

# UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE SCIENCES TECHNOLOGIE SANTE

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Année 2005

Thèse n°38-2005

**Thèse**

**pour obtenir le grade de**

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES**

**Discipline : Electronique des Hautes Fréquences et**

**Optoélectronique**

**Spécialité : "Communications Optiques et Microondes"**

***Benoît ALBERT***

**Le 14 Octobre 2005**

***Etudes de filtres actifs analogiques microondes  
transversaux et stop bande***

***Thèse dirigée par Laurent BILLONNET et Bernard JARRY***

Jury :

<b>Michel PRIGENT</b>	Professeur à l'Université de Limoges, IRCOM Brive	Président
<b>Jean-Marie PAILLOT</b>	Professeur à l'IUT d'Angoulême	Rapporteur
<b>Eric RIUS</b>	Professeur au LEST à Brest	Rapporteur
<b>Nicolas DUBOULOZ</b>	Chargé de Recherche, Station Radioastronomie, Nançay	Examineur
<b>Maria-João ROSARIO</b>	Professeur "Instituto das Telecomunicações, Lisbonne	Examineur
<b>Dominique BAILLARGEAT</b>	Professeur à l'Université de Limoges, IRCOM-UMR 6615	Examineur
<b>Laurent BILLONNET</b>	Professeur à l'Université de Limoges, IRCOM-IUT	Examineur
<b>Bernard JARRY</b>	Professeur à l'Université de Limoges, IRCOM-UMR 6615	Examineur
<b>Bruno BARELAUD</b>	Maître de Conférences à l'Université de Limoges, IRCOM-UMR 6615	Invité



# SOMMAIRE

<b>INTRODUCTION GENERALE.....</b>	<b>3</b>
-----------------------------------	----------

## CHAPITRE I

### *Théorie et principes des filtres récursifs et transversaux. Outils de caractérisation appliqués à l'étude de filtres actifs*

<b>I. INTRODUCTION .....</b>	<b>11</b>
<b>II. EQUATIONS GENERALES DES FILTRES RECURSIF ET TRANSVERSAUX.....</b>	<b>11</b>
II.1 LE MODELE RECURSIF .....	11
II.2 LE MODELE TRANSVERSAL .....	14
II.3 LE MODELE RECURSIF SIMPLIFIE .....	15
II.4 PROPRIETES DES FILTRES RECURSIFS ET TRANSVERSAUX .....	16
II.4.1. Périodicité de la fonction de transfert .....	16
II.4.2. Accordabilité fréquentielle des filtres récursifs et transversaux .....	17
II.5 STABILITE DES FILTRES RECURSIFS ET TRANSVERSAUX .....	18
<b>III. CRITERES DE STABILITE D'UN CIRCUIT LINEAIRE MICROONDE.....</b>	<b>19</b>
III.1 EXEMPLE D'APPLICATION DE LA METHODE DE LA NDF SUR UN FILTRE RECURSIF DU PREMIER ORDRE [36].....	22
<b>IV. LE BRUIT DANS LES QUADRIPOLES LINEAIRES.....</b>	<b>24</b>
IV.1 MODELISATION DU BRUIT DANS UN QUADRIPOLE LINEAIRE .....	26
IV.2 MODELISATION DU BRUIT PAR LE FORMALISME DES ONDES DE BRUIT .....	27

IV.3	CALCUL DE LA FONCTION DE TRANSFERT ET DE LA MATRICE DE CORRELATION DES ONDES DE BRUIT D'UN SYSTEME GLOBAL [67].....	28
IV.4	EXEMPLE D'APPLICATION DE LA METHODE : CALCUL DU FACTEUR DE BRUIT D'UN FILTRE RECURSIF DU PREMIER ORDRE [57].....	31
V.	CONCLUSION.....	36

