse de la méthode de polarisation classique, où les tensions V_g et V_d sont fixes et où le point de polarisation peut fluctuer du fait par exemple d'une transconductance g_m plus importante, la méthode décrite permet de stabiliser le point de polarisation quelque soit le transistor utilisé.

Si l'on suppose un transistor à effet de champ qui, sous l'effet d'un paramètre externe, voit sa transconductance g_m augmenter brusquement, celui-ci va vouloir absorber un courant I_d plus élevé. Or, du fait de la résistance d'auto-polarisation, cette augmentation de courant va induire une tension plus importante sur la source du transistor, venant ainsi augmenter en négatif la tension V_{gs} . L'augmentation du courant I_d est donc atténuée par la chute de la tension V_{gs} , ce qui stabilise le point de polarisation [76].

A l'inverse, l'inconvénient de ce montage vient du fait qu'il est impossible de jouer sur la tension V_{gs} pour augmenter le courant de drain et ainsi obtenir une conductance g_m plus forte, ce qui permettrait par exemple d'avoir un meilleur gain.

Par ailleurs, nous montrons ci-après que l'inductance reliée à la masse insérée en tête du transistor source commune génère un filtrage passe-haut en amont du cascode, ce qui améliore la stabilité du circuit aux basses fréquences et constitue un avantage par rapport au cascode classique. La Figure 2-8 compare ainsi le tracé des gains d'un montage cascode polarisé par la méthode classique (Figure 2-7-a) et par auto-polarisation (Figure 2-7-b). Les transistors et les éléments passifs utilisés sont issus de la bibliothèque PH25.

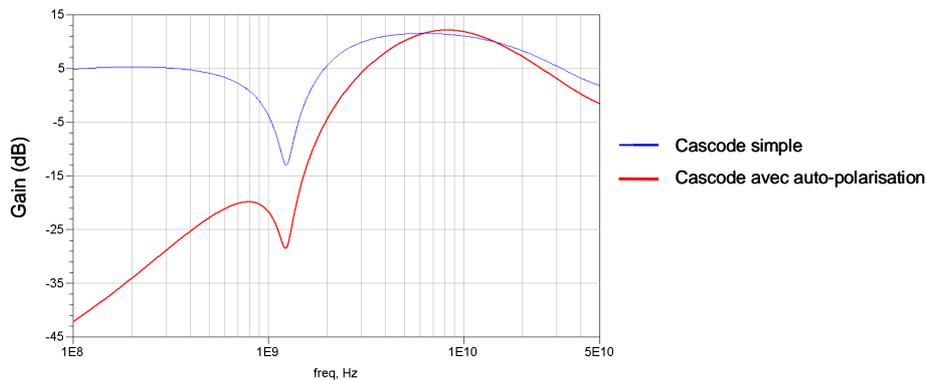


Figure 2-8 : Tracé de gain d'un cascode classique et d'un cascode auto-polarisé

Enfin, nous observons que le gain RF du circuit n'est pas modifié par le régime d'auto-polarisation du fait que la capacité C_{auto} insérée en parallèle par rapport à la résistance d'auto-polarisation court-circuite celle-ci aux fréquences micro-ondes (Figure 2-7-b).

La mise en application de cette technique requiert simplement le choix d'une résistance d'auto-polarisation R_{auto} qui, pour un point de polarisation [V_{gs} , V_{ds} , I_d] donné, satisfasse la relation : $R_{auto} * I_d = V_s$, où V_s représente la tension positive à obtenir sur la source du transistor telle que : $V_s = -V_{gs}$.

Ainsi et d'après le schéma -b- de la Figure 2-7, les tensions V_d et V_{g_2} à appliquer (dans cet ordre) au montage cascode auto-polarisé sont définies par les relations :

- $V_d = V_s + V_{ds_1} + V_{ds_2}$
- $V_{g_2} = V_{ds}$ pour obtenir un fonctionnement identique des deux transistors.

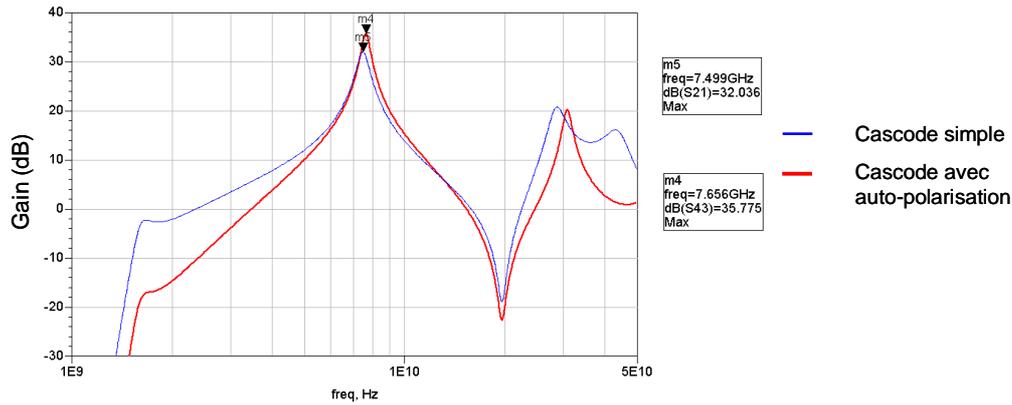


Figure 2-10 : Effets du remplacement du cascode simple par le cascode auto-polarisé sur la cellule de filtrage

2.2.3. Polarisation au travers de la self-inductance du résonateur

Cependant, malgré les bonnes performances présentées par le circuit de la Figure 2-9-b, une topologie différente est retenue, dans laquelle les réseaux de polarisation et de filtrage sont associés en un seul montage (Figure 2-11). Cette topologie est initialement choisie pour des raisons de compacité et ce même avant l'introduction du cascode auto-polarisé. Comme nous pouvons l'observer, la self L_p du résonateur se situe dans la même branche que la self de choc, la séparation entre ces deux éléments étant réalisée par une capacité de découplage de type "3 ports" qui participe de ce fait au fonctionnement du résonateur (Figure 2-12). Par ailleurs, cet assemblage implique le passage successif du courant de drain I_d à travers la self de choc, puis à travers l'armature supérieure de la capacité 3 ports et enfin à travers la self L_p du résonateur.

L'inconvénient de ce montage provient de la nécessité d'implanter un élément selfique supplémentaire en sortie du résonateur (L_{auto}) afin de fixer à 0V la tension de grille du transistor, du fait de la topologie cascode auto-polarisée. Cet élément est choisi de forte valeur de sorte à ne pas interférer avec la self L_p du résonateur.

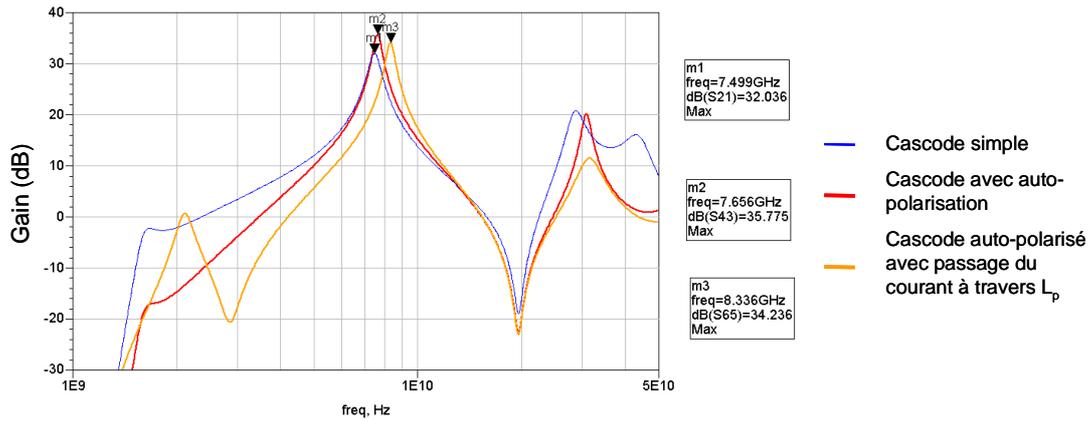


Figure 2-13 : Effet de la topologie avec passage du courant de drain au travers de la self du résonateur sur la cellule de filtrage

A présent que le process technologique et les différentes structures élémentaires sont définis, nous pouvons passer à la partie suivante consacrée à la présentation des circuits conçus et réalisés.

3. CIRCUITS CONÇUS ET REALISES

Comme indiqué dans l'introduction, le run de fonderie UMS sur process AsGa PH25 a permis la réalisation d'un nombre important de circuits justifié par la nécessité de répondre à deux grands objectifs :

- D'une part la transposition de la méthode de synthèse, prévue à l'origine pour des filtres à fréquence fixe, aux circuits accordables en fréquence. Ce principe est illustré par deux conceptions : un filtre actif passe-bande 3 pôles à fréquence fixe et un filtre actif passe-bande 3 pôles accordable.
- D'autre part la possibilité de réaliser des filtres d'ordre élevé par l'utilisation d'un étage passif atténuateur en remplacement d'un étage actif isolateur, illustrée par la conception de deux circuits : un filtre actif passe-bande 5 pôles et un filtre actif passe-bande 7 pôles.

L'ensemble de la conception (simulations électriques et dessin des masques) s'est faite avec le logiciel ADS de la société Agilent [77].

3.1. Filtre actif passe-bande fixe

3.1.1. Principe

Ce filtre à fréquence fixe représente un préambule au filtre accordable en fréquence, il a été conçu en vue de fournir une référence pour le circuit agile. Par rapport aux conceptions effectuées par L. Darcel [78], il constitue un portage de la technologie PPH25 vers PH25. Nous pouvons également noter que ce circuit résulte d'une application directe de la méthode de synthèse décrite au Chapitre 2.

La fonction de filtrage recherchée pour ce dispositif est une fonction passe-bande d'ordre 3 centrée autour de 12 GHz. Les caractéristiques complètes du filtre sont résumées dans le tableau suivant :

Type de filtre	Passe-bande
Ordre du filtre	$n = 3$
Fonction mathématique	Chebyshev
Fréquence centrale	$f_0 = 12$ GHz
Largeur de bande passante	$\Delta f/f_0 = 0.14$
Taux d'ondulation	0.6 dB

Tableau 5 : Caractéristiques de la fonction de filtrage recherchée

Egalement, outre la fonction de filtrage recherchée, les spécifications sont :

- Un gain à la fréquence centrale « raisonnable » (entre 10 et 30 dB) ;
- Un facteur de bruit d'au maximum 5 dB ;
- Une bonne adaptation en puissance à 50 Ohms autour de la fréquence centrale en entrée et sortie du dispositif (S_{11} et $S_{22} < -10$ dB).

Afin de garantir les meilleurs résultats, nous appliquons la méthode de synthèse pour laquelle nous avons « 1 cellule = 1 pôle » (Cf. paragraphe 2.2 du Chapitre 2). La procédure de calcul établie à partir des données définissant la fonction passe-bande d'ordre 3 nous fournit la valeur des 3 pôles à obtenir (1 pôle réel et 1 paire de pôles complexes conjugués) ainsi que les caractéristiques des cellules filtrantes à réaliser (fréquence centrale et facteur de qualité). Ces données sont regroupées dans le tableau suivant. Le diagramme de constellation des pôles ainsi que le tracé des réponses fréquentielles associées et de la réponse globale du filtre sont présentés ci-après. Nous précisons que ces courbes ont été obtenues à partir des éléments actifs et passifs parfaits définissant le caractère idéal de la méthode de synthèse. Par conséquent, les niveaux de gain affichés ne sont pas représentatifs du process technologique employé.

Pôles	p_0	p_{1+}	p_{1-}
Valeur	-0.591	$-0.295 + j1.006$	$-0.295 - j1.006$
f_0 (GHz)	12	12.886	11.175
Q	12	24	24

Tableau 6 : Caractéristiques des cellules composant le filtre idéal d'ordre 3

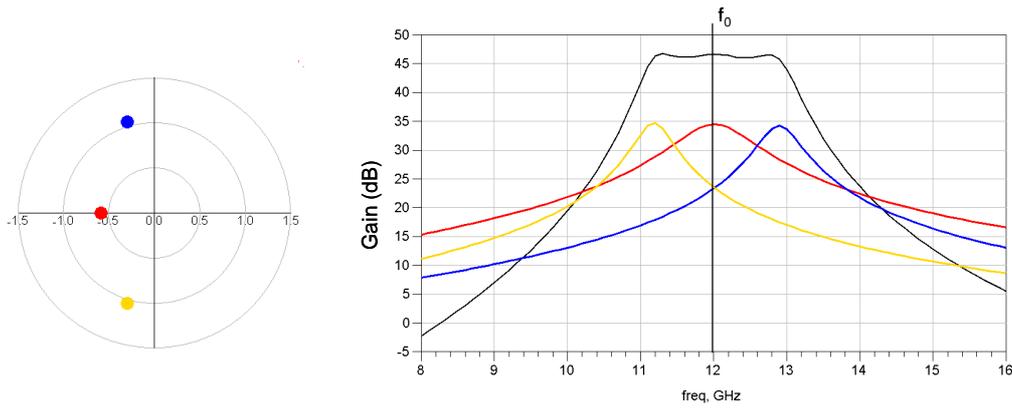


Figure 3-1 : Diagramme des pôles et tracé des réponses fréquentielles idéales du filtre d'ordre 3

3.1.2. Implémentation

L'implémentation du filtre actif donne ainsi lieu à un dispositif constitué de 4 étages amplificateurs et 3 cellules résonnantes du 1^{er} ordre. En ajoutant des éléments d'adaptation en puissance en entrée et sortie du circuit, nous obtenons le synoptique suivant :

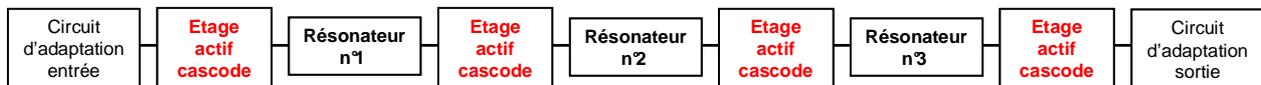


Figure 3-2 : Synoptique du filtre actif 3 pôles fixe

Sur ce schéma, les cellules résonnantes sont appelées « Résonateurs » du fait qu'elles reproduisent une fonction de filtrage d'ordre 1.

3.1.2.1. Etage actif cascode

3.1.2.1.1. Topologie

L'étage actif reprend la topologie de cascode auto-polarisé vue au paragraphe 2.2.2 pour laquelle deux tensions d'alimentation sont nécessaires. Ainsi, en considérant l'ensemble des polarisations du circuit dans lequel nous séparons complètement les alimentations de chaque étage afin de pouvoir régler indépendamment le gain de chaque cellule, nous avons un total de huit tensions de polarisation. Egalement, nous rajoutons en amont de la résistance d'auto-polarisation une inductance de dégénérescence dont le rôle est de rapprocher les impédances d'adaptation en bruit et d'adaptation en puissance. Cet élément a une valeur de 0.18 nH. La topologie finale de l'étage actif cascode est présentée sur la Figure 3-3.

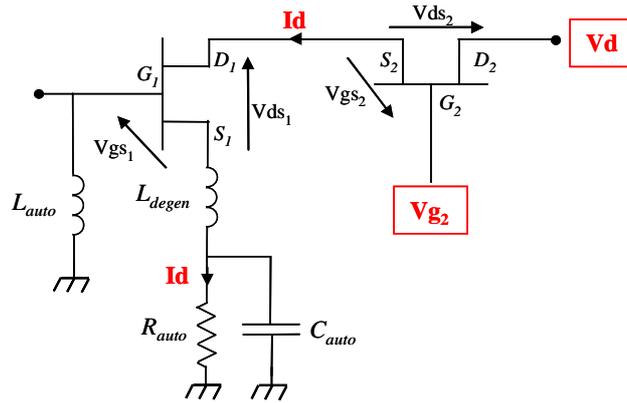


Figure 3-3 : Topologie de l'étage actif cascode

Les transistors employés sont des transistors à effet de champ P-HEMT de taille $2 \times 40 \mu\text{m}$. Les caractéristiques statiques I-V sont présentées sur la Figure 3-4. Nous voyons que l'excursion en tension s'étend de $V_{ds}=0$ à $V_{ds}=6\text{V}$, et de $V_{gs}=-1\text{V}$ à $V_{gs}=0$. Pour chaque transistor, la polarisation choisie se situe en classe A, pour laquelle nous avons une tension V_{ds} de 3V , une tension V_{gs} de -0.3V et un courant I_d de 16.5mA .

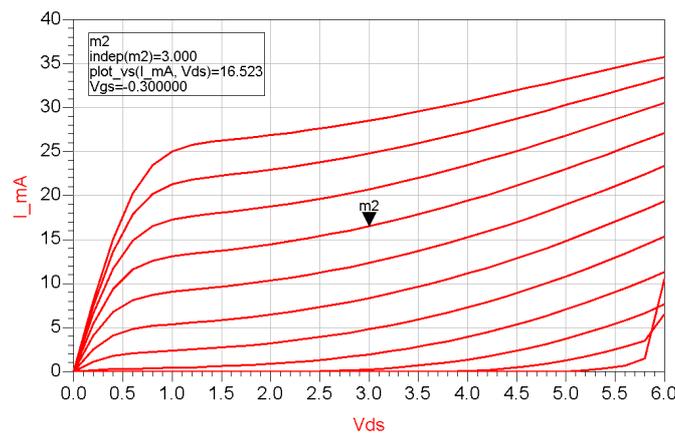


Figure 3-4 : Réseau de polarisation DC d'un TEC PH25

Ainsi, nous devons faire en sorte d'appliquer une tension de 0.3V sur la source du transistor à partir d'un courant de 16.5mA , ce qui représente une impédance de 18 Ohms . L'ensemble des pertes comprenant les lignes de connexion et de la self de dégénérescence étant évaluées à 3 Ohms , nous implantons une résistance R_{auto} d'une valeur de 15 Ohms . Enfin, pour obtenir un point de fonctionnement identique des transistors avec les niveaux de polarisation choisis, les tensions V_d et V_{g_2} doivent être respectivement de 6.3V et 3V , le point « flottant » entre les deux transistors étant par conséquent polarisé à 3.3V .

3.1.2.1.2. Performances RF

Ci-dessous, nous illustrons l'effet de la self de dégénérescence par le tracé sur abaque de Smith des lieux des impédances de générateur (présenté à l'entrée de la cellule amplificatrice) pour une adaptation en puissance et en bruit sans (Figure 3-5-a) et avec (Figure 3-5-b) la self de dégénérescence, entre 8 et 16 GHz. Les résultats obtenus montrent clairement l'intérêt de cette self. Les points colorés représentent les lieux d'adaptation à la fréquence centrale du filtre ($f_0=12$ GHz).

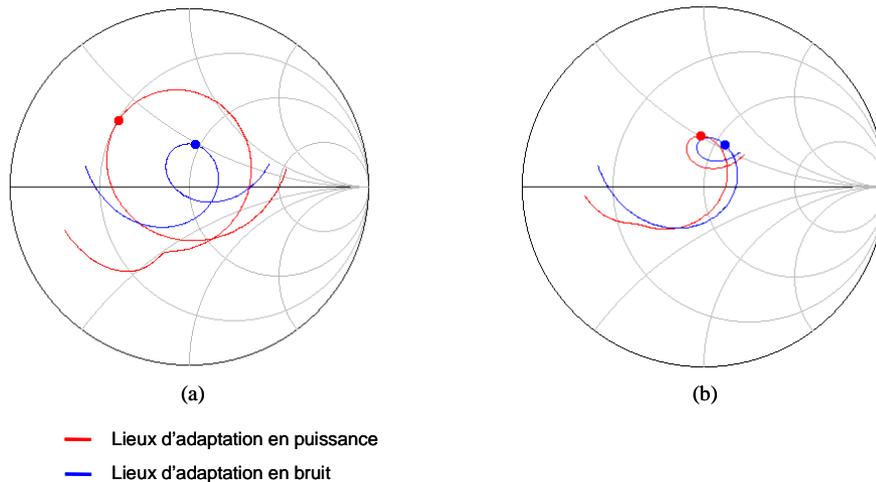


Figure 3-5 : Lieux d'adaptation en entrée de la cellule amplificatrice sans (a) et avec (b) la self de dégénérescence

Egalement, nous traçons ci-après les courbes de gain de la cellule amplificatrice sans et avec la self de dégénérescence entre 8 et 16 GHz. Nous voyons que l'élément inséré en rétroaction fait chuter le gain de 2 à 4 dB selon la fréquence. Enfin, nous pouvons souligner que l'introduction de cette self renforce la stabilité de la cellule.

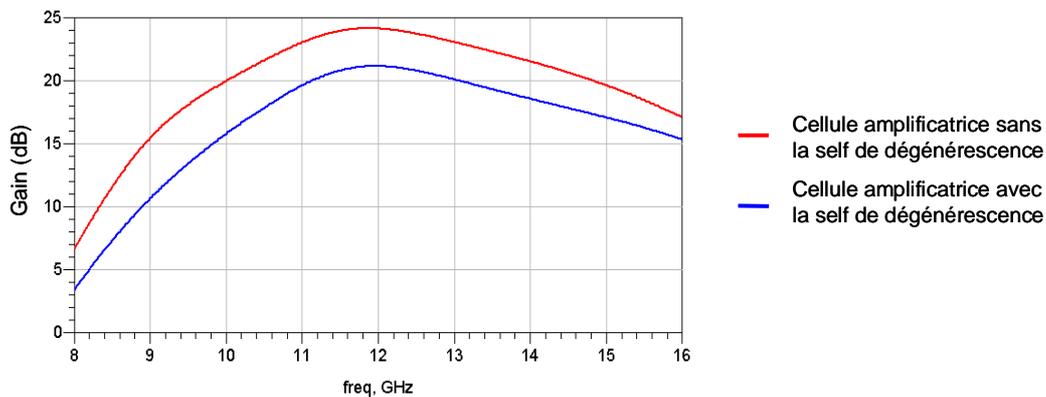


Figure 3-6 : Gain de la cellule amplificatrice sans et avec la self de dégénérescence

3.1.2.2. Réseaux d'adaptation entrée-sortie

Nous voyons sur la Figure 3-2 que les réseaux d'adaptation en puissance se situent de part et d'autre d'une cellule amplificatrice : en amont pour le circuit d'adaptation d'entrée et en aval pour celui de sortie. Par conséquent, pour conserver le bon fonctionnement du dispositif, il est nécessaire que ceux-ci intègrent le schéma particulier de polarisation des cascades. L'objectif de ces réseaux est l'adaptation en puissance simultanée sur 50 Ohms de l'entrée et de la sortie du circuit autour de la fréquence centrale du filtre. La procédure de synthèse de ces réseaux est la suivante :

- Dans un 1^{er} temps, nous synthétisons le quadripôle d'adaptation en entrée. En effet, du fait de la bonne isolation du montage cascode, l'adaptation en entrée ne dépend que faiblement de l'impédance de sortie du circuit. Nous avons donc simplement placé en sortie du réseau d'adaptation une cellule amplificatrice refermée sur 50 Ohms, comme le montre la Figure 3-7, le but étant de faire en sorte que l'impédance d'entrée Z_e se rapproche le plus possible de l'impédance de référence (50 Ohms) autour de la fréquence centrale du filtre.

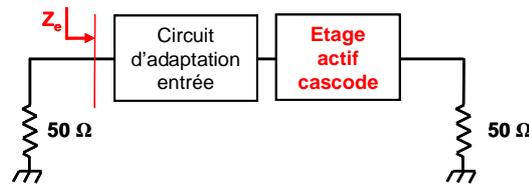


Figure 3-7 : Synthèse du réseau d'adaptation d'entrée

- Une fois le quadripôle d'entrée obtenu, nous synthétisons le quadripôle de sortie en utilisant un circuit constitué du réseau d'adaptation d'entrée, suivi d'une cellule active filtrante complète et terminée par le réseau d'adaptation en sortie, l'objectif étant de faire en sorte que l'impédance de sortie Z_s se rapproche le plus possible de l'impédance de référence (50 Ohms) autour de la fréquence centrale du filtre.

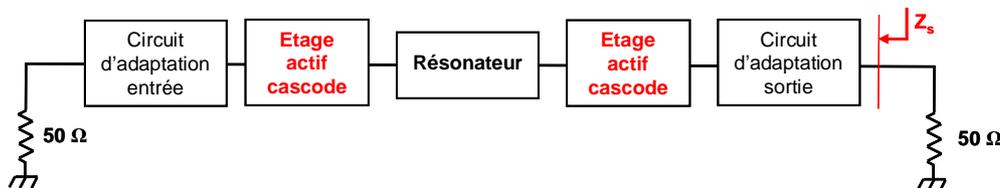


Figure 3-8 : Synthèse du réseau d'adaptation de sortie

Les topologies retenues pour les quadripôles d'adaptation d'entrée (a) et de sortie (b) sont présentées sur la Figure 3-9. Comme indiqué ci-dessus, le réseau d'adaptation en entrée

intègre une inductance reliée à la masse pour fixer à 0V la tension continue de la grille du transistor source commune du premier étage amplificateur tandis que le réseau d'adaptation en sortie intègre le schéma de polarisation du dernier étage cascode.

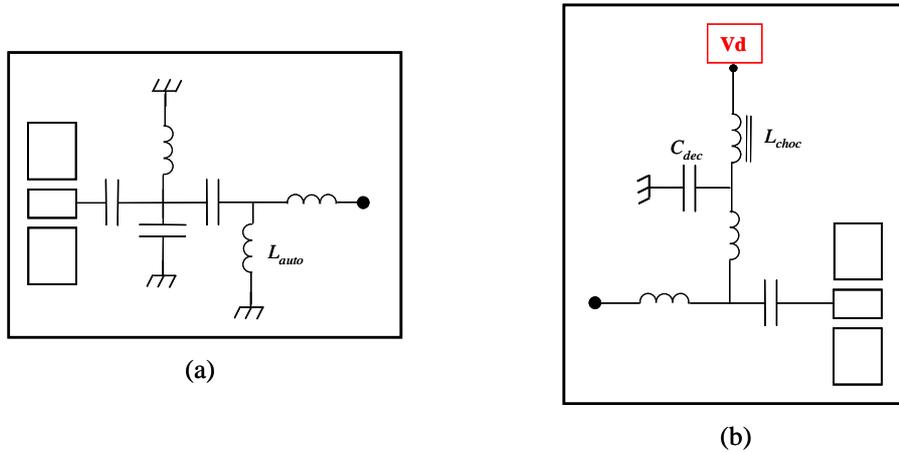


Figure 3-9 : Réseaux d'adaptation d'entrée (a) et de sortie (b) choisis

3.1.2.3. Cellules résonnantes

Les 3 cellules résonnantes reprennent la topologie vue au paragraphe 2.2.3 pour laquelle le passage du courant de drain I_d se fait au travers de la self L_p du résonateur. Nous rappelons que l'objectif de ces cellules est l'obtention des caractéristiques des résonateurs établies au Tableau 6.

La procédure suivie pour la mise au point du circuit se décline en deux étapes :

1. En premier lieu, nous isolons chaque cellule filtrante et optimisons les valeurs des éléments constituant la cellule résonnante de sorte à faire coïncider la réponse de chacune avec la fonction de filtrage d'ordre 1 qui lui est attribuée. Cette démarche est légitime car elle s'appuie sur les propriétés d'isolation des filtres à cellules passives couplées activement vues au Chapitre 2. Nous utilisons pour cela une cellule filtrante complète constituée de deux cellules amplificatrices entre lesquelles est insérée la cellule résonnante considérée. Egalement, nous rajoutons en entrée et sortie du circuit les réseaux d'adaptation synthétisés précédemment. La prise en compte de ces réseaux dans la mise au point de chaque cellule filtrante est en effet nécessaire car ceux-ci interviennent dans la réponse du circuit, tout comme ils interviennent dans la réponse du filtre complet. L'ensemble est illustré sur la Figure 3-10. Les valeurs de composants G_p , L_p et C_p issues

de la synthèse de chaque cellule filtrante sont alors réutilisées comme point de départ de la simulation, la conductance G_p figurant les pertes intrinsèques des éléments passifs L et C de la technologie UMS.



Figure 3-10 : Circuit utilisé pour la mise au point de chaque cellule filtrante

- Une fois ces cellules filtrantes déterminées, celles-ci sont assemblées en un seul circuit afin de figurer le filtre complet illustré sur la Figure 3-2. Les approximations faites dans notre démarche de synthèse, notamment l'hypothèse d'unilatéralité du montage, n'étant pas rigoureusement satisfaites, les simulations montrent que la réponse du filtre global ne correspond pas exactement à la fonction-objectif. C'est pourquoi nous devons une nouvelle fois optimiser les valeurs des éléments constituant la cellule résonnante de sorte que la réponse du filtre complet corresponde au mieux à la fonction de filtrage d'ordre 3 recherchée.

Pour ce type de circuits où plusieurs cellules sont cascadiées, il est en effet important de constater la forte dépendance des performances aux conditions de charge entre les différents blocs. Au final, les caractéristiques des cellules filtrantes sont les suivantes :

Cellule	Résonateur n°1	Résonateur n°2	Résonateur n°3
f_0 (GHz)	12	12.9	11.2
Q	6	21	16
L_p (nH)	0.54	0.1	0.13
C_p (pF)	0.25	0.65	0.8

Tableau 7 : Caractéristiques des cellules filtrantes du filtre 3 pôles fixe

Sur ce tableau, nous remarquons que les facteurs de qualité obtenus ne correspondent pas rigoureusement aux valeurs spécifiées dans le Tableau 6. Cette différence provient du fait que nous cherchons à obtenir la meilleure réponse filtrante possible en termes de pentes de réjection, de respect de largeur de bande et de platitude du gain dans la bande, d'où les écarts entre les valeurs théoriques et pratiques. De même, l'ordre dans lequel se succèdent les résonateurs au sein du circuit intervient sur la réponse du filtre du fait de la modification des

conditions de charge aux accès des cellules résonnantes (Figure 3-2). Ainsi et bien que les changements constatés restent minimes, la configuration établie dans le Tableau 7 constitue la meilleure en termes de performances, notamment pour ce qui concerne la platitude du gain dans la bande. A l'inverse et comme décrit au paragraphe 3.1.4, d'autres paramètres, tels que le facteur de bruit ou la linéarité, sont fortement dépendants de l'ordre des résonateurs.

Les résultats obtenus ci-dessus sont illustrés par la figure suivante présentant les réponses en fréquence respectives des 3 cellules filtrantes prises séparément tel qu'illustré sur la Figure 3-10. Ces courbes (couleur rouge) sont comparées aux fonctions de transfert idéales des cellules théoriques tel que présenté sur la Figure 3-1 (couleur noire).

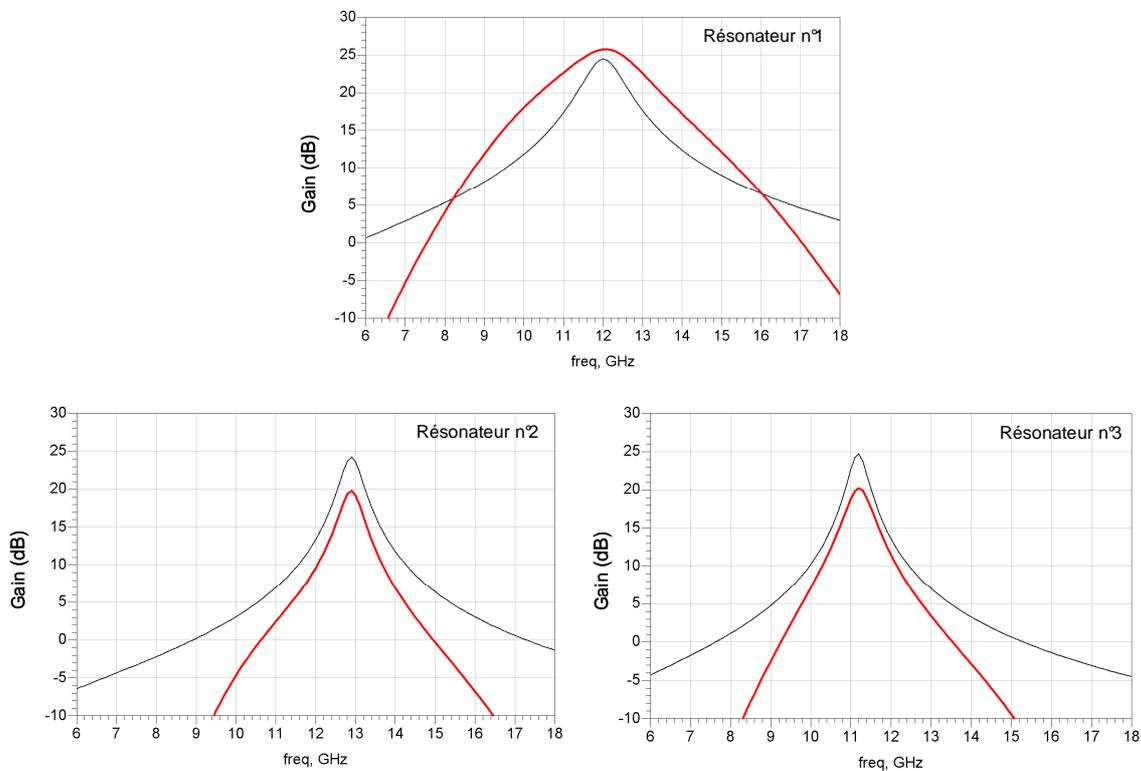


Figure 3-11 : Réponses en fréquence des cellules filtrantes prises séparément

Comme indiqué au Tableau 7, ces courbes présentent des fréquences de résonance identiques mais des facteurs de qualité globalement inférieurs aux valeurs requises. Aussi, nous constatons que les pentes de réjection prises de part et d'autre de la fréquence de résonance sont plus élevées que pour les courbes théoriques. Cette différence est due à l'action des quadripôles d'adaptation d'entrée et sortie, qui se comportent comme des filtres réjecteurs en dehors de la

fréquence centrale, ainsi qu'aux zéros de transmission créés au moment du remplacement des éléments idéaux par des éléments réels, comme illustré sur les Figure 2-10 et Figure 2-13.

3.1.2.4. Circuit global

Le schéma électrique complet ainsi que le dessin des masques sont respectivement présentés sur les Figure 3-12 et Figure 3-13. Le circuit réalisé avec le process AsGa PH25 de la fonderie UMS a pour dimensions (3.2*1.2) mm². Comme décrit au paragraphe 3.1.2.1, chaque étage amplificateur requiert deux tensions d'alimentation, nous avons donc un total de huit polarisations partagées entre quatre tensions " V_D " et quatre tensions " V_G ". Du fait de leurs faibles valeurs, les inductances L_p des résonateurs n°2 et n°3 sont modélisées par de courtes lignes de transmission. Egalement, un réseau RC est ajouté entre les deux transistors de l'étage amplificateur final afin d'améliorer l'adaptation en sortie du circuit. Nous précisons que les selfs de choc utilisées pour l'alimentation " V_D " des transistors ainsi que celles pour l'auto-polarisation sont de valeur respective 3.2 et 1.6 nH, tandis que les capacités de découplage marquant la séparation entre la self L_p du résonateur et la self de choc sont de 3.3 pF.

Enfin, les accès RF du circuit se font à l'aide de deux pointes RF coplanaires « Masse – Signal – Masse » de 125µm d'espacement entre les doigts.

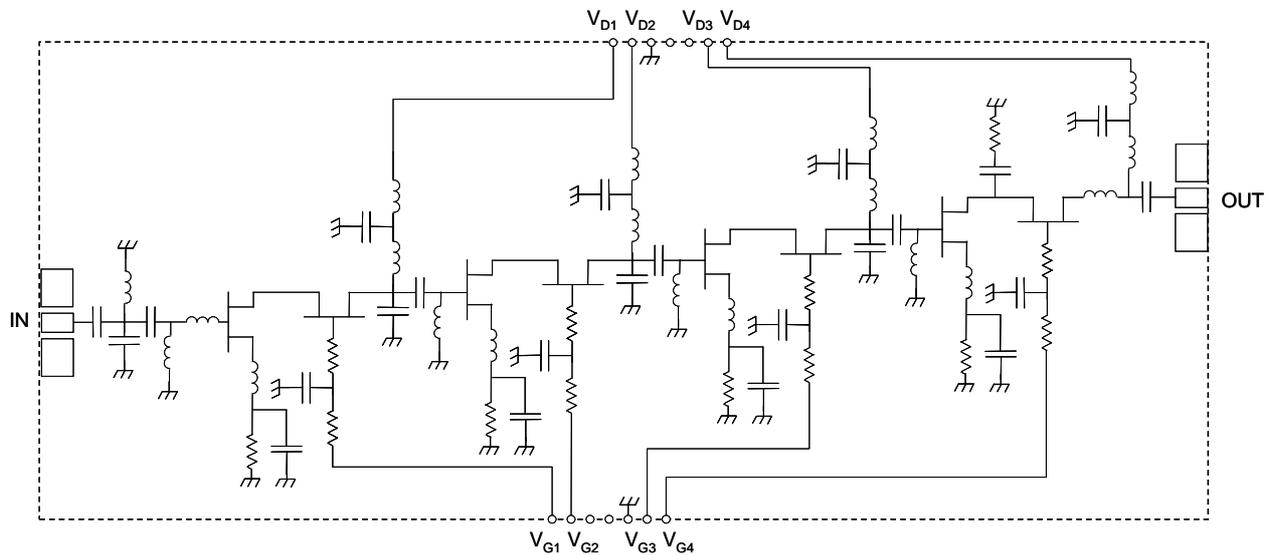


Figure 3-12 : Schéma électrique complet du filtre 3 pôles fixe

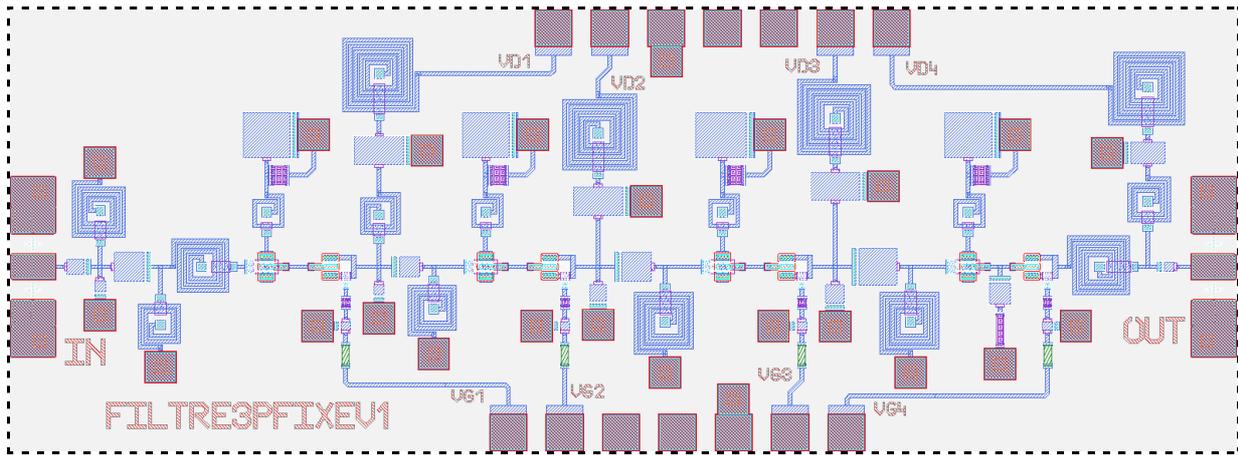


Figure 3-13 : Dessin des masques du filtre 3 pôles fixe

3.1.3. Résultats de simulations

La Figure 3-14 présente la réponse du filtre (courbe rouge) comparée à la fonction de filtrage idéale d'ordre 3 (courbe noire), ceci sur une bande allant de 1 à 20 GHz. De manière générale, nous pouvons affirmer que la fonction de filtrage recherchée est obtenue. Nous constatons ainsi que la fréquence centrale et la largeur de bande spécifiées sont respectées. De même, comme décrit au paragraphe 3.1.2.3, nous obtenons des pentes de réjection bien supérieures aux niveaux requis du fait de l'action simultanée des quadripôles d'adaptation d'entrée et sortie et des zéros de transmission. Nous constatons en effet la présence de 2 zéros de transmission à 6.5 et 17.5 GHz, leur niveau étant de l'ordre de -70 dB. Ainsi, les pentes de réjection prises à 1 GHz du bord de la bande passante sont de l'ordre de 20 dB de part et d'autre de la bande du filtre.

De plus et comme indiqué précédemment, nous avons mis l'accent lors de la mise au point du circuit sur la platitude du gain dans la bande. L'ondulation ainsi obtenue est de l'ordre de 1.5 dB, ceci pour un gain à la fréquence centrale de 26 dB.

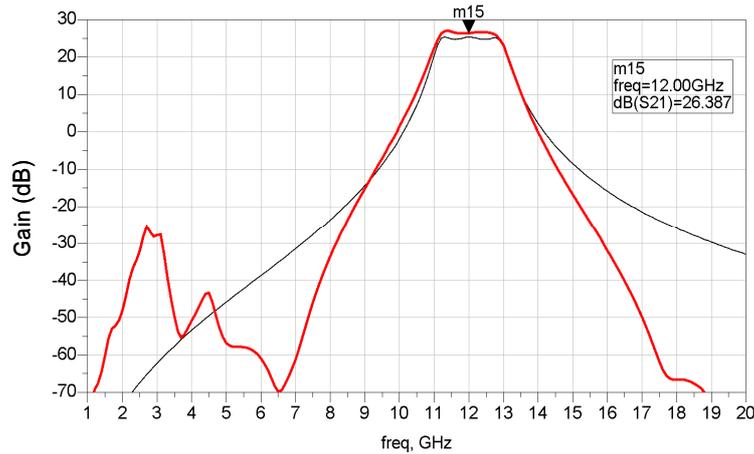


Figure 3-14 : Résultats de simulation du filtre actif 3 pôles fixe

Les paramètres de réflexion en entrée et sortie du filtre sont présentés sur la Figure 3-15. Les résultats montrent une large adaptation en entrée, avec un paramètre S_{11} inférieur à -10 dB sur une bande comprise entre 9 et 15.5 GHz ; tandis que l'adaptation en sortie est plus étroite, le paramètre S_{22} n'étant inférieur à -10 dB qu'entre 11 et 12.5 GHz.

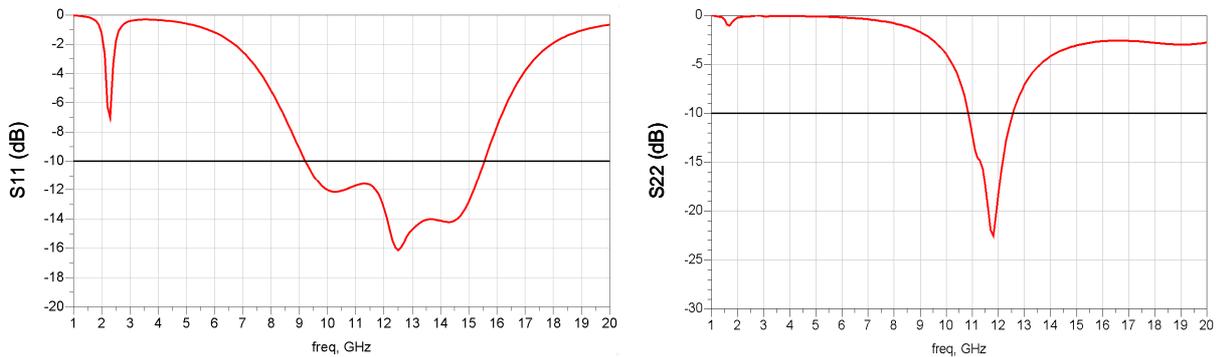


Figure 3-15 : Paramètres S_{11} et S_{22} simulés du filtre actif 3 pôles fixe

En outre, le facteur de bruit simulé est de l'ordre de 2 dB à la fréquence centrale et se maintient entre 2 et 3 dB dans toute la bande passante du filtre (Figure 3-16). Enfin, les simulations non-linéaires effectuées à la fréquence centrale du filtre montrent une puissance de sortie à 1 dB de compression de +7.5 dBm pour une puissance d'entrée de -15 dBm. Le gain linéaire obtenu dans ces conditions diffère de la valeur obtenue en utilisant un modèle de transistor petit signal. Ces résultats sont présentés sur la Figure 3-17.

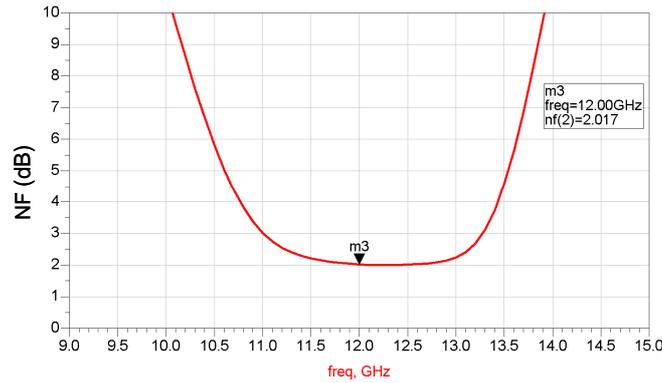


Figure 3-16 : Facteur de bruit simulé du filtre actif 3 pôles fixe

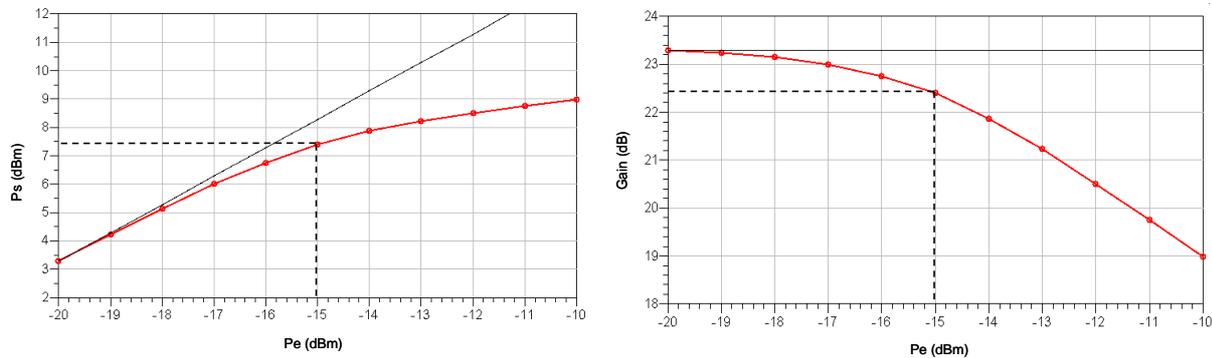


Figure 3-17 : Simulations non-linéaires du filtre actif 3 pôles fixe

3.1.4. Analyse des résultats obtenus

La Figure 3-2 montre que nous sommes en théorie libres d’insérer les résonateurs dans n’importe quel ordre au sein du circuit, la fonction de filtrage globale étant issue des contributions de chaque cellule. Cependant, cet ordre s’avère être en réalité un critère important qui influe sur les performances globales du filtre comme nous le montrons ci-après.

Comme expliqué au paragraphe 3.1.2.3, cette dépendance des performances à l’ordre des résonateurs s’explique essentiellement par la modification des conditions de charge entre les blocs selon que l’on insère tel ou tel résonateur à tel endroit. Nous pouvons par ailleurs remarquer que ce problème est inhérent à tout type de filtre microonde conçu à partir de cellules cascadées, et ce quelle que soit sa réponse (passe-bas, passe-haut, accordable ou non-accordable, etc.).

Concernant notre circuit, la dispersion de la réponse en fréquence (paramètre S_{21}) en fonction de la position des résonateurs s’avère minime, seules quelques variations apparaissent dans la bande passante du filtre (Figure 3-18). En revanche, cette dispersion influe plus fortement sur les coefficients de réflexion S_{11} et S_{22} . Si l’on admet que l’adaptation en entrée ne

dépend que faiblement du résonateur inséré en premier du fait de la bonne isolation du montage cascade, le résonateur inséré en dernier présente à l'inverse une incidence forte sur l'adaptation en sortie. Ainsi, les résultats de simulation de la Figure 3-18 montrent que le paramètre S_{11} ne varie que très peu selon les configurations tandis que le paramètre S_{22} passe de -20 à -25 dB [79].

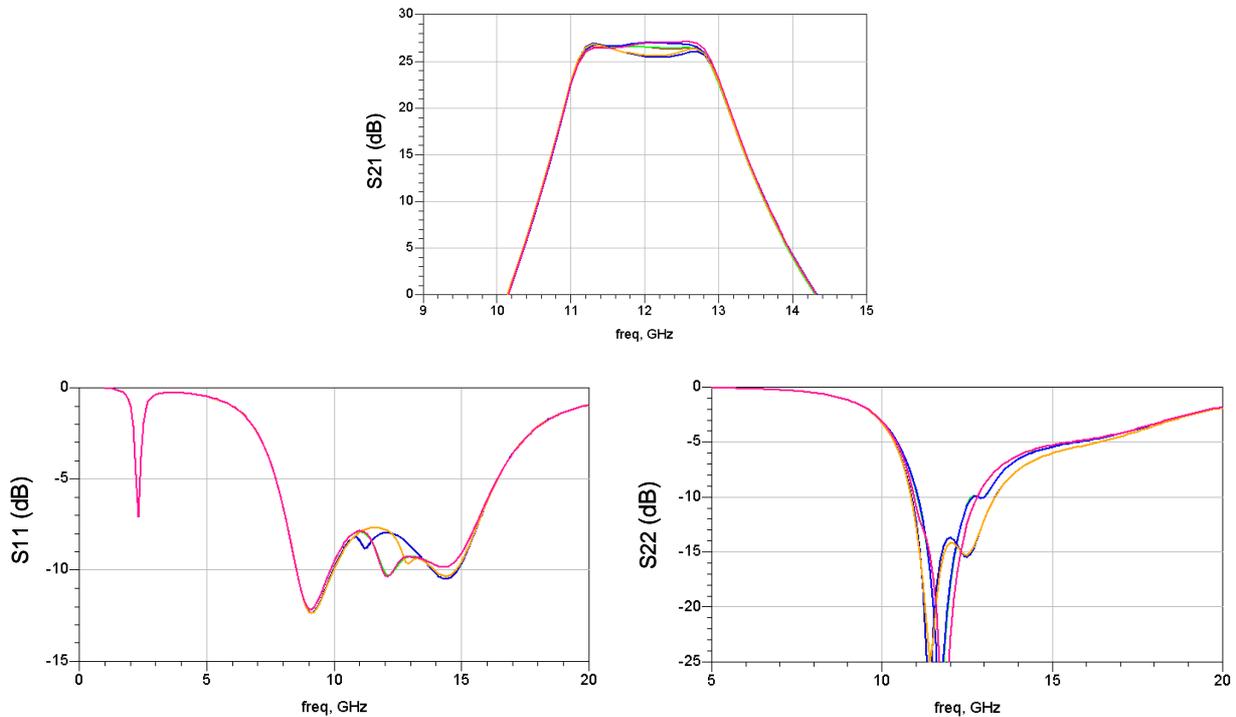


Figure 3-18 : Dispersion des paramètres S en fonction de l'ordre des résonateurs

Cependant, si nous pouvons considérer que l'ordre des résonateurs entraîne des variations minimales sur les paramètres S, nous montrons ci-après que cet ordre influence fortement sur d'autres caractéristiques telles que le facteur de bruit ou la linéarité du circuit.

3.1.4.1. Analyse du facteur de bruit

Pour un dispositif issu de la mise en cascade de plusieurs blocs, le facteur de bruit se calcule à partir de la formule de Friis qui détermine le facteur de bruit de l'ensemble. Dès lors, si nous appliquons cette formule à notre circuit, le facteur de bruit minimum s'obtient lorsque les blocs présentant les gains les plus élevés et/ou les pertes les plus faibles sont insérés en tête du circuit. Notre objectif étant d'assurer le minimum de bruit dans la bande passante du filtre, il apparaît que la meilleure configuration pour parvenir à ce résultat est celle pour laquelle le résonateur central est inséré en premier (pôle réel). En effet, ce résonateur étant centré à la

fréquence centrale du filtre, celui-ci assure une atténuation minimale des signaux situés dans la bande du filtre et doit donc logiquement être placé en tête de la chaîne du dispositif.

En outre, du fait de son faible facteur de qualité ($Q=6$), ce pôle permet l'obtention d'un faible niveau de bruit sur toute la largeur de bande du filtre, comme illustré sur la Figure 3-16. Si, à l'inverse, nous avions disposé en entrée l'un des deux autres résonateurs (au facteur de qualité plus élevé), nous aurions obtenu une courbe de facteur de bruit plus sélective et centrée sur la fréquence de résonance du pôle considéré. Ces propos sont illustrés par les résultats de simulation de la Figure 3-19 présentant la variation du facteur de bruit général du circuit en fonction des différentes configurations [79].

Sur celles-ci, nous observons que les configurations « 1-2-3 » et « 1-3-2 » des résonateurs, pour lesquelles le pôle réel est inséré en premier, aboutissent à un facteur de bruit minimal de 2 dB, tandis que ce même plancher de bruit est de l'ordre de 3 dB pour les configurations « 2-3-1 » et « 3-2-1 » des résonateurs, pour lesquelles ce même pôle réel est inséré en dernier.

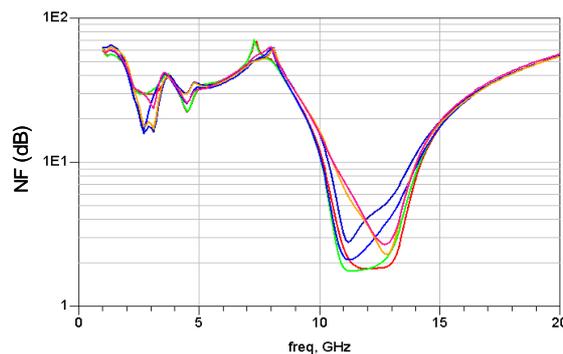


Figure 3-19 : Dispersion du facteur de bruit en fonction de l'ordre des résonateurs

3.1.4.2. Analyse du comportement en puissance

D'un point de vue du fonctionnement non-linéaire, le circuit se compose de quatre dispositifs amplificateurs séparés par trois étages atténuateurs. Les courbes de la Figure 3-17 nous renseignent sur le comportement en puissance du circuit complet, mais ne permettent pas de localiser avec précision l'origine des saturations à l'intérieur du circuit.

Pour cela, nous traçons sur la Figure 3-20 les courbes de puissance relatives à chaque étage amplificateur à la fréquence centrale du filtre. Nous remarquons sur celles-ci que la compression de gain a lieu simultanément sur les 2^{ème} et 4^{ème} étages amplificateurs dès le 6^{ème} point de mesure, ce qui, ramené en entrée du circuit, correspond à une puissance d'entrée P_e de -15 dBm. A cette puissance, équivalente au $P_{in(-1dB)}$ du circuit complet, la chute de gain

constatée sur ces deux étages est de 0.4 dB qui, additionnée aux 0.15 dB de compression sur le 3^{ème} étage, fait un total de 0.95 dB pour le circuit complet, nous retrouvons donc quasiment les 1 dB de compression représentatifs du $P_{in(-1dB)}$. Ainsi, du fait que les 2^{ème} et 4^{ème} étages compressent d'autant le gain pour une puissance d'entrée P_e donnée, nous pouvons affirmer que ceux-ci participent « en même temps » à la compression de gain du circuit complet.

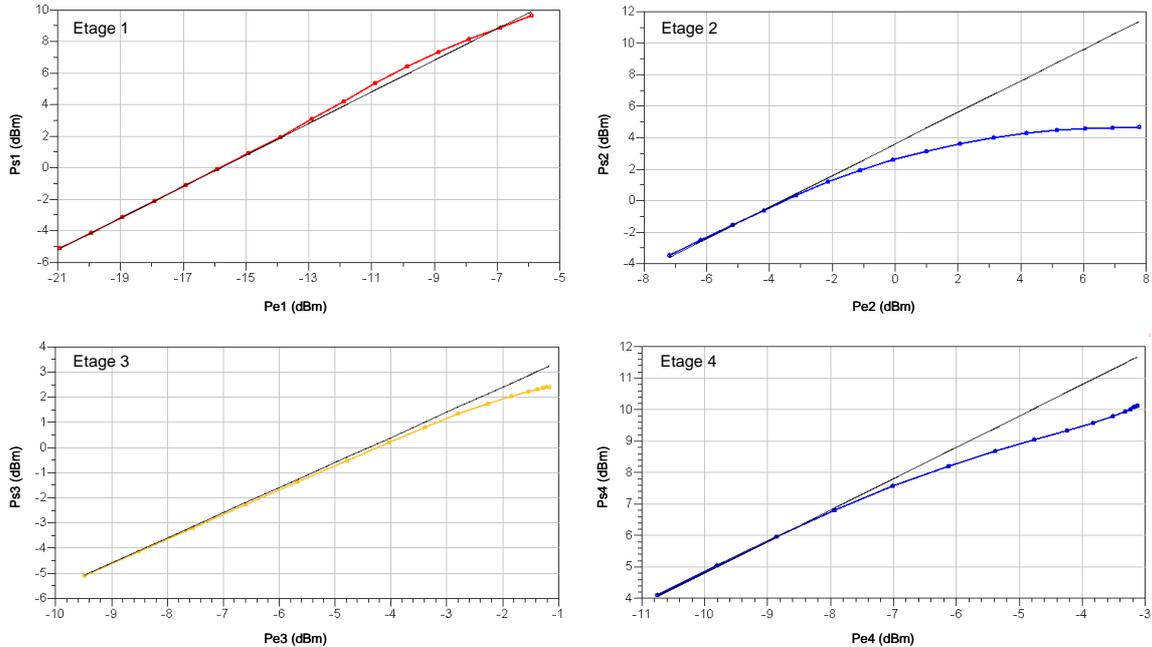


Figure 3-20 : Courbes de puissance des quatre étages amplificateurs

Par ailleurs, nous observons que le gain de chaque étage amplificateur dépend fortement du résonateur placé à sa sortie. Les résultats de simulation montrent ainsi que les gains respectifs de chaque étage sont maximums à : $f=12$ GHz pour le 1^{er} étage, $f=12.9$ GHz pour le 2^{ème}, $f=11.2$ GHz pour le 3^{ème}, et $f=12$ GHz pour le 4^{ème}. En conséquence, les courbes de puissance ci-dessus affichent les gains linéaires suivants à $f=12$ GHz : 16 dB pour le 1^{er} étage, 4 dB pour les 2^{ème} et 3^{ème} étages, et 15 dB pour le 4^{ème}. Nous pouvons donc affirmer que, de la même manière que le facteur de bruit, l'ordre des résonateurs a une forte incidence sur la linéarité du circuit.

De ce fait, il existe un moyen simple d'améliorer celle-ci : en inversant la position des résonateurs, nous pouvons reporter la compression de gain du 2^{ème} étage sur le 3^{ème}. En effet, la compression de gain du 2^{ème} étage est principalement due au 1^{er} étage amplificateur qui, à la fréquence centrale du filtre, présente à la fois un gain linéaire fort et un point de compression élevé. Les signaux de fréquence 12 GHz issus de ce 1^{er} étage actif vont donc attaquer le 2^{ème}

étage sans subir d'atténuation, du fait du pôle réel intercalé, et vont donc rapidement saturer celui-ci. Par conséquent, en remplaçant ce 1^{er} résonateur par un autre, nous diminuons le gain linéaire du 1^{er} étage, filtrons les signaux à 12 GHz et soulageons les contraintes de linéarité du 2^{ème} étage.

Les multiples simulations effectuées montrent ainsi que les meilleurs résultats en termes de linéarité sont obtenus lorsque le résonateur central (pôle réel) passe de la première à la dernière position. En remplaçant la configuration « 1-2-3 » des résonateurs par la configuration « 3-2-1 », les gains linéaires à $f=12$ GHz relatifs à chaque étage amplificateur sont les suivants : 5 dB pour le 1^{er}, 4 dB pour le 2^{ème}, 15 dB pour les 3^{ème} et 4^{ème}. La compression de gain constatée sur le 2^{ème} étage est à présent reportée sur les 3^{ème} et 4^{ème} étages et la linéarité globale du circuit est augmentée de 2 dB autour de la fréquence centrale du filtre.

3.1.4.3. Conclusion

En conclusion, les analyses effectuées ci-dessus montrent qu'outre les légères variations constatées sur les paramètres S, l'ordre des résonateurs au sein du circuit possède une réelle incidence sur le facteur de bruit et la linéarité de l'ensemble. Il existe ainsi une configuration optimale des résonateurs pour favoriser l'un ou l'autre. Cependant, lorsque nous privilégions le facteur de bruit, cela se fait au détriment de la linéarité et inversement. Ce choix, librement laissé au concepteur, représente donc un compromis entre ces deux critères.

3.2. Filtre actif passe-bande accordable

3.2.1. Principe

A présent que nous disposons d'un circuit de référence, nous entamons la conception du filtre actif passe-bande 3 pôles accordable. Comme énoncé en introduction de ce chapitre, l'intérêt de ce circuit porte sur l'évaluation des possibilités d'adaptation de la méthode de synthèse aux circuits accordables en fréquence. En termes d'agilité, l'objectif consiste à obtenir la plus large bande d'accord possible tout en conservant les qualités de filtrage du circuit : respect de la bande passante, de la platitude du gain, des pentes de réjection, etc.

De ce fait, nous définissons une référence de filtre qui correspond aux spécifications de filtrage à fréquence fixe. L'objectif de cette conception consiste donc à faire en sorte que le filtre agile reproduise cette référence sur la bande d'accord spécifiée. Les caractéristiques de

filtrage de cette référence ou « standard » sont résumées dans le Tableau 5. Par ailleurs, outre la fonction de filtrage recherchée et l'accordabilité, nous conservons les spécifications de gain, d'adaptation en puissance aux accès et de facteur de bruit du filtre à fréquence fixe.

Aussi, du fait que le filtre à fréquence fixe ait été choisi comme référence, nous conservons l'architecture à 3 cellules actives filtrantes cascadiées. L'application du cas général de la méthode de synthèse à partir des données définissant le filtre « standard » nous fournit les mêmes résultats que ceux figurant dans les Tableau 6 et Figure 3-1. En conséquence, nous nous basons de nouveau sur les fonctions-objectifs reproduites dans la Figure 3-1 pour la mise au point des cellules filtrantes.

3.2.2. Etude de l'accordabilité fréquentielle

Pour un filtre passif microonde, nous avons vu que la manière la plus simple d'obtenir l'accordabilité fréquentielle consiste à associer à celui-ci une diode varactor (Cf. paragraphe 2.1.2 du Chapitre 1). Ainsi, et du fait que notre circuit comporte 3 cellules actives filtrantes, nous décidons d'implanter une diode varactor dans chacune d'entre elles en remplacement de la capacité fixe C_p . La topologie de la nouvelle cellule filtrante idéale peut donc se représenter selon la figure suivante :

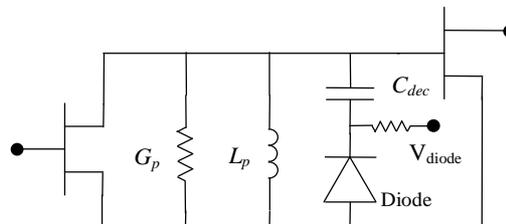


Figure 3-21 : Cellule active filtrante incluant une diode varactor

Sur celle-ci, nous remarquons que la commande de la diode varactor nécessite l'implantation d'une résistance de forte valeur associée à une capacité de découplage disposée en amont de la diode. Cette partie sera plus longuement abordée dans le paragraphe 3.2.3 consacré à l'implémentation du circuit.

Ci-après, nous analysons d'un point de vue théorique l'introduction de l'accordabilité fréquentielle au sein de notre circuit. En considérant un circuit constitué de 3 cellules actives filtrantes identiques à celle reproduite Figure 3-21, il apparaît que l'accord fréquentiel du filtre

complet ne peut se faire correctement que si les trois cellules filtrantes se décalent simultanément.

Ainsi et comme abordé en début de paragraphe 3.2.1, la problématique de ce circuit est double : faire correspondre chaque cellule filtrante à la fonction-objectif qui lui est attribuée et faire en sorte que les qualités de filtrage du circuit soient conservées lors du glissement en fréquence. Nous montrons ci-après que si nous souhaitons disposer d'un signal de commande unique pour les trois diodes varactors, cette double spécificité nécessite la mise en place d'une méthode particulière pour contrôler le glissement en fréquence des cellules.

3.2.2.1. Accordabilité fréquentielle d'un circuit idéal

Nous reprenons la méthodologie de synthèse de filtres définie au Chapitre 2 et réutilisons le circuit idéal constitué d'éléments actifs et passifs parfaits issu de la synthèse du filtre actif 3 pôles fixe (Figure 3-22). Nous rappelons que les caractéristiques de filtrage de ce circuit sont reproduites dans la Figure 3-1.

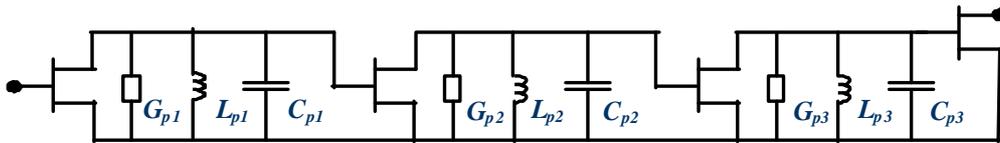


Figure 3-22 : Filtre actif passe-bande idéal à 3 cellules cascadées

Afin de figurer le comportement d'une diode varactor, nous appliquons sur chaque capacité C_{p1} , C_{p2} , C_{p3} une loi de variation spécifique définie de la manière suivante :

$$C(x) = C_0 * (1 + x), \text{ pour laquelle :}$$

- C_0 représente la valeur nominale de la capacité considérée ;
- x représente le taux de variation appliqué sur la capacité, celui-ci est défini entre -50% et +50%.

De cette manière, chaque capacité peut varier dans une fourchette de -50% à +50%, ce qui correspond à un rapport (C_{\max}/C_{\min}) de 3. Ainsi défini, le paramètre x permet de figurer une éventuelle tension de commande appliquée sur une diode varactor ; sa valeur nominale, pour laquelle $C(x)$ vaut C_0 , est 0.

Ci-après, nous analysons la manière dont la fonction de filtrage du circuit idéal évolue lorsque nous appliquons un même taux de variation x sur les trois capacités C_{p1} , C_{p2} , C_{p3} . Cette opération correspond au cas le plus simple pour lequel nous supposons qu'une même

tension de commande est appliquée simultanément sur les trois diodes varactors. Les résultats de simulations sont présentés sur la Figure 3-23. De la même manière que la Figure 3-1, les courbes de couleur représentent la réponse de chaque cellule filtrante prise séparément tandis que la courbe noire représente la réponse du circuit complet.

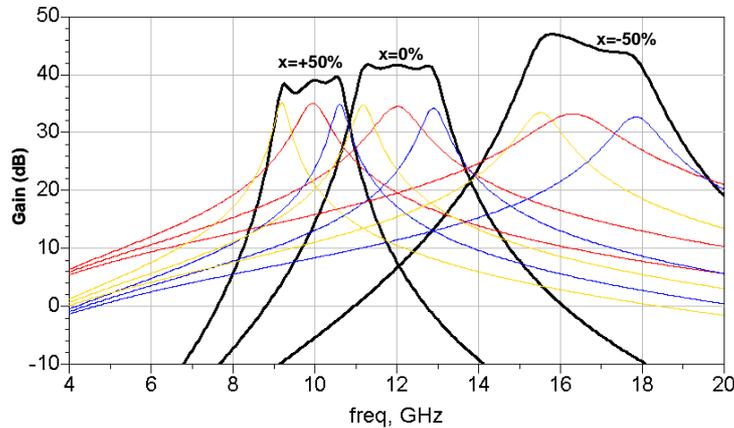


Figure 3-23 : Simulation du circuit idéal lorsqu'un même taux de variation est appliqué sur chaque capacité

En premier lieu, nous observons les résultats suivants :

- Lorsque la valeur des capacités diminue, nous constatons que les cellules filtrantes présentent un facteur de qualité plus faible et une fréquence de résonance plus élevée ;
- Lorsque la valeur des capacités augmente, nous constatons les effets inverses.

Concernant la réponse du filtre global, nous observons l'apparition d'ondulations dans la bande passante lors du glissement en fréquence. Comme décrit ci-dessus, ces ondulations sont dues au fait que les 3 pôles du filtre ne se décalent pas simultanément. Egalement, ce décalage non-uniforme des cellules a pour conséquence une augmentation de la largeur de bande passante et du niveau de gain à la fréquence centrale lorsque le filtre se décale vers les hautes fréquences. De même, nous constatons une diminution des pentes de réjection au bord de la bande passante lorsque le filtre se décale vers les hautes fréquences, ce phénomène étant cependant « normal » du fait de la diminution des facteurs de qualité des cellules.

3.2.2.2. Modification de l'accordabilité fréquentielle d'un circuit idéal

Nous introduisons dans la loi de variation des capacités un paramètre k dont le rôle est de modifier l'étendue de l'accordabilité des cellules. L'expression de la nouvelle loi $C(x)$ est la

suivante : $C(x) = C_0 * (1 + k \cdot x)$, où k est un coefficient de pondération dont le rôle est de limiter l'excursion en fréquence d'une cellule filtrante. Celui-ci est défini entre 0 et 1 car, comme nous le verrons au paragraphe 3.2.3.1, il sera plus facile dans la pratique de diminuer le taux de variation de la capacité que de l'augmenter. La valeur nominale de k est 1.

La courbe à $x=-50\%$ de la Figure 3-23 présente des ondulations dans la bande passante du fait que les 3 pôles ne sont pas regroupés correctement, le pôle réel (courbe rouge) n'étant en effet pas exactement centré entre les 2 pôles complexes. De ce fait, nous décidons de « réduire » l'excursion en fréquence de la courbe bleue (pôle complexe p_{1+} représenté par le résonateur n°3) de sorte que celle-ci se rapproche des courbes jaune et rouge. Nous fixons pour cela le paramètre k_3 à 0.9, ce qui signifie que le taux de variation de la capacité C_{p3} est de 90% par rapport à sa valeur initiale. Les résultats de simulations sont présentés sur la Figure 3-24.

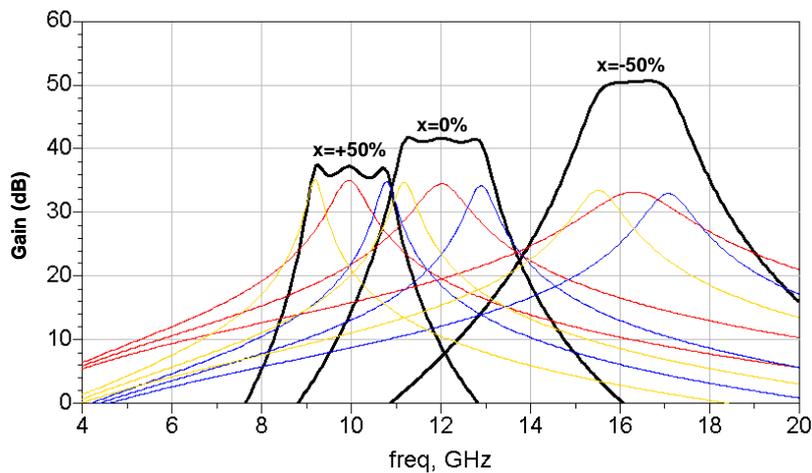


Figure 3-24 : Simulation d'un circuit idéal lorsque le taux de variation de la capacité C_{p3} est modifié

Sur celle-ci, nous constatons que les ondulations dans la bande passante sont atténuées. Egalement, la largeur de bande du filtre est conservée lors du glissement en fréquence, mais celle-ci s'accompagne d'une plus grande variation du niveau de gain à la fréquence centrale (de l'ordre de 13 dB contre 6 dB précédemment). Cette forte variation du niveau de gain s'explique par le fait qu'à $x=-50\%$, les 3 pôles présentent des facteurs de qualité plus faibles associés à des décalages fréquentiels insuffisants. En conséquence, la superposition de ces 3 pôles à bande passante large donne lieu à un gain global relativement élevé.

De ce fait, un filtre optimal ne peut être obtenu qu'à condition que les décalages fréquentiels entre les pôles soient en cohérence avec les nouveaux facteurs de qualité des cellules. Pour $x=-50\%$, il faut donc chercher à augmenter les décalages fréquentiels entre les courbes plutôt que de les réduire. C'est ce que nous faisons ci-après en ramenant l'excursion de la courbe bleue à sa valeur nominale et en ralentissant l'excursion de la courbe jaune (pôle complexe p_1 , représenté par le résonateur n°2) de sorte que celle-ci s'écarte des courbes rouge et bleue (Figure 3-23). Le paramètre k_3 relatif à la capacité C_{p3} est donc ramené à 1 tandis que le paramètre k_2 relatif à la capacité C_{p2} est fixé à 0.9. Les résultats de simulation sont présentés sur la figure suivante :

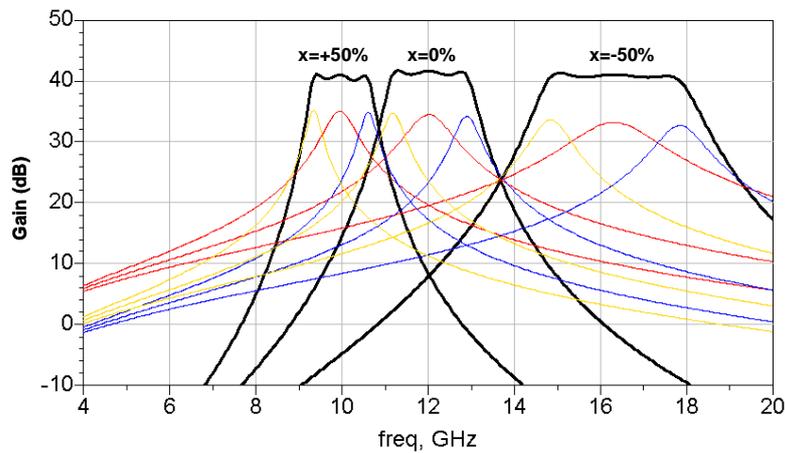


Figure 3-25 : Simulation d'un circuit idéal lorsque le taux de variation de la capacité C_{p2} est modifié

Sur cette nouvelle figure, nous constatons que les distorsions dans la bande passante ont complètement disparu, de même qu'une très faible variation du niveau de gain à la fréquence centrale est observée. Cette configuration semble donc être la meilleure en termes de conservation de la forme du filtre par rapport à la position initiale ($x=0\%$). Nous pouvons néanmoins souligner que cette configuration génère une forte variation de la largeur de bande passante lors du glissement en fréquence, ce phénomène étant dû à l'augmentation des décalages fréquentiels entre cellules filtrantes lorsque le filtre se décale vers les hautes fréquences.

En conclusion, les analyses effectuées ci-dessus montrent que les caractéristiques de filtrage du filtre d'ordre 3 ne peuvent être maintenues lors du glissement en fréquence qu'à condition de réunir les deux conditions suivantes :

- Les 3 pôles doivent être regroupés « correctement », c'est-à-dire avec un pôle réel parfaitement centré entre les deux pôles complexes.
- Les décalages fréquentiels entre cellules filtrantes doivent être en cohérence avec les nouveaux facteurs de qualité des cellules, de sorte que le gain à la fréquence centrale du filtre soit conservé lors du glissement en fréquence.

Cette dernière condition implique qu'un équilibre doit être trouvé entre bande passante du filtre et gain à la fréquence centrale. Aussi, bien que les résultats présentés Figure 3-25 laissent penser que les courbes obtenues correspondent à des fonctions de filtrage parfaites, ce n'est « mathématiquement parlant » pas le cas, car celles-ci ne correspondent pas à celles des filtres Butterworth ou Chebychev.

De même, la configuration $\{k_1=1, k_2=0.9, k_3=1\}$ a été obtenue par essais successifs et de ce fait ne correspond pas à une démonstration mathématique rigoureuse. Ainsi, nous n'avons pas pu établir de méthode mathématique précise applicable à n'importe quel circuit et qui donnerait des résultats comparables à ceux présentés Figure 3-25. Tout au plus pouvons nous émettre quelques considérations sur le déplacement des cellules, comme le fait qu'un facteur de qualité élevé permet un décalage en fréquence plus important de la cellule, tel qu'illustré ci-après :

Si la cellule filtrante est ramenée à un résonateur passif parallèle $G_p L_p C_p$ idéal, sa fréquence de résonance ω_0 et son facteur de qualité Q_0 sont donnés par :

$$\omega_0 = 2\pi \cdot f_0 = \frac{1}{\sqrt{L_p \cdot C_p}} \quad \text{et} \quad Q_0 = \frac{1}{G_p \cdot L_p \cdot \omega_0} = \frac{C_p \cdot \omega_0}{G_p}$$

En combinant ces deux expressions et en dérivant par rapport à la capacité C_p , nous obtenons :

$$\Delta f = -\frac{1}{2\pi} \cdot \frac{Q_0 \cdot G_p}{C_p} \cdot \left(\frac{\Delta C}{C_p} \right), \text{ ce qui montre que pour un même taux de variation de la capacité}$$

$(\Delta C/C_p)$, le décalage fréquentiel Δf de la cellule est proportionnel au facteur de qualité Q_0 .

3.2.3. Implémentation

Comme annoncé au paragraphe 3.2.1, le filtre actif 3 pôles accordable respecte la configuration du filtre actif à fréquence fixe, son synoptique est présenté ci-après :

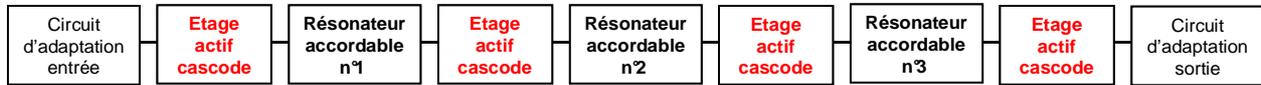


Figure 3-26 : Synoptique du filtre actif 3 pôles accordable

De manière similaire à la Figure 3-2, les cellules résonnantes sont appelées « Résonateurs » du fait qu’elles reproduisent une fonction de filtrage d’ordre 1. Egalement, du fait que le filtre actif à fréquence fixe ait été choisi comme référence, nous décidons de mettre en commun un maximum de structures entre ces deux circuits. Nous conservons ainsi les topologies d’étage actif cascode et de réseaux d’adaptation d’entrée et sortie établies au paragraphe 3.1.2. Nous détaillons ci-après le cas particulier des cellules résonnantes.

3.2.3.1. Cellules résonnantes

Les 3 cellules résonnantes reprennent la topologie de la cellule filtrante du filtre actif à fréquence fixe pour laquelle la capacité fixe C_p est remplacée par une diode varactor commandée tel qu’illustré sur la Figure 3-21. Comme nous l’avons vu, l’introduction de la diode varactor nécessite l’implantation d’une résistance de forte valeur et d’une capacité de découplage supplémentaires, ce qui signifie que la capacité équivalente C_p du résonateur est désormais formée de l’association de la diode varactor et de sa capacité de découplage (Figure 3-27). Aussi, afin de maintenir un maximum d’éléments communs avec le filtre à fréquence fixe, nous conservons les valeurs des éléments [L_p , L_{choc} , L_{auto} , etc.] et n’agissons que sur la taille de la diode varactor et de sa capacité de découplage associée.

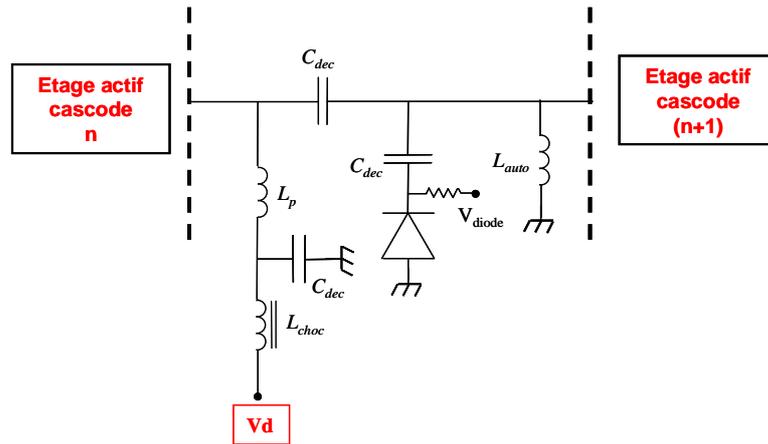


Figure 3-27 : Cellule résonnante du filtre actif accordable en fréquence

La procédure suivie pour la mise au point des cellules se décline en deux étapes :

1. Dans un premier temps, nous cherchons à reproduire la position « standard » du filtre pour laquelle la fréquence f_0 est de 12 GHz. Nous devons ainsi faire en sorte que l'association [diode varactor et capacité de découplage] présente une valeur équivalente proche de la valeur de capacité C_p du filtre à fréquence fixe obtenues au Tableau 7. Les diodes varactors utilisées sont issues de la bibliothèque PH25 (Cf. Tableau 4) et sont de taille $10 \times 20 \mu\text{m}$. Leur caractéristique en fonction de la tension DC appliquée est représentée ci-après :

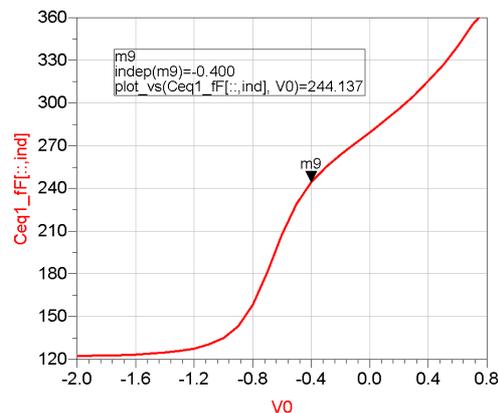


Figure 3-28 : Caractéristique d'une diode varactor en fonction de la tension inverse appliquée

Cette courbe montre que la capacité équivalente de la diode varie de 120 à 360 fF, ce qui correspond à un rapport (C_{\max}/C_{\min}) de 3. Le niveau de tension de référence, pour lequel le filtre est considéré dans sa position « standard », est de -0.4 Volt. Ainsi, nous avons la possibilité de décaler le filtre autour de cette position « standard » à la fois vers les basses et les

hautes fréquences. Au vu de la caractéristique ci-dessus, nous décidons d'implanter une diode varactor unique dans le 1^{er} résonateur et un ensemble constitué de 4 diodes compactées dans les 2^{ème} et 3^{ème} résonateurs.

- Une fois la position « standard » du filtre obtenue, nous analysons tour à tour l'accordabilité fréquentielle des cellules et observons le résultat sur le filtre global. De même qu'au paragraphe 3.2.2, nous procédons par essais successifs pour régler l'accordabilité du filtre complet. Le schéma de la Figure 3-29 montre comment le paramètre k , dont le rôle est de limiter le taux de variation de la diode varactor, est mis en place au travers de la capacité de découplage associée à celle-ci. Celui-ci est en effet défini comme étant le rapport de la capacité fixe C_f sur la somme des capacités fixe C_f et variable C_v . De ce fait, il est défini entre 0 et 1 : un paramètre k de 0.9 équivaut ainsi à une capacité C_f 9 fois plus importante que C_v . A l'inverse, l'extension du taux de variation de la diode varactor ne peut être accompli qu'à condition d'insérer une capacité C_f de signe négatif (nous aurions alors $k > 1$), ce qui nécessite une architecture complexe.

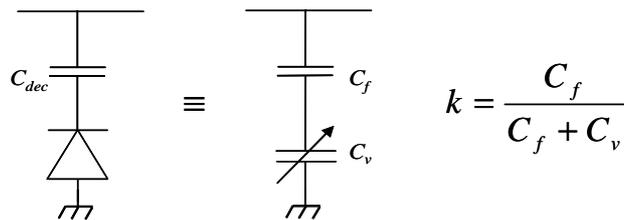


Figure 3-29 : Mise en place du paramètre k

Au final, nous obtenons les résultats suivants : $k_1=0.9$, $k_2=0.8$, $k_3=0.6$. Comme prévu, nous avons dû « ralentir » l'étendue de l'accordabilité des 2^{ème} et 3^{ème} résonateurs, du fait de leur facteur de qualité plus élevé. Aussi, nous avons dû procéder à une optimisation des éléments filtrants externes aux diodes varactors afin d'améliorer les performances du filtre, notamment en termes de respect de la platitude du gain dans la bande lors du glissement en fréquence. Les réponses en fréquence ainsi que l'accordabilité fréquentielle des cellules filtrantes prises individuellement sont présentées sur la Figure 3-30, celles-ci ont été obtenues dans les mêmes conditions que pour la Figure 3-11. La légende des graphes fait référence à l'ordre dans lequel se succèdent les résonateurs au sein du circuit.

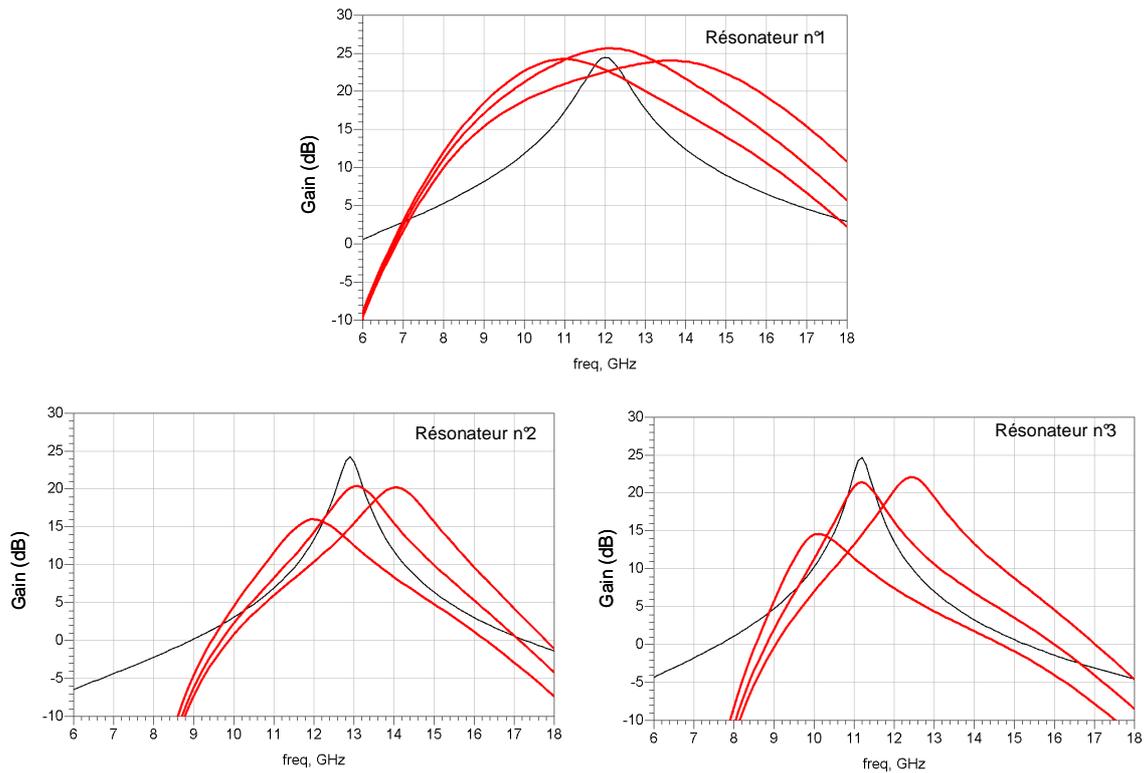


Figure 3-30 : Réponses en fréquence et accordabilité des cellules filtrantes prises séparément

De nouveau, nous constatons que les facteurs de qualité des cellules sont globalement inférieurs aux valeurs requises, de même que les pentes de réjection sont plus élevées que celles des courbes théoriques. Concernant l'accordabilité fréquentielle, la position « standard » du filtre correspond à une tension inverse V_0 de -0.4 Volt, tandis que les positions extrêmes gauche et droite correspondent respectivement à des tensions de +0.8 et -2 Volts. Nous obtenons ainsi une bande d'accord variable entre 2 et 3 GHz selon les cellules. Nous rappelons que l'étendue de celles-ci dépend du paramètre k fixé précédemment.

3.2.3.2. Circuit global

Le schéma électrique complet ainsi que le dessin des masques sont respectivement présentés sur les Figure 3-31 et Figure 3-32, ses dimensions sont de (3.5*1.3) mm². Les commandes des 3 diodes varactors ont été séparées en 3 plots de polarisation indépendants (notés V_1 , V_2 et V_3) qui, ajoutés aux 8 polarisations nécessaires pour les étages cascades, font un total de 11 plots de polarisation. Nous avons en effet choisi de séparer complètement les commandes des varactors afin de pouvoir régler finement et individuellement chaque pôle du filtre.

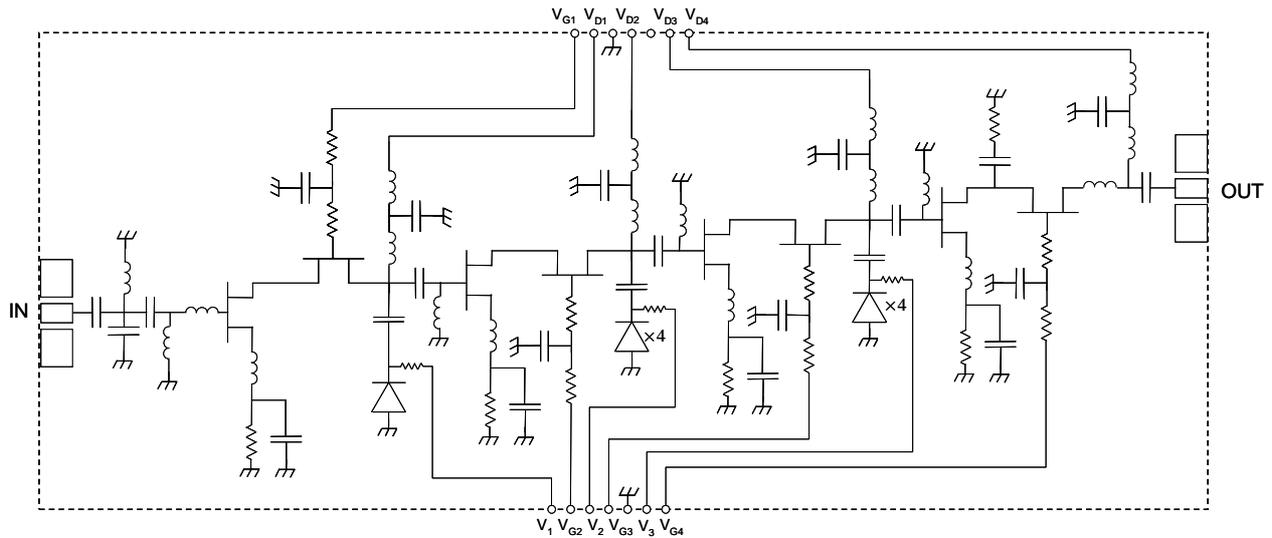


Figure 3-31 : Schéma électrique complet du filtre 3 pôles accordable

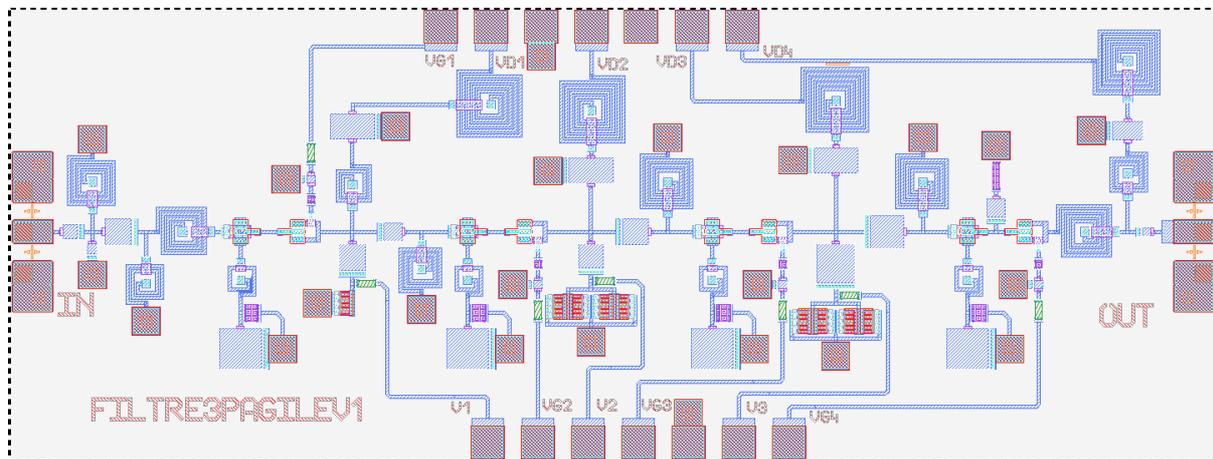


Figure 3-32 : Dessin des masques du filtre 3 pôles accordable

3.2.4. Résultats de simulations

3.2.4.1. Simulations en paramètres S

Les Figure 3-33 et Figure 3-34 présentent respectivement la réponse large bande et bande étroite du filtre. Sur celles-ci sont comparés les résultats en accordabilité du filtre global (courbes de couleur) et la fonction de filtrage idéale d'ordre 3 (courbe noire). Concernant la position « standard » du filtre, nous constatons que la fréquence centrale, la largeur de bande spécifiées et la platitude du gain dans la bande sont respectées. De même que le filtre à fréquence fixe, nous obtenons des pentes de réjection bien plus importantes du fait de l'action simultanée des quadripôles d'adaptation en entrée et sortie et des zéros de transmission. Le gain du circuit à la fréquence centrale est de 24 dB.

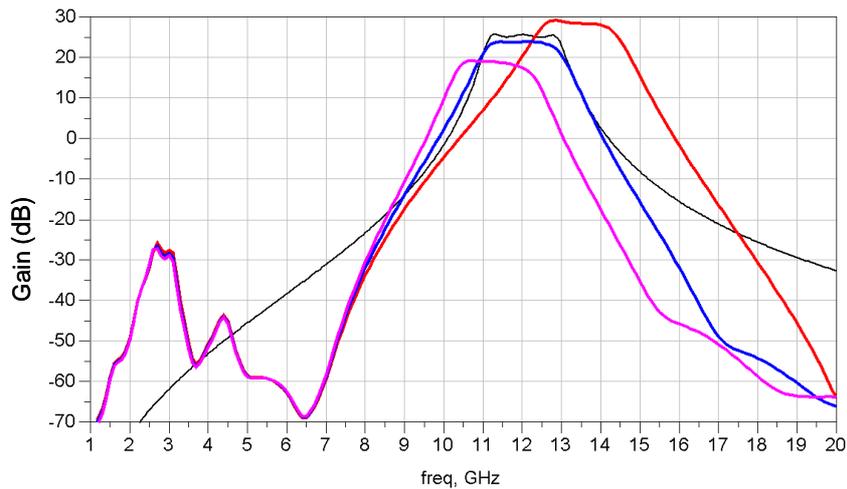


Figure 3-33 : Résultats de simulation en large bande du filtre actif 3 pôles accordable

Lorsque nous agissons sur les diodes varactors, nous obtenons une accordabilité s'étendant de $f_0=11.3$ GHz (pour $V_0=+0.8$ V) à $f_0=13.5$ GHz (pour $V_0=-2$ V), ce qui représente une bande d'accord relative de 18% autour de la position centrale. Comme prévu, nous constatons une diminution des pentes de réjection lorsque le filtre se décale vers les hautes fréquences, du fait de la chute des facteurs de qualité des cellules. Aussi et contrairement à ce qui est présenté Figure 3-25, nous n'avons pas pu étendre la bande passante du filtre de sorte à conserver à la fois le gain à la fréquence centrale et la platitude du gain dans la bande. Nous avons donc choisi de maintenir la largeur de bande du filtre pour favoriser la platitude du gain dans la bande. Celle-ci se maintient entre 1.4 et 1.6 GHz lors du glissement en fréquence, avec une légère inclinaison du gain dans la bande, mais est cependant associée à une forte variation du niveau de gain à la fréquence centrale, celui-ci passant de 18 à 28 dB.

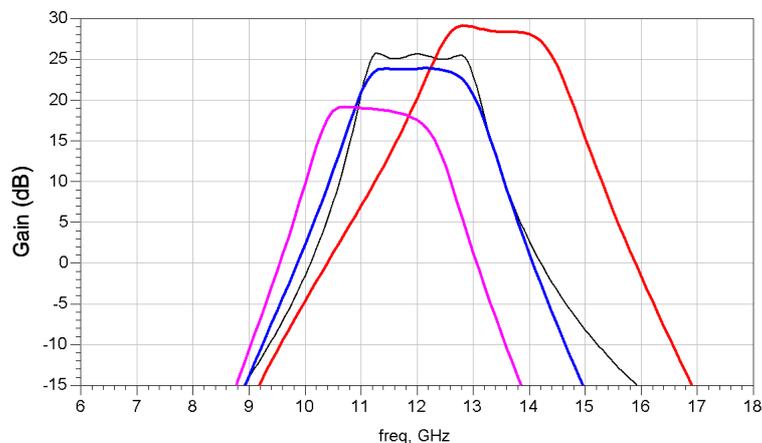


Figure 3-34 : Résultats de simulation en bande étroite du filtre actif 3 pôles accordable

Les paramètres de réflexion en entrée et sortie sont présentés sur la Figure 3-35. Les résultats montrent une large adaptation en entrée, avec un paramètre S_{11} inférieur à -10 dB sur une bande comprise entre 9 et 15.5 GHz. L'adaptation de sortie est quant à elle plus étroite, le paramètre S_{22} n'étant inférieur à -10 dB qu'entre 11 et 13 GHz. Egalement, nous constatons une légère amélioration du paramètre S_{11} lorsque le filtre se décale vers les hautes fréquences, celui-ci passant de -14 à -19 dB ; tandis que le paramètre S_{22} reste relativement constant.