## CHAPITRE II

### *Méthode de synthèse de filtres réjecteurs sélectifs et étude de leur optimisation en bruit*

<b>I. INTRODUCTION .....</b>	<b>39</b>
I.1 LES FILTRES CHANNELISES.....	39
I.2 LES FILTRES TRANSVERSAUX.....	41
I.3 TOPOLOGIE MIXTE : FILTRE CHANNELISE – TRANSVERSAL.....	42
I.4 CONTEXTE DE L'ETUDE SUR LES FILTRES TRANSVERSAUX STOP BANDE .....	45
<b>II. DEMARCHE DE CONCEPTION D'UN FILTRE REJECTEUR DE BANDE SELECTIF FAIBLE</b>	
<b>BRUIT.....</b>	<b>46</b>
II.1 PRESENTATION GENERALE DE LA TOPOLOGIE TRANSVERSALE.....	46
II.2 ETUDE ANALYTIQUE DE LA STRUCTURE TRANSVERSALE STOP BANDE .....	48
II.3 CALCUL DE LA FONCTION DE TRANSFERT ET DU FACTEUR DE BRUIT DE LA STRUCTURE.....	49
II.4 METHODE DE CONTROLE DES CARACTERISTIQUES DU FILTRE ET OPTIMISATION EN BRUIT DE LA STRUCTURE.....	50
II.4.1. Calcul des expressions analytiques des paramètres du filtre pour fixer la largeur de bande rejetée et la profondeur du zéro de transmission .....	54
II.4.2. Introduction à la méthode d'optimisation numérique du facteur de bruit du filtre récursif et transversal .....	57
<b>III. ETUDE DE DIFFERENTES TOPOLOGIES DE FILTRE TRANSVERSAL .....</b>	<b>59</b>
III.1 PRESENTATION DES DEUX METHODES DE CREATION DU ZERO DE TRANSMISSION CONSIDEREES .....	60
III.2 TOPOLOGIE DE FILTRE STOP BANDE UTILISANT UN AMPLIFICATEUR .....	63
III.2.1. Topologie de filtre récursif et transversal .....	63
III.2.2. Topologie mixte channélisée - transversale .....	65
III.2.3. Analyse des résultats de simulation des topologies 4 et 5 .....	67

III.3	TOPOLOGIE TRANSVERSALE UTILISANT DEUX AMPLIFICATEURS DANS LA	
	STRUCTURE.....	70
III.3.1.	Topologie de filtre récursif et transversal utilisant deux amplificateurs.....	70
III.3.2.	Topologie mixte channélisée transversale utilisant deux amplificateurs.....	72
III.3.3.	Analyse des résultats de simulations des topologies 6 et 7.....	74
IV.	CONCLUSION.....	75

## CHAPITRE III

### *Réalisation de filtres récurrents et transversaux actifs, sélectifs et faible bruit en technologies hybride et monolithique*

<b>I. INTRODUCTION .....</b>	<b>79</b>
<b>II. REALISATION D'UN FILTRE RECURSIF ET TRANSVERSAL EN TECHNOLOGIE HYBRIDE... 80</b>	
II.1 REALISATION D'UN AMPLIFICATEUR EQUILIBRE.....	80
II.2 RESULTATS DE SIMULATION DE LA TOPOLOGIE EQUILIBREE .....	82
II.3 ETUDE DE LA STABILITE .....	86
II.3.1. Stabilité intrinsèque.....	86
II.3.2. Stabilité extrinsèque.....	88
II.4 REALISATION EN FILTRE RECURSIF ET TRANSVERSAL EN TECHNOLOGIE HYBRIDE .....	90
II.4.1. Simulation du filtre récurrent et transversal à l'aide de coupleurs idéaux.....	90
II.4.2. Simulation du filtre récurrent et transversal à l'aide de coupleurs réels.....	94
II.4.3. Modélisation des coupleurs de Lange pour la simulation électromagnétique ....	96
II.4.4. Résultats de simulations du filtre récurrent et transversal.....	99
II.4.5. Etude de la stabilité du filtre stop bande hybride.....	102
II.4.6. Etude de sensibilité du filtre récurrent et transversal hybride.....	103
II.4.7. Résultats expérimentaux du filtre récurrent et transversal hybride.....	104
II.4.8. Conclusion .....	106
<b>III. CONCEPTION D'UN FILTRE STOP BANDE RECURSIF ET TRANSVERSAL EN TECHNOLOGIE MMIC..... 107</b>	
III.1 CONCEPTION D'UN AMPLIFICATEUR FAIBLE BRUIT EN TECHNOLOGIE MMIC .....	108
III.1.1. Conception de l'amplificateur à l'aide d'une méthode visuelle .....	108
III.1.2. Conception de l'amplificateur en éléments réels.....	112
III.1.3. Etude de stabilité de l'amplificateur .....	115
III.1.4. Etude de sensibilité de l'amplificateur en technologie MMIC.....	116
III.1.5. Point de compression de l'amplificateur en technologie MMIC.....	118
III.2 CONCEPTION DU FILTRE RECURSIF ET TRANSVERSAL EN TECHNOLOGIE MMIC .....	119