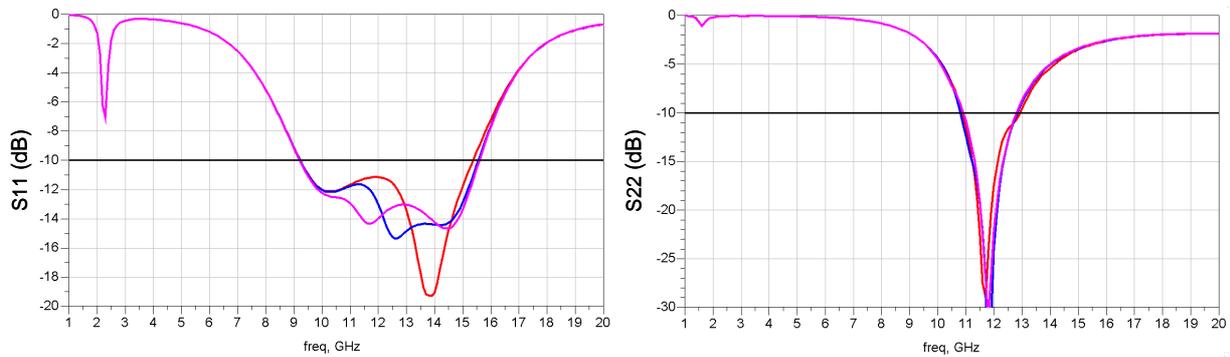


Figure 3-35 : Paramètres S_{11} et S_{22} simulés du filtre 3 pôles accordable

3.2.4.2. Analyse du comportement en bruit et en puissance

La Figure 3-36 présente la courbe de bruit du filtre accordable pour différentes positions fréquentielles. Nous constatons ainsi que celle-ci se décale en fréquence en accord avec la réponse du filtre. Egalement, le facteur de bruit minimum varie avec la position fréquentielle du filtre, passant de 2.1 dB (pour $f_0=13.5$ GHz) à 2.6 dB (pour $f_0=11.3$ GHz).

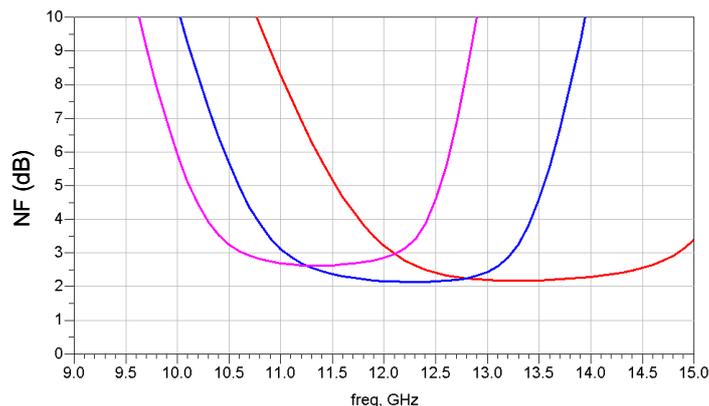


Figure 3-36 : Facteur de bruit simulé du filtre actif 3 pôles accordable

Nous pouvons souligner le fait que le facteur de bruit du filtre accordable suit les mêmes principes que ceux établis pour le filtre à fréquence fixe (Cf. paragraphe 3.1.4.1). Ainsi, nous obtenons un facteur de bruit minimal quand le pôle réel, centré à la fréquence centrale du filtre,

est inséré en tête de chaîne. Egalement, le niveau de bruit reste bas sur une bande de fréquence relativement large du fait du faible facteur de qualité du pôle réel. Enfin, nous constatons que cette bande de fréquence s'élargit lorsque le filtre se décale vers les hautes fréquences, du fait de l'augmentation simultanée de la largeur de bande de ce pôle (diminution du facteur de qualité).

En revanche, le comportement en puissance du dispositif est plus difficile à analyser, car deux effets non-linéaires se conjuguent simultanément à l'intérieur du circuit : le 1^{er} concerne la saturation des transistors et le 2nd la saturation des diodes varactors. Nous montrons en effet que de par sa caractéristique I-V non-linéaire, la diode varactor limite l'excursion en tension vue entre ses bornes, comme illustré sur le graphe de gauche de la Figure 3-37, ce qui génère une tension continue parasite qui vient s'ajouter à la tension de commande de la diode varactor. Il en résulte une forte variation de cette tension de commande en fonction de la puissance du signal.

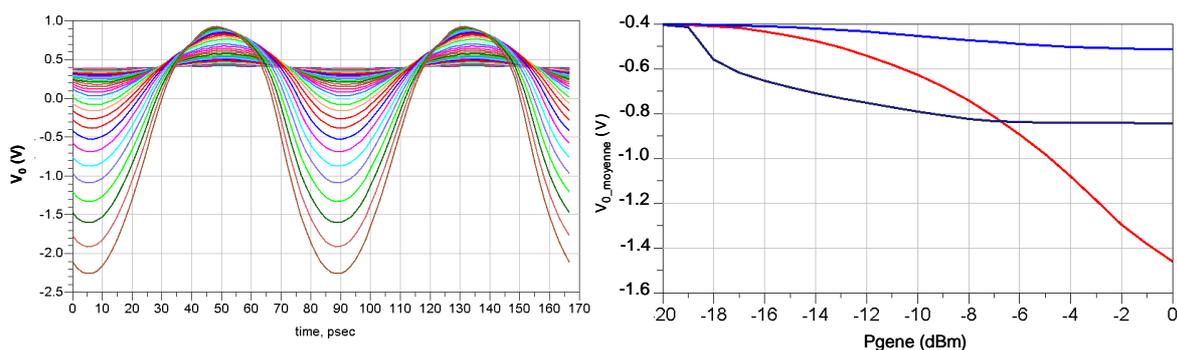


Figure 3-37 : Tensions inverses aux bornes de la diode varactor en fonction de la puissance d'entrée

Le graphe de droite de la Figure 3-37 présente ainsi l'évolution de la tension DC relevée aux bornes des diodes varactors des trois cellules filtrantes en fonction de la puissance du signal sur le générateur (courbe rouge = Résonateur n°1, courbe bleue = Résonateur n°2, courbe en bleu foncé = Résonateur n°3). Celui-ci montre que la tension de commande décroît lorsque la puissance du signal augmente. Or, du fait de la caractéristique de la Figure 3-28 présentant l'évolution de la capacité équivalente d'une diode varactor en fonction de la tension appliquée à ses bornes, il en résulte un décalage vers les hautes fréquences des cellules filtrantes.

Ce principe est illustré par la Figure 3-38 qui présente l'évolution des réponses en fréquence des cellules filtrantes en fonction de la puissance du signal, sur laquelle nous pouvons clairement observer le décalage vers les hautes fréquences des cellules filtrantes, ainsi

que leur impact sur le filtre global. Aussi, du fait que les cellules filtrantes se décalent différemment, suite à une variation non-uniforme des tensions de commande comme illustré sur la Figure 3-37, il en résulte une forte dégradation de la réponse du filtre global.

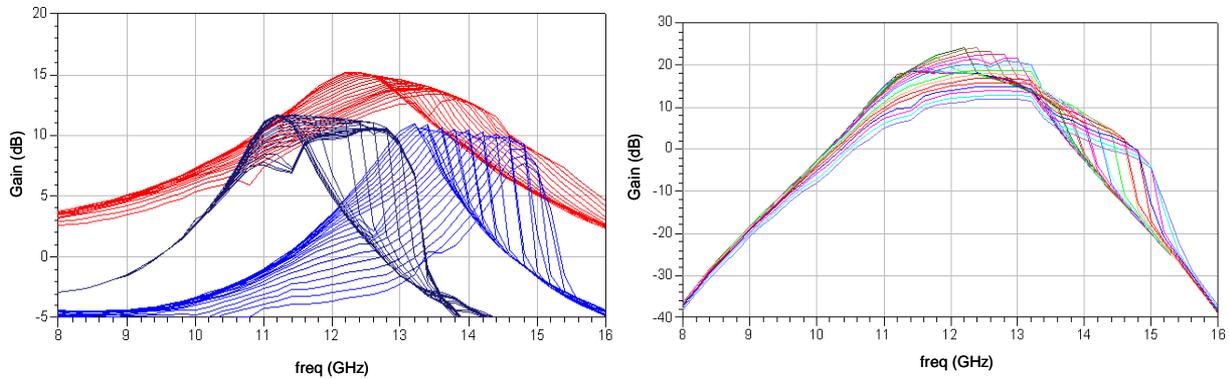


Figure 3-38 : Evolution des réponses en fréquence des cellules filtrantes et du filtre global en fonction de la puissance du signal

Les analyses effectuées ci-dessus ont donc permis de mettre en lumière la dépendance de la réponse du filtre en fonction de la puissance du signal RF. Le graphe de droite de la Figure 3-37 montre ainsi que le décalage des tensions de commande intervient pour une puissance d'entrée P_e de -19 dBm, tandis que la saturation des transistors n'intervient que pour une puissance d'entrée P_e de -15 dBm (Cf. résultats du filtre à fréquence fixe), nous pouvons donc affirmer que la saturation des diodes est prépondérante par rapport à la saturation des transistors. De ce fait, nous pouvons considérer que le fonctionnement « normal » du dispositif n'est assuré que pour des puissances P_e inférieures à -20 dBm. Enfin, nous pouvons remarquer que si nous avons inséré les diodes varactors dans le sens inverse à celui présenté sur la Figure 3-32, le décalage des cellules filtrantes se serait fait vers les basses fréquences et non vers les hautes fréquences.

3.3. Filtres actifs passe-bande d'ordre élevé comportant un bloc passif atténuateur

3.3.1. Principe

Le 2nd grand objectif de ce run de fonderie sur technologie UMS PH25 porte sur la réalisation de filtres actifs passe-bande d'ordre élevé. Nous avons vu au Chapitre 2 que la conception de ce type de filtres nécessite l'emploi de cellules filtrantes regroupant plusieurs

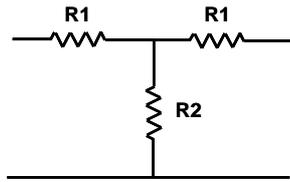
pôles. Or, de par l'utilisation d'étages amplificateurs à base de transistors, la stricte théorie nous impose l'utilisation de cellules d'ordre impair et nous interdit les cellules d'ordre pair. De plus, les cellules d'ordre impair supérieur à 1 (typiquement d'ordre 3) sont limitées aux seuls filtres d'ordre n impair et ne peuvent être employées qu'une seule fois, rendant par là-même la conception de filtres d'ordre élevé relativement problématique.

Cependant, nous montrons ci-après que ce problème peut être contourné en remplaçant l'étage actif amplificateur par un bloc passif atténuateur. En effet, l'insertion d'un tel bloc au sein d'un circuit issu de la méthode de synthèse de filtres présente les propriétés suivantes :

- D'une part, l'atténuation réalisée par le dispositif permet d'isoler entre elles les cellules filtrantes (à condition que celle-ci soit suffisante), nous respectons ainsi la théorie des filtres à cellules passives filtrantes cascades.
- Aussi, l'utilisation de ce dispositif permet d'abaisser le gain global de la chaîne de filtrage, ce qui est un avantage dans le cadre d'un filtre comportant un grand nombre de cellules. Nous pouvons de ce fait contrôler plus efficacement le gain du circuit. En outre, la limitation du gain global de la chaîne permet l'amélioration de la linéarité de l'ensemble ainsi que la préservation de la stabilité.
- Enfin, de par la suppression de la capacité parasite interne au transistor, le dispositif permet la synthèse de cellules d'ordre pair (typiquement d'ordre 2). L'intérêt de ce type de cellules réside dans le fait qu'elle n'apporte que des pôles complexes, ce qui signifie qu'elles peuvent être utilisées plusieurs fois. Elles constituent donc un avantage décisif pour la conception de filtres d'ordre élevé.

3.3.2. Synthèse d'une cellule comportant un bloc passif atténuateur

De manière idéale, le bloc passif atténuateur est constitué d'un réseau symétrique de résistances disposées en T, tel qu'illustré sur la Figure 3-39. Ainsi défini, ce bloc est caractérisé par l'atténuation réalisée entre ses accès et par une impédance caractéristique Z_0 , toutes deux dépendantes des résistances R_1 et R_2 . La synthèse de ce réseau nous permet de calculer les éléments R_1 et R_2 en fonction de l'atténuation (linéaire) et de l'impédance caractéristique souhaitées, nous obtenons :



$$R1 = Z_0 \cdot \frac{1 - att}{1 + att} \quad ; \quad R2 = \frac{2 \cdot Z_0 \cdot att}{1 - att^2}$$

Figure 3-39 : Réseau de résistances en T

Ci-après, nous illustrons l'intérêt de ce dispositif pour les cellules d'ordre 2 en effectuant la synthèse d'un circuit formé d'un réseau de résistances en T, suivi d'un réseau passe-bande du 2^{ème} ordre et terminé par un TEC supposé unilatéral. Comme nous l'avons vu au Chapitre 2, la synthèse de ce circuit est basée sur l'utilisation d'un prototype passe-bas. L'équivalent passe-bas de la cellule analysée est le suivant :

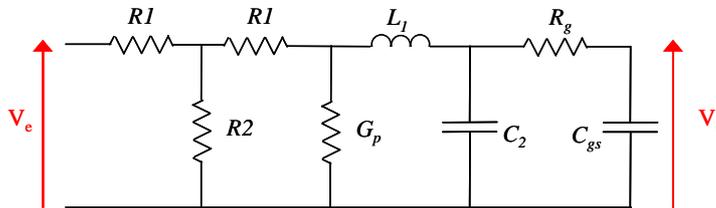


Figure 3-40 : Prototype passe-bas d'une cellule à 2 résonateurs comportant un bloc passif atténuateur

En négligeant l'influence du réseau passe-bas $R_g C_{gs}$ autour de la fréquence de coupure du filtre, la fonction de transfert $H(\omega)$ s'écrit :

$$H(\omega) = \frac{V_s}{V_e} = K \cdot \frac{1}{1 - L_1 \cdot C_2 \cdot \omega^2 + j \cdot R_0 \cdot C_2 \cdot \omega}$$

Où K est un paramètre sans dimension et où R_0 est homogène à une résistance, tous deux se déduisant de R_1 , R_2 et G_p . Les calculs montrent que la cellule est bien homogène à un filtre passe-bas du 2^{ème} ordre, nous pouvons donc appliquer la synthèse d'une cellule à deux résonateurs vue au Chapitre 2 (paragraphe 2.3.2). Une paire de pôles complexes conjugués $[p_1, p_2]$ issue de la synthèse de Butterworth ou Chebychev d'un filtre d'ordre n pourra ainsi être réalisée par l'intermédiaire d'une cellule à deux résonateurs telle que représentée sur la Figure 3-41 au travers des relations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 = \frac{g_1 \cdot R_0}{\omega \cdot \omega_0} \\ C_1 = \frac{\omega}{g_1 \cdot \omega_0 \cdot R_0} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} L_2 = \frac{\omega \cdot R_0}{g_2 \cdot \omega_0} \\ C_2 = \frac{g_2}{\omega \cdot \omega_0 \cdot R_0} \end{array} \right.$$

Où g_1 et g_2 sont deux éléments unitaires calculés à partir de $[p_1, p_2]$ et où ω_0 et w représentent la fréquence de résonance et la bande passante réduite choisies pour le filtre d'ordre n .

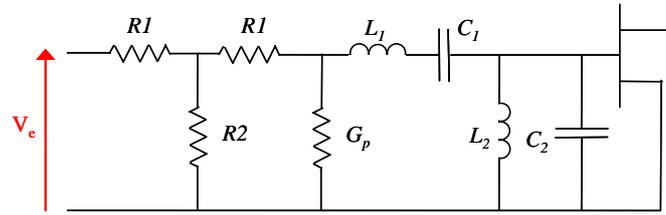


Figure 3-41 : Cellule à 2 résonateurs comportant un bloc passif atténuateur

Ci-après, nous appliquons le principe de la cellule passe-bande à deux résonateurs à la conception de deux filtres actifs passe-bande d'ordre élevé : un filtre actif d'ordre 5 et un filtre actif d'ordre 7.

3.3.3. Filtre actif passe-bande d'ordre 5

La fonction de filtrage recherchée pour ce dispositif est une fonction passe-bande d'ordre 5 centrée autour de 14 GHz. Les caractéristiques complètes du filtre sont résumées dans le tableau suivant :

Type de filtre	Passe-bande
Ordre du filtre	$n = 5$
Fonction mathématique	Chebyshev
Fréquence centrale	$f_0 = 14$ GHz
Largeur de bande passante	$\Delta f/f_0 = 0.1$
Taux d'ondulation	0.1 dB

Tableau 8 : Caractéristiques de la fonction de filtrage d'ordre 5

L'application de la procédure de synthèse des filtres de Chebyshev nous donne la constellation de pôles suivante :

$$p = \begin{bmatrix} p_0 = -0.539 \\ p_1 = -0.436 \pm j \cdot 0.668 \\ p_2 = -0.167 \pm j \cdot 1.080 \end{bmatrix}$$

Dans un souci de compacité, nous décidons de n'utiliser que des cellules multi-résonateurs. Le circuit est par conséquent constitué de 2 cellules : une cellule d'ordre 3 et une cellule d'ordre 2. La répartition des pôles entre les différentes cellules se fait de la manière suivante : nous attribuons la paire de pôles complexes conjugués $[p_{1+}, p_{1-}]$ à la cellule d'ordre 2

et la paire de pôles complexes conjugués $[p_{2+}, p_{2-}]$ à la cellule d'ordre 3. Ce choix s'explique par le souhait de mettre l'accent au cours de cette conception sur la cellule d'ordre 2, d'où le fait de lui attribuer la paire de pôles complexes conjugués la plus « facile » à réaliser.

Les caractéristiques des deux cellules ainsi que leurs réponses fréquentielles théoriques sont présentées sur les Tableau 9 et Figure 3-42. La réponse idéale de la cellule d'ordre 3 est représentée par la courbe rouge tandis que la réponse idéale de la cellule d'ordre 2 est représentée par la courbe bleue. De même que précédemment, ces courbes ont été obtenues à partir d'éléments actifs et passifs parfaits, les niveaux de gain affichés ne sont donc pas représentatifs du procédé technologique employé.

Cellules	Pôles	Caractéristiques	
Ordre 3	$[p_0, p_{2+}, p_{2-}]$	$f_0 = 14$ GHz	$w = 0.1$
Ordre 2	$[p_{1-}, p_{1+}]$	$f_0 = 14$ GHz	$w = 0.1$

Tableau 9 : Caractéristiques des cellules composant le filtre d'ordre 5

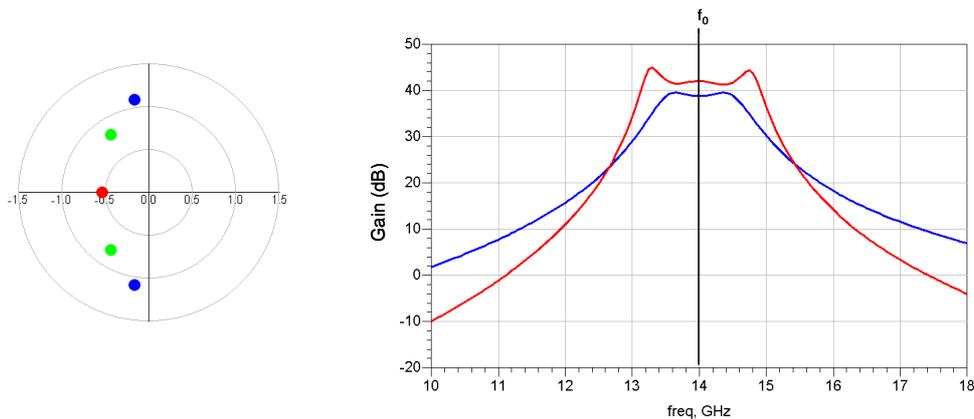


Figure 3-42 : Diagramme des pôles et tracé des réponses fréquentielles correspondant au filtre d'ordre 5

Comme nous l'avons vu ci-dessus, le bloc passif atténuateur doit être placé en tête de la cellule d'ordre 2. De ce fait, celui-ci est intercalé entre la cellule d'ordre 3 et la cellule d'ordre 2. Le synoptique complet du circuit est présenté ci-après :

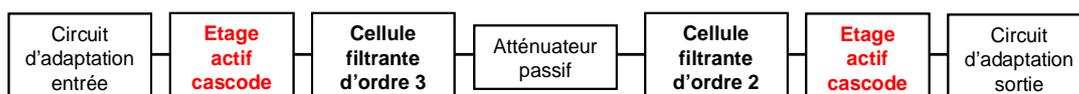


Figure 3-43 : Synoptique du filtre actif passe-bande d'ordre 5

3.3.3.1. Cellules résonnantes

La mise au point des cellules filtrantes reprend la procédure de synthèse vue précédemment pour laquelle nous isolons les cellules et optimisons chacune d'entre elles séparément. Aussi, de la même manière que pour le filtre actif 3 pôles accordable, nous décidons de mettre en commun un maximum d'éléments, nous réutilisons de fait les topologies d'étage actif cascode et de réseaux d'adaptation en entrée et sortie.

De manière idéale, la cellule filtrante d'ordre 3 doit respecter la configuration « LC parallèle – LC série – LC parallèle ». Cependant, cette topologie est difficilement applicable aux circuits microondes du fait des valeurs des éléments formant le résonateur LC série, impossibles à réaliser en technologie MMIC. Pour cette raison, nous appliquons le principe des circuits inverseurs d'impédance qui présentent l'intérêt de ramener en entrée une impédance inverse de celle placée en sortie : une capacité placée en sortie de l'inverseur d'impédance sera ainsi équivalente à une inductance et réciproquement. Dans notre cas, nous utilisons le circuit inverseur d'impédance pour transformer le résonateur LC série en LC parallèle, comme illustré sur la Figure 3-44.

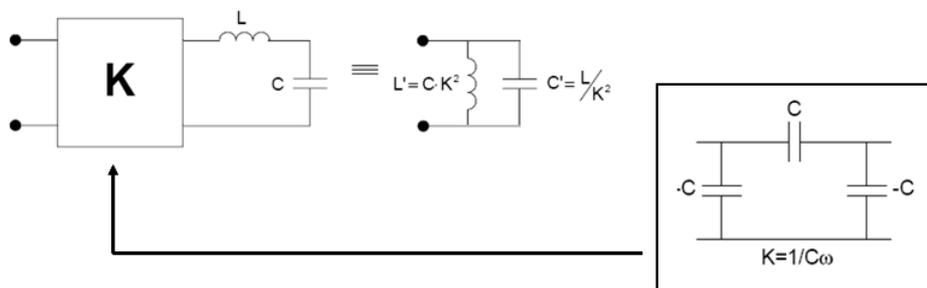


Figure 3-44 : Circuit inverseur d'impédance appliqué aux résonateurs LC microondes

Cette technique permet donc de reproduire « localement », c'est-à-dire dans une faible bande autour de ω_0 , le comportement d'un résonateur LC série par l'emploi d'un résonateur LC parallèle. Aussi, l'intérêt de cette technique porte sur son utilisation dans une cellule filtrante d'ordre 3, pour laquelle les capacités parallèles négatives du circuit inverseur d'impédance peuvent être « absorbées » par les capacités des résonateurs LC parallèles placés de part et d'autre, comme l'a montré L. Darcel dans [78].

Ainsi, nous décidons de fixer la capacité C formant l'inverseur d'impédance à une valeur de 75 fF, ce qui, pour une fréquence f_0 de 14 GHz, correspond à un coefficient de

transformation K de 150. Egalement, nous utilisons ce procédé pour transformer le résonateur LC série de la cellule d'ordre 2 en LC parallèle. Dans ce cas précis, l'emploi du circuit inverseur d'impédance empêche une complète équivalence du montage du fait que la capacité négative $-C$ placée en tête de celui-ci ne peut pas être intégrée « physiquement » sur la puce. Cependant, nous constatons que la simple omission de cet élément de faible valeur est compatible d'un bon fonctionnement de la cellule.

La mise au point des cellules filtrantes porte donc sur l'optimisation des éléments résonnants, de sorte que la réponse en fréquence de chacune se rapproche le plus possible de la courbe théorique. Les résultats sont présentés sur la Figure 3-45. Sur celle-ci, nous constatons que la fonction de filtrage de la cellule d'ordre 2 est globalement retrouvée, tant au niveau de la bande passante que des pentes de réjection. En revanche, nous avons plus de difficultés à reproduire le comportement de la cellule d'ordre 3, nous observons ainsi que les pentes de réjection sont insuffisantes, de même que les pôles de transmissions aux bords de la bande passante ne sont pas clairement retrouvés. Il est cependant à noter que ce résultat était prévisible du fait du plus grand nombre d'éléments intégrés que compte la cellule et du fait de la paire de pôles complexes conjugués $[p_{2+}, p_{2-}]$ qui lui est affectée.

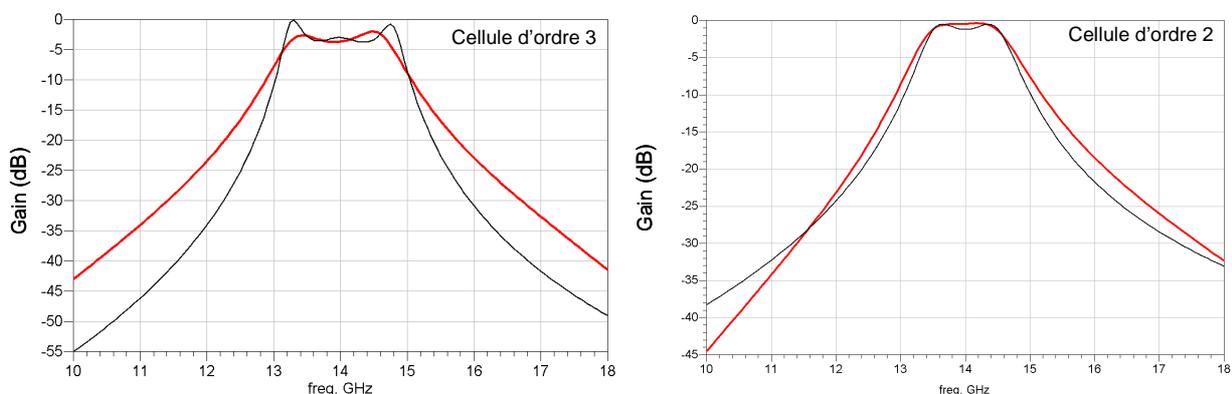


Figure 3-45 : Réponses en fréquence des cellules formant le filtre d'ordre 5

3.3.3.2. Circuit global

Le schéma électrique complet ainsi que le dessin des masques sont présentés sur les Figure 3-46 et Figure 3-47, les dimensions de ce dernier étant de (2.8×1.0) mm². Comme il est fait mention ci-dessus, les capacités C formant le circuit inverseur d'impédance sont de 75 fF. De fait, la capacité série reliant les deux accès de l'inverseur d'impédance est modélisée par un élément interdigité. Aussi, nous avons spécifié pour le réseau de résistances en T une atténuation de 10 dB, ce qui s'avère suffisant pour isoler les deux cellules. Enfin, étant donné le

faible nombre de polarisations requises (quatre), nous avons rassemblé celles-ci sur un seul « bloc » de polarisation.

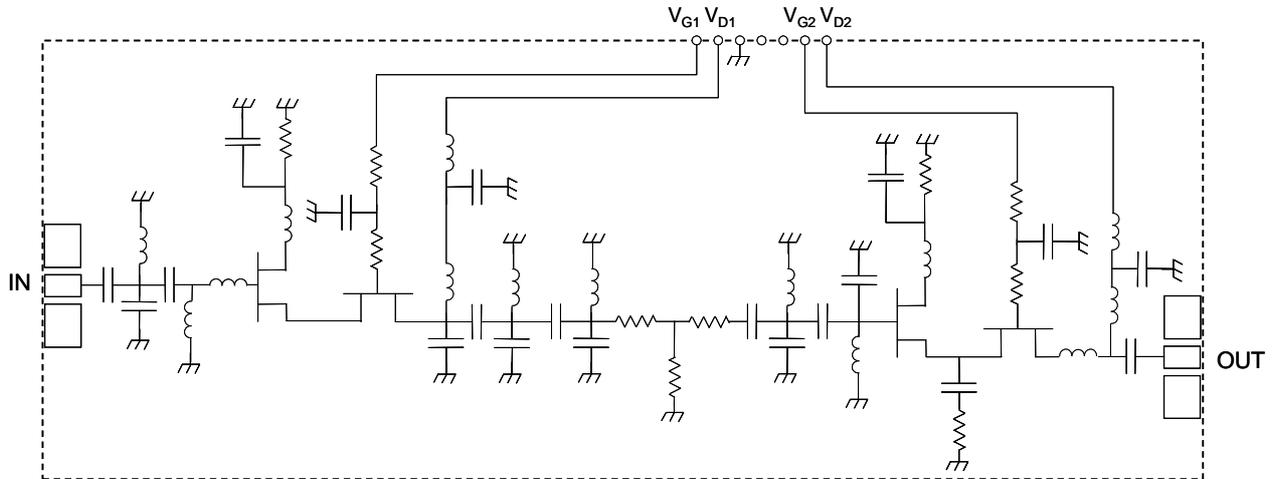


Figure 3-46 : Schéma électrique complet du filtre actif d'ordre 5

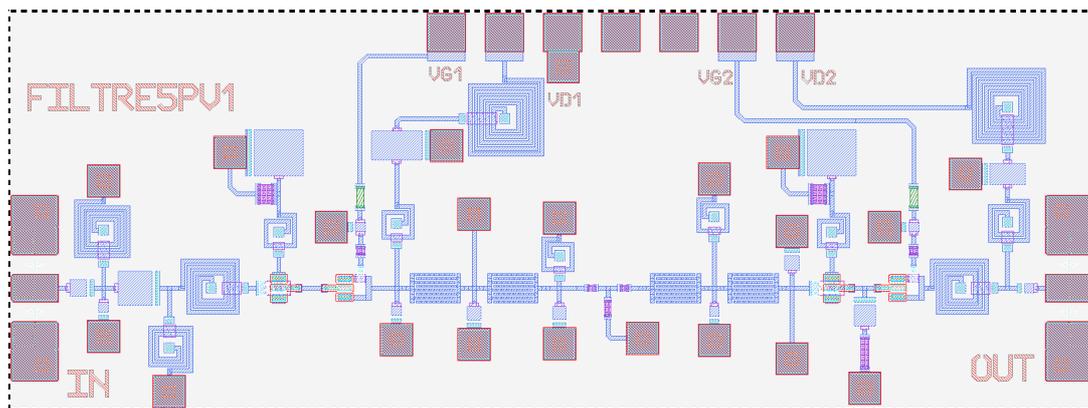


Figure 3-47 : Dessin des masques du filtre actif d'ordre 5

3.3.3.3. Résultats de simulations

Les résultats de simulation en paramètres S sont présentés sur la Figure 3-48. Sur celle-ci, nous constatons que la fonction de filtrage obtenue ne fait « qu'approcher » la courbe idéale. Nous obtenons en effet des pentes de réjection insuffisantes, de même que la platitude du gain dans la bande et les flancs de réjection nets aux bords de celle-ci ne sont pas clairement retrouvés. Cette non-reproduction de la fonction de filtrage idéale provient essentiellement des coefficients de qualité insuffisants des éléments intégrés ainsi que des performances insuffisantes des cellules d'ordre supérieur à 1. La cellule d'ordre 3 présente une réponse relativement éloignée de la courbe théorique comme nous l'avons vu Figure 3-45. Aussi, le gain à la fréquence centrale n'est que de 3 dB, cette faible valeur s'expliquant par l'architecture

générale du circuit, pour laquelle nous constatons un fort déséquilibre entre éléments actifs et passifs.

Néanmoins, nous obtenons des pentes de réjection de l'ordre de 40 dB à 1 GHz du bord de la bande passante, de même qu'un zéro de transmission apparaît à 11 GHz pour un niveau inférieur à -60 dB. Enfin et contrairement aux circuits précédents, nous n'observons aucune remontée de gain dans la bande basse du filtre.

Les résultats de simulation montrent également une large adaptation en entrée, avec un paramètre S_{11} inférieur à -10 dB sur une bande comprise entre 9.5 et 16.5 GHz et un niveau minimum de -25 dB. Cependant et de même que précédemment, l'adaptation de sortie est plus étroite, le paramètre S_{22} n'étant inférieur à -10 dB qu'entre 13 et 16 GHz pour un niveau minimum de -15 dB.

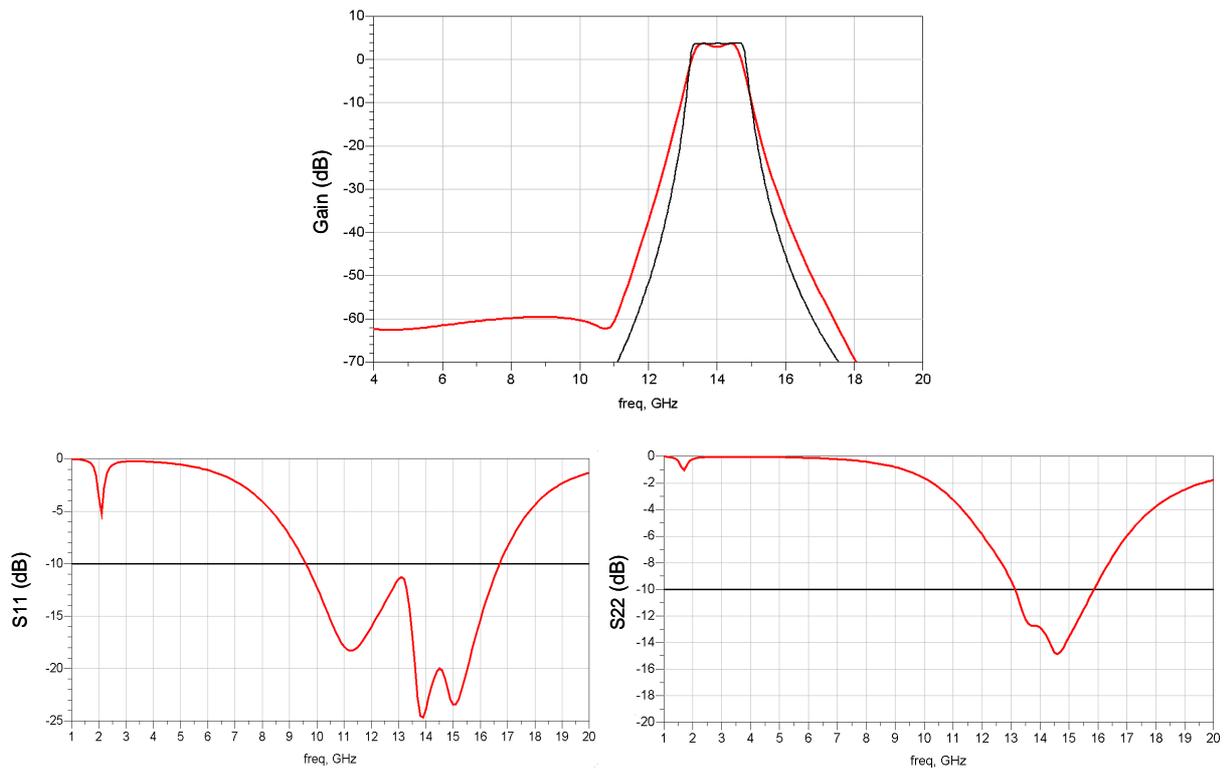


Figure 3-48 : Résultats de simulation en paramètres S du filtre d'ordre 5

Le facteur de bruit simulé du dispositif est présenté sur la Figure 3-49. Nous constatons que celui-ci est relativement élevé, avec une valeur minimale de 12 dB dans la bande passante du filtre. Nous montrons ci-après que, de la même manière que le faible niveau de gain obtenu à la fréquence centrale, ce niveau de bruit élevé s'explique par l'architecture générale du circuit. Celle-ci se compose en effet d'un bloc actif en entrée, suivi d'une longue séquence

[Cellule d'ordre 3 – Réseau de résistances en T – Cellule d'ordre 2] entièrement passive, puis d'un second bloc actif en sortie. D'où le fort déséquilibre créé entre éléments actifs et passifs et le facteur de bruit qui en découle. Nous pouvons remarquer que cette configuration du circuit était cependant la meilleure du fait que nous souhaitions regrouper les 5 pôles en une cellule d'ordre 3 et une cellule d'ordre 2, cette dernière nécessitant obligatoirement l'emploi d'un bloc passif atténuateur comme décrit précédemment.

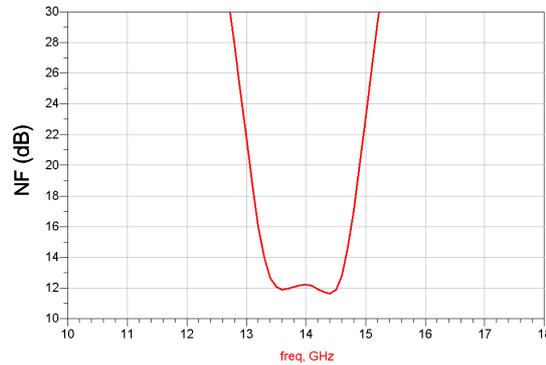


Figure 3-49 : Facteur de bruit simulé du filtre d'ordre 5

Enfin, les simulations non-linéaires effectuées à la fréquence centrale du filtre indiquent une puissance de sortie à 1 dB de compression de +2.5 dBm pour une puissance d'entrée de +2 dBm, soit un gain linéaire de 1.5 dB. De nouveau, cette valeur diffère de celle obtenue en utilisant un modèle de transistor petit signal (Figure 3-50). Par ailleurs, nous constatons que le faible niveau de gain à la fréquence centrale nous permet d'obtenir en entrée du circuit un point de compression relativement élevé.

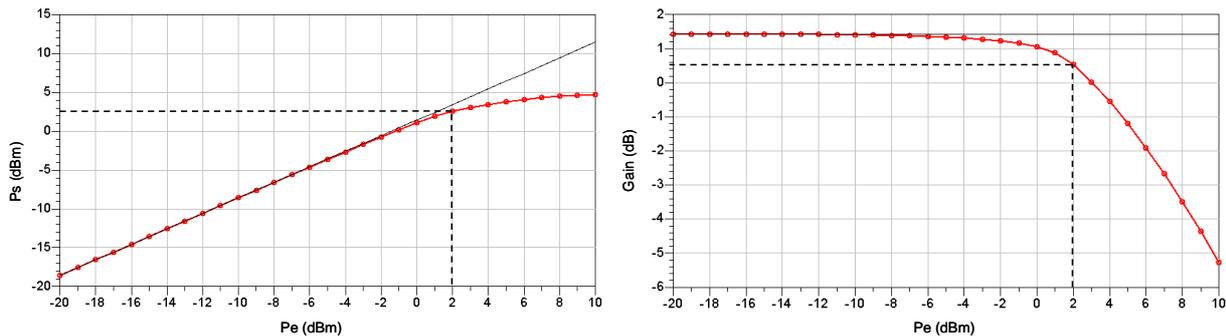


Figure 3-50 : Simulations non-linéaires du filtre actif 5 pôles

3.3.4. Filtre actif passe-bande d'ordre 7

La conception de ce filtre d'ordre 7 s'inscrit dans une logique d'extension des possibilités de filtrage entrevues pour le filtre d'ordre 5. Nous décidons en effet de conserver

l'architecture générale du circuit constituée de l'ensemble [Cellule d'ordre 3 – Réseau de résistances en T – Cellule d'ordre 2], à laquelle nous joignons deux pôles supplémentaires, ceci en vue de réaliser une fonction de filtrage d'ordre 7. Les spécifications de celle-ci sont présentées dans le tableau suivant :

Type de filtre	Passe-bande
Ordre du filtre	n = 7
Fonction mathématique	Chebyshev
Fréquence centrale	f ₀ = 14 GHz
Largeur de bande passante	Δf/f ₀ = 0.1
Taux d'ondulation	0.1 dB

Tableau 10 : Caractéristiques de la fonction de filtrage d'ordre 7

L'application de la procédure de synthèse des filtres de Chebyshev nous donne la constellation de pôles suivante :

$$p = \begin{bmatrix} p_0 = -0.377 \\ p_1 = -0.339 \pm j \cdot 0.464 \\ p_2 = -0.235 \pm j \cdot 0.835 \\ p_3 = -0.084 \pm j \cdot 1.042 \end{bmatrix}$$

Le synoptique de la Figure 3-51 montre que les 7 pôles sont répartis en quatre cellules : deux cellules d'ordre 1, suivies d'une cellule d'ordre 3 et d'une cellule d'ordre 2. Nous avons choisi de figurer les deux pôles supplémentaires au travers de deux cellules d'ordre 1 afin de rééquilibrer la proportion entre éléments actifs et passifs. En effet, l'usage d'une seconde cellule d'ordre 2, pour laquelle un nouvel étage passif atténuateur serait nécessaire, donnerait de très mauvais résultats en termes de gain et de bruit. Par ailleurs, les deux cellules d'ordre 1 sont placées en tête du circuit afin de garantir un facteur de bruit de qualité.



Figure 3-51 : Synoptique du filtre actif passe-bande d'ordre 7

Contrairement à ce qui avait été fait pour le filtre d'ordre 5, nous décidons d'affecter la paire de pôles complexes conjugués la plus « facile » à réaliser à la cellule d'ordre 3. De fait, la paire de pôles complexes conjugués [p₂₊, p₂₋] est attribuée à la cellule d'ordre 2, tandis que la paire de pôles restante [p₃₊, p₃₋] est attribuée aux deux cellules d'ordre 1. Les caractéristiques de ces quatre cellules ainsi que leurs réponses fréquentielles théoriques sont présentées sur les Tableau 11 et Figure 3-52. La réponse idéale de la cellule d'ordre 3 est représentée par la

courbe rouge, celle de la cellule d'ordre 2 par la courbe noire et celles des deux cellules d'ordre 1 par les courbes bleues.

Cellules	Pôles	Caractéristiques	
Résonateur n°1	p_{3+}	$f_0 = 14,75$ GHz	$Q = 119$
Résonateur n°2	p_{3-}	$f_0 = 13,29$ GHz	$Q = 119$
Ordre 3	$[p_0, p_{1+}, p_{1-}]$	$f_0 = 14$ GHz	$w = 0.1$
Ordre 2	$[p_{2-}, p_{2+}]$	$f_0 = 14$ GHz	$w = 0.1$

Tableau 11 : Caractéristiques des cellules composant le filtre d'ordre 7

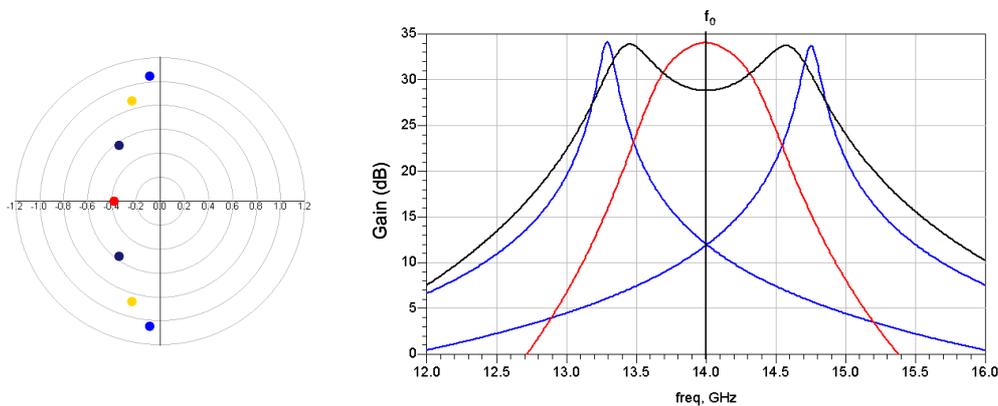


Figure 3-52 : Diagramme des pôles et tracé des réponses fréquentielles correspondant au filtre d'ordre 7

3.3.4.1. Cellules résonnantes

De nouveau, la mise au point des cellules filtrantes porte sur l'optimisation des éléments résonnants. Aussi, nous réutilisons la topologie d'inverseur d'impédance vue au paragraphe 3.3.3.1 pour figurer les cellules d'ordre 3 et d'ordre 2. Nous montrons ci-après que, de la même manière que le filtre actif 3 pôles à fréquence fixe (Cf. paragraphe 3.1), nous avons dû procéder à une première optimisation des cellules filtrantes isolément puis à une seconde optimisation une fois celles-ci rassemblées, d'où parfois les écarts importants constatés entre réponses théoriques et pratiques. Les résultats sont présentés sur la Figure 3-53.

Sur celle-ci, nous observons effectivement une grande différence entre les courbes obtenues et les courbes idéales. Concernant la cellule d'ordre 2, nous n'avons pas pu obtenir une réponse satisfaisante dans laquelle apparaissent clairement les deux pôles de transmission en bordure de bande passante. De ce fait, cette non-reproduction de la fonction de filtrage a donné lieu lors de l'optimisation finale du circuit à une « compensation » de forme au travers des autres cellules filtrantes. En effet, nous obtenons pour les deux cellules d'ordre 1 des

facteurs de qualité beaucoup plus faibles que prévu, de même que la cellule d'ordre 3 présente une bande passante large alors que celle-ci devrait au contraire être étroite. Pour ce circuit, nous constatons donc que l'impossibilité de reproduire certaines formes de filtre prévues par la méthode de synthèse a conduit à la « dénaturation » du filtre, au sens où certaines cellules présentent des réponses en fréquence relativement éloignées de la courbe théorique.

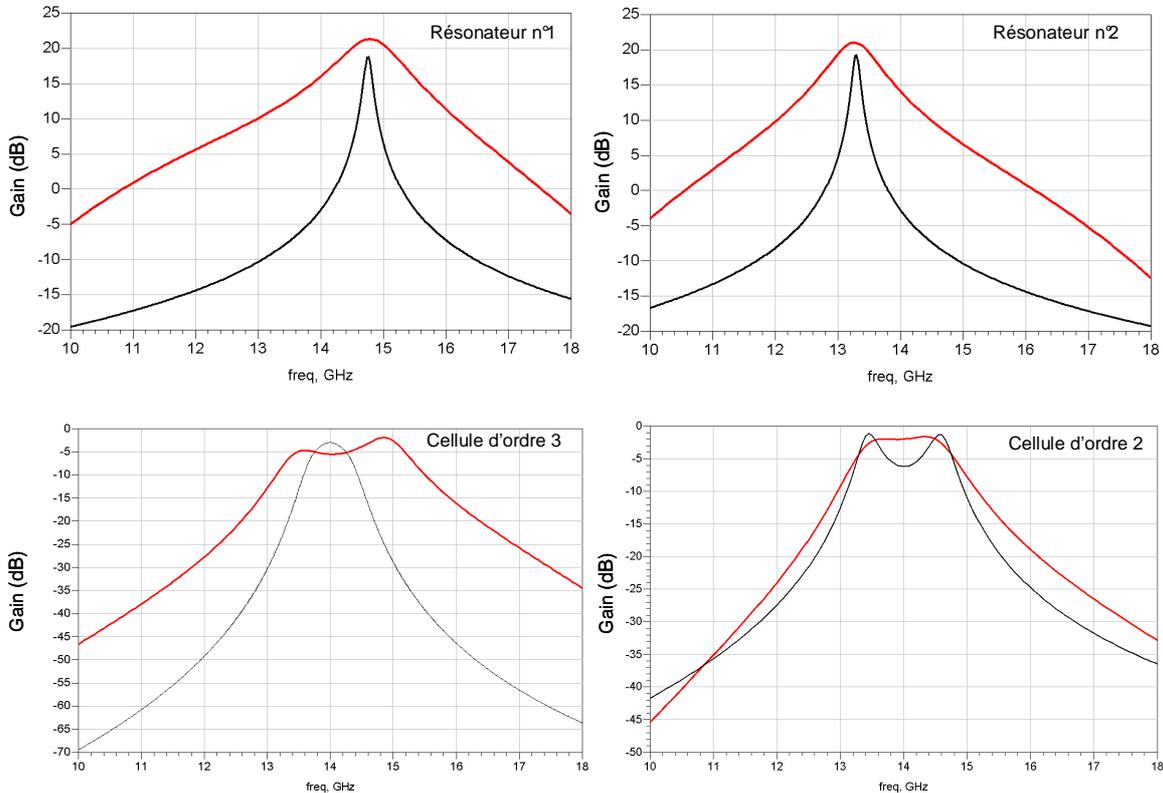


Figure 3-53 : Réponses en fréquence des cellules formant le filtre d'ordre 7

Par ailleurs, nous constatons que les cellules d'ordre 3 et d'ordre 2 présentent une nouvelle fois des pentes de réjection insuffisantes, d'où comme nous le verrons au paragraphe 3.3.4.3 des difficultés à retrouver des pentes de réjection similaires à celles prévues par la synthèse théorique.

3.3.4.2. Circuit global

Le schéma électrique complet ainsi que le dessin des masques sont présentés sur les Figure 3-54 et Figure 3-55, les dimensions de ce dernier étant de (4.0*1.2) mm². De la même manière que le filtre d'ordre 5, les capacités C formant le circuit inverseur d'impédance sont de 75 fF et sont donc modélisées par un élément interdigité. Egalement, nous avons de nouveau spécifié une atténuation de 10 dB pour le réseau de résistances en T séparant la cellule d'ordre 3 de la cellule d'ordre 2. Enfin, la polarisation des étages cascades ne se fait plus comme

précédemment par des self-inductances de forte valeur mais par des résistances d'une valeur de 50Ω , ceci afin de renforcer la stabilité du circuit aux basses fréquences.

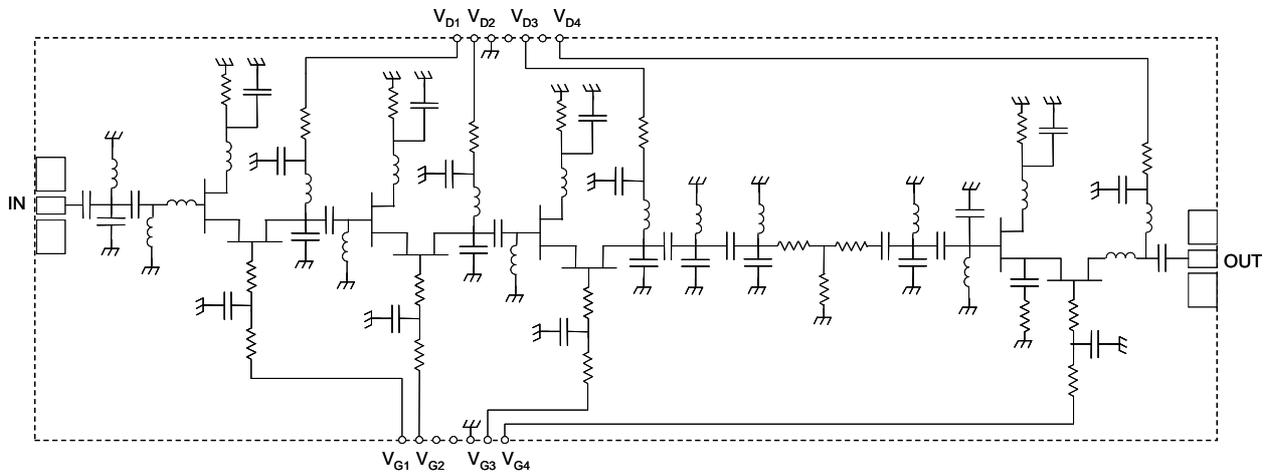


Figure 3-54 : Schéma électrique complet du filtre actif d'ordre 7

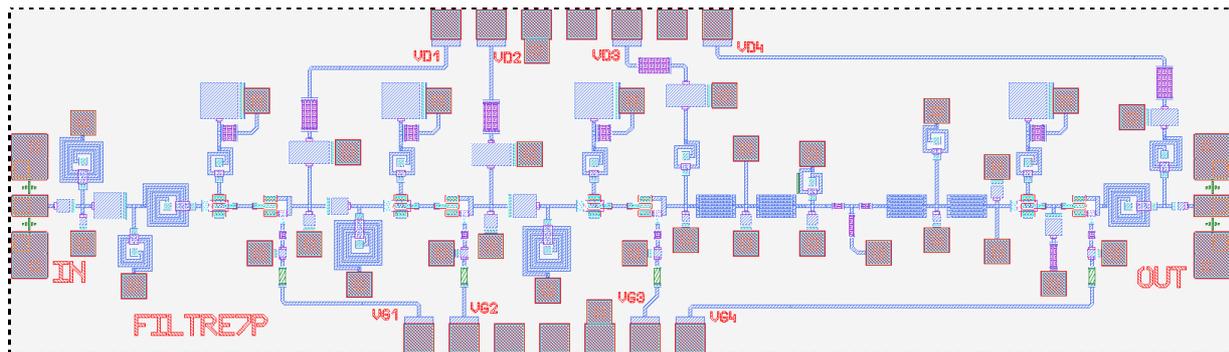


Figure 3-55 : Dessin des masques du filtre actif d'ordre 7

3.3.4.3. Résultats de simulation

Les résultats de simulation des paramètres S sont présentés sur la Figure 3-56. Sur celle-ci, nous constatons que, de la même manière que le filtre actif d'ordre 5, nous ne faisons qu'approcher la fonction de filtrage idéale. En effet, de par les facteurs de qualité insuffisants des cellules d'ordre 1 ainsi que les performances moyennes des cellules d'ordre supérieur à 1, nous n'arrivons pas à reproduire la fonction de transfert visée. Nous observons que les pentes de réjection sont insuffisantes, tant en bordure de bande passante qu'hors-bande. Néanmoins, celles-ci sont de l'ordre de 60 dB à 2 GHz du bord de la bande passante dans la bande haute du filtre, tandis qu'un zéro de transmission apparaît dans la bande basse à 12 GHz pour un niveau de -60 dB . De ce fait, nous n'observons de nouveau aucune remontée de gain dans la bande basse du filtre. Enfin, nous obtenons un gain à la fréquence centrale de 10 dB , cette valeur

s'expliquant comme nous l'avons vu sur le synoptique de la Figure 3-51 par le rééquilibrage de la proportion entre éléments actifs et passifs au sein du circuit.

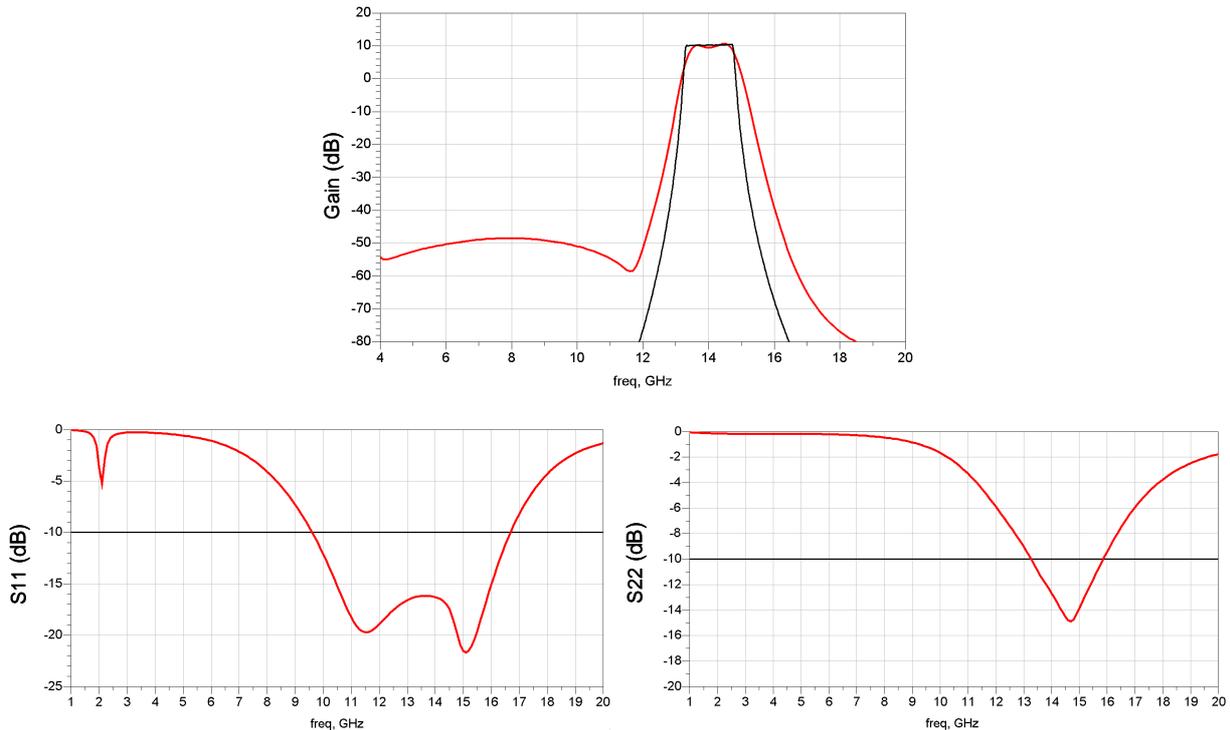


Figure 3-56 : Résultats de simulation en paramètres S du filtre d'ordre 7

Par ailleurs, les résultats de simulation montrent une large adaptation en entrée, avec un paramètre S_{11} inférieur à -10 dB sur une bande comprise entre 9.5 et 16.5 GHz et un niveau minimum de -20 dB. Cependant et de même que précédemment, l'adaptation de sortie est plus étroite, le paramètre S_{22} n'étant inférieur à -10 dB qu'entre 13 et 16 GHz pour un niveau minimum de -15 dB.

La Figure 3-57 présente le facteur de bruit simulé du filtre d'ordre 7, celui-ci est de l'ordre de 6.5 dB dans la bande du filtre. Comme décrit précédemment, les deux cellules d'ordre 1, pour lesquelles le rapport signal sur bruit est le meilleur, ont été disposées en tête du circuit, tandis que l'ensemble [Cellule d'ordre 3 – Réseau de résistances en T – Cellule d'ordre 2], responsable des mauvais résultats en bruit obtenus sur le filtre d'ordre 5, a été repoussé à l'arrière du circuit, ceci afin d'améliorer le facteur de bruit complet du dispositif.

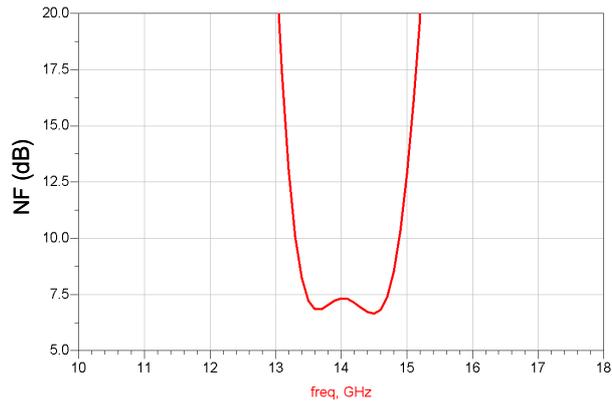


Figure 3-57 : Facteur de bruit simulé du filtre d'ordre 7

Enfin, les simulations non-linéaires effectuées à la fréquence centrale du filtre indiquent une puissance de sortie à 1 dB de compression de -1 dBm pour une puissance d'entrée de -8 dBm, soit un gain linéaire proche de 8 dB. De nouveau, cette valeur diffère de celle obtenue en utilisant un modèle de transistor petit signal (Figure 3-58).

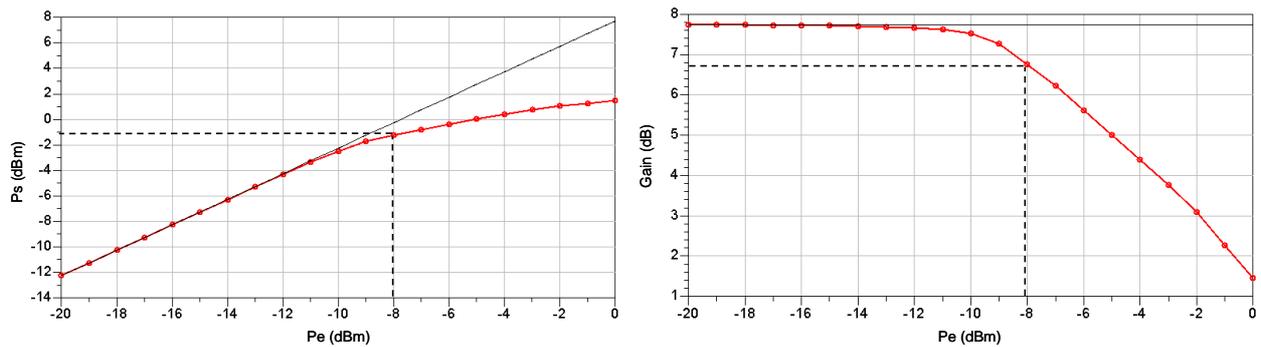


Figure 3-58 : Simulations non-linéaires du filtre actif 7 pôles

4. MESURES DES CIRCUITS REALISES

4.1. Banc de test utilisé

Afin de faciliter les mesures, l'ensemble des filtres décrits ci-dessus ont été réalisés sur une même puce de test, celle-ci a pour dimensions (4*6) mm² et est présentée sur la Figure 4-1. Ainsi, les mesures se font simplement en fixant la puce sur le socle métallique de la station sous pointes (celle-ci est maintenue par aspiration) et en déplaçant les pointes de mesure le long de celle-ci. De fait, il y a contact électrique entre la face de dessous de la puce métallisée et le socle métallique de la station sous pointes, la référence de masse étant donc amenée sur la puce via celui-ci. Par ailleurs, des lignes de transmission d'impédance caractéristique 50 Ω ont été rajoutées en sortie des 2^{ème}, 3^{ème} et 4^{ème} circuits afin de faciliter les manipulations lors de la mesure des différents circuits.

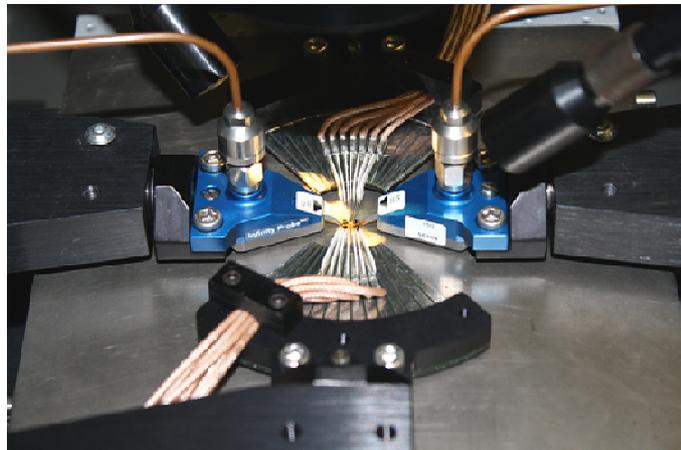
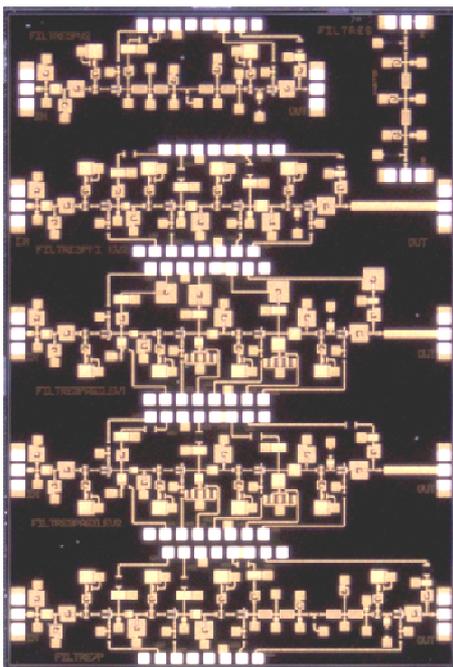


Figure 4-1 : Photographies de la puce de test et du banc de mesure

Le banc de mesure se compose d'un analyseur de réseau vectoriel « HP 8510C », d'un jeu de pointes RF coplanaires « Masse – Signal – Masse » de 125 μ m d'espacement de chez « Cascade Microtech » et d'un jeu de pointes DC multi-contacts de chez « Picoprobe ». Ce type de pointes se compose d'un ensemble de 7 doigts espacés de 150 μ m et est utilisé pour plusieurs raisons : il permet d'une part de faciliter la mise sous tension des circuits du fait que ceux-ci

nécessitent un grand nombre de polarisations et d'autre part, il évite l'emploi de pointes à aiguille pour lesquelles nous risquons un couplage par rayonnement entre pointes voisines ainsi qu'un mauvais découplage RF dû à un long chemin électrique entre le plot de polarisation sur la puce et la référence de masse externe. De ce fait, ce type de pointes réduit les risques d'oscillations et préserve la stabilité du circuit. En outre, chaque pointe multi-contacts voit l'un de ses doigts relié sur la puce à un trou métallisé afin que la mise sous tension du circuit se fasse par rapport à une même référence de masse.

Enfin, nous calibrons le banc de mesure en transmission et en réflexion sur une bande comprise entre 1 et 20 GHz à l'aide d'un kit d'étalonnage complet TRL de chez « Cascade Microtech ». De ce fait, les mesures couvrent la bande de fréquences [1-20] GHz.

4.2. Mesures du filtre actif 3 pôles à fréquence fixe

4.2.1. Mesures linéaires

Pour les mesures en paramètres S, nous spécifions une puissance de -20 dBm sur les sources microondes de l'analyseur de réseau vectoriel. Ainsi, nous ne risquons pas la saturation du circuit. Nous polarisons les quatre étages cascades jusqu'à obtenir les conditions nominales de fonctionnement que nous rappelons ci-après : les tensions Vd et Vg sont 6.3 et 3 Volts, pour un courant de drain Id de 16.5 mA. En pratique, nous obtenons un courant de drain variable de 19 à 21 mA selon les étages.

Les mesures en paramètres S sont présentées sur la Figure 4-2 (courbes rouges) et sont comparées aux résultats de simulation (courbes noires). Nous constatons sur la courbe du S_{21} que la forme de la fonction de filtrage est globalement retrouvée, avec toutefois un léger décalage de la fréquence centrale ($f_0=11.8$ GHz au lieu de 12) ainsi qu'une inclinaison de l'ordre de 3 dB dans la bande passante. Aussi, nous obtenons des pentes de réjection ainsi qu'une largeur de bande passante conformes aux résultats de simulation. La différence se fait cependant sur le niveau de gain à la fréquence centrale, pour lequel nous obtenons une valeur de 18 dB au lieu des 26 dB simulés. Par ailleurs, nous observons une très large adaptation en entrée (paramètre S_{11}) avec toutefois un léger décalage en fréquence tandis que l'adaptation en sortie est moins bonne que prévue, avec un paramètre S_{22} minimum de seulement -8 dB à $f=10$ GHz. Enfin, le paramètre S_{12} se maintient entre -70 et -50 dB sur toute la bande de fréquences.

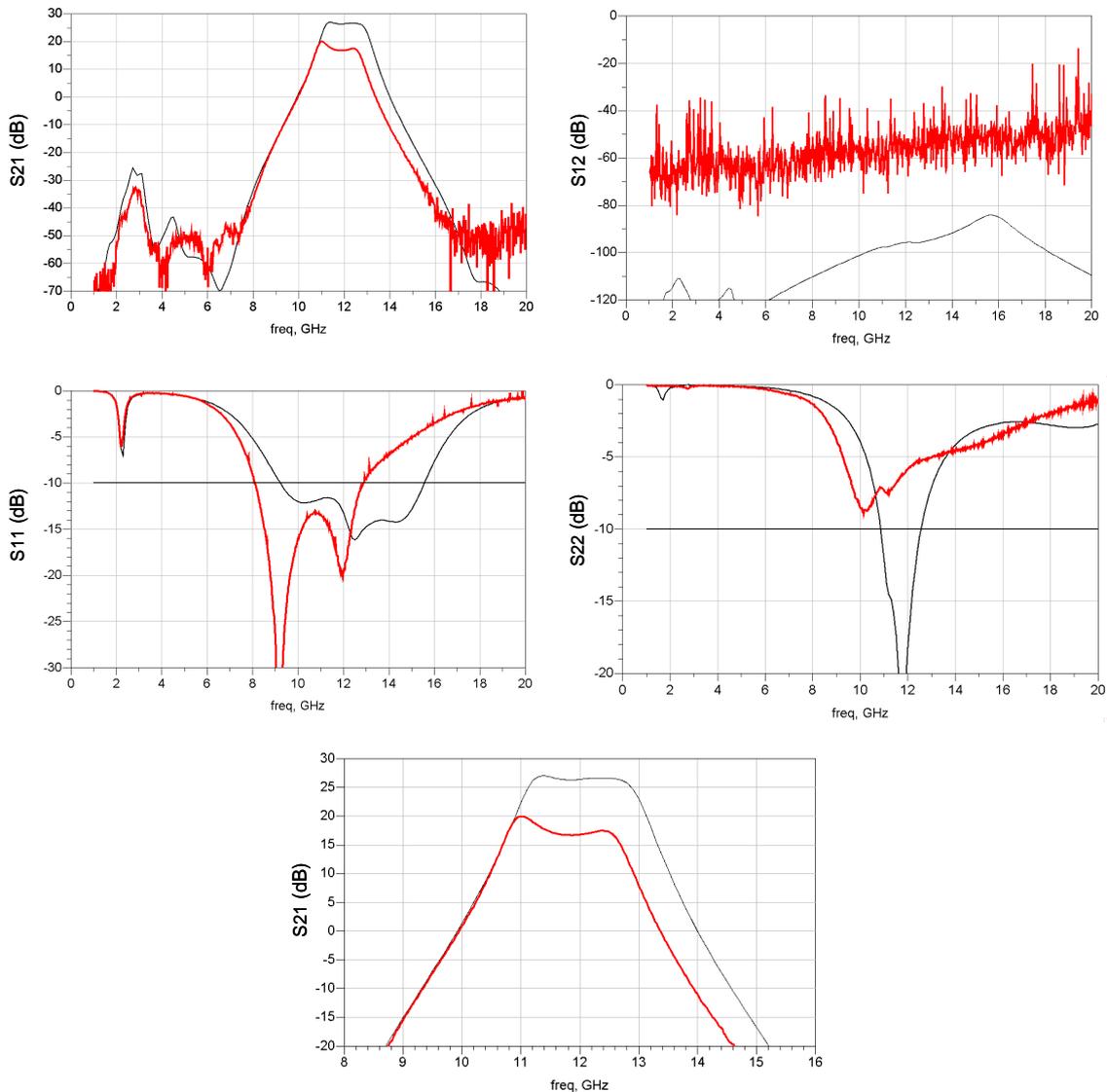
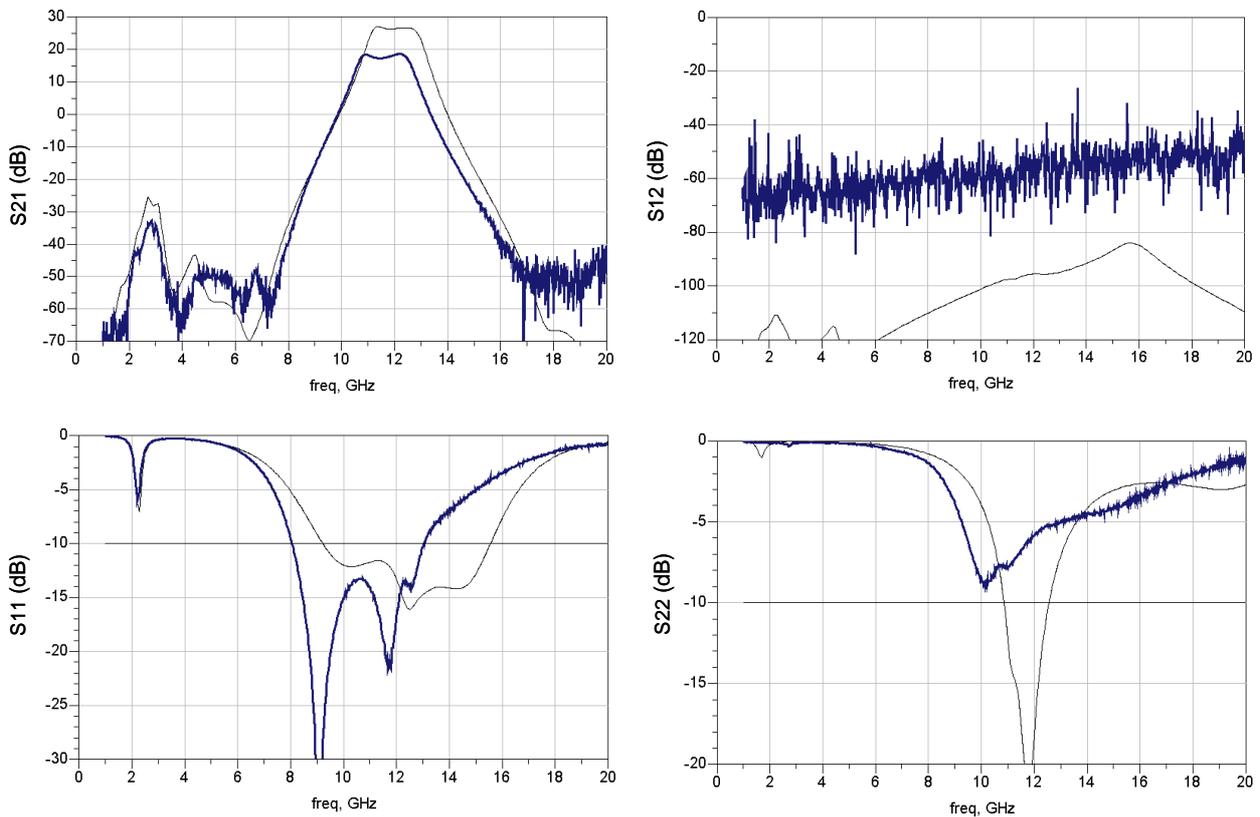


Figure 4-2 : Mesures en paramètres S du filtre actif 3 pôles fixe

Les mesures présentées ci-dessus montrent qu'une polarisation des montages cascades selon les tensions nominales aboutit à une déformation ainsi qu'à une inclinaison de l'ordre de 3 dB dans la bande passante. Nous constatons en effet que la réponse du filtre est dominée par les pôles complexes conjugués situés en bordure de bande passante (Résonateurs n°2 et 3), au détriment du pôle réel (Résonateur n°1) qui, à l'inverse, est invisible sur la courbe. Ainsi, le fait d'alimenter les étages amplificateurs selon les conditions nominales de polarisation ne permet pas d'établir une réponse de filtre optimale. De fait, nous cherchons à corriger ce défaut en modifiant les conditions de polarisation des montages cascades. Les essais effectués montrent en effet que le gain de chaque cellule filtrante peut être commandé par la tension V_d de l'étage amplificateur qui la précède. La tension V_{d1} permet ainsi d'ajuster le gain du pôle réel tandis que les tensions V_{d2} et V_{d3} agissent sur le gain des pôles complexes conjugués. Dès lors, nous

opérons un ajustement de la bande passante du filtre par le réglage fin des tensions V_{d1} , V_{d2} et V_{d3} . Les résultats sont présentés sur la Figure 4-3.

Ceux-ci indiquent qu'en abaissant la tension V_{d3} , nous diminuons le gain du pôle centré à 11 GHz et de fait obtenons une réponse présentant une meilleure platitude. En effet, pour $V_{d3}=3$ V, l'ondulation dans la bande du filtre n'est plus que de 1 dB pour une fréquence centrale de 11.5 GHz et un gain de 17 dB. Nous illustrons donc ici l'aspect modulable du filtre actif pour lequel la réponse filtrante est ajustable selon une ou plusieurs tensions de commande. Il est à noter que cette caractéristique a été rendue possible de par la séparation de l'ensemble des tensions de polarisation des montages cascade. Enfin, nous pouvons remarquer que l'ajustement de la bande passante du filtre n'a pas d'effet sur la réponse des paramètres S_{11} et S_{22} du fait des étages amplificateurs placés en entrée et sortie du circuit.



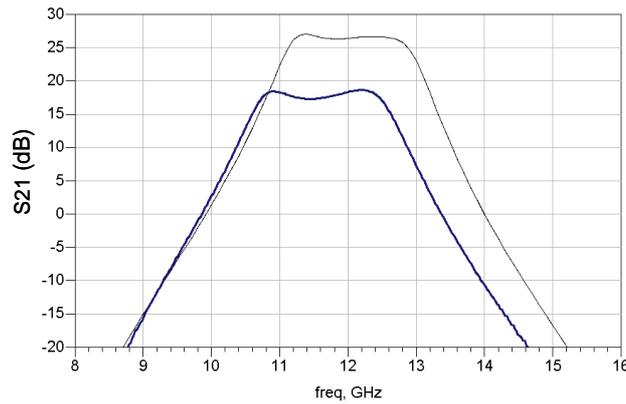


Figure 4-3 : Ajustement de la bande passante du filtre actif 3 pôles fixe

Le facteur de bruit du filtre actif 3 pôles fixe est présenté sur la Figure 4-4. Celui-ci a été mesuré à partir de la méthode « Source chaude – Source froide » pour différents points de fréquence entre 9.5 et 14 GHz. Les résultats montrent un facteur de bruit minimum de 4.4 dB à $f_0=11.5$ GHz pour un niveau global inférieur à 5 dB sur une bande allant de 11 à 12.2 GHz. Nous rappelons que la valeur obtenue en simulations se situe entre 2 et 3 dB, soit un écart supérieur à 2 dB. Par ailleurs, la relative largeur de bande de la courbe de bruit montre que les mesures sont en accord avec les commentaires émis au paragraphe 3.1.4.1 concernant le facteur de bruit du dispositif complet.

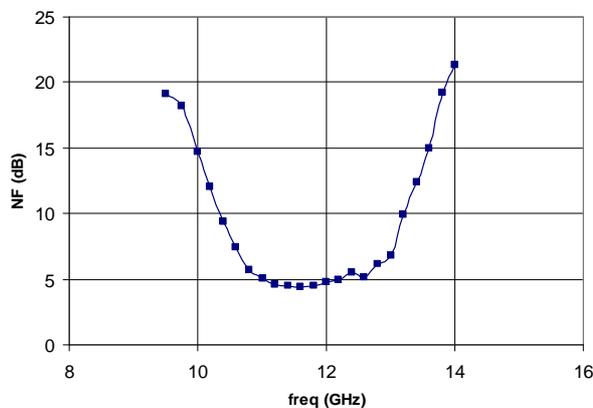


Figure 4-4 : Facteur de bruit mesuré du filtre actif 3 pôles fixe

4.2.2. Mesures non-linéaires

Les mesures non-linéaires ont été faites dans les conditions nominales de polarisation illustrées par les mesures en paramètres S de la Figure 4-2. Ainsi, nous réglons la porteuse RF sur une fréquence f_0 de 11.8 GHz correspondant à la fréquence centrale du filtre. Ci-après, nous faisons varier le niveau de puissance de la porteuse de -35 à -10 dBm et traçons les courbes de

puissance et de gain en fonction de la puissance d'entrée P_e . Celles-ci sont présentées sur la Figure 4-5.

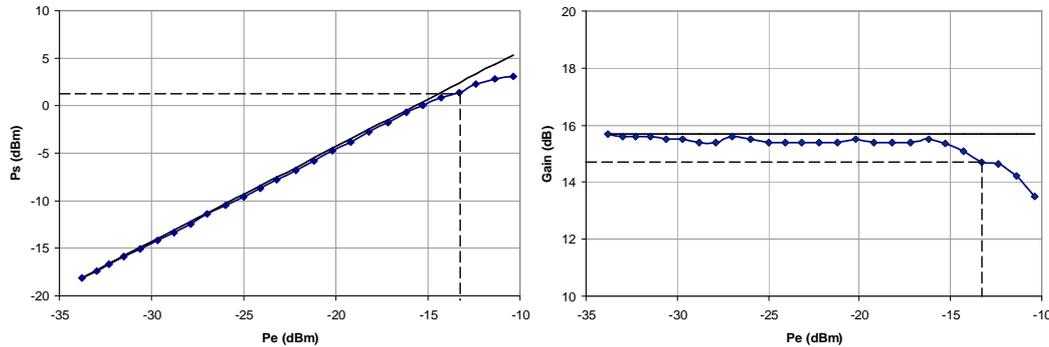


Figure 4-5 : Mesure du point de compression du filtre actif 3 pôles fixe

Les mesures indiquent une puissance de sortie à 1 dB de compression de +1.5 dBm pour une puissance en entrée du dispositif de -13 dBm. Cette valeur de $P_{in(-1dB)}$ est proche des -15 dBm obtenus en simulations. Egalement et compte tenu de l'analyse faite au paragraphe 3.1.4.2, nous pouvons affirmer que la compression de gain du circuit est causée par le 2^{ème} étage amplificateur seul, étant donné qu'il est précédé du pôle réel centré à la fréquence f_0 du filtre. Aussi, la forte différence sur le $P_{out(-1dB)}$ provient de l'écart entre le gain linéaire obtenu en simulation et en mesure. Enfin, nous remarquons que les mesures effectuées avec le banc de test en puissance conduisent à une valeur de gain petit signal de 15.5 dB à f_0 différent de la valeur obtenue avec le banc de test en paramètres S.

4.2.3. Rétrosimulations

Les mesures de la Figure 4-2 montrent que les pôles du filtre sont globalement centrés à des fréquences inférieures à celles que nous attendions. Le pôle réel présente ainsi une fréquence de résonance de 11.5 GHz (au lieu de 12), tandis que les deux pôles complexes conjugués sont respectivement centrés à 11 et 12.5 GHz (au lieu de 11.2 et 12.9 GHz). Aussi, nous constatons que les décalages fréquentiels varient selon les pôles.

Ci-après, nous montrons que la topologie utilisée pour concevoir les cellules filtrantes constitue une origine probable de ces décalages fréquentiels. En effet, nous avons vu au paragraphe 2.2.3 (Figure 2-11) que celle-ci est construite de telle manière que la self équivalente du résonateur correspond à l'association de l'élément L_p et de la capacité de découplage C_{dec} . De fait, il apparaît que le résonateur global est très sensible au comportement

de cette capacité. Ainsi et bien que cet élément ait été modélisé avec le simulateur électromagnétique Momentum d'Agilent [77], nous pensons que sa caractérisation pas assez précise est la cause du décalage de la fréquence de résonance.

Au vu des résultats obtenus en mesure, il apparaît que cette topologie pour laquelle réseaux de polarisation et réseaux de filtrage est particulièrement sensible au comportement d'un composant particulier qu'il faut savoir simuler de façon très précise.

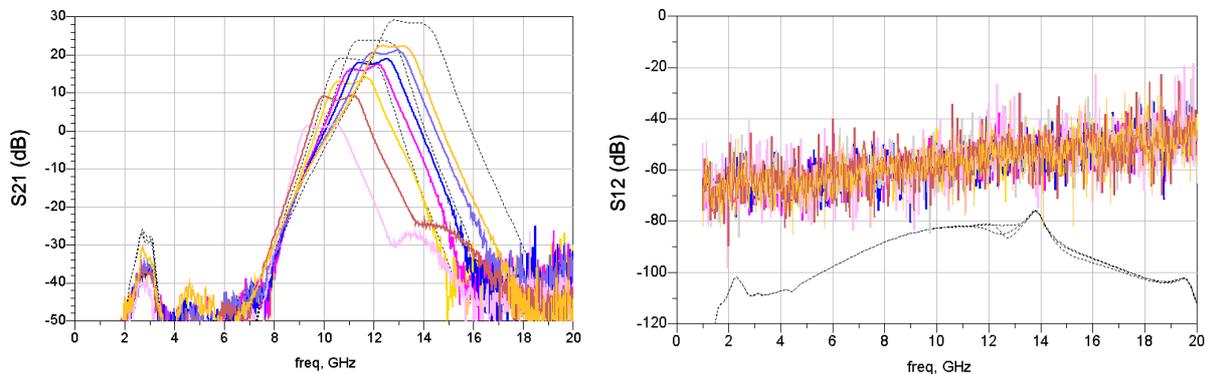
4.3. Mesures du filtre actif 3 pôles accordable

4.3.1. Mesures linéaires

Nous testons le filtre actif passe-bande accordable dans les mêmes conditions que le filtre à fréquence fixe. Ainsi, lorsque les étages cascodes sont polarisés selon les tensions nominales, nous obtenons de manière similaire au filtre à fréquence fixe des courants I_d variables de 19 à 21 mA.

4.3.1.1. Mesures en paramètres S

Dans un premier temps, nous effectuons des mesures en paramètres S et cherchons à caractériser l'accordabilité fréquentielle maximum du dispositif. Celles-ci sont présentées sur la Figure 4-6 où sont comparés les résultats de mesure (courbes de couleur) aux résultats de simulation (courbes noires). De même, les caractéristiques de filtrage relatives à chaque courbe mesurée sont regroupées dans le Tableau 12.



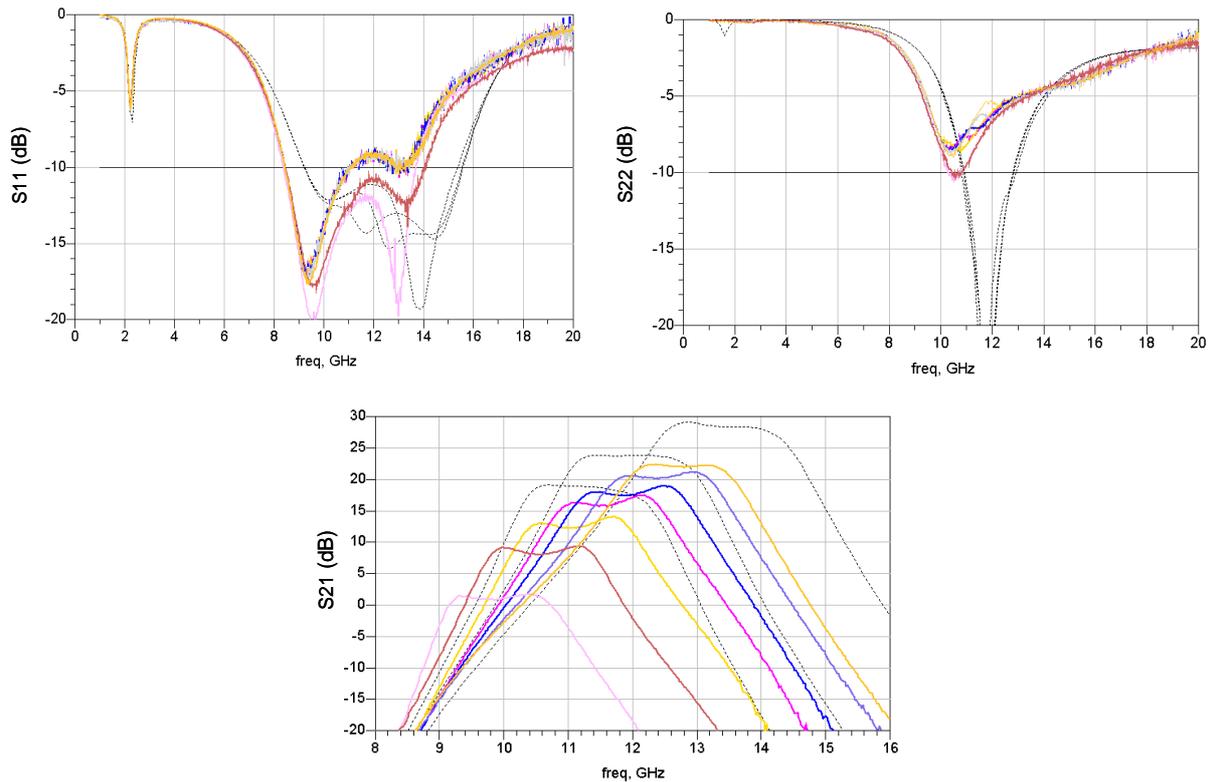


Figure 4-6 : Mesures en paramètres S du filtre actif 3 pôles accordable

Les résultats de mesure indiquent une bande d'accord s'étendant de $f_0=9.9$ GHz à $f_0=12.8$ GHz, soit 25% d'accordabilité fréquentielle autour de la position centrale du filtre qui est de 11.4 GHz. De la même manière que le filtre actif à fréquence fixe, nous constatons un décalage global de la réponse du filtre vers les basses fréquences. En effet, pour un état de polarisation correspondant à la position « standard » du filtre (où les trois tensions inverses V_0 sont de -0.4V), la fréquence centrale f_0 est de 10.5 GHz au lieu de 12 GHz obtenu en simulation, soit un écart de 1.5 GHz. Egalement, nous constatons que les décalages fréquentiels de chaque pôle ne sont pas uniformes, ce qui affecte la méthode décrite au paragraphe 3.2.2 visant à contrôler le glissement en fréquence des cellules au travers des paramètres k . De fait, nous avons dû régler manuellement la position fréquentielle de chaque pôle par l'intermédiaire des tensions inverses V_1 , V_2 et V_3 (Cf. Tableau 12).

Fréquence centrale	Bande Passante	Gain à f_0	Tensions inverses V_0		
			V1	V2	V3
9.9 GHz	[9.3-10.5] GHz	1 dB	0V	0V	0V
10.5 GHz	[10-11.2] GHz	8 dB	0V	-0.5V	-0.5V
11 GHz	[10.5-11.7] GHz	12 dB	0V	-0.6V	-0.6V
11.5 GHz	[11-12] GHz	16 dB	0V	-0.7V	-0.7V
12 GHz	[11.3-12.5] GHz	17 dB	-1.5V	-0.8V	-0.8V
12.4 GHz	[11.9-13] GHz	20 dB	-2V	-1.2V	-1.2V
12.8 GHz	[12.2-13.2] GHz	22 dB	-2.5V	-2.5V	-2.5V

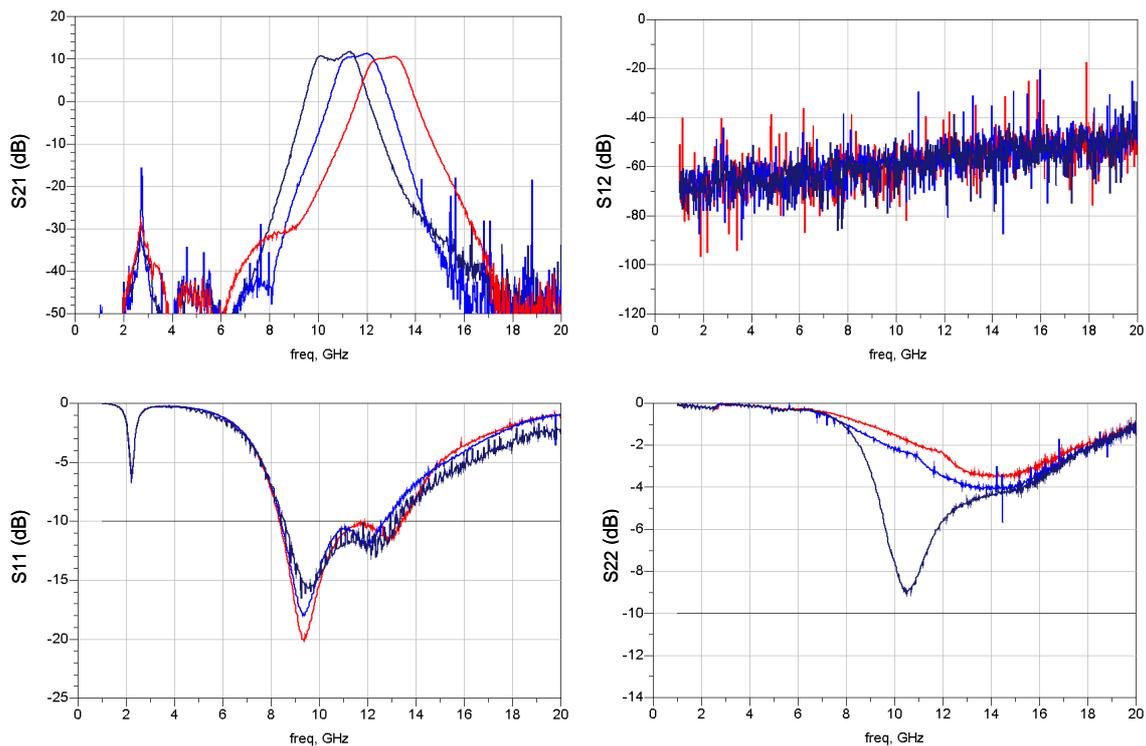
Tableau 12 : Caractéristiques de filtrage des mesures en paramètres S du filtre actif 3 pôles accordable (Figure 4-6)

Les résultats du Tableau 12 indiquent que les états de polarisation des diodes varactors s'étendent de $V_0=0V$ (pour $f_0=9.9$ GHz) à $V_0=-2.5V$ (pour $f_0=12.8$ GHz). Aussi, nous remarquons que deux tensions de commande sont nécessaires pour contrôler le glissement en fréquence des cellules : une 1^{ère} pour les deux pôles complexes conjugués n°2 et 3 (au facteur de qualité fort) et une 2^{nde} pour le pôle réel n°1 (au facteur de qualité plus faible). Par ailleurs, nous avons vu au paragraphe 3.2.3.1 qu'une cellule filtrante présente une accordabilité fréquentielle d'autant plus grande que son facteur de qualité est élevé. Cette règle semble donc indiquer que l'accordabilité du filtre complet est réalisée de par l'action des deux pôles complexes conjugués, et que le pôle réel, pour lequel l'accordabilité est plus faible, n'intervient que peu dans celle-ci. Ce principe est validé par les mesures, où les multiples essais effectués montrent que la réponse du filtre dépend en majorité des tensions appliquées sur les deux pôles complexes conjugués, tandis que le pôle réel ne sert qu'à optimiser la forme du filtre dans la bande passante.

Ci-dessus, nous avons vu que la séparation des tensions de commande des 3 diodes varactors permettait de régler finement la position fréquentielle de chaque pôle. De même et de manière similaire au filtre à fréquence fixe, la séparation de l'ensemble des tensions de polarisation des étages amplificateurs permet l'ajustement de la réponse du filtre dans la bande passante. Cependant, une fois celle-ci optimisée, nous constatons une très forte variation du niveau de gain à la fréquence centrale, celui-ci passant de 1 dB pour $f_0=9.9$ GHz à 22 dB pour $f_0=12.8$ GHz. De fait, nous illustrons ci-après la possibilité de contrôler le gain du filtre par l'intermédiaire de la tension V_{d4} , relative au dernier étage amplificateur.

En effet, les mesures de la Figure 4-7 montrent qu'une action sur cette tension de polarisation permet de modifier le gain global du filtre sans en changer la forme. De fait, le dispositif présente désormais un gain constant de 10 dB à la fréquence centrale sur toute la bande d'accord du filtre. Celle-ci s'étend de $f_0=10.6$ GHz à $f_0=12.8$ GHz, soit une accordabilité fréquentielle de 19%, et est associée à une largeur de bande passante constante de 1.2 GHz. Par ailleurs et du fait de la diminution des facteurs de qualité des cellules lorsque le filtre se décale vers les hautes fréquences, les pentes de réjections prises à 2 GHz du bord de la bande passante varient de 40 dB (pour $f_0=10.6$ GHz) à 27 dB (pour $f_0=12.8$ GHz).

Cependant, nous constatons que le fait de diminuer la tension de polarisation du dernier étage cascode aboutit à une dégradation du paramètre S22. Celui-ci passe en effet de -9 dB pour $f_0=10.6$ GHz (ce qui est conforme aux valeurs obtenues sur la Figure 4-6) à -4 et même -3.5 dB pour $f_0=11.6$ et 12.8 GHz. Enfin, nous pouvons souligner que le fait de diminuer le gain de l'étage amplificateur de sortie provoque également une perte de puissance disponible sur cet étage et de fait dégrade la linéarité de l'ensemble.



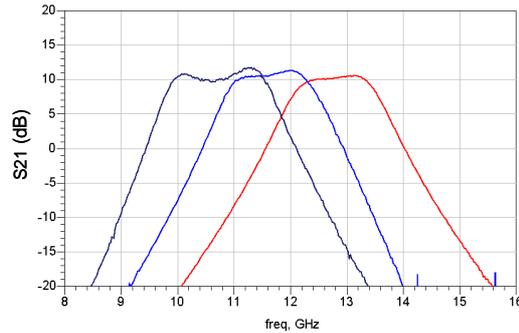


Figure 4-7 : Contrôle du gain du filtre actif 3 pôles accordable

Ainsi, les différentes mesures réalisées montrent que le filtre agile dispose de 3 possibilités de réglage de la fonction de filtrage : les tensions de commande $[V_1, V_2, V_3]$ permettent d'ajuster la position fréquentielle de chaque pôle, les tensions de polarisation $[V_{d1}, V_{d2}, V_{d3}]$ agissent sur le niveau de gain associé à chaque pôle tandis que la tension de polarisation V_{d4} modifie le gain global de la réponse filtrante sans en changer la forme.

En complément de ces résultats, nous présentons ci-après la réponse du filtre lorsque les 3 cellules filtrantes sont superposées. Comme nous pouvions nous y attendre, celle-ci est caractérisée par une bande passante étroite et un gain relativement élevé (Figure 4-8). Nous obtenons ainsi une largeur de bande passante de 400 MHz pour un gain à la fréquence centrale de 30 dB. Sachant que cette dernière est de 11.5 GHz, la largeur de bande relative du filtre est de 3.5%. En outre, les pentes de réjection prises à 2 GHz du bord de la bande passante sont de 40 dB sur le bord supérieur et de 30 dB sur le bord inférieur. Les paramètres de réflexion S_{11} et S_{22} sont quant à eux identiques à ceux de la Figure 4-6.

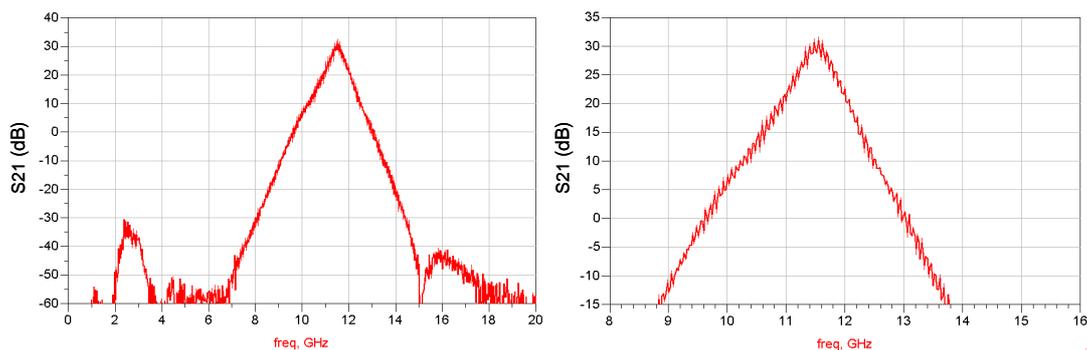


Figure 4-8 : Réponse du filtre agile lorsque les 3 pôles sont superposés

4.3.1.2. Mesure du facteur de bruit du filtre accordable

Ci-après, nous choisissons pour le filtre agile 3 positions fréquentielles de référence et mesurons le facteur de bruit correspondant. Les résultats sont présentés sur la Figure 4-9. Sur

celle-ci, nous constatons d'une part que les courbes de bruit « suivent » l'allure des réponses en fréquence et d'autre part que celles-ci présentent des minimums de bruit d'autant plus faibles que le niveau de gain mesuré à la fréquence centrale est élevé. Ainsi, les minimums de bruit mesurés sont les suivants :

- 5 dB à $f=11.2$ GHz pour la courbe de couleur bleu foncé (Gain à $f_0=12$ dB) ;
- 4.3 dB à $f=11.4$ GHz pour la courbe de couleur rouge (Gain à $f_0=18$ dB) ;
- 4.3 dB à $f=12.8$ GHz pour la courbe de couleur bleu (Gain à $f_0=23$ dB).

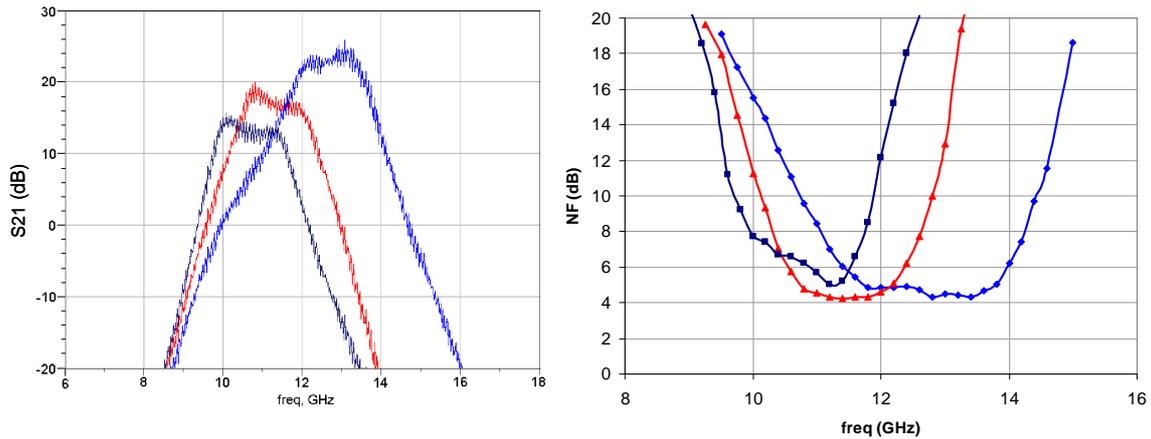


Figure 4-9 : Facteur de bruit mesuré du filtre 3 pôles accordable

Ainsi et de manière similaire au filtre à fréquence fixe, les niveaux de bruit mesurés sont supérieurs d'environ 2 dB aux résultats de simulation. Par ailleurs, ceux-ci confirment le fait que le plancher de bruit s'élargit d'autant plus que le filtre se décale vers les hautes fréquences, du fait de l'augmentation simultanée de la largeur de bande du pôle réel.

Enfin, la Figure 4-10 présente le facteur de bruit mesuré lorsque les 3 pôles du filtre sont superposés. Celle-ci indique que le plancher de bruit se situe entre 3.3 et 4 dB sur la bande [10.7-11.8] GHz pour un gain associé de 30 dB à la fréquence centrale.

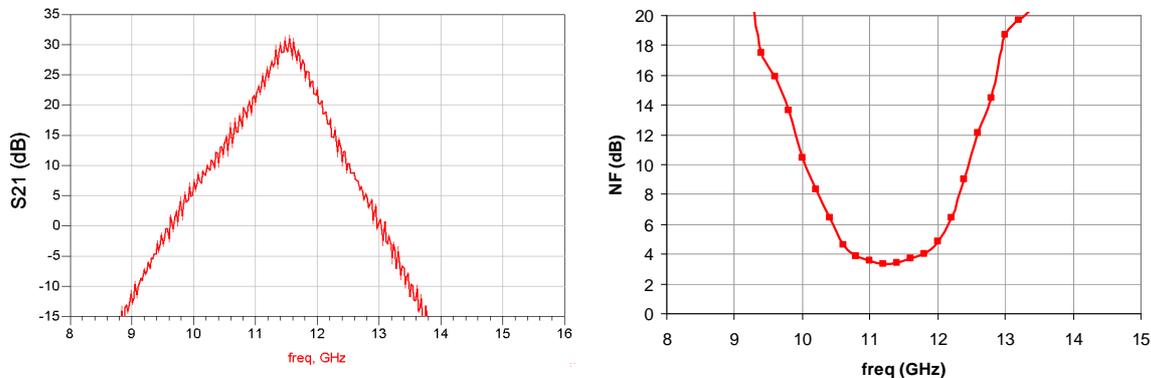


Figure 4-10 : Facteur de bruit du filtre agile lorsque les 3 pôles sont superposés

4.3.2. Mesures non-linéaires

Les mesures de point de compression ont été menées dans le cadre des résultats obtenus sur les Figure 4-9 et Figure 4-10. Pour chaque cas, nous avons réglé la porteuse sur la fréquence centrale du filtre et tracé la courbe de puissance de sortie P_s en fonction de la puissance d'entrée P_e . Les résultats sont présentés sur la Figure 4-11.

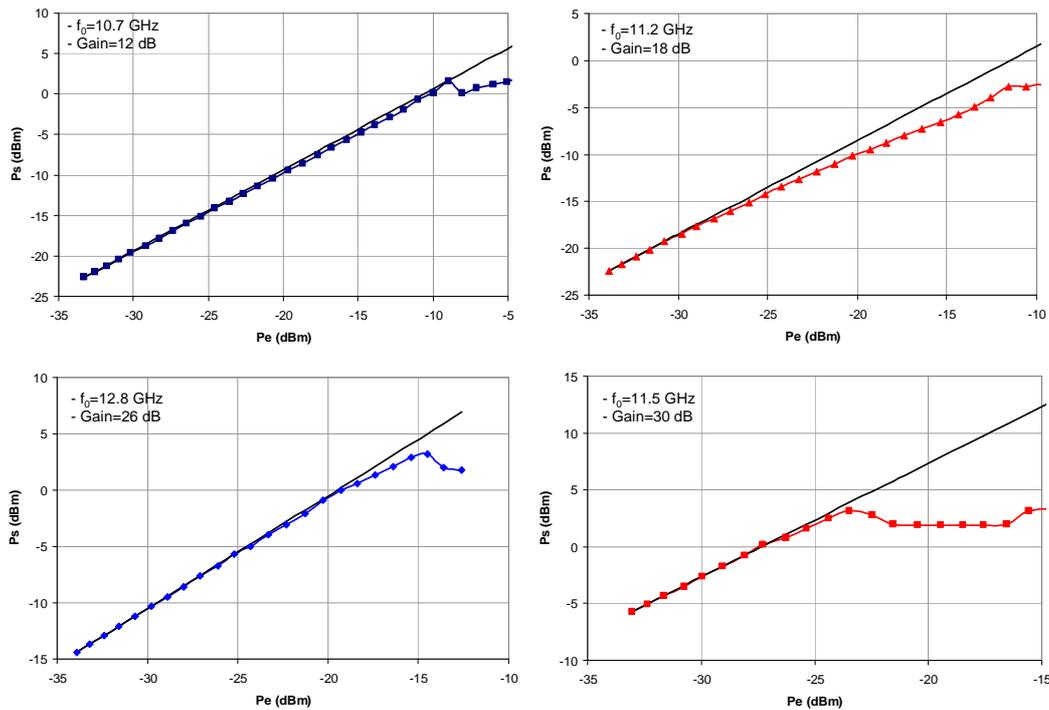


Figure 4-11 : Mesure de points de compression pour le filtre 3 pôles accordable

Les niveaux de points de compression obtenus en entrée et sortie du circuit sont les suivants :

- Pour $f_0 = 10.7$ GHz (Figure 4-9), nous obtenons $P_{in(-1dB)} = -8$ dBm et $P_{out(-1dB)} = +1$ dBm,
- Pour $f_0 = 11.2$ GHz (Figure 4-9), nous obtenons $P_{in(-1dB)} = -16$ dBm et $P_{out(-1dB)} = -7$ dBm,
- Pour $f_0 = 12.8$ GHz (Figure 4-9), nous obtenons $P_{in(-1dB)} = -16$ dBm et $P_{out(-1dB)} = +2.5$ dBm,
- Pour $f_0 = 11.5$ GHz (Figure 4-10), nous obtenons $P_{in(-1dB)} = -23$ dBm et $P_{out(-1dB)} = +3$ dBm.

En premier lieu, nous constatons que la courbe de puissance P_s - P_e pour le filtre centré à $f_0 = 11.2$ GHz (Figure 4-9) présente une allure différente de ce que nous connaissons habituellement pour ce type de courbes. En effet, au lieu d'observer une saturation nette du gain pour un certain niveau de puissance, nous remarquons que la courbe de puissance s'écarte de la

courbe idéale de pente 1dB/dB dès les premiers points de mesure. Ainsi, les mesures de points de compression obtenues pour cette position fréquentielle ne sont pas en cohérence avec les autres résultats. Egalement, nous constatons que les quatre courbes de puissance présentent des variations de gain une fois la saturation atteinte, alors que celles-ci devraient au contraire avoir la forme d'un plateau. Ces observations nous laissent donc penser que le filtre accordable ne se comporte pas comme le filtre à fréquence fixe et que la saturation des diodes varactors, que nous avons mis en lumière au paragraphe 3.2.4.2, intervient dans ces résultats.

Par ailleurs, les mesures de puissance effectuées en sortie du circuit à l'aide d'un analyseur de spectre (modèle « Rohde & Schwarz FSEK ») nous ont montré l'apparition de raies autour de la porteuse RF dues à des oscillations BF, ce qui tend à confirmer le rôle important des diodes varactors. De fait, les résultats présentés ci-dessus ne sont pas suffisants et la détermination des niveaux exacts des points de compression nécessite la mise en place de nouvelles mesures pour lesquelles il faudrait réaliser un contrôle à chaque point de puissance du spectre des signaux en sortie du circuit ainsi que de l'évolution des niveaux de tension sur les commandes [V1,V2,V3], ceux-ci pouvant varier avec la puissance du signal comme nous l'avons vu Figure 3-37. Ces nouvelles mesures n'ont pu être menées faute de temps.

4.3.3. Rétrosimulations

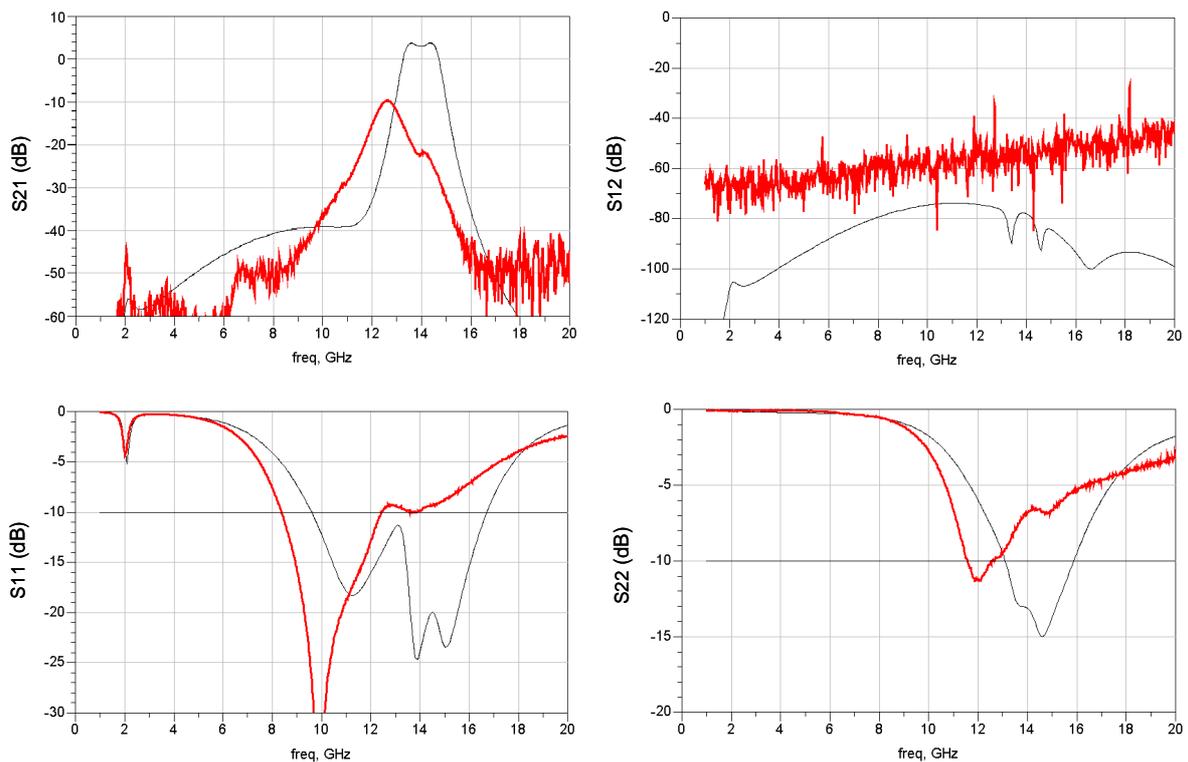
De la même manière que le filtre à fréquence fixe, nous constatons sur les mesures en paramètres S un décalage global de la réponse du filtre vers les basses fréquences. Pour le filtre à fréquence fixe, nous avons vu que ce décalage était imputable à la topologie de la cellule filtrante incluant une capacité de découplage 3 ports. De même, nous pouvons affirmer que cette topologie contribue aux décalages observés sur ce circuit. Cependant, les décalages constatés sur le filtre accordable sont supérieurs à ceux du filtre à fréquence fixe, car, comme illustré Figure 4-6, ceux-ci atteignent 1.5 GHz lorsque le filtre est réglé sur des tensions inverses V_0 de -0.4V. Cet accroissement de décalage peut être imputable à une imprécision sur le modèle de varactor.

4.4. Mesures des filtres passe-bande d'ordre 5 et d'ordre 7

4.4.1. Mesures du filtre actif passe-bande d'ordre 5

La Figure 4-12 présente les résultats de mesure en paramètres S du filtre actif d'ordre 5. De même que les circuits précédents, ceux-ci sont obtenus en polarisant les étages cascades selon les tensions nominales : $V_d=6.3V$, $V_g=3V$.

Les mesures effectuées indiquent une importante dispersion en fréquence des pôles. En effet, nous remarquons que certains pôles sont correctement centrés à 14 GHz, tandis qu'une majorité d'entre eux sont décalés autour de 12.6 GHz, ce qui représente un écart de 1.4 GHz par rapport à ce qui était attendu. En conséquence, nous obtenons une forme de filtre fortement dégradée centrée autour de 12.6 GHz au lieu de 14 GHz. De même, les pentes de réjection ainsi que la largeur de bande passante ne sont pas retrouvées. Aussi et du fait de la dispersion des pôles, le gain à la fréquence centrale n'est que de -10 dB au lieu de 3 dB. Concernant les paramètres de réflexion S_{11} et S_{22} , nous obtenons une large adaptation en entrée avec un paramètre S_{11} inférieur à -10 dB entre 8.5 et 12.5 GHz, tandis que l'adaptation de sortie est plus étroite avec un paramètre S_{22} inférieur à -10 dB autour de 12 GHz. Ainsi et de la même manière que la fonction de transmission, nous constatons un décalage vers les basses fréquences des courbes d'adaptation.



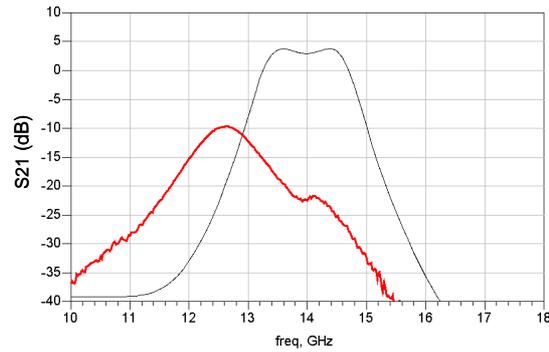
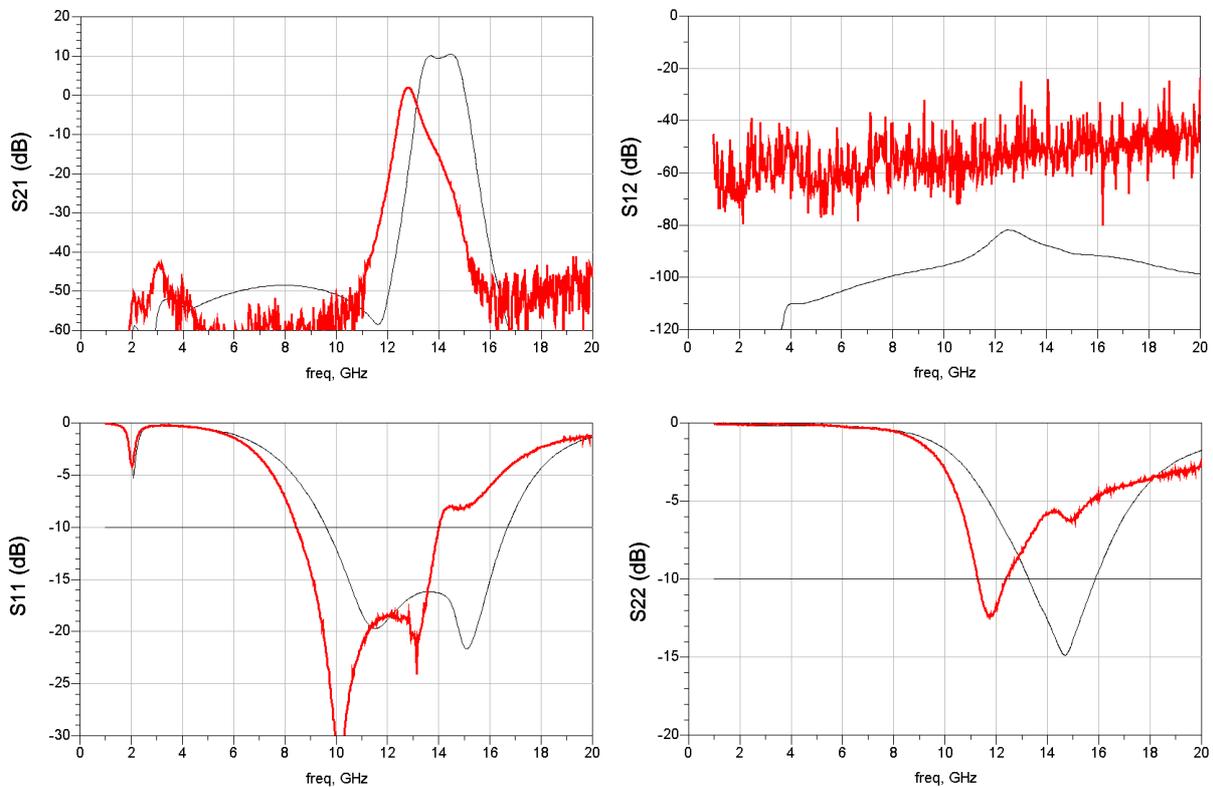


Figure 4-12 : Mesures en paramètres S du filtre actif 5 pôles

Les différences entre simulations et mesures semblent cette fois-ci imputables aux cellules multi-pôles, lesquelles intègrent des capacités interdigitées modélisées à l'aide d'outils de simulation électromagnétique. Le cas de ces cellules est traité dans le paragraphe 4.4.3.

4.4.2. Mesures du filtre actif passe-bande d'ordre 7

Les résultats de mesure du filtre actif d'ordre 7 sont présentés sur la Figure 4-13. Ceux-ci sont de nouveau obtenus en polarisant les étages amplificateurs selon les conditions nominales.



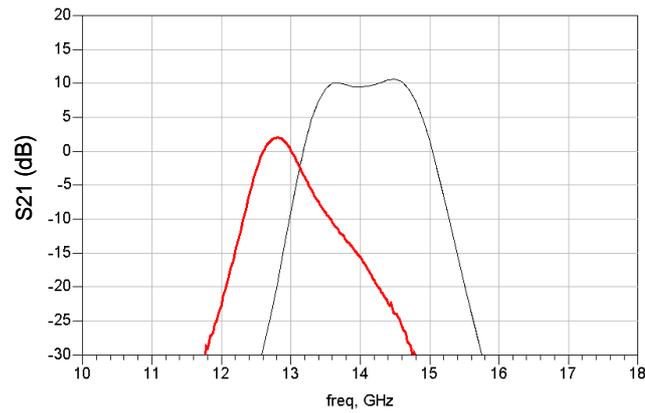


Figure 4-13 : Mesures en paramètres S du filtre actif 7 pôles

De la même manière que le filtre d'ordre 5, nous constatons un décalage important des pôles de la fonction de filtrage, une majorité d'entre eux étant centrés autour de 12.8 GHz au lieu de 14 GHz. De fait, la fonction de filtrage globale se retrouve de nouveau centrée autour d'une fréquence incorrecte et présente une bande passante très étroite. Aussi, nous remarquons que les pentes de réjection prises sur le bord inférieur de la bande passante sont proches de celles obtenues en simulations, tandis que celles prises sur le bord supérieur sont clairement insuffisantes ; ce qui démontre par ailleurs que, de manière similaire au filtre d'ordre 5, certains pôles sont correctement centrés à 14 GHz. De fait, le gain à la fréquence centrale n'est que de 2 dB au lieu de 10 dB. Concernant les paramètres de réflexion S_{11} et S_{22} , nous obtenons une large adaptation en entrée avec un paramètre S_{11} inférieur à -10 dB entre 8.5 et 14 GHz, tandis que l'adaptation en sortie est plus étroite avec un paramètre S_{22} inférieur à -10 dB qu'autour de 12 GHz. Enfin et de la même manière que le filtre d'ordre 5, la teneur de ces résultats est discutée dans le paragraphe suivant.

4.4.3. Rétrosimulations

4.4.3.1. Filtre d'ordre 5

Concernant le filtre d'ordre 5, nous pouvons affirmer que la dispersion des pôles en fréquence est directement imputable aux cellules multi-pôles. Or, nous avons vu que celles-ci intègrent des capacités interdigitées modélisées électromagnétiquement qui, de fait, peuvent présenter un comportement différent de celui attendu. Ci-après, nous présentons sur la Figure 4-14 les résultats de mesure d'un motif de test intégré sur la puce de test (Figure 4-1) et représentant une cellule passive 3 pôles.

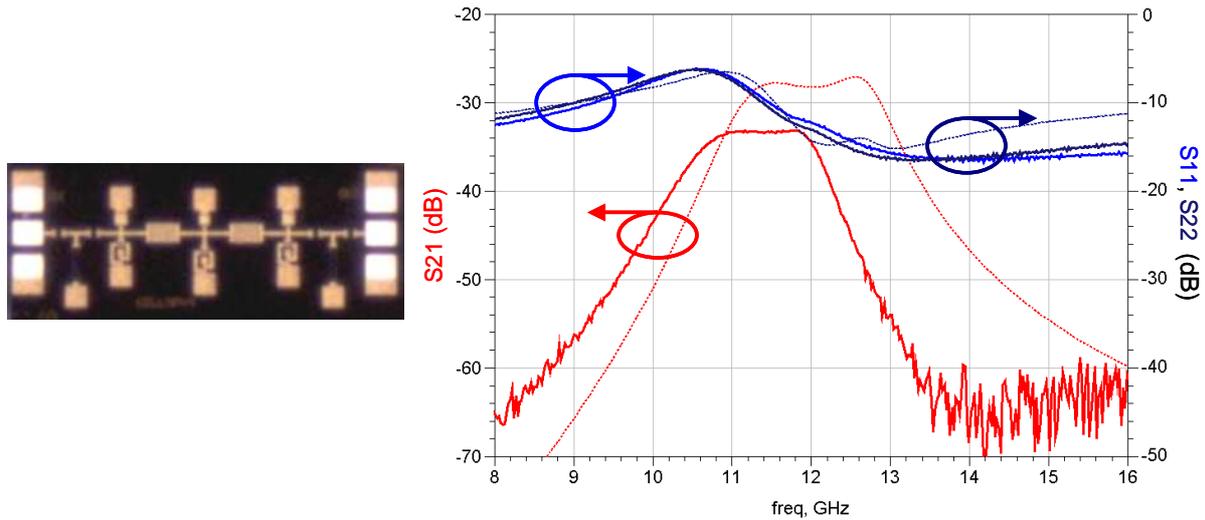


Figure 4-14 : Résultats de mesures d'une cellule de test passive 3 pôles

Les résultats de mesure indiquent clairement un décalage vers les basses fréquences de la fonction de transmission, avec une fréquence centrale de 11.4 GHz au lieu de 12 GHz. Aussi, nous obtenons un gain plus faible que prévu, celui-ci étant de -33 dB au lieu de -28 dB. Nous remarquons cependant que la largeur de bande passante est globalement conservée.

Ainsi, ces résultats montrent un important décalage en fréquence de la cellule passive 3 pôles. Cependant, nous ne savons pas si la cellule filtrante 2 pôles, qui intègre le même type d'éléments, se comporte de la même manière. De même, il n'est pas possible du fait de la configuration du circuit de différencier les pôles correctement centrés de ceux qui sont décalés.

4.4.3.2. Filtre d'ordre 7

Pour le filtre d'ordre 7, nous pouvons considérer que l'ensemble [Cellule d'ordre 3 – Atténuateur passif – Cellule d'ordre 2] adopte le même comportement que celui observé sur le filtre d'ordre 5. Dès lors, il semble que les deux cellules d'ordre 1 soient également responsables du décalage fréquentiel constaté. Cependant et à l'inverse du filtre d'ordre 5, nous sommes capables de différencier les pôles correctement centrés des autres. En effet, en jouant sur les tensions V_d des différents étages, il est possible d'observer les différentes contributions de chaque résonateur. Ainsi, il apparaît que :

- La 1^{ère} cellule (d'ordre 1) est centrée à 14 GHz au lieu de 14.8 GHz,
- La 2^{ème} cellule (d'ordre 1) est centrée à 12.9 GHz au lieu de 13.3 GHz,
- La 3^{ème} cellule (équivalente à une cellule d'ordre 5) est centrée autour de 12.6 GHz au lieu de 14 GHz.

De fait, nous avons une majorité de pôles centrés entre 12.6 et 12.9 GHz, d'où la fonction de filtrage globale mesurée Figure 4-13. Ci-après, nous présentons la réponse du filtre lorsque nous ajustons les tensions V_d de sorte à obtenir une bande passante plate (courbe bleue de la Figure 4-15).

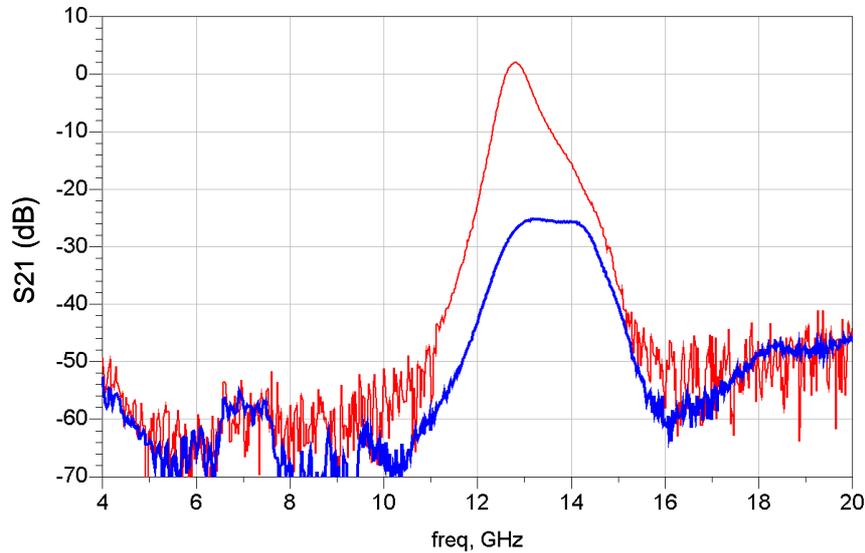


Figure 4-15 : Mesure de la réponse du filtre d'ordre 7 lorsque les tensions V_d sont ajustées

Ainsi, nous constatons que, de par le réglage des tensions V_{d1} et V_{d2} à 1.2V, nous obtenons une réponse centrée à 13.6 GHz et présentant une bande passante plate de 1 GHz de largeur. En outre, les pentes de réjection prises à 1.5 GHz du bord de la bande passante sont de 30 dB sur le bord inférieur et de 35 dB sur le bord supérieur ; le principal défaut de ce circuit étant son gain à la fréquence centrale particulièrement faible (-25 dB), du fait que nous ayons dû abaisser le niveau de gain des cellules d'ordre 1.

5. CONCLUSION

Au cours de ce chapitre, nous avons mis en application la méthode de synthèse exposée au Chapitre 2 par la conception, la réalisation et la mesure de plusieurs filtres actifs développés en technologie monolithique intégrée (process AsGa PH25 de la fonderie UMS). Ainsi, pour chaque circuit réalisé, nous nous sommes attachés à décrire les différentes étapes de la conception : de la fonction de filtrage prototype jusqu'à l'implémentation du circuit intégré.

Aussi, les différents circuits réalisés ont pour objectifs d'une part l'adaptation de la méthode de synthèse aux circuits accordables en fréquence et d'autre part la réalisation de filtres d'ordre élevé par l'utilisation de cellules comportant un nombre pair de pôles. Concernant l'accordabilité fréquentielle, nous avons exposé une méthode permettant de contrôler le glissement en fréquence de chaque cellule unitaire, de sorte que le filtre global conserve une forme homogène. Cette méthode a été validée avec un circuit pour lequel nous obtenons une accordabilité fréquentielle de 19% entre 10.6 et 12.8 GHz, tout en maintenant une largeur de bande passante constante de 1.2 GHz ainsi qu'un gain de 10 dB à la fréquence centrale.

Enfin, nous avons montré que l'utilisation de cellules d'ordre 2 dans la méthode de synthèse était possible en remplaçant un étage actif amplificateur par un étage passif atténuateur. Afin de valider ce principe, nous avons décrit la conception de deux filtres actifs d'ordre 5 et d'ordre 7. Les mesures de ces deux circuits n'ont cependant pas été concluantes du fait d'importants décalages fréquentiels. Ces défauts auraient pu être atténués en utilisant de façon plus systématique les outils de simulation électromagnétique.

Dans le prochain chapitre, nous nous intéressons à une extension de la méthodologie de synthèse qui porte sur la conception de structures associant les fonctions de filtrage, d'amplification, et de commutation.

6. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[74] : “UMS PH25 process”, United Monolithic Semiconductors foundry, <http://www.ums-gaas.com>.

[75] : A. Philippon-Martin : « *Étude d'une nouvelle filière de composants sur technologie nitrure de gallium. Conception et réalisation d'amplificateurs distribués de puissance large bande à cellules cascodes en montage flip-chip et technologie MMIC* », Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Décembre 2007.

[76] : « *FET Biasing* », <http://www.circuitstoday.com/fet-biasing>. Site consulté en juillet 2010.

[77] : “Advanced Design Systems”, Agilent Technologies, <http://www.agilent.com>.

[78] : 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 de l'Université Paris VI, Déc. 2005.

[79] : L. Carpentier : « *Analyse de la linéarité d'un filtre actif passe-bande miniature - Etude de structures de filtres réjecteurs actifs* », Stage de Master Professionnel « Techniques Hyperfréquences Electronique et Optique », Université de Limoges, Septembre 2009.

Chapitre 4

Nouvelle application :
Filtre actif à bande
passante modulable

1. INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à une extension de la méthode de synthèse développée aux Chapitres 2 et 3 et qui concerne la conception d'un filtre actif sélecteur de fréquence à bande passante modulable. Il s'agit d'un dispositif microonde associant les fonctions de filtrage, d'amplification et de commutation dont le but est de réaliser une opération de filtrage dans une bande passante à la fois modulable en fréquence centrale et en largeur de bande. Par ailleurs, nous verrons que ce circuit a été développé en technologie monolithique intégrée à l'aide du process AsGa "ED02AH" de la fonderie OMMIC [80] et qu'il opère dans la bande X étendue entre 9 et 15 GHz.

Ce chapitre se divise en quatre parties : dans un premier temps, nous établissons une bibliographie des structures de multiplexeurs et démultiplexeurs microondes. Puis, nous faisons une rapide présentation du process technologie employé ainsi que des éléments de conception nécessaires au développement de notre circuit. La troisième partie présente les différentes étapes de la conception ainsi que les résultats de simulations. Enfin, la quatrième partie est consacrée aux résultats de mesure du circuit réalisé.

2. BIBLIOGRAPHIE SUR LES STRUCTURES DE MUX/DEMUX

2.1. Préambule

Comme énoncé dans l'introduction, notre circuit a pour fonction de sélectionner une bande passante spécifique parmi un large spectre d'entrée, celle-ci devant être à la fois accordable en fréquence et modulable en largeur. Au paragraphe 4.1, nous verrons que cette opération ne peut être menée que par l'intermédiaire de plusieurs canaux de filtrage disposés en parallèle et réglés à des bandes passantes différentes. De ce fait, l'architecture de notre filtre peut être vue comme un démultiplexeur de fréquences suivi d'un multiplexeur. D'un point de vue microonde, un démultiplexeur de fréquences désigne un dispositif à une entrée et N sorties pour lequel le signal d'entrée est injecté sur N voies de filtrage correspondant à N bandes passantes spécifiques. Ainsi, les différentes composantes spectrales du signal d'entrée sont séparées sur N voies distinctes et peuvent être traitées individuellement en sortie du circuit (Figure 2-1). Ce type de dispositif est très utilisé dans les systèmes de guerre électronique pour lesquels il est nécessaire de traiter un signal de très grande largeur spectrale (supérieure à une décade) à un instant donné, d'où le fait de découper ce signal en sous-bandes.

A l'inverse, l'opération de multiplexage consiste à concentrer les signaux arrivant sur les N voies d'entrée sur une unique voie de sortie.

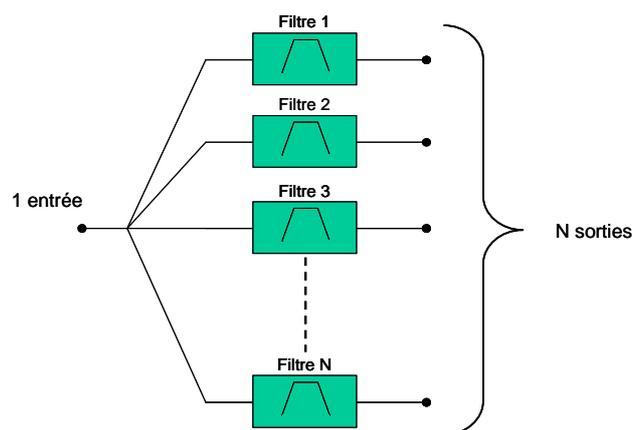


Figure 2-1 : Structure d'un démultiplexeur de fréquences

Ci-après, nous établissons une classification des topologies de multiplexeurs et démultiplexeurs microondes répertoriées dans la littérature. Nous verrons que celles-ci sont exclusivement de deux types :

- Passives, par l'utilisation de technologies planaires ;
- Actives, par l'utilisation de dispositifs amplificateurs jouant le rôle d'isolateur entre la sortie et l'entrée des différentes voies de filtrage.

2.2. Topologies de MUX/DEMUX passives

Dans ce paragraphe, nous décrivons quatre topologies de multiplexeurs et démultiplexeurs microondes basées sur l'emploi de structures passives : les 1^{ère} et 2^{ème} topologies concernent des démultiplexeurs à base de résonateurs de type "DBR" de respectivement 1 voie vers 4 et 1 voie vers 2, la 3^{ème} concerne un démultiplexeur 1 voie vers 5 à base de résonateurs microrubans, tandis que le 4^{ème} circuit est un filtre sélecteur de fréquences à base de filtres à stubs cascades.

2.2.1. Filtre démultiplexeur 1 voie vers 4

Ce premier circuit concerne le dessin d'un démultiplexeur 1 voie vers 4 (appelé quadriplexeur) développé en technologie passive et couvrant la bande [11-18] GHz. Le but est d'obtenir, à partir du signal d'entrée, 4 voies de filtrage distinctes en sortie couvrant respectivement les bandes [11-12], [13-14], [15-16] et [17-18] GHz. Nous pouvons noter que ce circuit est spécifiquement destiné aux équipements de guerre électronique comme illustré ci-dessus (paragraphe 2.1). Comme indiqué précédemment, les dispositifs utilisés dans les quatre voies de filtrage sont des résonateurs de type "DBR" (Dual Behavior Resonator), ce type de structures se caractérisant par l'association de deux filtres stop-bande centrés à des fréquences différentes [81]. Ainsi, chaque voie de filtrage se voit constituée d'un filtre "DBR" d'ordre 8. Le dessin des masques ainsi que les résultats de simulation sont présentés sur la figure suivante.

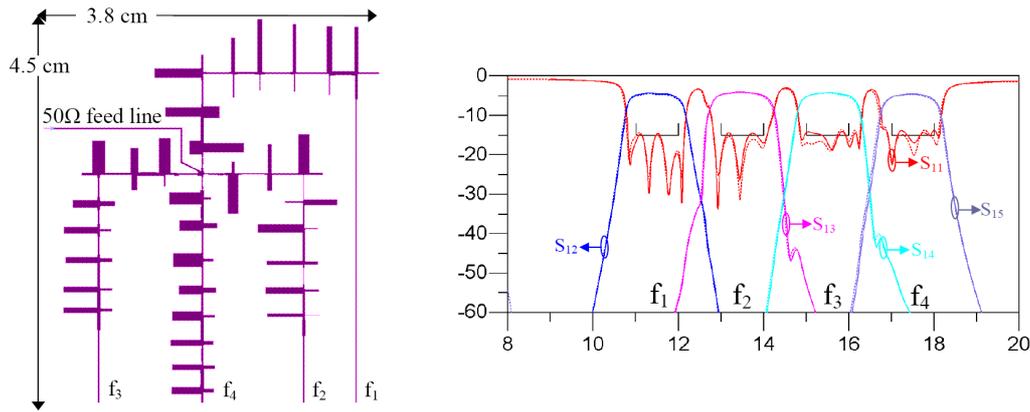


Figure 2-2 : Dessin des masques et résultats de simulation d'un démultiplexeur 1 voie vers 4

Sur le dessin des masques, nous observons clairement la ligne microruban d'entrée ainsi que les quatre voies de filtrage. Nous remarquons également que certaines sont coudées afin de gagner en compacité. Les résultats de simulation montrent que les bandes passantes spécifiées sont respectées. Les pertes d'insertion sont ainsi de 5 dB dans la bande passante sur toutes les voies de filtrage. De même, les niveaux de transmission en dehors de la bande passante sont inférieurs à -60 dB sur toutes les voies, ce qui garantit une bonne isolation entre celles-ci. Nous pouvons noter que le niveau élevé des pertes d'insertion est dû à l'ordre élevé des filtres implantés (ordre 8). Cependant, cet ordre élevé autorise des taux de réjection très rapides, le niveau de recouvrement entre deux bandes voisines étant en effet à -25 dB du niveau de transmission dans la bande passante.

2.2.2. Filtre démultiplexeur 1 voie vers 2

Ci-après, nous faisons la description d'un démultiplexeur 1 voie vers 2 (appelé duplexeur) fonctionnant en bande Ku [82]. Les deux voies de filtrage comportent chacune un filtre "DBR" d'ordre 3 et opèrent dans les bandes [10.7-12] et [12.75-13.5] GHz. Le but est de réaliser un dispositif capable d'effectuer la séparation entre les signaux Tx et Rx pour une application en bande Ku. Le dessin des masques ainsi que les résultats de mesure sont présentés sur la figure suivante.

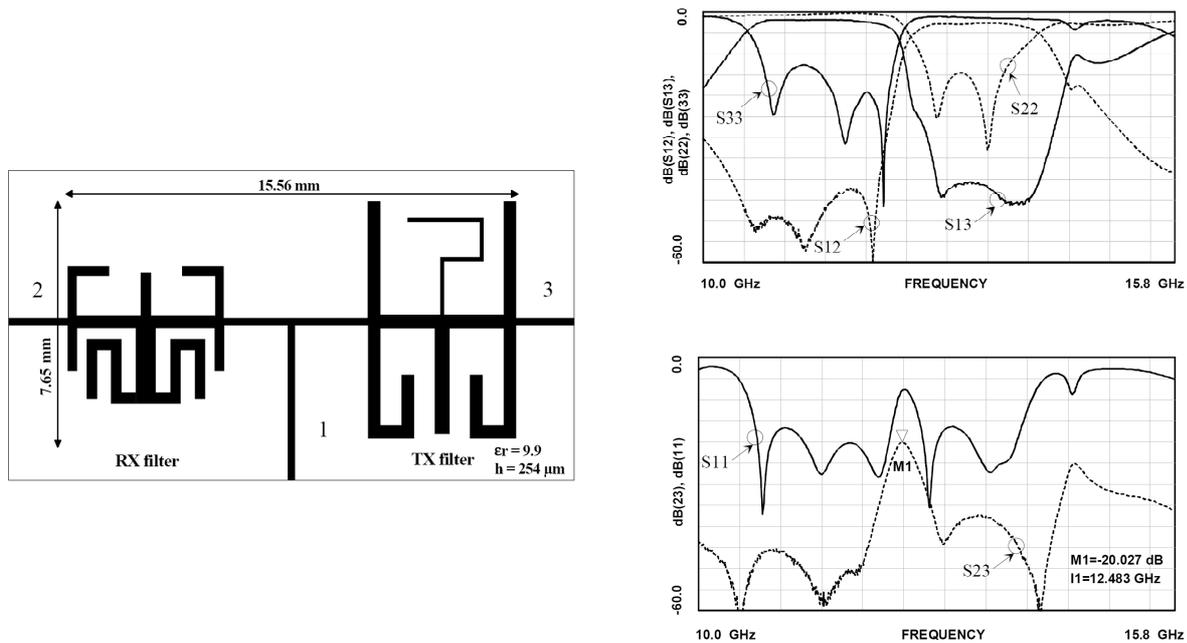


Figure 2-3 : Dessin des masques et résultats de mesure d'un démultiplexeur 1 voie vers 2

Les résultats de mesure indiquent des pertes d'insertion variant de 1 à 2 dB selon les voies pour des ondulations dans la bande passante inférieures à 1 dB. Aussi, les taux de réjection en dehors de la bande passante sont supérieurs à 40 dB, ce même niveau atteignant -10 dB dans la zone de recouvrement entre les bandes (pour $f=12.5$ GHz). Enfin, le taux d'isolation entre les voies Tx et Rx (paramètre S_{23}), qui représente le critère fondamental pour ce type de dispositif, est de l'ordre de 40 dB dans les bandes passantes des filtres et vaut au minimum 20 dB dans la zone de recouvrement (pour $f=12.5$ GHz).

2.2.3. Filtre démultiplexeur 1 voie vers 5 périodique

A la différence des deux circuits précédents, ce dispositif réalise la séparation du signal d'entrée en 5 bandes contigües et de largeur de bande relative identique, les bandes passantes réalisées présentent donc une périodicité en échelle logarithmique [83]. Le circuit est ainsi constitué d'une ligne principale reliée à l'accès RF d'entrée dont le rôle est de distribuer le signal sur les différentes voies de filtrage. Pour ce faire, celle-ci inclut des structures passe-bas à quatre stubs cascades. Dans chaque voie de filtrage, la bande passante désirée est réalisée par l'intermédiaire de dispositifs filtrants à base de résonateurs microrubans couplés (Figure 2-4). La photographie du circuit ainsi que les résultats de mesure sont présentés sur la figure suivante.

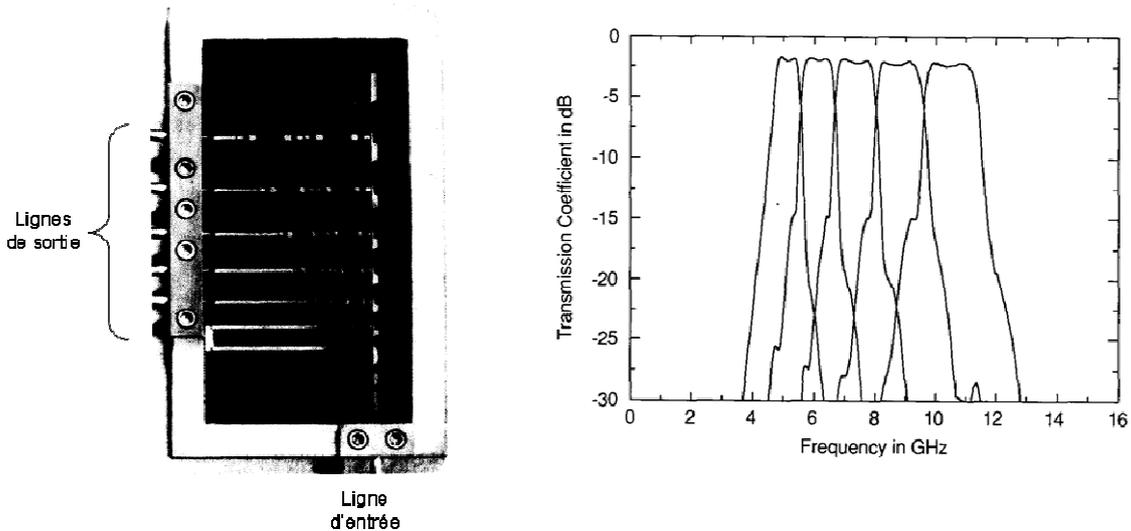


Figure 2-4 : Photographie et résultats de mesure d'un démultiplexeur 1 voie vers 5

Le circuit couvre ainsi la bande [4-12] GHz et sépare le signal d'entrée en 5 bandes contigües présentant une largeur de bande relative de 20%. Les pertes d'insertion obtenues varient entre 2 et 2.5 dB selon les voies tandis que le recouvrement entre les bandes se fait à 3.5 dB du niveau de gain dans les bandes passantes. De même, les taux de réjections en dehors de la bande passante sont de l'ordre de 30 dB. Enfin, cette topologie présente une certaine analogie avec les filtres démultiplexeurs du fait que les caractéristiques de filtrage ainsi que le nombre de voies peuvent être modifiées sans avoir à retoucher en profondeur les structures réalisant la distribution du signal entre les voies.

2.2.4. Filtre à stubs sélecteur de fréquence

Nous terminons ce paragraphe par l'article [84] dans lequel l'auteur expose une topologie de filtre sélecteur de fréquences à base de filtres planaires commutés disposés en cascade. Ce type de dispositif, associé à des diodes PIN de commutation, permet d'activer deux modes de fonctionnement du filtre correspondants à deux fonctions de filtrage inversées (la bande passante devient la bande rejetée et vice-versa). Ainsi, en disposant quatre filtres de ce type en cascade et en commutant entre les diodes, il est possible de sélectionner une bande correspondant à 1/16 de la bande de fonctionnement du dispositif, celle-ci s'étendant du DC à 2.5 GHz. On peut donc choisir une bande passante parmi 16. La photographie du circuit ainsi que les résultats de mesure sont présentés sur la figure suivante.

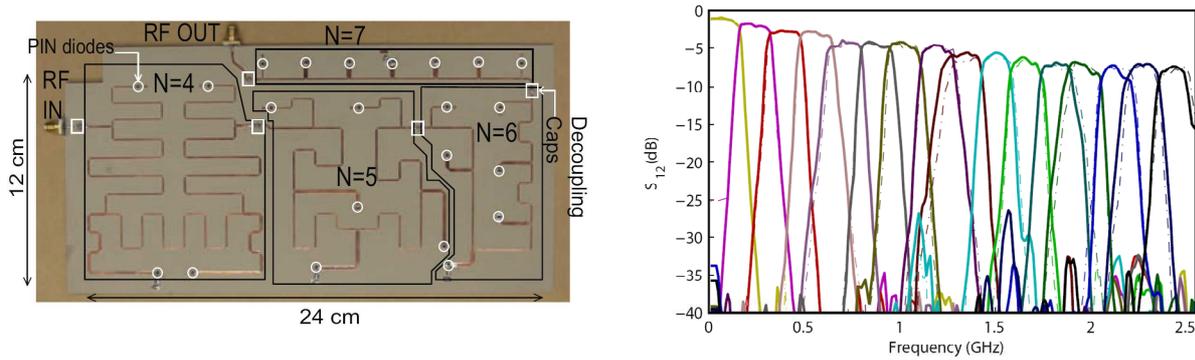


Figure 2-5 : Photographie et résultats de mesure d'un filtre à stubs sélecteur de fréquences

La photographie du dispositif montre que le circuit dispose de 4 diodes PIN dans le 1^{er} étage, 5 dans le 2^{ème}, 6 dans le 3^{ème} et 7 dans le 4^{ème}. Aussi, nous remarquons que l'ensemble des diodes d'un même étage sont reliées à un même plot de polarisation, ce qui permet de faire commuter toutes les diodes simultanément. Ainsi, un ensemble de quatre commandes suffit à sélectionner la bande passante du filtre. Par ailleurs, les résultats de mesure indiquent des pertes d'insertion de plus en plus fortes au fur et à mesure que la bande sélectionnée se décale vers les hautes fréquences. Celles-ci sont en effet de 0.7 dB pour la bande minimum et atteignent 6.5 dB pour la bande maximum. De même, les taux de réjection en dehors de la bande passante varient de -25 à -35 dB entre les voies. Enfin, chaque bande passante réalisée correspond à une fonction de filtrage d'ordre 8, ce qui autorise des pentes de réjection élevées en bordure de celle-ci.

Ce circuit présente ainsi des caractéristiques intéressantes en vue de notre application du fait que la bande sélectionnée soit accordable en fréquence. Également, les 16 bandes passantes réalisées couvrent une large bande de fonctionnement. Cependant, celles-ci ne sont pas modulables en largeur. De même, le choix de la bande sélectionnée se fait par variation discrète et non continue. Enfin, ce dispositif repose sur une architecture à étages cascades et non sur une structure de démultiplexeur / multiplexeur.

2.3. Topologies de MUX/DEMUX actives

Ci-après, nous faisons la description de quatre topologies de multiplexeurs et démultiplexeurs microondes reposant sur l'utilisation de dispositifs actifs : les 1^{ère} et 2^{ème} topologies sont des duplexeurs basés respectivement sur le principe des filtres transversaux et des amplificateurs distribués à lignes de transmission « composites », la 3^{ème} est un

multiplexeur 3 voies vers 1 utilisant les propriétés des amplificateurs distribués tandis que le 4^{ème} circuit est un filtre actif basé sur les propriétés des filtres canalisés.

2.3.1. Filtre duplexeur à base de filtres actifs transversaux

Ce premier circuit réalise la séparation d'un signal d'entrée en deux bandes passantes distinctes à l'aide de deux filtres de type "Lumped and Transversal" [85]. Comme nous l'avons vu au paragraphe 2.2.1.2 du Chapitre 1, ce type de filtres désigne un filtre transversal (basé sur le principe de recombinaison des signaux en phase ou en opposition de phase) pour lequel les lignes à retard ont été remplacées par des tronçons de ligne passe-haut et passe-bas afin de générer un filtrage d'enveloppe supplémentaire. Le circuit duplexeur est ainsi formé de deux filtres "Lumped and Transversal" pour lesquels les lignes de grilles sont reliées à un même port RF d'entrée (les lignes de drain représentant les deux accès de sortie) et dont les fréquences de coupures hautes et basses sont réglées de sorte à générer un filtrage dans des bandes passantes proches. Le synoptique du circuit ainsi que les résultats de mesure sont présentés ci-après.

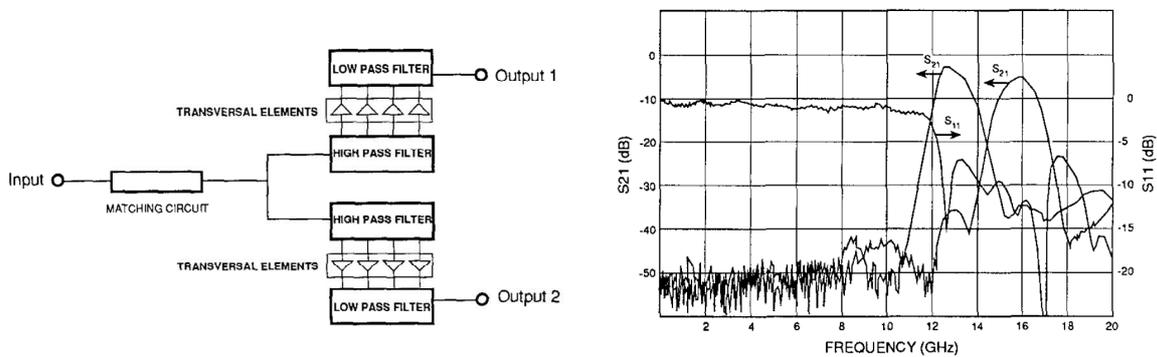


Figure 2-6 : Synoptique et résultats de mesure d'un duplexeur actif à base de filtres "Lumped and Transversal"

Le circuit a donné lieu à une réalisation en technologie MMIC, chaque voie de filtrage comporte ainsi quatre cellules transversales. Les deux fonctions de filtrage obtenues couvrent les bandes [12.5-13.5] GHz et [15.5-16.5] GHz. Pour la bande inférieure, les résultats de mesure indiquent un gain à la fréquence centrale de -2 dB tandis que ce même gain est de -6 dB pour la bande supérieure. Aussi et du fait de la topologie transversale, nous constatons la présence de zéros de transmission dans la fonction de filtrage, ce qui autorise des taux de réjection très élevés en bordure de bande passante. Les pentes de réjection prises à 1.5 GHz du

bord de la bande de largeur fréquentielle [12.5-13.5] GHz sont ainsi de 35 dB sur le bord inférieur et de 27 dB sur le bord supérieur.

2.3.2. Filtre duplexeur à base d'amplificateurs distribués « composites »

Le circuit suivant est basé sur le principe des « *Meta-Distributed Amplifiers* » (MDA) ou « amplificateurs distribués composites » [86]-[87]. Ce type de dispositif est obtenu en remplaçant les traditionnelles lignes à retard des lignes de grille et de drain par des lignes « composites », pour lesquelles le temps de propagation de groupe peut être positif ou négatif suivant la fréquence (d'où le lien avec les métamatériaux). L'auteur montre ainsi qu'en ajustant convenablement la longueur électrique de ce type de cellule ainsi que la fréquence pour laquelle cette longueur électrique vaut 0, il est possible d'obtenir des courbes de gain centrées à des fréquences différentes sur chaque extrémité de la ligne de drain. On réalise ainsi une fonction démultiplexeur 1 voie vers 2. Le principe des lignes composites, de même que la photographie du montage ainsi que les résultats de mesure sont présentés sur la figure suivante.

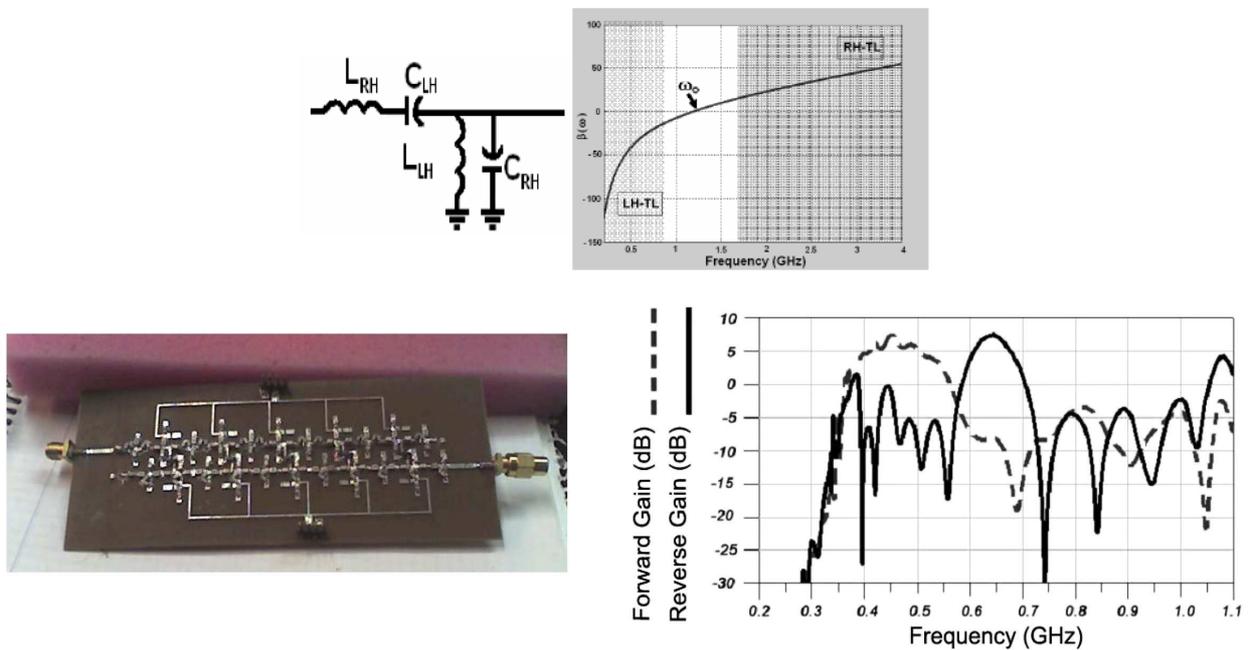


Figure 2-7 : Caractéristiques d'un filtre duplexeur à base d'amplificateurs distribués « composites »

Une maquette a été réalisée en technologie hybride, celle-ci comporte cinq cellules transversales. Les résultats indiquent un gain « vers l'avant » (*Forward Gain*) de 8 dB dans une bande de fréquences comprise entre 400 et 550 MHz tandis que le gain « vers l'arrière »

(Reverse Gain) est de 10 dB entre 550 et 650 MHz. Nous constatons également la présence de zéros de transmission en bordure de bande passante. Cependant, les taux de réjection entre les deux voies de filtrage ne sont qu'à 10 dB du maximum de gain obtenu dans la bande.

2.3.3. Circuit multiplexeur 3 voies vers 1

Ci-après, nous faisons la description d'un multiplexeur 3 voies vers 1 basé sur une topologie d'amplificateur distribué [88]. L'auteur montre qu'en utilisant une structure d'amplificateur distribué constituée de trois lignes de grille et une ligne de drain, on réalise un combineur de puissance très large bande présentant du gain. Des lignes à stubs ont ainsi été disposées dans les lignes de grille et de drain afin d'équilibrer les vitesses de phases sur chacune. La Figure 2-8 présente le schéma de principe du circuit ainsi que les résultats de simulations. Le circuit fonctionne dans la bande [4-11] GHz.

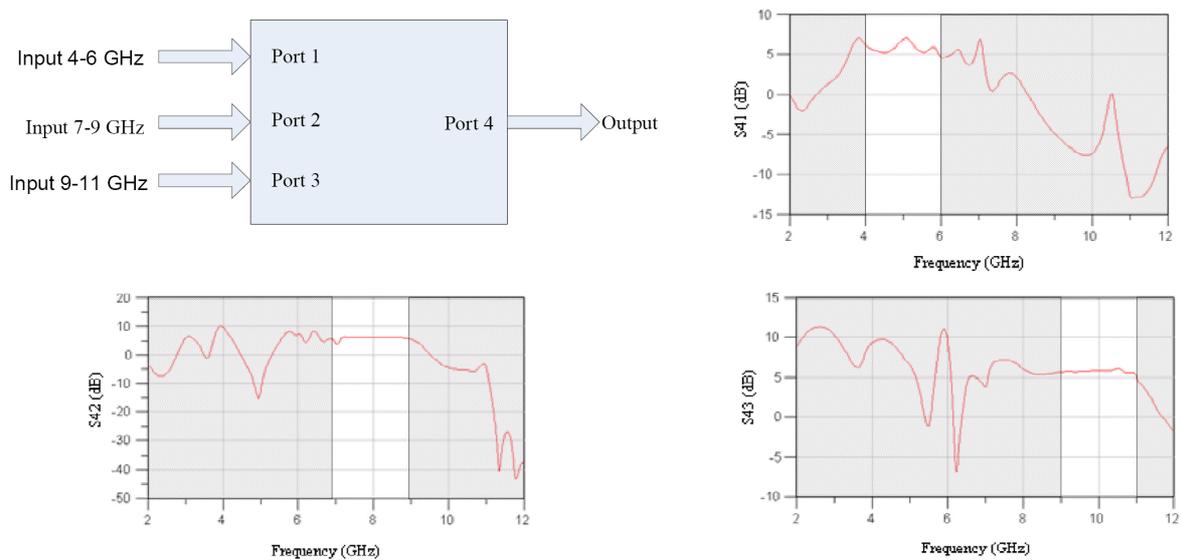


Figure 2-8 : Caractéristiques d'un multiplexeur 3 voies vers 1

Prévu pour être réalisé en technologie hybride, ce circuit comporte deux cellules amplificatrices entre chaque ligne de grille et la ligne de drain, soit un total de six cellules. Les résultats de simulation indiquent ainsi un gain constant de 6 dB dans la bande de fonctionnement de chaque voie. De plus, les paramètres de réflexion (non-présentés) sont de l'ordre de -20 dB sur chaque ligne de grille dans la bande de fonctionnement considérée. Enfin, ce circuit dispose d'une bonne isolation entre les différentes voies d'entrée du fait du paramètre S_{12} des transistors utilisés.

2.3.4. Filtre actif sélecteur de fréquences canalisé

Nous terminons ce paragraphe par l'article [89] dans lequel l'auteur présente une topologie de filtre sélecteur de fréquence basé sur une structure de filtre canalisé. Comme nous l'avons vu au paragraphe 2.2.2 du Chapitre 1, ce type de filtre désigne une généralisation des filtres transversaux pour lequel le signal de sortie résulte de la sommation pure des signaux issus de chaque voie de filtrage. L'auteur fait ainsi la conception d'un dispositif passif constitué d'un démultiplexeur 1 voie vers 5 en entrée et d'un multiplexeur 5 voies vers 1 en sortie, l'unilatéralité de chaque voie de filtrage étant assurée par un étage amplificateur externe inséré dans chaque voie. Le circuit obtenu réalise ainsi la séparation du signal d'entrée en 5 bandes contigües de 1 GHz de largeur dans la bande [7.5-12.5] GHz, ces mêmes bandes étant ensuite amplifiées au travers des étages amplificateurs puis recombinaées en sortie du dispositif. La Figure 2-9 présente la photographie du circuit réalisé ainsi que les résultats de mesure.

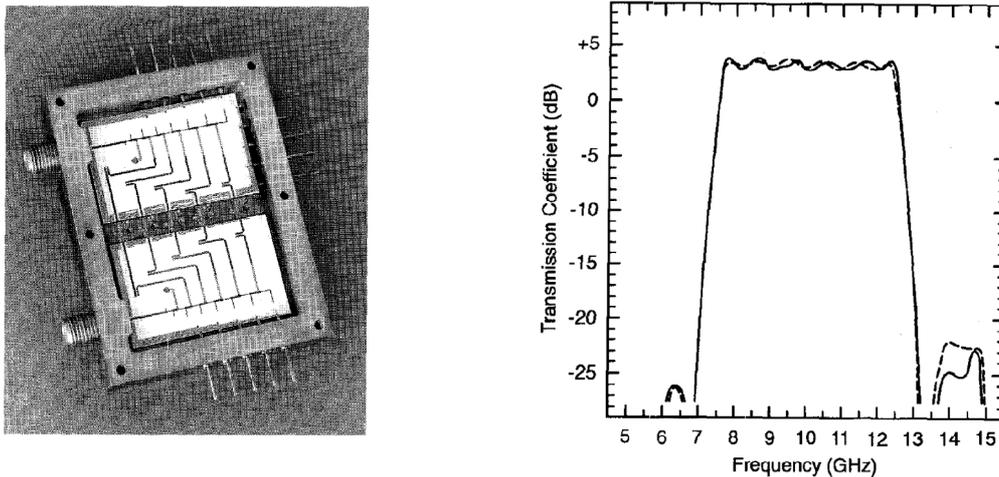


Figure 2-9 : Photographie et résultats de mesure d'un filtre actif sélecteur de fréquences canalisé

La photographie du circuit montre que celui-ci a été réalisé en technologie hybride, les fonctions démultiplexeur et multiplexeur étant assurées par la partie passive tandis que des dispositifs amplificateurs externes fournissent l'amplification du signal de même que l'unilatéralité des voies de filtrage. Les résultats de mesure indiquent ainsi une fonction de filtrage large bande comprise entre 7.5 et 12.5 GHz et présentant un niveau de gain constant de 3.5 dB dans la bande passante. De plus, des zéros de transmission apparaissent en bordure de bande, ce qui autorise des transitions entre bande passante et bande rejetée très rapides. Prises à 0.5 GHz du bord de la bande passante, les pentes de réjection sont de l'ordre de 30 dB.

Ainsi, cette réalisation présente des propriétés intéressantes en vue de notre application du fait qu'elle associe une fonction démultiplexeur en entrée à une fonction multiplexeur en sortie. Cependant, il est à noter que les éléments actifs insérés dans ce dispositif servent en premier lieu à assurer l'unilatéralité des voies de filtrage de même que la limitation de la puissance du signal en vue de la chaîne de traitement de sortie. De ce fait et contrairement à notre circuit, la réponse filtrante générée par ce dispositif est fixe et ne peut pas être accordée en fréquence ni modulée en largeur.

3. ELEMENTS DE REALISATION

Cette deuxième section est consacrée à la présentation des données technologiques nécessaires à la conception de notre filtre actif sélecteur de fréquence. Nous commençons par détailler le process technologique ED02AH de la fonderie OMMIC [80] sur lequel notre circuit est réalisé, puis dans un second temps décrivons un certain nombre de topologies élémentaires dont nous ferons l'usage lors de la conception du circuit.

3.1. Process technologique ED02AH de la fonderie OMMIC

La fonderie OMMIC est spécialisée dans la fabrication de circuits MMIC sur matériaux « III-V » tels que l'Arséniure de Gallium (GaAs), le Nitrure de Gallium (GaN) et le Phosphore d'Indium (InP). Le process ED02AH désigne une technologie de fabrication P-HEMT (Pseudomorphic High-Electron Mobility Transistor) développée sur substrat AsGa pour laquelle la finesse de gravure est de $0.2\mu\text{m}$.

Le process ED02AH dispose de trois couches métalliques respectivement nommées « BE » (Bottom Electrode), « TE » (Top Electrode), et « IN ». De fait, deux types de capacité MIM sont réalisables :

- La 1^{ère} entre les niveaux TE et BE pour laquelle la densité de capacité est forte du fait qu'un seul diélectrique est inséré (type SiN) ;
- La 2^{nde} entre les niveaux IN et BE pour laquelle la densité de capacité est plus faible du fait que deux diélectriques sont insérés (type SiN+SiO₂).

Ces deux types de capacité sont représentés en coupe sur la Figure 3-1 (source : "ED02AH Design Manual" [80]).

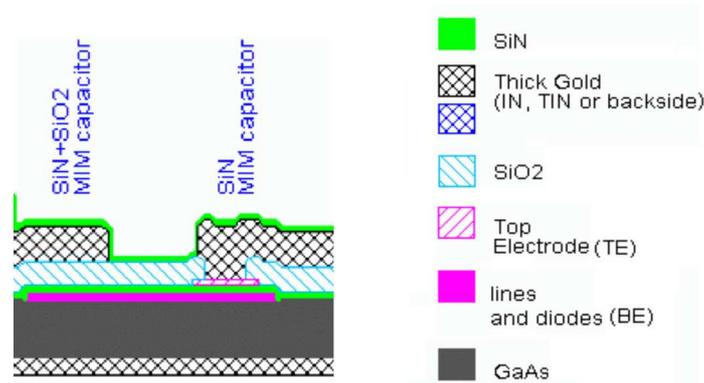


Figure 3-1 : Capacités MIM sur technologie ED02AH

Pour les capacités « TE-BE », nous remarquons que l'accès à la couche TE se fait depuis la couche IN par l'intermédiaire du via CO. Or, ce même via est utilisé dans le dessin des inductances pour relier les couches IN et BE. De ce fait, le via CO sert à relier des couches situées à des profondeurs différentes selon qu'il s'agisse d'une capacité ou d'une inductance, ce qui nécessite une attention particulière lors des simulations électromagnétiques (faites à l'aide du logiciel Momentum [90]).

Enfin, nous pouvons signaler la ligne microruban « IN+TIN » pour laquelle une 2nde couche métallique est déposée par-dessus la 1^{ère}, ceci afin de diminuer la résistivité équivalente du matériau et ainsi augmenter le courant DC transportable par la ligne.

Nous regroupons dans le tableau suivant les principales caractéristiques des composants actifs et passifs disponibles en technologie ED02AH [80].

Eléments		Caractéristiques physiques	Caractéristiques électriques
Eléments passifs	Capacité MIM	- Diélectrique utilisé : SiN - Réalisée entre couches TE et BE - Accès à la couche TE par via CO	- De 0.1 à 50 pF - Densité de capacité : 400 pF/mm ² - Modèle échelonnable
		- Diélectrique utilisé : (SiN+SiO ₂) - Réalisée entre couches IN et BE	- De 10 fF à 1 pF - Densité de capacité : 50 pF/mm ² - Modèle échelonnable
	Inductance spirale	- W _{ligne} de 5 à 15 µm - Gap entre lignes : de 5 à 15 µm - Enroulement réalisé sur couche IN, sortie sur couche BE - Via CO entre couches IN et BE	- De 0.1 à 15 nH (W _{ligne} = 5 µm) - I _{DC} (couche IN) = 12 mA/ µm - Modèle échelonnable
	Résistances	- Résistance métallique à base de NiCr - Réalisée sur couche MD	- R _{carrée} = 40 Ω/□ - I _{DC} = 0.4 mA/ µm - Modèle échelonnable
		- Résistance à base de couche active AsGa - Réalisée sur couche LI	- R _{carrée} = 200 Ω/□ - I _{DC} = 0.3 mA/ µm - Modèle échelonnable
	Ligne microruban	- Réalisée sur couche IN - W _{ligne} ≥ 3 µm	- R _{carrée} = 27 mΩ/□ - I _{DC} = 12 mA/ µm
		- Réalisée sur couche (IN+TiN) - W _{ligne} ≥ 5 µm	- R _{carrée} = 17 mΩ/□ - I _{DC} = 22 mA/ µm
		- Réalisée sur couche TE - W _{ligne} ≥ 3 µm	- R _{carrée} = 0.25 Ω/□ - I _{DC} = 5 mA/ µm
- Réalisée sur couche BE - W _{ligne} ≥ 3 µm		- R _{carrée} = 67 mΩ/□ - I _{DC} = 9.5 mA/ µm	
Trou métallisé (Via-hole)	- Taille : 120*120 µm	- I _{max} : variable selon environnement	
Plot de connexion	- Taille : 100*100 µm	- I _{max} : variable selon environnement	
Eléments actifs	Diode	- Anode réalisée sur couche GM - W _{grille} = 0.2 µm - Nbre de doigts de grille : de 2 à 6 - L _{grille} : de 15 à 100 µm	- Modèle non-linéaire - Tension de polarisation V _{AK} de -2 à +1.5 Volt
		- Anode réalisée sur couche BE - W _{grille} = 3 µm - Nbre de doigts de grille : de 2 à 6 - L _{grille} : de 15 à 100 µm	- Modèle non-linéaire - Tension de polarisation V _{AK} de -2 à +1.5 Volt
	Transistor	- « FET-ON » (V _t <0) - Type P-HEMT « Depletion-Mode » - W _{grille} = 0.2 µm - Nbre de doigts de grille : de 1 à 8 - L _{grille} : de 10 à 75 µm	- F _T = 60 GHz - Modèle linéaire (petit signal) - Modèle non-linéaire : V _{ds} de 0 à 5 Volts, V _{gs} de -2 à +0.6 Volt - Modèle de bruit
		- « FET-OFF » (V _t >0) - Type P-HEMT « Enhancement-Mode » - W _{grille} = 0.2 µm - Nbre de doigts de grille : de 1 à 8 - L _{grille} : de 10 à 75 µm	- F _T = 60 GHz - Modèle linéaire (petit signal) - Modèle non-linéaire : V _{ds} de 0 à 4 Volts, V _{gs} de -1 à +0.8 Volt - Modèle de bruit

Tableau 13 : Caractéristiques des composants de la bibliothèque ED02AH

3.2. Éléments de conception de circuits

Au paragraphe 2.1, nous avons vu que l'architecture globale de notre circuit consiste en plusieurs canaux de filtrage disposés en parallèle et réglés à des bandes passantes différentes, ce qui s'apparente à un démultiplexeur de fréquences en entrée suivi d'un multiplexeur en sortie. De fait, nous avons besoin en entrée et sortie du circuit de structures réalisant respectivement la distribution des signaux RF d'1 voie vers N et la combinaison de ces mêmes signaux de N voies vers 1. De plus, ces dispositifs doivent présenter un comportement large bande, du fait que la bande d'entrée du circuit peut couvrir une large bande spectrale comme dans le cas des systèmes de guerre électronique. Enfin, ils doivent prendre en compte la topologie des canaux filtrants issus de la méthode de synthèse illustrée aux Chapitres 2 et 3 qui, comme présenté sur la Figure 3-2, intègrent des blocs actifs en entrée et sortie.

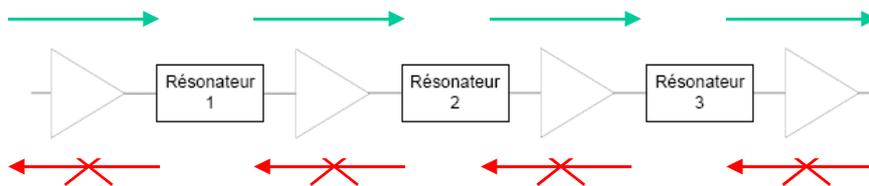


Figure 3-2 : Structure générale des filtres actifs issus de la méthode de synthèse

Ainsi et du fait des différents critères exposés ci-dessus, nous décidons d'utiliser en entrée et sortie du circuit une structure d'amplificateur distribué. Pour rappel, un amplificateur distribué consiste à synthétiser artificiellement deux lignes de transmission en entrée et sortie du circuit entre lesquelles sont disposées périodiquement des cellules amplificatrices (Figure 3-3). Le signal RF circulant sur la ligne d'entrée est ainsi régulièrement prélevé puis amplifié par la cellule amplificatrice avant d'être injecté sur la ligne de sortie, la portion de signal non-prélevée étant dissipée dans la charge terminale Z_g . Sur la ligne de sortie, les signaux injectés par les différentes cellules amplificatrices circulent vers le port RF de sortie ; les signaux circulant dans le sens inverse étant dissipés dans la charge terminale Z_d .

Le principe de l'amplificateur distribué consiste donc à faire en sorte que les signaux circulant sur les lignes d'entrée et de sortie se recombinent en phase afin que le gain de l'ensemble devienne indépendant de la fréquence [91].

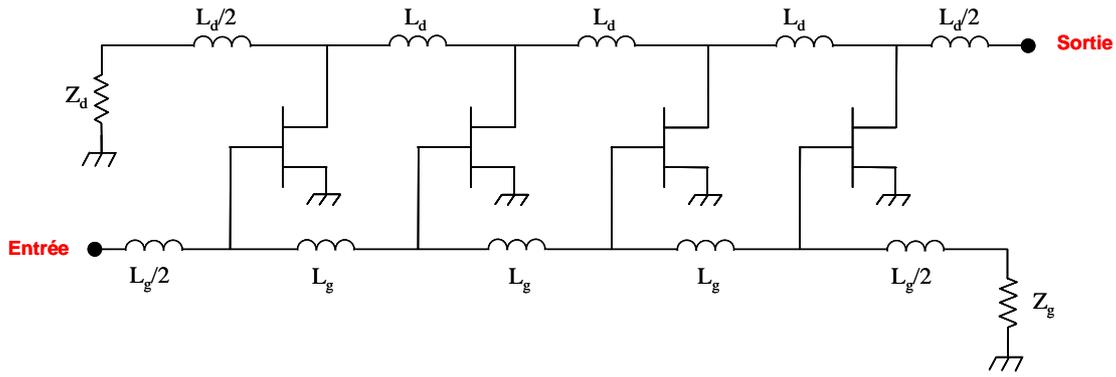


Figure 3-3 : Amplificateur distribué à quatre cellules amplificatrices

Dans le cas de transistors à effet de champ, ces lignes sont appelées « ligne de grille » en entrée et « ligne de drain » en sortie, celles-ci intégrant les éléments C_{gs} et C_{ds} du modèle petit signal simplifié du transistor à effet de champ. De fait, la topologie des lignes de grille et de drain s'apparente à une succession de tronçons élémentaires de ligne de transmission, ceux-ci étant représentés Figure 3-4.

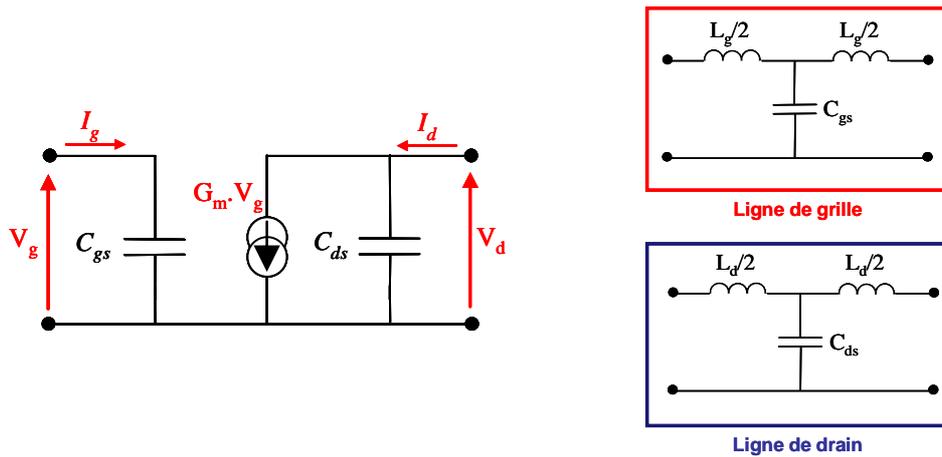


Figure 3-4 : Modèle simplifié de transistor à effet de champ et cellules élémentaires de ligne de grille et de drain

L'obtention de la recombinaison en phase des signaux nécessite l'égalisation des vitesses de phase des lignes de grille et de drain, celles-ci sont définies ci-après :

$$v_{\phi_g} = \frac{1}{\sqrt{L_g \cdot C_{gs}}} \quad ; \quad v_{\phi_d} = \frac{1}{\sqrt{L_d \cdot C_{ds}}}$$

De même, les lignes de grille et de drain sont définies par leur impédance caractéristique Z_g et Z_d figurant ci-après :

$$Z_g = \sqrt{\frac{L_g}{C_{gs}}} \quad ; \quad Z_d = \sqrt{\frac{L_d}{C_{ds}}}$$

Il est à noter que la dissipation totale des signaux dans les charges terminales des lignes de grille et de drain ne peut se faire correctement que si celles-ci sont de valeur égale aux impédances caractéristiques définies ci-dessus.

Dans le cas où l'on souhaite $Z_g=Z_d$ (généralement choisis à 50 Ω), il est nécessaire de réunir les conditions suivantes : $L_g=L_d$ et $C_{gs}=C_{ds}$, ce qui est irréaliste pour un transistor courant du fait que l'on a toujours C_{gs} supérieur à C_{ds} . Plusieurs techniques existent cependant pour résoudre ce problème :

- Rajouter une capacité C_{ad} en parallèle sur le drain de chaque transistor de sorte que $C_{ad} + C_{ds} = C_{gs}$;
- Rajouter une capacité C_{ag} en série sur la grille de chaque transistor de sorte que $\frac{C_{ag} \cdot C_{gs}}{C_{ag} + C_{gs}} = C_{ds}$. Cette solution est généralement choisie car elle présente la plus large bande passante.

D'autres techniques existent enfin pour augmenter les performances de la structure globale [92]-[93]. Celles-ci sont listées ci-après :

- Le remplacement du transistor simple par une cellule cascode permet d'obtenir une meilleure isolation entrée-sortie, un gain plus important, une puissance de sortie plus élevée et des pertes moindres sur la ligne de drain.
- Le remplacement des lignes de grille et de drain par des cellules passe-tout, pour lesquelles une mutuelle existe entre chaque inductance, permet d'augmenter la bande passante du dispositif du fait d'une fréquence de coupure plus élevée.
- La polarisation des éléments actifs par charge saturable plutôt que par self de choc permet d'augmenter la bande passante du dispositif en basses fréquences.
- Enfin, la variation des impédances caractéristiques des cellules permet de faire en sorte que chaque transistor voit une charge optimale en sortie (adaptation inter-étage).

4. CONCEPTION DU FILTRE ACTIF A BANDE PASSANTE MODULABLE

4.1. Principe

Comme introduit précédemment, le but de ce circuit consiste à reprendre la structure de filtres actifs issue de la méthode de synthèse afin de concevoir un dispositif capable de réaliser une opération de sélection de fréquence parmi un large spectre d'entrée. De plus, la bande passante de ce filtre doit être accordable en fréquence et modulable en largeur. Pour cela, nous nous appuyons sur une structure dite « channéalisée » pour laquelle plusieurs canaux filtrants réglés à des bandes passantes différentes sont disposés en parallèle.

Aussi, chaque canal doit opérer une sélection de fréquence dans la bande désirée et se doit d'être unilatéral afin d'empêcher les retours de signaux de la sortie sur l'entrée. C'est pour cette raison que nous réutilisons la topologie de filtre actif issue de la méthode de synthèse comme nous l'avons vu Figure 3-2. Enfin et comme décrit au paragraphe 3.2, les différents canaux filtrants sont reliés en entrée et sortie au moyen d'une structure distribuée, qui de fait se comporte comme un diviseur et un combineur de puissance très large bande.

Ainsi, la réponse de la structure dite « channéalisée » peut se représenter selon le schéma suivant, pour laquelle la réponse totale du dispositif résulte de la somme élémentaire de chaque fonction de filtrage.

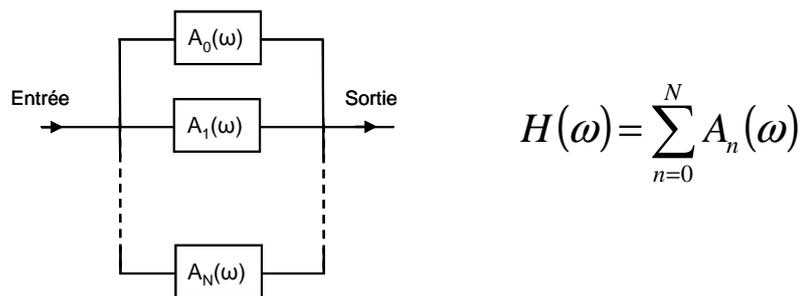


Figure 4-1 : Schéma de principe et réponse d'une structure channéalisée

De fait, nous décidons de construire un dispositif à 3 canaux de filtrage disposés en parallèle réglés à des bandes passantes contigües. Les bandes passantes choisies sont les suivantes : [9-11], [11-13] et [13-15] GHz. Enfin et de par la possibilité d'activer ou désactiver un ou plusieurs canaux de filtrage $A_n(\omega)$ par l'intermédiaire des étages amplificateurs associés,

nous pouvons régler la forme de la réponse $H(\omega)$ et de fait opérer un accord de la bande passante du filtre. Cette opération revient donc à disposer d'un filtre sélecteur de fréquence à bande passante modulable.

Le synoptique de ce circuit est présenté sur la figure suivante.

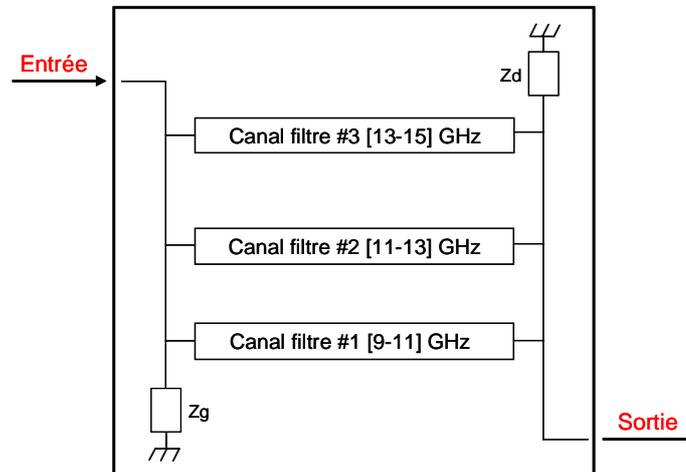


Figure 4-2 : Synoptique du filtre actif à bande passante modulable

De même, ses spécifications sont résumées ci-après :

- En premier lieu, nous devons faire en sorte que les différentes voies de filtrage présentent des réponses en fréquence conformes aux bandes indiquées ci-dessus ;
- Egalement, il est nécessaire d'avoir un bon recouvrement des bandes passantes lorsque plusieurs canaux de filtrage « voisins » sont activés, de sorte que la réponse du filtre conserve une forme homogène ;
- Aussi, il est intéressant de disposer d'une fonction de filtrage présentant un gain supérieur à 0 dB dans la bande passante, ceci afin de conserver le caractère amplificateur du circuit ;
- Enfin, nous cherchons une bonne adaptation en puissance sur 50Ω aux accès du circuit sur toute la bande de fonctionnement de même qu'un facteur de bruit limité.

4.2. Implémentation

Dans cette partie, nous détaillons les différentes étapes de la conception du circuit : de la topologie des canaux filtrants jusqu'à la mise en place du système de commande des différentes voies de filtrage.

4.2.1. Topologie des canaux filtrants

Comme introduit précédemment, la topologie des trois voies de filtrage doit répondre à la méthode de synthèse de filtres actifs passe-bande développée aux Chapitres 2 et 3. Afin de générer des pentes de réjection suffisantes, nous décidons que les fonctions de filtrage réalisées seront d'un ordre 3. De fait et en se référant à la théorie de la méthode de synthèse exposée au Chapitre 2, nous avons trois choix de conception :

- La 1^{ère} solution consiste à appliquer le « cas général » de la méthode de synthèse pour lequel chaque cellule filtrante est un résonateur simple, nous obtiendrions alors une topologie identique à celle présentée Figure 3-2 ;
- La 2^{ème} solution consiste à appliquer le « cas particulier » de la méthode de synthèse pour lequel les 3 pôles sont regroupés en une cellule d'ordre 1 et une cellule d'ordre 2, un étage atténuateur passif serait alors nécessaire pour effectuer la séparation des deux cellules filtrantes.
- Enfin, la 3^{ème} solution reprend le « cas particulier » de la méthode de synthèse pour lequel les 3 pôles sont regroupés en une unique cellule d'ordre 3, celle-ci serait alors insérée entre deux étages amplificateurs.

Le choix entre les différentes solutions est discuté ci-après :

- En premier lieu, il apparaît que la 2^{ème} solution nécessitant un étage atténuateur passif donnerait de mauvais résultats en termes de gain. De fait, l'amplification du signal souhaitée entre l'entrée et la sortie du circuit ne serait pas réalisée.

- Par ailleurs, la 1^{ère} solution à quatre étages amplificateurs et trois cellules filtrantes donnerait certainement les meilleurs résultats en termes de filtrage ; mais présente cependant le défaut de nécessiter un important réseau de polarisation du fait du grand nombre d'étages amplificateurs. En effet, la mise en place d'un système complet de polarisation pour 12 étages amplificateurs s'avère difficile à mettre en œuvre, d'autant plus que les risques d'instabilité pour ce type de dispositif sont importants. Enfin, cette structure requiert un fort encombrement qui s'avère incompatible avec les limites de taille fixées, notre circuit ne devant pas dépasser (3*2) mm².

- De fait, notre choix se porte sur la 3^{ème} solution qui nécessite une seule cellule filtrante d'ordre 3. En effet, nous verrons au paragraphe 4.2.3 que cette topologie permet de générer une fonction de filtrage dont les caractéristiques sont suffisantes pour notre application. De plus, elle ne nécessite qu'un faible encombrement et la possibilité d'associer des étages amplificateurs de type cascode de part et d'autre de la cellule filtrante permet de générer un gain suffisant comme nous le verrons au paragraphe 4.2.3.

La topologie de chaque cellule filtrante d'ordre 3 peut ainsi se représenter selon le schéma de la Figure 4-3 dans lequel nous reprenons la technique de l'inverseur d'impédance vue au Chapitre 3 qui permet de transformer un résonateur LC série en LC parallèle. De fait, nous obtenons une topologie à trois résonateurs LC parallèles cascades couplés au travers de deux capacités séries notées C_{s1} et C_{s2} .

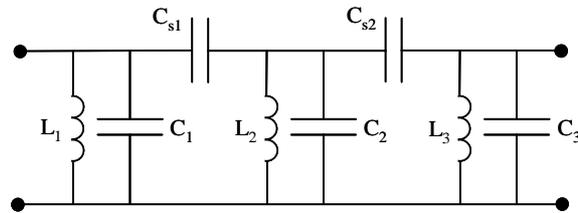


Figure 4-3 : Topologie de la cellule filtrante d'ordre 3

Ainsi et d'après ce qui a été exposé ci-dessus, l'architecture globale de notre filtre peut se représenter selon le schéma suivant pour lequel nous constatons que la structure obtenue correspond à celle d'un amplificateur distribué comportant des dispositifs de filtrage dans chaque cellule transversale.

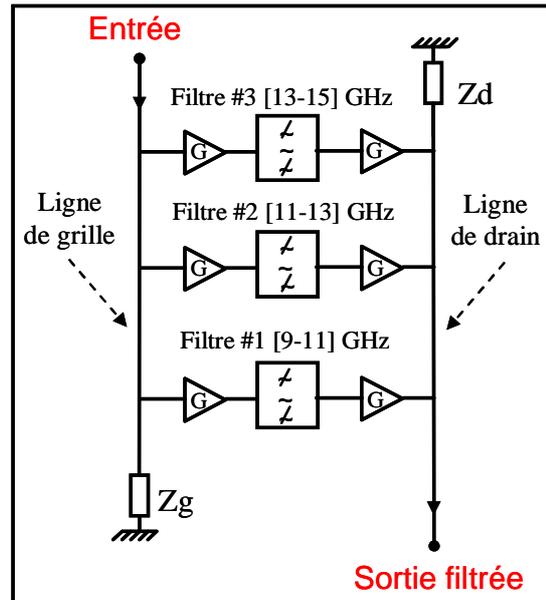


Figure 4-4 : Architecture distribuée du filtre actif à bande passante modulable

4.2.2. Etages amplificateurs cascodes

De part et d'autre des cellules filtrantes, nous insérons des montages amplificateurs de type cascode. En effet et comme nous l'avons vu au Chapitre 3, ce montage se caractérise par un gain petit signal plus élevé, une meilleure isolation entrée-sortie et une impédance de sortie plus grande que le transistor source commune seul. De plus, ils s'intègrent facilement dans une structure d'amplificateur distribué.

La topologie choisie est de type cascode « simple », pour lequel 3 tensions de polarisation notées [V_{g1} , V_{g2} , V_d] sont nécessaires (Figure 4-5). Ce montage se différencie de la structure auto-polarisée vue au Chapitre 3 par la possibilité de contrôler le courant de polarisation I_d par l'intermédiaire de la tension V_{g1} . De fait et comme nous le verrons au paragraphe 4.2.4, nous utilisons cette tension pour « activer » ou « désactiver » la cellule cascode, ce qui nous permet de commuter entre les différents canaux de filtrage.

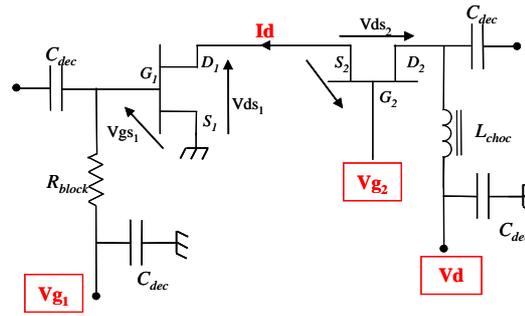


Figure 4-5 : Schéma de polarisation d'un cascode « simple »

Afin d'assurer un gain suffisant pour compenser les pertes de la cellule passive filtrante d'ordre 3, nous décidons d'employer des transistors présentant un développement de grille de $(4 \times 40) \mu\text{m}$. Le réseau de polarisation statique I-V de ce transistor est présenté sur la Figure 4-6. Sur celui-ci, nous constatons que l'excursion en tension s'étend $V_{ds}=0$ à $V_{ds}=6\text{V}$, et de $V_{gs}=-1\text{V}$ à $V_{gs}=+0.6\text{V}$.

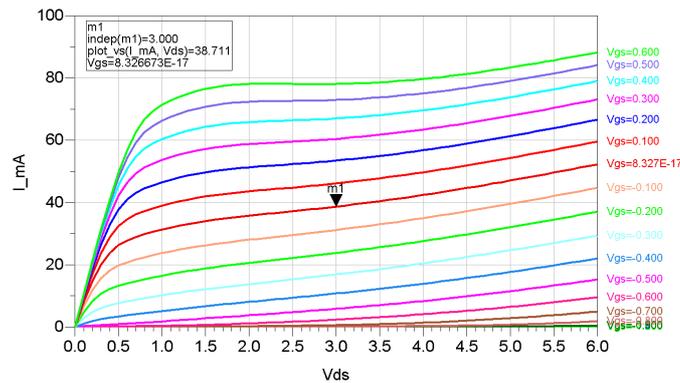


Figure 4-6 : Réseau de polarisation DC d'un TEC OMMIC de taille $(4 \times 40) \mu\text{m}$

Le point de polarisation choisi se situe en classe A pour lequel les tensions V_{gs} et V_{ds} valent respectivement 0 et 3V, ce qui correspond à un courant I_d de 39 mA. De fait et en spécifiant un comportement identique pour les deux transistors de la cellule cascode, nous obtenons les tensions d'alimentation suivantes : $V_{g1}=0\text{V}$, $V_{g2}=3\text{V}$, $V_d=6\text{V}$.

4.2.3. Mise au point des canaux filtrants

Nous rappelons que les 3 canaux filtrants ont pour objectif de reproduire une fonction de filtrage d'ordre 3 dans les bandes passantes respectives [9-11], [11-13] et [13-15] GHz. Les caractéristiques complètes des 3 fonctions de filtrage recherchées sont résumées dans le tableau suivant :

Canal #1 [9-11] GHz	Canal #2 [11-13] GHz	Canal #3 [13-15] GHz
$n = 3$ $f_0 = 10 \text{ GHz}$ $w = 0.14$ $L_{ar} = 0.6 \text{ dB}$	$n = 3$ $f_0 = 12 \text{ GHz}$ $w = 0.14$ $L_{ar} = 0.6 \text{ dB}$	$n = 3$ $f_0 = 14 \text{ GHz}$ $w = 0.14$ $L_{ar} = 0.6 \text{ dB}$

Tableau 14 : Caractéristiques des 3 fonctions de filtrage idéales

La mise au point des canaux filtrants porte sur l'optimisation des éléments passifs constituant les cellules d'ordre 3. Les résultats sont présentés sur la Figure 4-7. Sur celle-ci, nous constatons que les fonctions de filtrage recherchées sont globalement retrouvées. Les fréquences centrales de même que les largeurs de bande passante sont ainsi respectées. Cependant et de la même manière qu'au Chapitre 3, la forme arrondie des courbes dans la bande passante est due aux mauvaises performances des cellules passives 3 pôles. Néanmoins, nous considérons que les fonctions de filtrage obtenues sont de qualité suffisante pour notre application.

Par ailleurs, le gain à la fréquence centrale est de l'ordre de 13 dB pour chaque canal. Nous verrons au paragraphe 4.3 que le fait d'obtenir un gain à la fréquence centrale identique pour les 3 voies de filtrage est très important en vue du bon recouvrement des bandes lorsque plusieurs canaux adjacents sont activés.

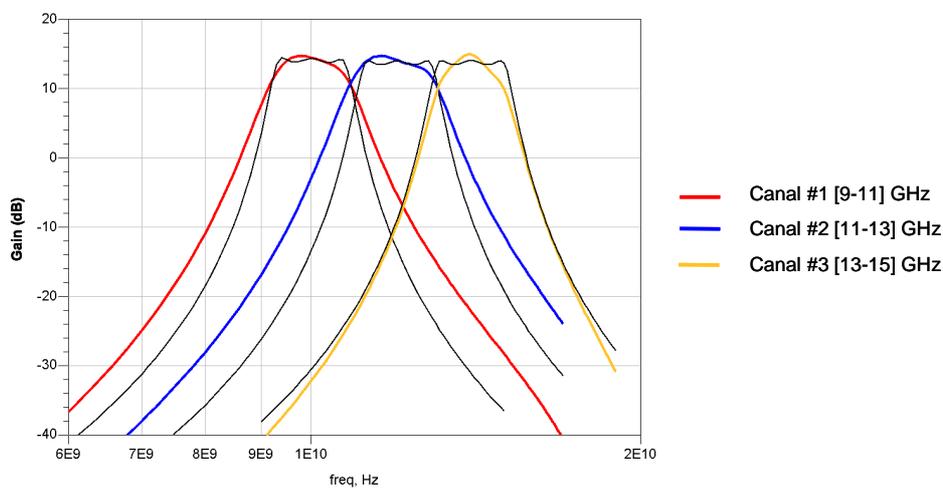


Figure 4-7 : Réponses en fréquence des 3 canaux filtrants

4.2.4. Circuit global

Le système de polarisation du filtre complet est présenté sur la Figure 4-8. Afin de limiter le nombre total de plots de polarisation, nous n'utilisons que 5 tensions d'alimentation. Celles-ci sont définies ci-après :

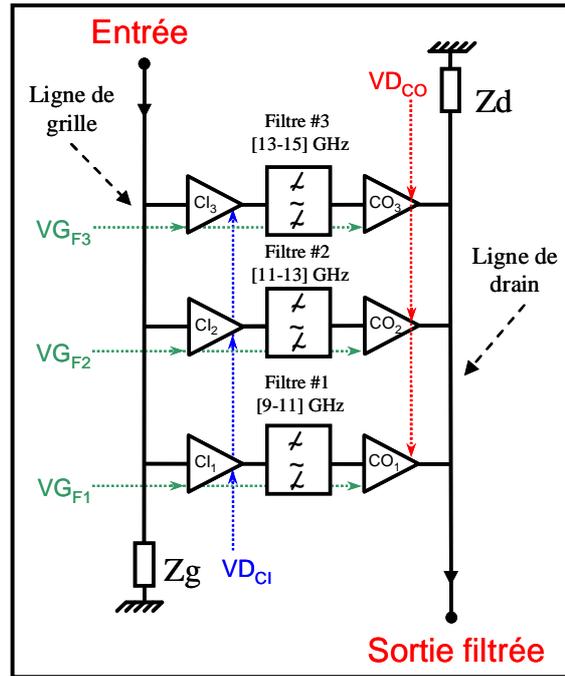


Figure 4-8 : Système de polarisation du filtre à bande passante modulable

- En premier lieu, chaque cellule cascode est construite selon le schéma de la Figure 4-9 pour lequel 2 tensions d'alimentation notées "VG" et "VD" sont nécessaires. La tension "VG" polarise la grille du transistor "CS" monté en source commune tandis que la tension "VD" est utilisée pour polariser le drain des deux transistors ainsi que la grille du transistor "CG" monté en grille commune par l'intermédiaire d'un pont diviseur de tension. Nous appliquons ainsi une 1^{ère} tension notée "VD_{C1}" pour polariser les drains des 3 cellules cascodes d'entrée (C₁→₃). De même, nous appliquons une 2^{nde} tension notée "VD_{CO}" pour polariser les drains des 3 cellules cascodes de sortie (C_{O1}→₃).

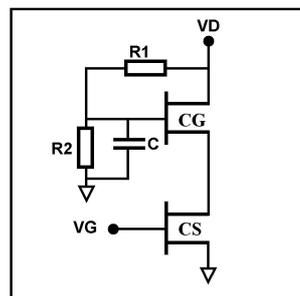


Figure 4-9 : Polarisation des cellules cascodes du circuit

- Enfin, « l'activation » ou la « désactivation » d'un canal filtrant se fait en contrôlant la polarisation de grille "VG" de ses deux cellules cascodes. Nous avons en effet montré au paragraphe 4.2.2 que la tension de grille du transistor source commune permettait de réguler le

courant de polarisation I_d circulant dans la cellule. Dès lors, nous appliquons 3 commandes notées " VG_{F1} ", " VG_{F2} ", " VG_{F3} " dont le rôle est de contrôler les tensions " VG " des deux cellules cascodes d'un même canal filtrant. Nous définissons ainsi deux modes de fonctionnement :

- Lorsque la tension " VG " vaut 0V, nous avons un courant de drain I_d de 39 mA, la cellule est par conséquent « activée » et la réponse filtrante correspond aux courbes présentées Figure 4-7 ;
- Lorsque la tension " VG " vaut -1V (tension de pincement), nous bloquons la cellule cascode pour laquelle le courant de drain I_d chute à 0 mA, la cellule est par conséquent « désactivée » et la réponse filtrante présente un gain à la fréquence centrale de -40 dB.

La Figure 4-10 présente ainsi le dessin des masques du circuit dont les dimensions sont de (3*2) mm². Sur celui-ci, les 3 tensions [VG_{F1} , VG_{F2} , VG_{F3}] sont notées [V1, V2, V3] de même que les tensions " VD_{C1} " et " VD_{C0} " sont notées VD1 et VD2.

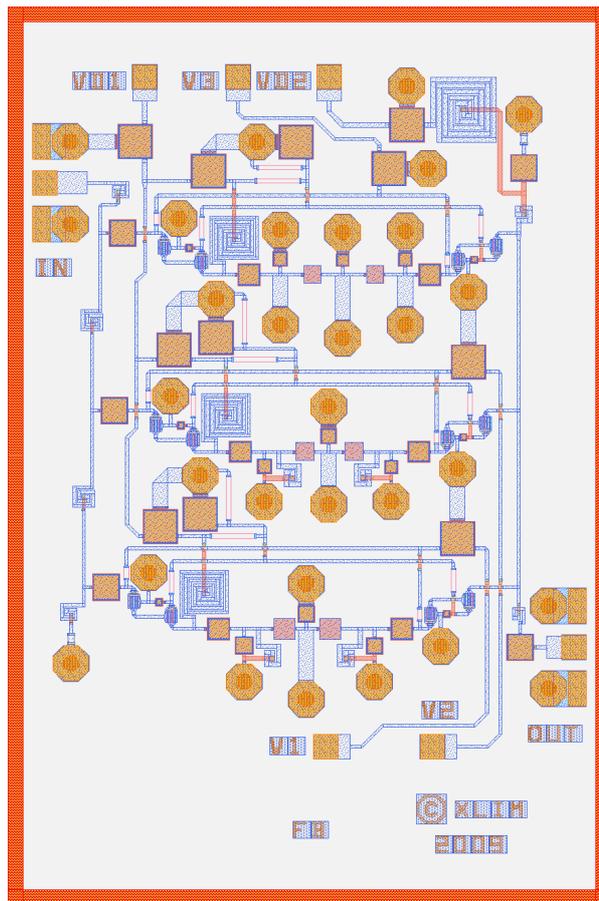


Figure 4-10 : Dessin des masques du filtre à bande passante modulable

4.3. Résultats de simulations

4.3.1. Simulations en paramètres S

Comme indiqué précédemment, nous pouvons moduler la réponse du filtre en activant ou désactivant plusieurs canaux filtrants simultanément. De fait, nous avons 7 combinaisons possibles. La Figure 4-11 présente ainsi la réponse du filtre (courbe rouge) dans les différentes configurations comparée à la réponse individuelle de chaque canal filtrant (courbe bleue).

- Lorsqu'un seul canal est activé, nous obtenons une réponse filtrante de 2 GHz de largeur dans les bandes [9-11], [11-13] et [13-15] GHz. Selon le canal activé, le gain varie de 4 à 6 dB dans la bande passante tandis que, comme décrit précédemment, le gain d'un canal désactivé varie de -35 à 40 dB. Cette caractéristique peut être observée sur les graphes intitulés « Canal 1 activé seul » et « Canal 3 activé seul » lorsqu'on compare la réponse du filtre global aux réponses individuelles des canaux filtrants.

- Lorsque deux canaux adjacents sont activés, ce qui est le cas pour les graphes intitulés « Canaux 1 et 2 activés » et « Canaux 2 et 3 activés », nous obtenons une réponse filtrante de 4 GHz de largeur dans les bandes [9-13] et [11-15] GHz pour lesquelles le gain dans la bande passante est de l'ordre de 5 dB. Egalement, nous constatons que la réponse du filtre présente un bon recouvrement des bandes passantes adjacentes. Nous avons en effet optimisé le circuit afin que les canaux filtrants présentent à la fois un gain identique dans leur bande passante respective ainsi qu'un point de recoupement entre les deux bandes à -6 dB du niveau maximum, ce qui nous permet d'obtenir un gain relativement constant sur toute la bande du filtre.

- Lorsque deux canaux non-adjacents sont activés (graphe intitulé « Canaux 1 et 3 activés »), nous obtenons une réponse filtrante présentant une bande passante double sur les bandes [9-11] et [13-15] GHz, tandis que la bande [11-13] GHz est rejetée. Le gain dans les bandes activées varie de 4 à 6 dB tandis que le gain dans la bande rejetée à $f=12$ GHz est de l'ordre de -20 dB.

- Enfin, lorsque les 3 canaux sont activés (graphe intitulé « Canaux 1, 2 et 3 activés »), nous obtenons une réponse filtrante de 6 GHz de largeur sur la bande [9-15] GHz. De la même

manière que les configurations « Canaux 1 et 2 activés » et « Canaux 2 et 3 activés », nous constatons que la réponse du filtre présente un bon recouvrement des trois bandes passantes du fait que les canaux filtrants présentent à la fois un gain identique dans leur bande passante respective ainsi qu'un point de recouvrement entre bandes adjacentes à -6 dB du niveau maximum. Nous obtenons ainsi un gain relativement constant de 6 dB sur toute la bande du filtre.

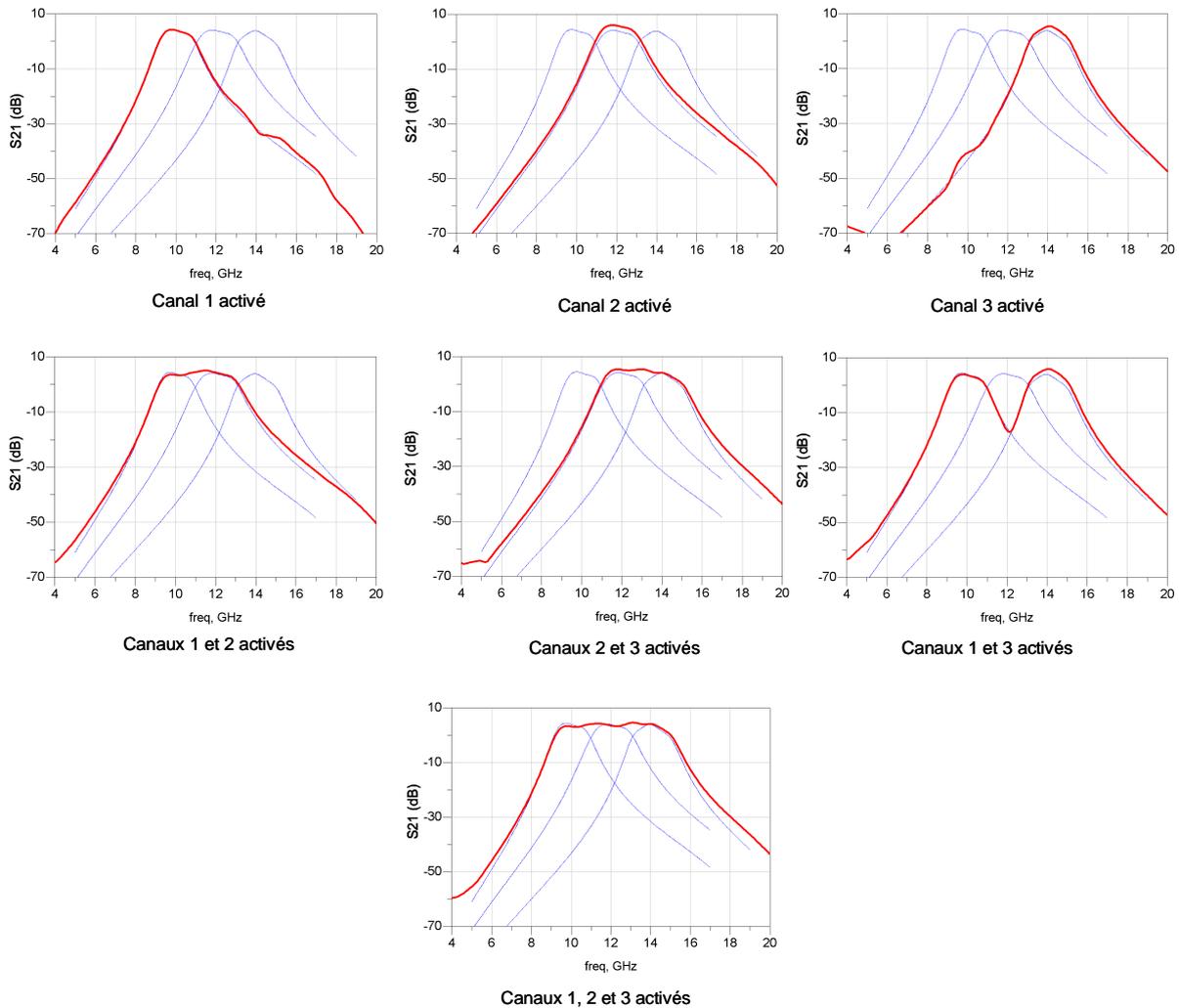


Figure 4-11 : Simulation de la réponse du filtre à bande passante modulable

Les paramètres S_{11} et S_{22} sont présentées sur la Figure 4-12. De par la topologie distribuée, nous obtenons une très large adaptation en entrée et sortie du circuit. Le paramètre S_{11} varie ainsi de -25 dB en basses fréquences à -10 dB en hautes fréquences. Egalement, nous remarquons que la bande d'adaptation à -25 dB s'élargit au fur et à mesure que le nombre de canaux activés augmente, ce qui montre que le fait d'activer un nombre croissant de canaux améliore l'adaptation en entrée.

De même, les résultats de simulation montrent un paramètre S_{22} inférieur à -10 dB de 2 à 20 GHz. Cependant et contrairement au S_{11} , celui-ci reste relativement constant quelle que soit la configuration.

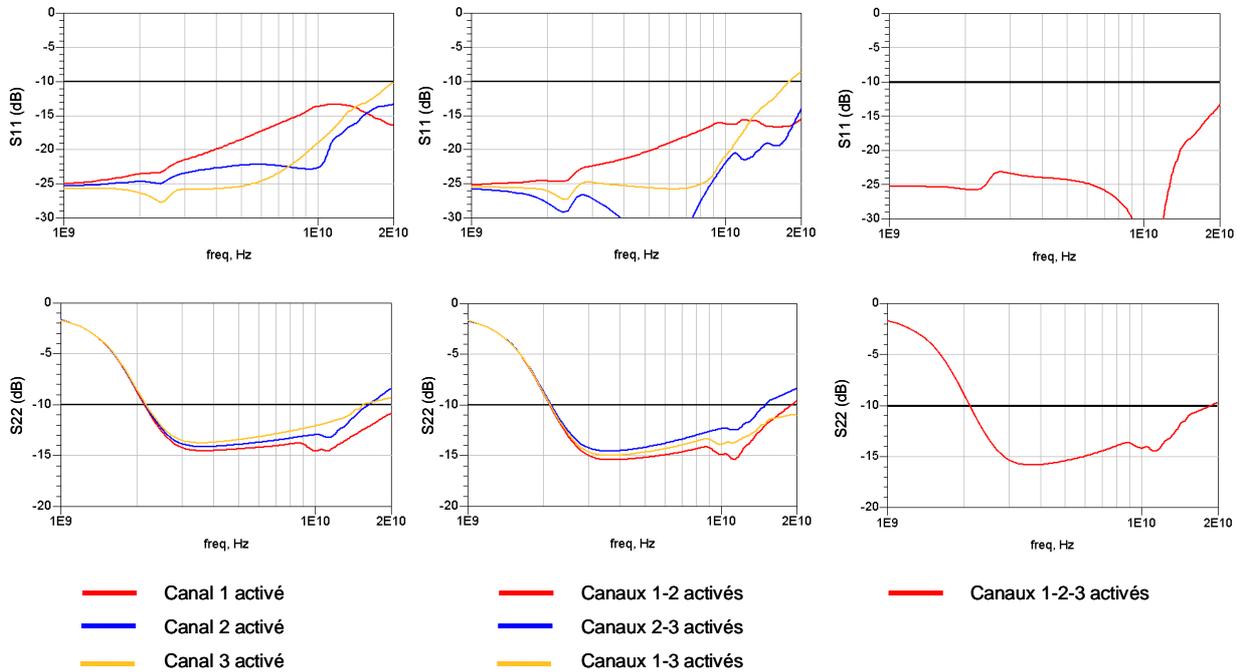


Figure 4-12 : Paramètres S_{11} et S_{22} simulés en fonction des différentes configurations

4.3.2. Analyse du comportement en bruit et en puissance

La Figure 4-13 présente le facteur de bruit simulé pour les différentes combinaisons du filtre. En premier lieu, nous remarquons que les courbes de bruit « suivent » la forme de la réponse du filtre pour chaque configuration. Egalement, nous obtenons un niveau de bruit élevé, celui-ci variant de 8 à 13 dB selon les configurations. Enfin, nous constatons que le fait d'activer un nombre croissant de canaux rajoute du bruit, celui-ci passant en effet pour $f=14$ GHz de 8.4 à 10.4 dB selon que l'on active 1, 2 ou 3 canaux.

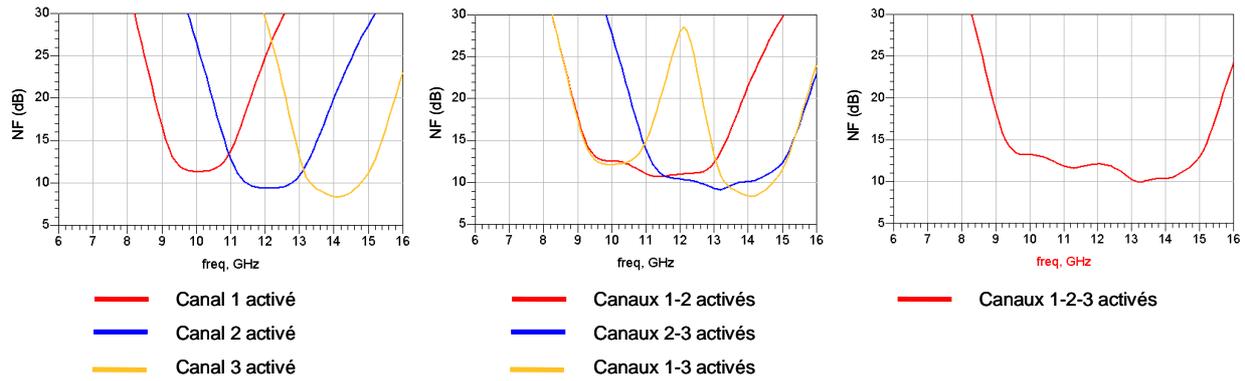


Figure 4-13 : Facteur de bruit simulé en fonction des différentes configurations

Pour terminer, nous présentons sur le Tableau 15 les résultats de simulations en point de compression pour différentes configurations et différentes porteuses RF. Selon les configurations, les niveaux de puissance à 1 dB de compression varient de 4 à 8 dBm en entrée et de 8.2 à 11 dBm en sortie. Les analyses effectuées ont montré que la puissance dissipée dans la charge terminale de ligne de grille est d'autant plus faible que le nombre de canaux activés augmente, ce qui montre que l'on a moins de pertes sur la ligne de grille lorsque les trois canaux sont activés que lorsqu'un seul canal est activé. De fait et pour une même fréquence d'analyse, nous obtenons des niveaux de compression en entrée du circuit plus élevés lorsqu'on active les trois canaux que lorsqu'un seul canal est activé.

Enfin, la consommation DC est évaluée à 500 mW pour chaque canal activé.

Configuration	Fréquence f_0 de la porteuse (GHz)	$P_{in(-1dB)}$ (dBm)	$P_{out(-1dB)}$ (dBm)	Gain petit signal (dB)
Canal 1 activé seul	10	6.2	10.1	4.9
Canal 2 activé seul	12	4.6	10.3	6.7
Canal 3 activé seul	14	4.3	9.6	6.3
Canaux 1-2-3 activés	10	8	11	4
	12	6	9.7	4.7
	14	4	8.2	5.2

Tableau 15 : Simulations de points de compression pour différentes configurations et différentes porteuses

5. MESURES DU FILTRE ACTIF A BANDE PASSANTE MODULABLE

5.1. Banc de test utilisé

Le banc de mesure se compose d'un analyseur de réseau vectoriel « HP 8510C », d'un jeu de pointes RF coplanaires « Masse – Signal – Masse » de 125 μ m d'espacement de chez « Cascade Microtech » et de cinq pointes à aiguille pour les polarisations DC. La calibration est effectuée en transmission et en réflexion sur une bande comprise entre 1 et 20 GHz à l'aide d'un kit d'étalonnage complet TRL de chez « Cascade Microtech ». De fait, les mesures couvrent la bande de fréquences [1-20] GHz.

5.2. Mesures effectuées sur la puce nue

Dans un premier temps, nous cherchons à faire des mesures “on-chip” en posant directement la puce sur le socle métallique de la station sous pointes (Figure 5-1). La référence de masse est ainsi amenée sur la puce via le socle métallique tandis que le découplage RF des pointes à aiguille se fait par des fils externes.

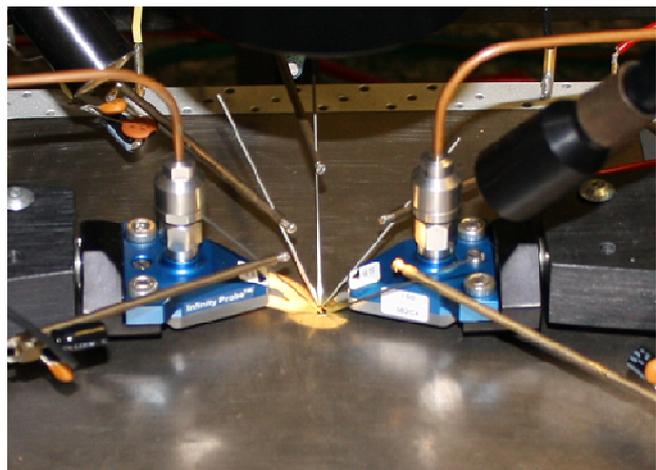
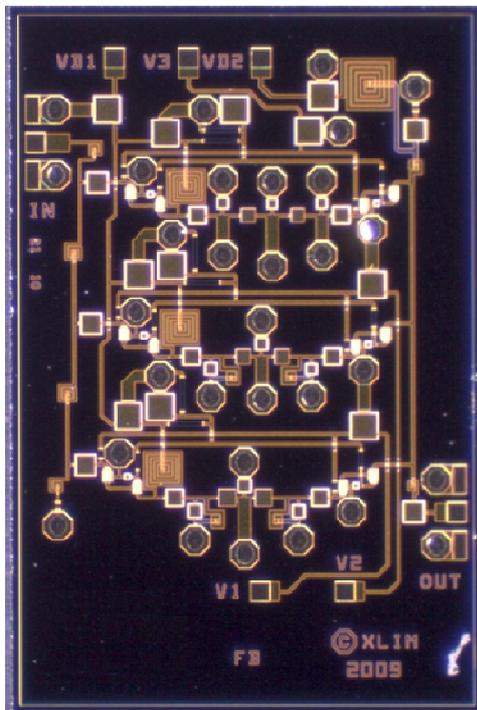


Figure 5-1 : Photographies de la puce nue et du banc de mesure

5.2.1. Sélection d'une voie parmi trois

Nous présentons sur la Figure 5-2 les résultats de mesure en paramètres S correspondants aux cas où chaque canal est activé séparément (traits forts) et comparons ceux-ci aux résultats de simulation (traits fins). Afin de ne pas risquer la saturation du circuit, nous spécifions une puissance RF de -20 dBm sur les pointes de mesure.

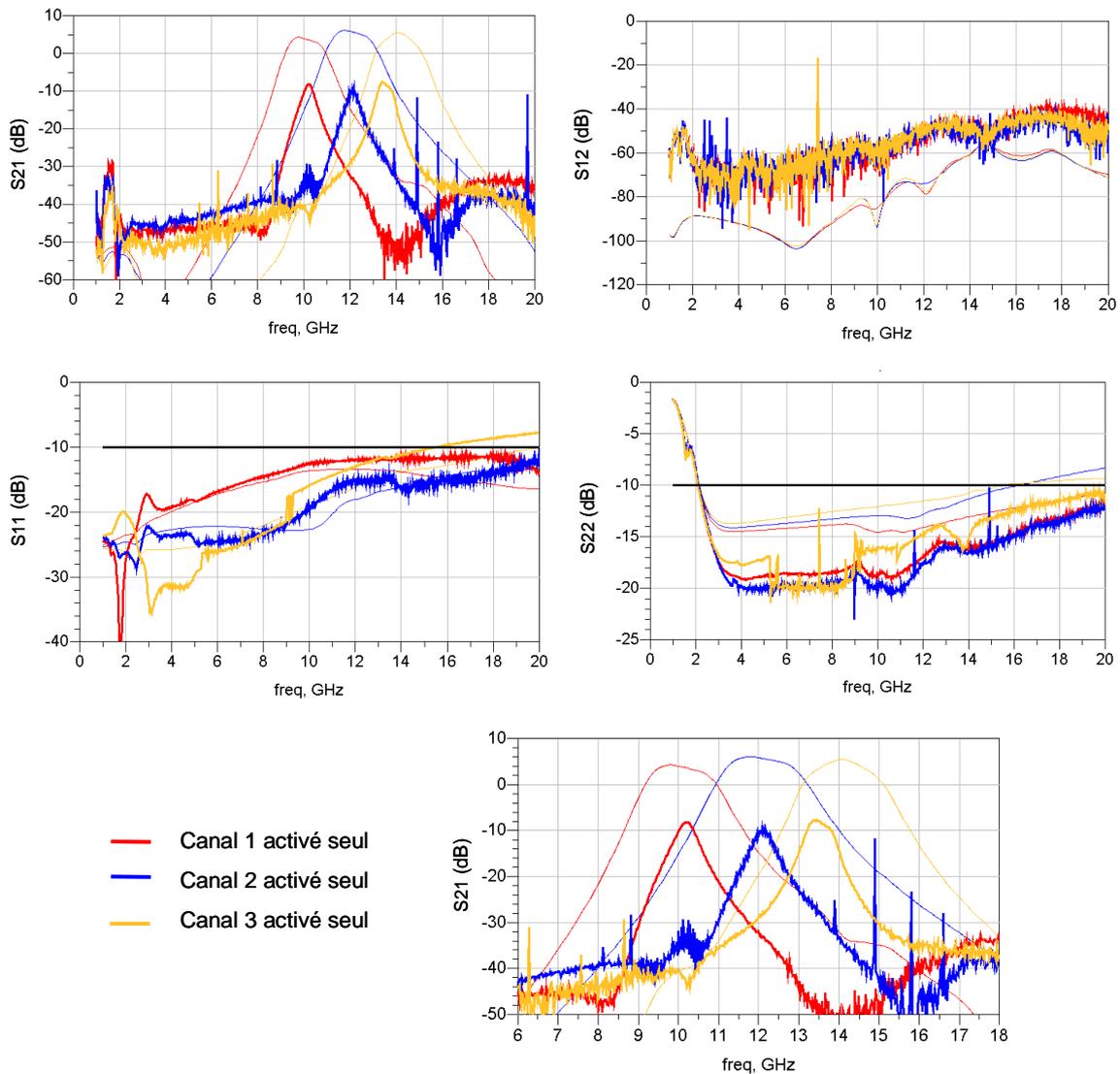


Figure 5-2 : Sélection d'une voie parmi trois sur la puce nue

A ce stade, nous pouvons faire les remarques suivantes :

- En premier lieu, des problèmes liés à la polarisation du circuit sont apparus. Nous avons en effet constaté que le fait de commander un canal filtrant avec une tension VG nominale de 0V aboutissait à l'activation simultanée du canal considéré et d'un canal

parasite. De fait, nous avons dû réduire cette tension VG à -0.4V pour neutraliser ce canal parasite.

- Par ailleurs, les courbes intitulées « Canal 2 activé seul » et « Canal 3 activé seul » présentent des raies parasites, ce qui indique des problèmes de stabilité.
- Aussi, les trois canaux de filtrage présentent des fréquences centrales correctes mais de forts décalages en largeur de bande et en gain, ceux-ci étant plus faibles que prévus.
- Enfin, nous remarquons que les paramètres S_{11} et S_{22} mesurés présentent de bonnes concordances avec les simulations.

Afin de vérifier l'état de stabilité du circuit, nous observons son comportement à l'analyseur de spectre pour lequel nous constatons la présence de raies parasites dans la bande du filtre. Celles-ci sont générées entre 50 et 100 MHz et présentent des harmoniques visibles jusque dans les bandes qui nous intéressent. Nous sommes donc confrontés des oscillations basses fréquences dont l'origine semble être liée à un découplage insuffisant de la RF sur la puce. De même, nous pouvons supposer que ces oscillations aient été favorisées par l'utilisation des pointes à aiguille qui, comme nous l'avons vu au Chapitre 3, peuvent créer des rebouclages du fait d'un long chemin électrique entre la pointe et la référence de masse externe.

Enfin et de manière similaire aux filtres d'ordre 5 et 7 du Chapitre 3, nous en déduisons que l'utilisation des cellules multi-pôles doit nécessairement s'accompagner d'une étape de modélisation à l'aide d'outils de simulation électromagnétique.

5.2.2. Sélection de deux voies parmi trois

Afin de vérifier le principe de fonctionnement du circuit, nous présentons sur la Figure 5-3 les résultats de mesure en paramètres S correspondants aux cas où deux canaux filtrants parmi 3 sont activés. Sur les courbes représentant le S_{21} figurent à la fois la réponse du filtre dans les différentes configurations (courbe rouge) et les réponses individuelles de chaque canal (courbe bleue).

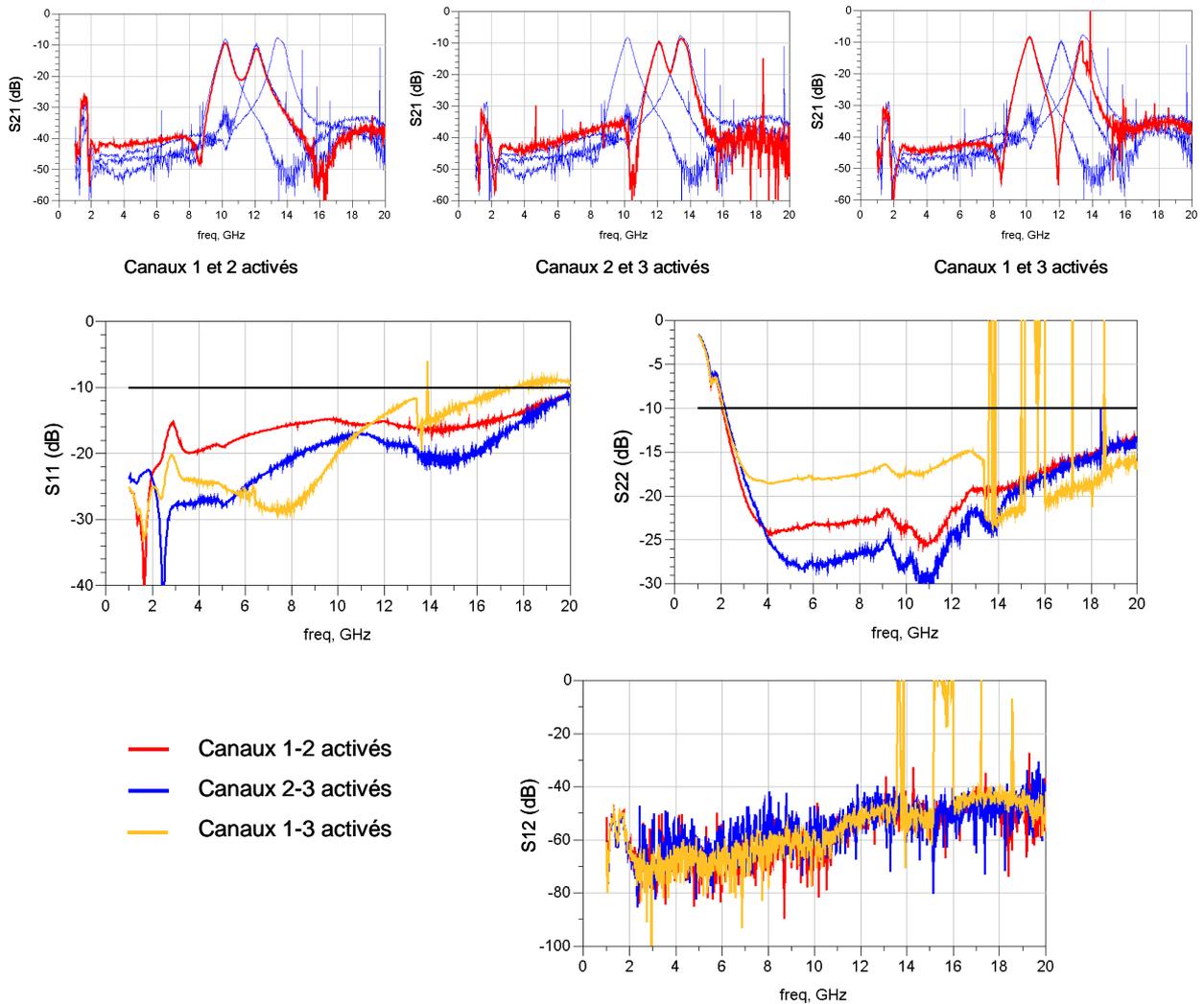


Figure 5-3 : Sélection de deux voies parmi trois sur la puce nue

Nous constatons pour le S_{21} le bon recouvrement des bandes de filtrage quelle que soit la configuration générée, ce qui valide le principe de multiplexage en bande passante du circuit. En revanche, nous relevons sur les courbes présentant les coefficients de réflexion aux accès et d'isolation entrée-sortie la présence de raies parasites d'oscillation.

5.2.3. Sélection des trois voies de filtrage

Nous terminons cette partie par la présentation sur la Figure 5-4 des mesures en paramètres S lorsque les trois canaux de filtrage sont activés. Sur le S_{21} figurent à la fois les résultats de mesure (courbe rouge) et la réponse individuelle de chaque canal (courbe bleue).

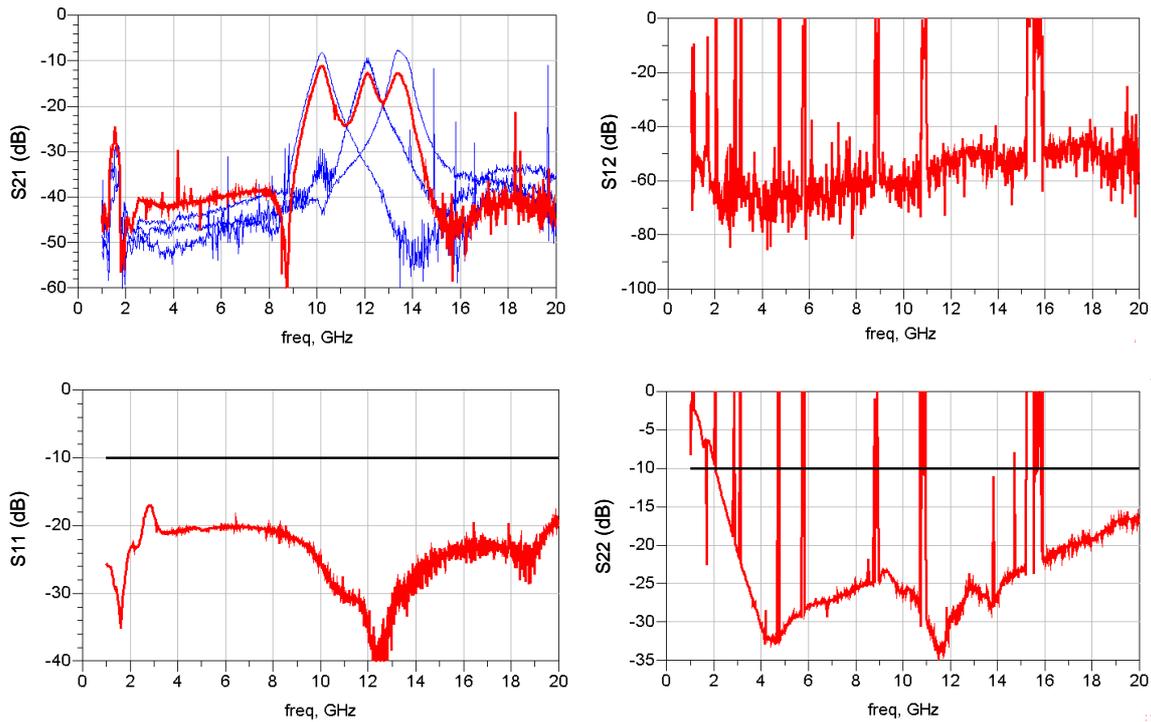


Figure 5-4 : Sélection des trois voies sur la puce nue

De nouveau, nous constatons pour le S_{21} le bon recouvrement des trois voies de filtrage. En revanche, la quantité de raies parasites est devenue très importante comme nous pouvons l'observer sur les graphes présentant les paramètres S_{12} et le S_{22} .

5.2.4. Bilan des mesures

Ci-après, nous dressons le bilan de cette 1^{ère} série de mesures :

- En premier lieu, il apparaît que le circuit est affecté par des problèmes d'instabilités basses fréquences.
- Aussi, nous constatons des déformations dans la bande passante des canaux filtrants qui semblent liées à une mauvaise modélisation des éléments passifs. Nous pouvons cependant noter que ces cellules d'ordre 3 présentent une grande sensibilité aux éléments intégrés la constituant du fait de la faible valeur des capacités et des inductances spécifiées.

5.3. Mesures effectuées sur la puce reportée

Les mesures effectuées sur la puce nue ayant montré des oscillations basses fréquences, nous décidons de réaliser le report de la puce AsGa sur une plaque métallique à laquelle nous associons de fortes capacités de découplage externes. Celles-ci sont de type MIM et sont chargées d'amener le signal de masse au plus près des plots de polarisation DC du circuit. La Figure 5-5 présente une photographie du montage réalisé au sein de l'A.I.M.E. [94] pour lequel cinq capacités de valeur 1800 pF ont été collées autour du circuit puis reliées aux plots de polarisation DC sur la puce au moyen de fils d'or ("Wire Bondings"). La polarisation DC du circuit s'effectue en venant poser la pointe à aiguille sur l'armature supérieure de la capacité.

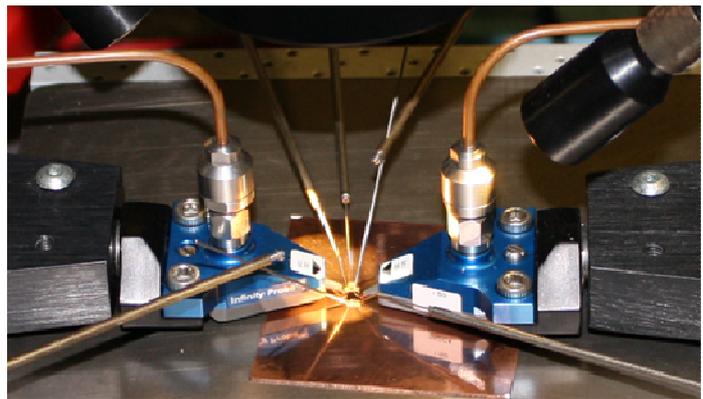
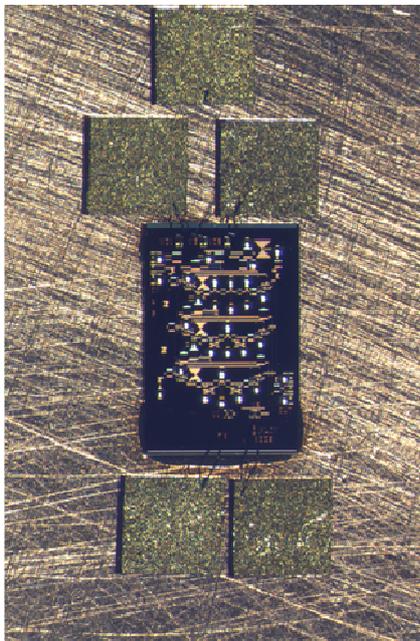


Figure 5-5 : Photographies du montage réalisé et du banc de mesure

5.3.1. Sélection d'une voie parmi trois

Nous présentons sur la Figure 5-6 les résultats de mesure en paramètres S correspondants aux cas où chaque canal est activé séparément (traits forts) et comparons ceux-ci aux résultats de simulation (traits fins). De nouveau, nous spécifions une puissance RF de -20 dBm sur les points de mesure.

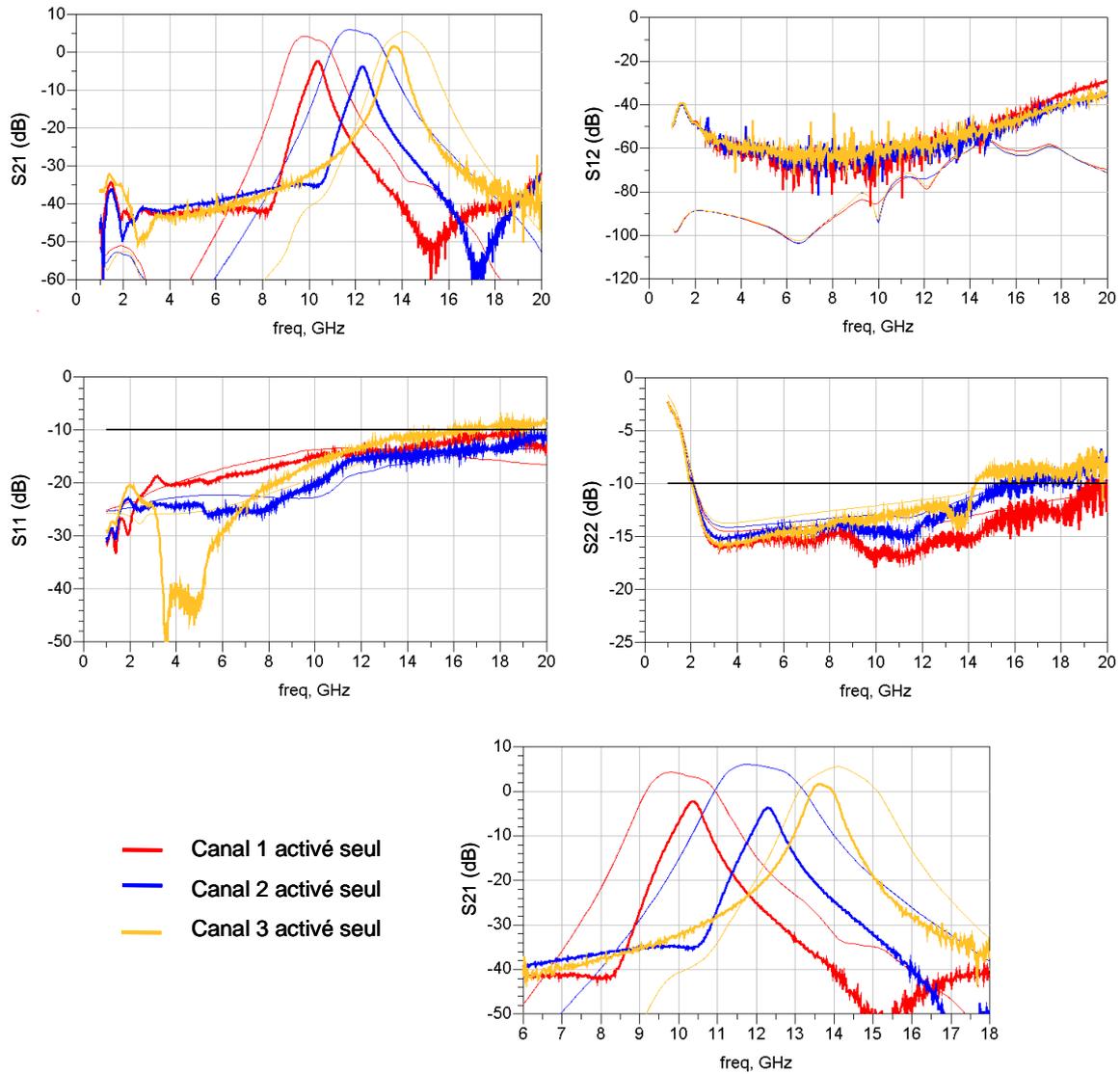


Figure 5-6 : Sélection d'une voie parmi trois sur la puce reportée

En premier lieu, le comportement en basses fréquences du circuit a été observé à l'analyseur de spectre pour lequel nous avons constaté la complète disparition des raies d'oscillation et ce quelle que soit la configuration générée. Nous pouvons de fait considérer que l'opération de report de la puce a permis de résoudre le problème de stabilité du circuit.

Sur les graphes représentant le paramètre S_{21} , nous constatons la bonne génération des trois canaux filtrants sans la présence de raies parasites, ceux-ci étant cependant de nouveau associés à des largeurs de bande et à des niveaux de gain plus faibles que prévus. Concernant les coefficients de réflexion aux accès S_{11} et S_{22} , les mesures sont en accord avec les simulations pour lesquelles nous remarquons une amélioration du paramètre S_{11} pour la configuration « Canal 3 activé seul ».

Sur la figure suivante, nous comparons les mesures réalisées sur la puce reportée (traits forts) aux mesures réalisées sur la puce nue (reprise de la Figure 5-2, traits fins). D'une part et comme indiqué ci-dessus, nous remarquons la complète disparition des raies parasites. Egalement, nous obtenons des niveaux de gain dans les bandes passantes plus élevés : ceux-ci varient de -3 à +1.5 dB selon la configuration contre -9 à -7 dB pour les mesures effectuées sur la puce nue, soit une amélioration de 6 à 8 dB selon les cas.

Concernant les paramètres S_{11} et S_{22} , les deux séries de mesure indiquent des résultats similaires tant sur la forme des courbes que sur les niveaux des coefficients d'adaptation.

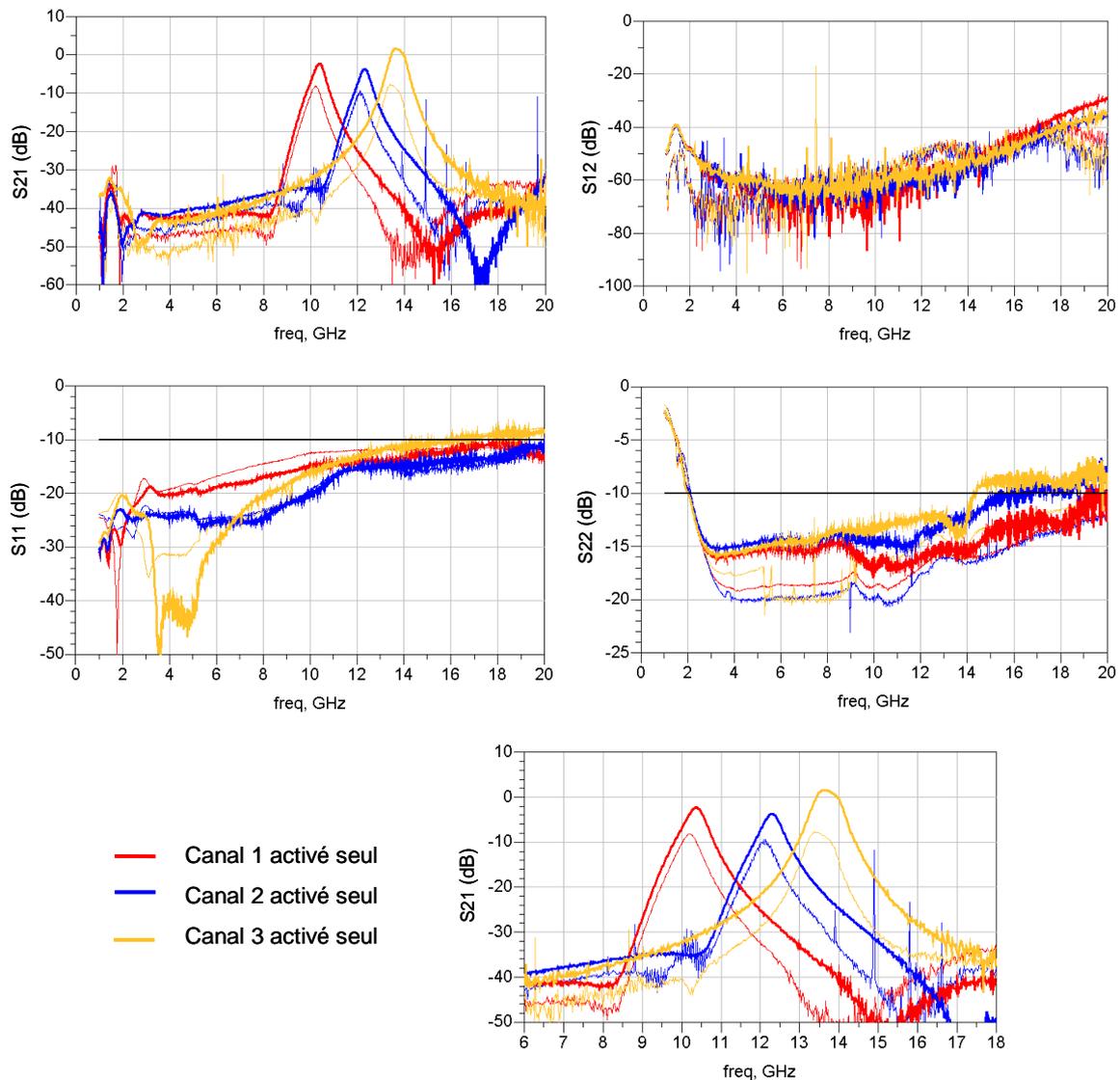


Figure 5-7 : Comparaison entre les mesures effectuées sur la puce reportée et sur la puce nue

5.3.2. Sélection de deux voies parmi trois

Ci-après, nous vérifions le bon fonctionnement du circuit en présentant les mesures en paramètres S correspondantes aux cas où deux canaux filtrants parmi 3 sont activés (Figure 5-8). Les trois premiers graphes illustrent la réponse du filtre (courbe rouge) comparée à la réponse individuelle de chaque canal (courbe bleue) tandis que les trois suivants comparent les mesures effectuées sur la puce reportée (courbe rouge) aux mesures effectuées sur la puce nue (reprise de la Figure 5-3, courbe bleue).

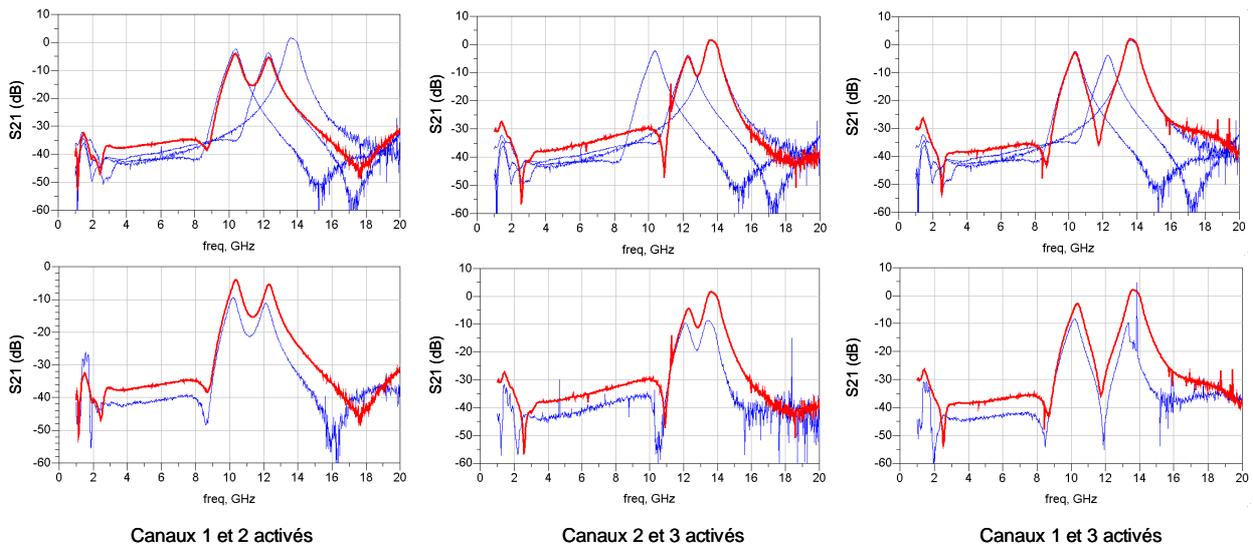


Figure 5-8 : Réponse du filtre lorsque deux canaux parmi trois sont activés (puce reportée)

Les trois premiers graphes indiquent un bon recouvrement des bandes passantes de même qu'une bonne réjection du canal désactivé, ce qui valide le principe de multiplexage en bande passante du circuit. Egalement, nous constatons que les niveaux de gain obtenus dans les bandes passantes sont similaires, ce qui démontre une bonne conservation du gain lorsque plusieurs canaux sont activés. Par rapport aux mesures effectuées sur la puce nue, nous obtenons d'une part des courbes exemptes de raie parasite et d'autre part des niveaux de gain dans les bandes de l'ordre de 6 à 9 dB plus élevés.

Nous présentons sur la Figure 5-9 les résultats de mesure des paramètres S_{11} , S_{22} et S_{12} correspondant aux cas où deux canaux filtrants parmi trois sont activés (traits forts) et comparons ceux-ci aux mesures effectuées sur la puce nue (reprise de la Figure 5-3, traits fins). De la même manière que lorsqu'une voie parmi trois est activée, nous constatons la complète

disparition des raies parasites tant sur le S_{22} que sur le S_{12} . De plus, nous obtenons une large adaptation de 1 à 14 GHz en entrée et de 2 à 14 GHz en sortie.

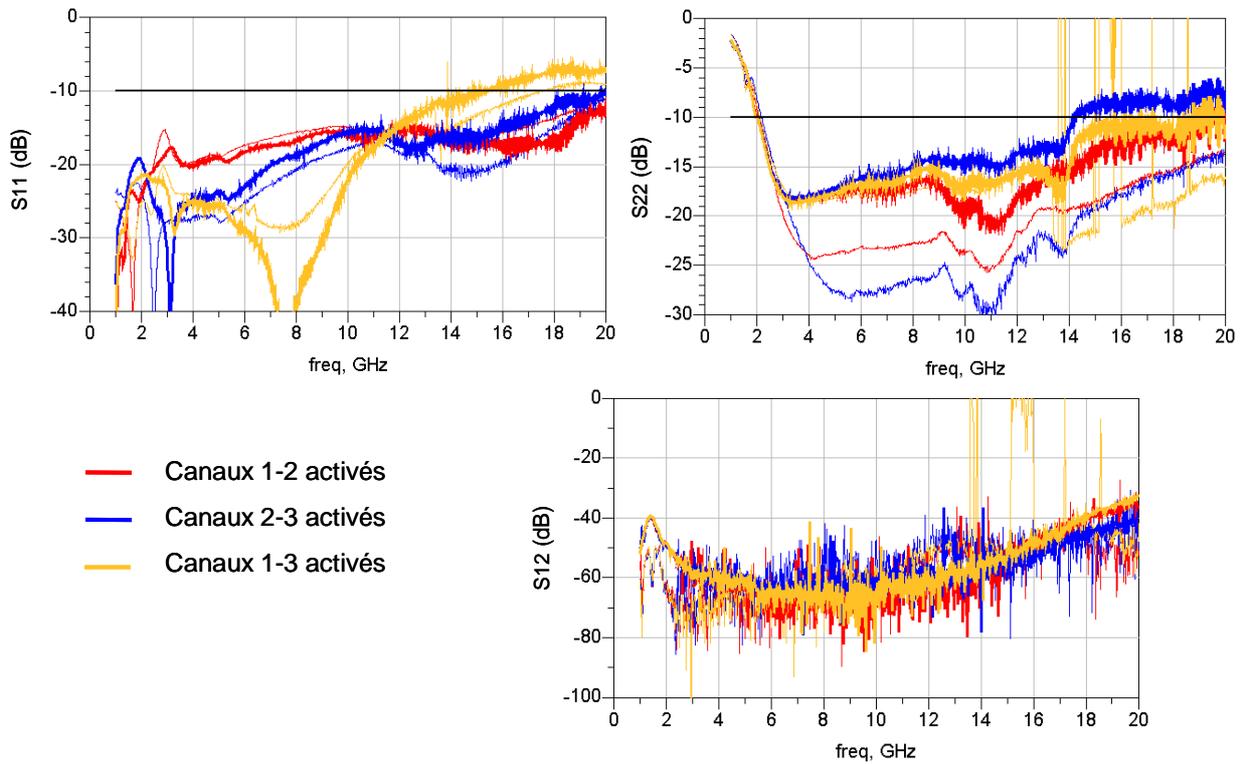


Figure 5-9 : Paramètres S_{11} , S_{22} et S_{12} lorsque deux canaux parmi trois sont activés (puce reportée)

5.3.3. Sélection des trois voies de filtrage

Nous terminons cette partie par la présentation sur la Figure 5-10 de la réponse du filtre (paramètre S_{21}) lorsque les trois canaux de filtrage sont activés. Sur le 1^{er} graphe figurent à la fois les résultats de mesure (courbe rouge) et la réponse individuelle de chaque canal (courbe bleue) tandis que sur le 2nd sont comparés les mesures effectuées sur la puce reportée (courbe rouge) aux mesures effectuées sur la puce nue (reprise de la Figure 5-4, courbe bleue).

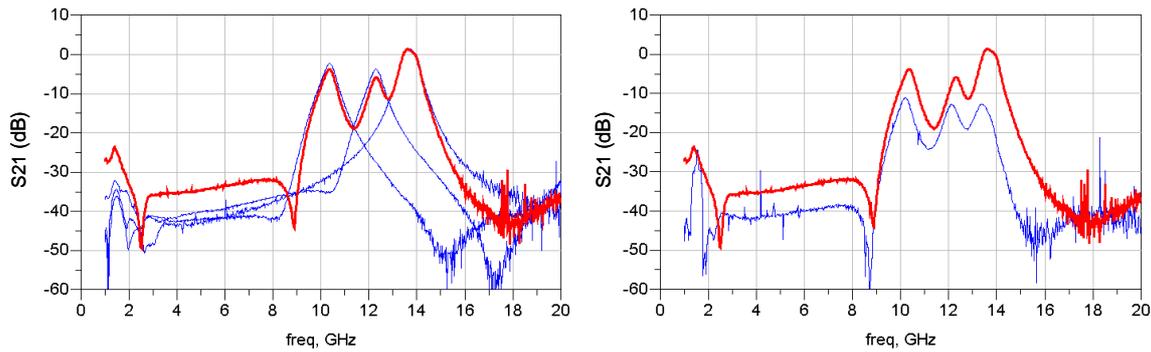


Figure 5-10 : Réponse du filtre lorsque les trois canaux sont activés (puce reportée)

De nouveau, nous constatons un bon recouvrement des trois voies de filtrage ainsi qu'un gain globalement conservé dans chaque bande passante. Par rapport aux mesures effectuées sur la puce nue, nous obtenons des niveaux de gain de l'ordre de 8 à 13 dB plus élevés selon les canaux. Nous remarquons cependant la présence de raies parasites autour de $f=18$ GHz.

Sur la Figure 5-11 figurent les résultats de mesure des paramètres S_{11} , S_{22} et S_{12} lorsque les trois voies de filtrage sont activées (courbe rouge) comparées aux résultats de mesures effectuées sur la puce nue (reprise de la Figure 5-4, courbe bleue). De même que précédemment, nous constatons la complète disparition des raies parasites tant sur le S_{22} que sur le S_{12} . Aussi, nous obtenons une très large adaptation de 1 à 18 GHz en entrée et de 2 à 16 GHz en sortie.

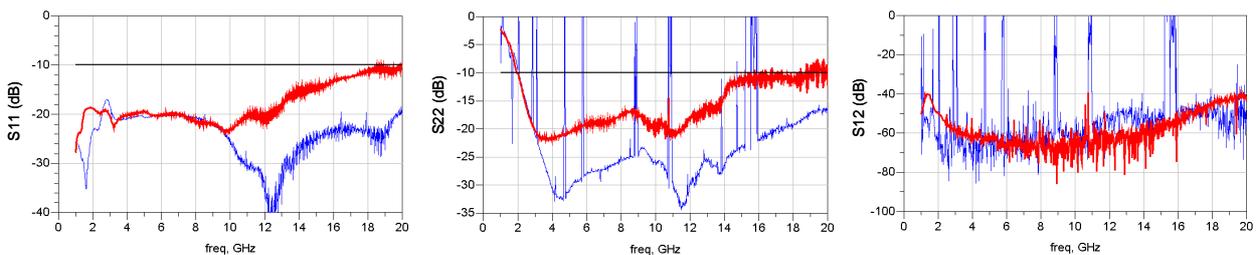


Figure 5-11 : Paramètres S_{11} , S_{22} et S_{12} lorsque les trois canaux parmi sont activés (puce reportée)

5.3.4. Bilan des mesures

- En premier lieu, nous constatons que l'opération de report de la puce AsGa associé aux capacités de découplages externes a abouti à la suppression des oscillations basses fréquences. Nous pouvons de fait générer toutes les combinaisons du filtre sans rencontrer de problèmes liés à des couplages entre canaux supposés indépendants. Aussi, le fait d'avoir corrigé ces

instabilités a permis l'obtention de niveaux de gain dans les canaux filtrants de l'ordre de 6 à 13 dB plus élevés, ceux-ci restant cependant inférieurs aux résultats de simulation.

- Cependant, la suppression des raies d'oscillation n'a pas permis l'amélioration de la forme des canaux filtrant dans la bande passante. Celle-ci reste donc fortement liée à une modélisation insuffisante des éléments passifs constituant les cellules d'ordre 3. Par ailleurs, il est à noter que la génération de formes de filtre présentant un gain constant sur une bande passante double ou triple comme nous l'avons vu en simulation reste très sensible au niveau de gain ainsi qu'à la forme des canaux filtrants dans les bandes passantes respectives.

6. CONCLUSION

Au cours de ce chapitre, nous avons cherché à étendre le potentiel de la méthodologie de synthèse exposée aux Chapitres 2 et 3 par la conception d'un dispositif assurant une sélection de bande à la fois accordable en fréquence et en bande passante parmi un large spectre d'entrée. Développé à partir du process AsGa ED02AH de la fonderie OMMIC, ce circuit réalise les fonctions de division et de combinaison de puissance, de filtrage, d'amplification et de commutation.

Nous avons ainsi décrit les différentes étapes de la conception : de la topologie de la structure distribuée utilisée en entrée et sortie du circuit jusqu'au système de commande des différentes voies de filtrage. Les résultats de simulation ont ainsi montré une large accordabilité de la fonction de filtrage pour laquelle la bande passante peut être ajustée de 2 à 6 GHz de largeur entre 9 et 15 GHz. Les mesures de ce circuit ont cependant montré d'une part que la stabilité aux basses fréquences constituait un paramètre critique pour ce type de topologies et d'autre part que les cellules multi-pôles nécessitent une importante étape de modélisation à l'aide d'outils de simulation électromagnétique.

Néanmoins, nous avons vu que le principe de sommation des différents canaux de filtrage était validé de même que nous bénéficions de l'apport de la structure distribuée pour laquelle nous obtenons de très larges bandes d'adaptation en entrée et sortie du circuit.

7. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[80] : “OMMIC ED02AH”, OMMIC foundry, <http://www.ommic.com>.

[81] : S. Cadiou, C. Quendo, E. Rius, J.-F. Favennec, B. Potelon, R. Segalen, F. Mahé : « *An 11-18 GHz Four-Channel DBR Multiplexer for Electronic Warfare Systems* », 39th European Microwave Conference, Rome, pp. 679-682, Sept. 2009.

[82] : A. Manchec, E. Rius, C. Quendo, C. Person, J.-F. Favennec, P. Moroni, J.-C. Cayrou, J.-L. Cazaux : « *Ku-Band Microstrip Diplexer Based on Dual Behavior Resonator Filter* », “IEEE MTT-S Digest”, June 2005.

[83] : C. Rauscher : « *Logarithmic-Periodic Contiguous-Channel Microwave Multiplexers* », “IEEE MTT-S Digest”, Long Beach, Vol. 2, pp. 675-678, June 1989.

[84] : M. Koochakzadeh, A. Abbaspour-Tamijani : « *A Multi-Resolution Channel-Select Filter with Ultra-Wide Frequency Coverage* », “IEEE MTT-S Digest”, Atlanta, pp. 431-434, June 2008.

[85] : K.M. Simon, M.J. Schindler, Y. Tajima, A.M. Bertrand : « *Miniature Monolithic Microwave Frequency Diplexers* », “IEEE Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symp.”, Dallas, pp. 55-58, May 1990.

[86] : J. Mata-Contreras, T.M. Martín-Guerrero, C. Camacho-Peñalosa : « *Assessment of a Composite Right/Left-Handed Transmission Line-based Distributed Amplifier implemented in microstrip technology* », 36th European Microwave Conference, Manchester, pp. 1586-1589, Sept. 2006.

[87] : J. Mata-Contreras, T.M. Martín-Guerrero, C. Camacho-Peñalosa : « *Experimental Performance of a Meta-Distributed Amplifier* », 37th European Microwave Conference, Munich, pp. 743-746, Oct. 2007.

[88] : H. Oraizi, E. Forati, M.S. Esfahlan : « *A Novel Topology For The Implementation of Active Distributed Multiplexers* », European Conference on Circuits Theory and Design, Antalya, pp. 383-386, Aug. 2009.

[89] : C. Rauscher : « *A Channelized-Limiter Approach to Receiver Front-End Protection* », “IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques”, Vol. 44, N°7, pp. 1125-1129, July 1996.

[90] : “Advanced Design Systems”, Agilent Technologies, <http://www.agilent.com>.

[91] : J.B. Beyer, S.N. Prasad, R.C. Becker, J.E. Nordman, G.K. Hohenwarter : « *MESFET Distributed Amplifier Design Guidelines* », “IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques”, Vol. 32, N°3, pp. 268-275, March 1984.

[92] : A. Philippon-Martin : « *Étude d'une nouvelle filière de composants sur technologie nitrure de gallium. Conception et réalisation d'amplificateurs distribués de puissance large bande à cellules cascodes en montage flip-chip et technologie MMIC* », Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Décembre 2007.

[93] : 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 de l'Université Paris VI, Déc. 2005.

[94] : “Atelier Interuniversitaire de Micro-nano-Electronique”, <http://www.aime-toulouse.fr>.

CONCLUSION GENERALE

L'objectif de ce travail de thèse portait sur l'extension des fonctionnalités d'une méthode de synthèse générique dédiée à la conception de filtres actifs passe-bande microondes applicables dans la bande radar (2-20 GHz) et intégrables en technologie intégrée.

A ce titre, nous avons dressé au premier chapitre un état de l'art des filtres actifs microondes d'où nous avons dégagé plusieurs topologies de filtres actifs basées sur une mise en cascade de cellules passives filtrantes couplées activement et accordables en fréquence. Nous avons alors émis des commentaires sur la manière dont ces structures pouvaient être modifiées afin qu'elles répondent à nos besoins.

Au second chapitre, nous avons établi le formalisme de synthèse utilisé et l'avons validé sur la base de plusieurs exemples et des gabarits de filtrage spécifiés pour notre application. Dans une seconde partie, nous avons décrit la manière dont se faisait la transposition entre la méthode théorique (définie par des éléments idéaux) et la synthèse réelle de filtres en technologie intégrée (définie par des éléments réels). Nous avons alors émis des considérations sur les différentes possibilités offertes par la méthode afin qu'elle prenne en compte les perturbations liées à cette transposition.

Au troisième chapitre, nous avons fait la conception de plusieurs filtres actifs développés en technologie intégrée dont les objectifs portaient d'une part sur l'adaptation de la méthode de synthèse aux circuits accordables en fréquence et d'autre part sur la réalisation de fonctions de filtrage d'ordre élevé. Concernant l'accordabilité fréquentielle, les mesures ont donné des résultats satisfaisants pour lesquels nous obtenons une bande d'accord de 19% en bande X tout en maintenant la forme de la fonction de filtrage ainsi que le gain dans la bande passante. Egalement, nous avons montré que la réalisation de filtres d'ordre élevé était possible de par l'utilisation de cellules comportant un nombre pair de pôles, les mesures de ces circuits n'ayant cependant pas été concluantes du fait d'importants décalages fréquentiels.

Enfin, au quatrième chapitre, nous avons présenté une structure associant les fonctions de filtrage, d'amplification et de commutation dans le but de réaliser un dispositif générant une fonction de filtrage à la fois accordable en fréquence et modulable en bande passante. Basé sur une structure channélisée, les résultats de simulation de ce circuit ont montré une large accordabilité de la fonction de filtrage pour laquelle la bande passante pouvait être ajustée de 2 à 6 GHz de largeur entre 9 et 15 GHz. Ainsi et bien que des déformations dans la réponse filtrante des canaux sont apparues, les mesures de ce circuit ont montré que le principe de sommation des différentes voies de filtrage était validé.

Sur le tableau page suivante sont reportés les résultats de mesure du filtre actif passe-bande 3 pôles accordable en fréquence comparés aux résultats issus de l'art antérieur. Nous avons choisi ce circuit car ce dernier présente les meilleurs résultats de mesure.

Références bibliographiques :

[95] : B.-K. Kormanyos, T.-K. Quach, P. Len Orlando, A.-G. Mattamana, K.-S. Groves : « *26 GHz on Chip Cascaded Filter Using Low Q Inductors* », "IEEE MTT-S Digest", pp. 1744-1747, June 2010.

[96] : L. Collot, J. Lintignat, B. Viala, D. Morche, J.-P. Michel, B. Barelaud, B. Jarry : « *Reconfigurable Filtering Differential Low Noise Amplifier Using MEMS Tunable Inductor* », 40th European Microwave Conference, Paris, pp. 826-829, Sept. 2010.

[97] : K. Joshin, Y. Kawano, X. Mi, O. Toyoda, T. Suzuki, T. Hirose1, S. Ueda : « *K-band CMOS-Based Power Amplifier Module with MEMS Tunable Bandpass Filter* », 40th European Microwave Conference, Paris, pp. 1682-1685, Sept. 2010.

Référence	Année	Nature du circuit	Techno	Fixe ou accordable	Fréquence centrale	Bande passante / Facteur de qualité	Gain	Niveau de réjection	Facteur de bruit
[66]	1995	Filtre passe-bande d'ordre 3	MMIC AsGa 0.2 μ m	Accordable (varactors + inductance active)	De 11.2 à 12.2 GHz	40 MHz	0 dB	40 dB à 200 MHz de f_0	-
[68]	2005	Filtre passe-bande d'ordre 5	MMIC AsGa 0.25 μ m	Fixe	14 GHz	1.6 GHz	30 dB	37 dB à 1.7 GHz du bord de la BP	3 dB
[25]	2006	Filtre passe-bande channéisé différentiel	Silicium BiCMOS 0.25 μ m	Accordable (varactors)	De 1.95 à 2.25 GHz	90 MHz	10 dB	30 dB à 0.1 GHz de f_0	-
[14]	2007	Filtre passe-bande d'ordre 3 différentiel compensé	CMOS 0.18 μ m	Accordable (varactors)	De 3.5 à 3.8 GHz	De 35 à 95 MHz	De 0 à 18 dB	50 dB de réjection de la fréq. image à 500 MHz de f_0	15 dB
[95]	2010	Filtre passe-bande à cellules cascadées (pôles + zéros)	SiGe BiCMOS	Fixe	26 GHz	2 GHz	-2 dB	50 dB à 2 GHz du bord de la BP	-
[96]	2010	LNA filtrant différentiel	SiGeC BiCMOS	Accordable (varactors + inductance MEMS)	De 0.94 à 1.77 GHz	De 100 à 190 MHz	De 13 à 20 dB	Variable selon le réglage du Q	< 2.7 dB
[97]	2010	Ampli de puissance associé à un filtre passe-bande accordable	CMOS 90 nm	Accordable (capacités MEMS)	De 19.5 à 24.5 GHz	2 GHz	17 dB	25 dB à 2 GHz du bord de la BP	-
<u>Ce travail</u>	2010	Filtre passe-bande accordable d'ordre 3	AsGa 0.25 μ m	Accordable (varactors)	Accordable de 10.6 à 12.8 GHz	1.5 GHz	Constant à 10 dB	40 dB à 2 GHz du bord de la BP	5 dB max

Comparaison des résultats obtenus pour le filtre actif passe-bande 3 pôles accordable avec l'art antérieur

PERSPECTIVES

Comme perspectives à ces travaux, nous pouvons citer plusieurs axes de recherche parmi lesquels l'adaptation de la méthode de synthèse en vue de l'optimisation d'un critère spécifique comme la linéarité ou le bruit (adaptation de la taille des transistors, de l'ordre des résonateurs, etc.). Egalement, nous pouvons évoquer une poursuite des travaux développés au Chapitre 4 portant sur une complexification de la structure : augmentation du nombre de canaux afin de couvrir une plus large bande spectrale, augmentation de l'ordre des fonctions de filtrage réalisées.

Enfin, nous pouvons également citer comme perspectives à ces travaux une adaptation de la méthode de synthèse en vue de réaliser des filtres coupe-bande (besoins en guerre électronique). De même, nous pouvons évoquer une transposition des circuits de la filière AsGa vers la filière GaN. A ce titre, nous avons évalué au premier abord les possibilités offertes par cette technologie en remplaçant dans notre filtre actif 3 pôles fixe les transistors AsGa par un modèle de transistor GaN (transistor QinetiQ de taille $2 \times 75 \mu\text{m}$ modélisé par XLIM). Les résultats ont montré d'une part que nous préservions la qualité de la fonction de filtrage tant du point de vue de la platitude du gain dans la bande passante que des pentes de réjection, et d'autre part que nous améliorions sensiblement la linéarité du circuit. Les résultats de cette analyse sont présentés dans le tableau suivant.

Filière	AsGa	GaN
Gain petit signal à f_0	14 dB	11 dB
$P_{in(-1dB)}$	-12 dBm	+6 dBm
$P_{out(-1dB)}$	+1 dBm	+16 dBm
IIP3	-1 dBm	+16 dBm
OIP3	+13 dBm	+27 dBm
Taille des transistors	$(2 \times 40) \mu\text{m}$	$(2 \times 75) \mu\text{m}$
Point de repos	$V_{ds}=3V ; I_{ds}=17\text{mA}$	$V_{ds}=20V ; I_{ds}=60\text{mA}$
Consommation DC par transistor	50 mWatt	1.2 Watt

Tableau résumant les possibilités offertes par la filière GaN

Annexe

Le tableau suivant regroupe l'essentiel des publications décrites au cours de la synthèse bibliographique du Chapitre 1.

Référence	Année	Nature du circuit	Principe de fonctionnement	Techno	Fréquence centrale	Bande passante / Facteur de qualité	Gain	Niveau de Réjection	Facteur de bruit	Consommation / Autres caractéristiques
[4]	2003	Filtre actif elliptique passe-bande compensé	Filtre passif elliptique associé à 4 circuits de compensation ($R < 0$)	0.2 μm HEMT AsGa	14 GHz	BP _{-3dB} = 26.7 MHz	0 dB	>20 dB à 70 MHz de f_0 (dû aux zéros de transmission)	> 10 dB	P _{DC} = 30 mW
[6]	2002	Filtre actif passe-bande LC différentiel compensé	Filtre actif passe-bande LC différentiel à Q compensé	SiGe BiCMOS	2 GHz	Q = 28	16 dB	15 dB à 100 MHz de f_0	4.6 dB	
[7]	2003	Filtre actif passe-bande LC différentiel compensé	Filtre actif passe-bande LC différentiel à Q compensé et accordable en fréquence	0.35 μm CMOS	f_0 accordable de 1.93 à 2.19 GHz	Q accordable de 20 à 170	ajustable selon la polarisation	variable selon le réglage du Q		1.3 V, 4 mA
[9]	2007	Filtre actif passe-bande LC différentiel compensé	Filtre actif passe-bande LC différentiel à Q compensé et accordable en fréquence avec systèmes de réglage fin du facteur de qualité et du niveau du signal de sortie	0.35 μm CMOS	1.97 GHz	Q accordable de 60 à 220	ajustable de -20 à 0 dB	variable selon le réglage du Q		1.3 V, 4.3 mA
[11]	2003	Filtre actif passe-bande LC différentiel compensé d'ordre 4	Structure différentielle à 2 résonateurs LC accordables compensés couplés au travers de transconductances simulant l'effet magnétique d'un transformateur	0.5 μm CMOS	accordable de 1.77 à 1.86 GHz	BP _{-3dB} accordable de 70 à 100 MHz	9 dB	30 dB de réjection de la freq. image à 100 MHz de f_0		2.7 V, 16 mA

Référence	Année	Nature du circuit	Principe de fonctionnement	Techno	Fréquence centrale	Bande passante / Facteur de qualité	Gain	Niveau de Réjection	Facteur de bruit	Consommation / Autres caractéristiques
[13]	2004	Filtre passe-bande LC différentiel compensé	Filtre actif passe-bande LC différentiel à Q compensé et accordable en fréquence + ensemble de linéarisation	0.18 μm CMOS	accordable de 3.54 à 3.69 GHz	Q accordable de 20 à 50	ajustable de 10 à 30 dB selon le réglage du Q	variable selon le réglage du Q	10 dB	Résultats de simulation
[14]	2007	Filtre actif passe-bande LC différentiel compensé d'ordre 6	Structure composée de 3 filtres actifs passe-bande LC différentiels compensés et accordables cascades	0.18 μm CMOS	accordable de 3.5 à 3.8 GHz	BP _{-3dB} accordable de 35 à 95 MHz	de 0 à 18 dB selon le réglage du Q	50 dB de réjection de la freq. image à 500 MHz de f_0	15 dB	$P_{\text{DC}} = 130 \text{ mW} @ 1.8 \text{ V}$
[15]	2005	Filtre actif passe-bande LC équilibré compensé	Filtre actif passe-bande LC équilibré à Q compensé et accordable en fréquence	0.5 μm CMOS	accordable de 2.45 à 2.85 GHz	Q accordable de 5 à 36	14 dB à Q=36	variable selon le réglage du Q	6 dB	3 V, 5 mA
[16]	1999	Filtre planaire compensé et accordable en fréquence	Résonateur planaire en anneau compensé par une R<0 et accordable en fréquence	0.5 μm MESFET GaAs	accordable de 12.5 à 14.5 GHz	$Q_{\text{non-chargé}} = 1200$	varie de -3 à 0 dB selon f_0	25 dB à 500 MHz de $f_0 = 13 \text{ GHz}$		
[17]	2005	Filtre planaire compensé et accordable en fréquence	Filtre planaire utilisant une R<0 associée à une diode varactor en vue d'obtenir simultanément la compensation et l'accordabilité	0.2 μm P-HEMT AsGa	accordable de 14.6 à 15.4 GHz	BP _{-3dB} = 55 MHz	varie entre 2.2 et 3.6 dB à f_0	> à 20 dB à 300 MHz de f_0		

Référence	Année	Nature du circuit	Principe de fonctionnement	Techno	Fréquence centrale	Bande passante / Facteur de qualité	Gain	Niveau de Réjection	Facteur de bruit	Consommation / Autres caractéristiques
[19]	2003	Filtre passe-bande 2 pôles accordable en technologie coplanaire	Filtre composé de 2 résonateurs quart d'onde rendu accordable par l'ajout de varactors MEMS	techno coplanaire	29 GHz \pm 15%	BP _{relative} = 10 %	pertes d'insertion = 4 dB	10 dB à 4 GHz de f_0		
[21]	2009	Résonateur volumique associé à des capacités commutées MEMS	Cavité métallique comportant un résonateur volumique associé à 3 capacités commutées MEMS afin de réaliser un accord en fréquence	résonateur volumique	de 14.2 à 18 GHz	Q \approx 1000	Pertes en transmission : -35 dB	Très élevées dû au Q du résonateur		
[22]	2000	Filtre passe-bande à base de résonateurs planaires associés à une boucle active compensatrice	Utilisation d'un circuit déphaseur large bande accordable MMIC dans des filtres à base de résonateurs en anneaux multipôles	GaAs MESFET + techno planaire	accordable de 3.3 à 4.3 GHz pour le filtre 1 pôle	Q _{max} =800 pour un filtre 1 pôle	0 dB	variable selon le réglage du Q et le nombre de résonateurs en anneaux		
[26]	1994	Filtre passe-bande à résonateurs planaires aux pertes compensées	Filtre composé de 3 résonateurs planaires couplés associés à une boucle active compensatrice	0.127 mm-thick Duroïd substrate	12 GHz		1 dB	20 dB à 0.7 GHz de f_0		
[26]	1994	Filtre actif récursif d'ordre 1 accordable	Filtre récursif du 1 ^{er} ordre à une boucle de rétroaction dans laquelle figurent un FET + une diode varactor	0.2 μ m P-HEMT AsGa	accordable de 9.8 à 10.2 GHz	BP _{-3dB} = 200 MHz	8 dB	15 dB à 1 GHz de f_0		

Référence	Année	Nature du circuit	Principe de fonctionnement	Techno	Fréquence centrale	Bande passante / Facteur de qualité	Gain	Niveau de Réjection	Facteur de bruit	Consommation / Autres caractéristiques
[27]	2000	Filtre actif récuratif d'ordre 1 accordable	Filtre récuratif à 1 boucle de rétroaction avec varactor dans lequel les éléments sont adaptés en tension	0.2 μ m P-HEMT AsGa	accordable de 7 à 9.5 GHz	BP _{-3dB} = 140 MHz	3.5 dB	20 dB à 2 GHz du bord de la BP	5 dB	P _{DC} = 30 mW
[28]	2004	Filtre actif récuratif d'ordre 1	Filtre actif récuratif d'ordre 1 basé sur une structure d'ampli différentiel	BiCMOS	2 GHz	BP _{-3dB} = 260 MHz	8.5 dB		4.6 dB	P _{DC} = 32 mW @ 2.7 V
[30]	1998	Techniques d'accordabilité en fréquence de filtre actif récuratif	Accordabilité obtenue par 2 techniques : analogique (circuit déphaseur à varactors) et numérique (selfs commutées)	0.2 μ m HEMT AsGa	accordable de 8.5 à 9.3 GHz	BP _{relative_min} = 1.2 %	20 dB max	variable selon le réglage de la BP	10 dB	
[31]	2005	Filtre actif transversal microonde à 2 voies coupe-bande	La 2 ^{nde} voie est basée sur un filtre récuratif du 1 ^{er} ordre, l'ensemble du circuit réalise une fonction coupe-bande.	0.2 μ m HEMT AsGa	8.2 GHz	BP _{-3dB} = 130 MHz	Entre -3 et -6 dB en dehors de la bande rejetée	Supérieure à 20 dB à 200 MHz de f ₀	Entre 3 et 6 dB en dehors de la bande rejetée	
[32]	1996	Structure de filtre actif récuratif multicellulaire	Structure composée de 2 filtres actifs récuratifs cascades légèrement décalés en fréquence	P-HEMT AsGa	10 GHz	BP _{-3dB} = 800 MHz	3.5 dB	20 dB à 2 GHz de f ₀		

Référence	Année	Nature du circuit	Principe de fonctionnement	Techno	Fréquence centrale	Bande passante / Facteur de qualité	Gain	Niveau de Réjection	Facteur de bruit	Consommation / Autres caractéristiques
[33]	2005	Structure de filtre actif récuratif multicellulaire différentielle	Structure composée de 2 filtres actifs récuratifs différentiels cascades accordable en fréquence, en bande et en gain	Silicium BiCMOS	accordable de 1.7 à 2.4 GHz	BP _{-3dB} = 60 MHz	15 dB		Varie entre 4 et 6 dB selon f_0	P _{DC} = 50 mW
[34]	1999	Topologie de filtre actif récuratif multicellulaire	Structure composée de 3 filtres actifs récuratifs cascades légèrement décalés en fréquence	P-HEMT AsGa	13.5 GHz	BP _{-3dB} = 1 GHz	12 dB	30 dB de réjection à 2 GHz du bord de la BP	3 dB	
[36]	1989	Filtre actif à structure dite "lumped and transversal"	Structure de filtre transversal MMIC à 3 branches dans laquelle des éléments passe-haut et passe-bas sont insérés dans les lignes de grille et de drain	4-mil thick AsGa	10.5 GHz	BP : de 9.8 à 11.1 GHz	Pertes d'insertion = 2 dB	30 dB à 1.1 GHz du bord de la BP		P _{DC} = 126 mW
[37]	2006	Filtre actif à structure dite "lumped and transversal"	Filtre actif à structure dite "lumped and transversal" à 3 branches adaptée en vue de diminuer le facteur de bruit	Hybride	1.6 GHz	BP _{relative} = 10 %	Pertes d'insertion = 1 dB		2.4 dB	

Référence	Année	Nature du circuit	Principe de fonctionnement	Techno	Fréquence centrale	Bande passante / Facteur de qualité	Gain	Niveau de Réjection	Facteur de bruit	Consommation / Autres caractéristiques
[38]	1998	Filtre actif de type transversal	Filtre actif transversal à 4 branches dans lequel les "time delays" sont des cellules passe-tout déphaseuses combinées à des FETs pour compenser les pertes. Les éléments actifs transversaux sont similaires à des amplis de tension	GaAs 0.2 μ m	4 GHz	BP _{-3dB} = 110 MHz	3 dB	25 dB à 200 MHz de f_0		Résultats de simulation "Post-Layout"
[40]	1994	Filtre actif à structure dite "lumped and transversal"	Filtre actif à structure dite "lumped and transversal" à 3 branches, les lignes de grille et de drain sont constituées d'éléments passe-bas et passe-haut	GaAs 0.5 μ m	11.7 GHz	2 zéros de transmission à 8.3 et 12.5 GHz	Pertes d'insertion = 7 dB	Niveau de gain des zéros de transmission : entre -30 et -45 dB	8 dB	
[41]	1994	Introduction aux filtres cannelés	Filtre cannelé à 3 branches en technologie hybride : 1 branche principale et 2 branches auxiliaires	Hybride	10 GHz	BP = 200 MHz	25 dB	35 dB de réjection entre les bords de la BP et les zéros de transmission		

Référence	Année	Nature du circuit	Principe de fonctionnement	Techno	Fréquence centrale	Bande passante / Facteur de qualité	Gain	Niveau de Réjection	Facteur de bruit	Consommation / Autres caractéristiques
[42]	1996	Filtres channélisés en technologie hybride	3 filtres channélisés sont réalisés en technologie hybride : un coupe-bande, un passe-bande et un passe-bas. Résultats présentés pour le coupe-bande	Hybride	10 GHz	BP _{-3dB} = 60 MHz	-40 dB @ f_0	50 dB de réjection entre les bords de la BP et f_0		
[43]	2005	Filtre actif passe-bande channélisé	Filtre actif channélisé à 3 branches où chaque branche comporte 2 amplis et un filtre passif passe-bande Butterworth d'ordre 3	HEMT	28 GHz	BP _{-3dB} = 400 MHz	4 dB	80 dB de réjection entre la BP et les zéros de transmission		Estimation de la surface de la puce : 10 mm ²
[44]	2006	Filtre actif passe-bande channélisé différentiel	Filtre channélisé à 3 branches où chaque branche est faite d'un filtre récursif d'ordre 1 accordable à sortie différentielle	Si BiCMOS	accordable de 2 à 2.2 GHz	BP _{-3dB} = 85 MHz	13 dB	30 dB de réjection à 100 MHz de f_0		2.7 V, 28 mA
[45]	2003	Filtre actif passe-bande channelisé à 3 branches	Chaque branche est constituée d'un Butterworth d'ordre 2 à base de lignes microrubans couplées, d'un ampli et d'une ligne de transmission assurant un retard	Hybride	2.5 GHz	BP _{relative} = 10 % @ -0.5dB	7 dB	35 dB de réjection entre les bords de la BP et les zéros de transmission		

Référence	Année	Nature du circuit	Principe de fonctionnement	Techno	Fréquence centrale	Bande passante / Facteur de qualité	Gain	Niveau de Réjection	Facteur de bruit	Consommation / Autres caractéristiques
[46]	2000	Filtre actif passe-bande canalisé à 2 branches en technologie hybride	Filtre actif canalisé à 2 branches comportant chacune 2 amplis MMIC et un filtre passe-bande en lignes microrubans couplées (n=2 et n=4). Fonction de filtrage similaire à celle d'un filtre canalisé à 3 branches.	Hybride	10 GHz	BP = 1.8 GHz	12 dB	40 dB de réjection entre les bords de la BP et les zéros de transmission	6 dB	
[47]	2005	Filtre canalisé passif stop-bande à 2 voies	1 ^{ère} voie constitué d'un filtre passe-tout et 2 ^{nde} voie constituée d'un filtre passe-bande associé à des diodes varactors	Planaire	Accordable de 1.8 à 2.5 GHz	Variable selon la fréquence centrale	De -20 à -50 dB dans la bande rejetée	Variable selon la fréquence centrale		
[48]	2006	Circuit simulant une inductance active	Inductance active obtenue à partir du principe de transformation d'impédance par le biais de transconductances	0.25 μ m BiCMOS	fonctionne autour de 2 GHz	$L = 5 \text{ nH}$, $Q_{\text{self}} = 15$			Le NF dépend du bruit thermique du canal des MOS	$V_{\text{cc}} = 2.7 \text{ V}$
[49]	2001	Circuit simulant une inductance active	Inductance active obtenue à partir d'un montage gyrateur chargé par un réseau passif	0.2 μ m AsGa	4 GHz	$L = 1 \text{ nH}$, $Q_{\text{self}} \approx 7500$			Très élevé (> 20 dB)	Résultats de simulation

Référence	Année	Nature du circuit	Principe de fonctionnement	Techno	Fréquence centrale	Bande passante / Facteur de qualité	Gain	Niveau de Réjection	Facteur de bruit	Consommation / Autres caractéristiques
[50]	2001	Circuit simulant une inductance active	Structure d'inductance active complexe permettant de régler à la fois l'inductance équivalente et la résistance série	1 μ m AsGa MESFET	fonctionne de 100 MHz à 1GHz	L accordable de 65 à 110 nH, R accordable de -5 à 20 Ohm				6 V, 15-40 mA
[51]	2003	Technique de compensation de filtre passe-bande LC à base d'inductance active	Filtre passe-bande LC dans lequel les pertes de l'inductance passive sont compensées par un circuit actif au travers d'un transformateur	0.18 μ m CMOS	1.5 GHz	Q accordable de 3 à 380	Niveau de compensation ajustable		> 5 dB	P _{DC} = 5 mW
[52]	2001	Circuit simulant une inductance active	Structure basée sur une application du théorème de Miller d'un transistor unique	P-HEMT AsGa	fonctionne autour de 22 GHz	L = 0.25 nH, Q _{self} = 100				2.5 V, 5.5 mA
[53]	2002	Filtre actif utilisant une inductance active (L associée à R<0)	L'inductance active est obtenue par l'utilisation d'un FET drain commun avec une capacité en rétroaction entre grille et source	0.2 μ m P-HEMT AsGa	18 GHz	Q = 120	0 dB			P _{DC} = 10 mW
[54]	2003	Filtre actif 2 pôles utilisant une capacité active (C associée à R<0)	La capacité active est obtenue par l'utilisation d'un FET source commune associée à des éléments LC dans le drain	Hybride	1.9 GHz	BP _{-3dB} = 52.5 MHz	≈ 0 dB	20 dB à 200 MHz de f ₀	2.6 dB	OIP3 = +8 dBm

Référence	Année	Nature du circuit	Principe de fonctionnement	Techno	Fréquence centrale	Bande passante / Facteur de qualité	Gain	Niveau de Réjection	Facteur de bruit	Consommation / Autres caractéristiques
[55]	2002	Filtre actif de type RC	Structure dite de Sallen-Key combinant ampli de tension et éléments passifs	HBT SiGe	1 GHz	Q = 20	> 0 dB			
[56]	2003	Filtre actif de type RC	Structure dite de Sallen-Key combinant ampli de tension et éléments passifs	SiGe BiCMOS	1.3 GHz	Q _{max} = 60	Variable selon le Q			5 V, 50 mW
[59]	1990	Structure active filtrante pour la mise en cascade de cellules	Structure "FET d'entrée - Cellule passive passe-bande - FET de sortie" idéale pour la mise en cascade	Hybride + FET AsGa	6 GHz	Q = 2.5	8 dB			
[60]	1992	Mise en cascade de plusieurs étages passifs filtrants isolés par des éléments actifs	Application de la décomposition en éléments simples d'une fonction de filtrage T(s) complexe	MMIC AsGa 0.5 μm	6 GHz	BP : de 4 à 8 GHz	10 dB dans la BP	60 dB de réjection à 2 GHz du bord de la BP		Taille de la puce : (3*2) mm ²
[61]	1994	Filtre actif où plusieurs cellules sont cascadiées	2 cellules actives passe-bande d'ordre 1 sont cascadiées pour former un passe-bande d'ordre 2	MESFET AsGa	1.6 GHz	BP _{-3dB} = 75 MHz	3 dB	40 dB de réjection à 800 MHz de f ₀		Taille de la puce : (1.3*2.7) mm ²
[62]	1995	Filtre composé de 2 cellules filtrantes compensées cascadiées	2 résonateurs composés de LC parallèles et R<0 sont cascadiés au travers de capas de liaison	MESFET AsGa 0.5 μm	4.7 GHz	BP _{-3dB} = 400 MHz	0 dB	70 dB de réjection à f = 2 GHz	7 dB	P _{DC} = 150 mW

Référence	Année	Nature du circuit	Principe de fonctionnement	Techno	Fréquence centrale	Bande passante / Facteur de qualité	Gain	Niveau de Réjection	Facteur de bruit	Consommation / Autres caractéristiques
[63]	1992	Mise en cascade de 2 cellules actives filtrantes	Ensemble "FET source commune - LC parallèle - FET source commune" cascadié 2 fois pour former un passe-bande d'ordre 2	MESFET AsGa 0.5 μm	3 GHz	BP _{-3dB} = 200 MHz	10 dB	40 dB de réjection à 400 MHz de f_0 en rajoutant des composants "off-chip"		Taille de la puce : (2.1*2.1) mm ²
[64]	2000	Mise en cascade de 2 résonateurs passifs couplés activement	Mise en cascade de 2 résonateurs LC parallèles identiques au travers de transistors	MMIC AsGa 0.5 μm	1.9 GHz	BP : de 1880 à 1900 MHz	12 dB	45 dB de réjection de la freq. image à 1.68 GHz	6.2 dB	Taille de la puce : 3.3 mm ²
[66]	1995	Mise en cascade de 3 cellules actives filtrantes	Structure de 3 cellules actives filtrantes cascadiées	MMIC AsGa 0.2 μm	accordable de 11.2 à 12.2 GHz	40 MHz spécifiés	0 dB	40 dB de réjection à 200 MHz de f_0		
[67]	2005	Filtre actif passe-bande d'ordre 3	Structure composée de 3 cellules filtrantes d'ordre 1 cascadiées	0.25 μm P-HEMT	12 GHz	BP _{-3dB} = 1.8 GHz	15.5 dB	15 dB à 1.1 GHz du bord de la BP		Résultats de mesure
[68]	2005	Filtre actif passe-bande d'ordre 5	Structure composée de 3 cellules filtrantes cascadiées (1 d'ordre 3 et 2 d'ordre 1)	0.25 μm P-HEMT	14 GHz	BP _{-3dB} = 1.6 GHz	30 dB	37 dB de réjection à 1.7 GHz du bord de la BP	3 dB	Résultats de simulation

Bibliographie Personnelle

I. Publications :

- Conférences internationales :

[1] : F. Bergeras, P. Duême, B. Jarry, M. Campovecchio, D. Passerieux : «*Design Method for Designing MMIC Tuneable Microwave Bandpass Active Filters* », “International Workshop on Microwave Filters”, Toulouse, Nov. 2009.

[2] : F. Bergeras, P. Duême, J-P. Plaze, L. Darcel, B. Jarry, and M. Campovecchio : «*Novel MMIC Architectures for Tunable Microwave Wideband Active Filters* », “IEEE MTT-S Digest”, pp. 1356-1359, June 2010.

- Conférences nationales :

[3] : F. Bergeras, P. Duême, B. Jarry, M. Campovecchio : « *Conception de filtres actifs passe-bande MMIC d'ordre élevé* », 16^{ème} Journées Nationales Microondes, Grenoble, Mai 2009.

II. Publications soumises :

[4] : F. Bergeras, P. Duême, J.-P. Plaze, L. Darcel, B. Jarry, M. Campovecchio : « *Novel MMIC Architectures of Wideband Microwave Active Filters for Frequency Tuning and Bandwidth Multiplexing* », “Microwave and Optical Technology Letters”.

III. Brevets :

[5] : P. Duême, F. Bergeras, J.-P. Plaze : « *Filtre actif miniature à faible coût* », N° de Brevet : 65658, Décembre 2007.

[6] : J.-P. Plaze, F. Bergeras, L. Darcel and P. Duême : «*Filtre actif à bande passante modulable* », N° de Brevet : 10-00105 (brevet en cours d'homologation), Novembre 2008.

RESUME

Ce travail de thèse porte sur l'extension des fonctionnalités d'une méthode de synthèse générique dédiée à la conception de filtres actifs passe-bande microondes applicables dans la bande radar (2-20 GHz) et intégrables en technologie MMIC. A partir d'une étude bibliographique sur le filtrage actif qui nous permet de dégager plusieurs topologies de filtres actifs basées sur le principe des résonateurs passifs couplés activement, nous investiguons les possibilités d'adaptation de la méthode aux filtres accordables en fréquence ainsi qu'à la réalisation de fonctions de filtrage d'ordre élevé.

Ces recherches aboutissent à la conception de plusieurs prototypes développés en technologie intégrée (filière AsGa) pour lesquels le premier circuit présente une accordabilité fréquentielle de 19% en bande X tandis que le second montre qu'il est possible d'augmenter l'ordre de la fonction de filtrage réalisée par l'utilisation d'un dispositif d'isolation passif.

Enfin, nous développons dans une dernière partie une topologie innovante associant les fonctions de filtrage, d'amplification et de commutation dans le but de réaliser un dispositif assurant une sélection de bande à la fois accordable en fréquence et modulable en bande passante. Basé sur une structure canalisée, ce circuit opère entre 9 et 15 GHz.

Mots clés : Filtres actifs, Filtres accordables, Filtres microondes, Synthèse de filtres, Amplificateur distribué, MMIC, AsGa.

SUMMARY

The aim of this work is to extend a specific synthesis method dedicated to the design of microwave integrated active bandpass filters for radar applications (2-20 GHz). Starting from the state of art of active filters which leads us to point out several topologies based on actively coupled passive resonators, we investigate the possibility of designing devices showing frequency tunability and high-order filtering functions.

The results of this work lead us to design several prototypes in integrated technology (GaAs substrate) in which the first one achieves 19% of frequency tuning in X-band whereas the second one shows that high order filtering functions can be achieved by the use of a specific passive isolator.

Finally, we develop in a last part an original topology that associates filtering, amplification and switching functions so as to design an active filter achieving both frequency tunability and bandwidth multiplexing. Based on a channelized architecture, this circuit operates a frequency selection over the 9-15 GHz bandwidth.

Keywords: Active filters, Tunable filters, Microwave filters, Filter synthesis, Distributed amplifier, MMIC, GaAs.