III.2.1. Conception du filtre récuratif passe bande .....	121
III.2.1.1 Layout du filtre récuratif et transversal en technologie MMIC .....	123
III.2.1.2 Etude de la stabilité du filtre MMIC.....	127
III.2.1.3 Etude de sensibilité du filtre transversal.....	129
<b>IV. CONCLUSION.....</b>	<b>130</b>

**CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES .....133**

**ANNEXES.....155**

**BIBLIOGRAPHIE .....181**

# **INTRODUCTION**

## **GENERALE**



## INTRODUCTION GENERALE

L'évolution des systèmes de télécommunication, répondant à une demande toujours croissante de nouveaux services en particulier dans le domaine de la téléphonie mobile, de l'internet ou encore des applications spatiales, a entraîné un développement des systèmes RF utilisés pour véhiculer l'information.

La multiplication des applications liées à ces nouveaux services impose des contraintes plus strictes notamment au niveau de la conception même des systèmes hyperfréquences parmi lesquelles :

- ↳ Une précision accrue de la sélection des bandes de fréquence allouées pour éviter d'éventuelles interférences entre les applications.
- ↳ Une réduction du poids et de l'encombrement des systèmes.
- ↳ Une réduction des coûts de production.

L'amélioration d'un système électronique RF passe par l'amélioration de chacun des composants qui le constituent et en particulier de la fonction filtrage qui est un élément essentiel du système global. En effet, elle permet de sélectionner ou de rejeter les bandes de fréquences de travail allouées à l'application considérée.

A ce titre, les filtres sont présents dans tous systèmes de communications hyperfréquence et ils se classifient en deux principales catégories :

- ↳ Les filtres passifs, planaires ou volumiques qui sont uniquement composés d'éléments passifs.
- ↳ Les filtres actifs qui ont la particularité de posséder un ou plusieurs éléments actifs souvent associés à la partie passive.

Les filtres passifs planaires présentent un poids et des dimensions réduits en comparaison des filtres passifs volumiques. En contre partie, ils présentent des pertes d'insertion plus élevées.

L'alternative pour synthétiser une fonction de filtrage compacte, compatible avec les technologies planaires et monolithiques et permettant la compensation voire l'annulation des

---

pertes inhérentes aux composants passifs, passe par le filtrage actif. L'insertion d'éléments actifs autorise en outre le réglage électrique des performances de filtrage telles que le gain, la fréquence centrale, la largeur de bande rejetée ou passante.

Cependant, l'utilisation de composants actifs entraîne, par rapport aux structures purement passives, l'apparition de nouveaux paramètres qui doivent être étudiés comme :

- ↳ La stabilité électrique.
- ↳ Le comportement en bruit du dispositif.
- ↳ Le comportement en fonctionnement fort signal.
- ↳ La consommation électrique.

Historiquement, les filtres actifs sont utilisés dans le domaine des basses fréquences. Cependant, depuis plusieurs années ces concepts basses fréquences sont transposés aux domaines des fréquences microondes. La dénomination filtre actif intègre également les structures passives dont les performances sont améliorées par l'ajout d'éléments actifs.

Il est donc possible de regrouper les filtres actifs des deux grandes familles citées ci-dessous [1] :

- ↳ Les filtres réalisés à partir d'une structure passive à laquelle un élément actif a été ajouté le plus souvent pour compenser les pertes.
- ↳ Les filtres développés à partir des principes de filtrage basses fréquences et qui sont transposés aux fréquences microondes.

Au sein de la première famille de filtres actifs, plusieurs méthodes de compensation des pertes existent parmi lesquelles :

- ↳ L'adaptation active qui consiste à cascader trois modules. Dans la majorité des cas, le module central est utilisé pour créer la fonction filtrage à l'aide d'éléments passifs [7]. Les modules situés en amont et en aval du filtre sont, respectivement, des transistors TEC en configuration grille-commune et drain-commun. L'emploi de ces deux transistors permet une adaptation et une compensation des pertes sur une large bande de fréquence. Le seul inconvénient lié à cette méthode réside dans
-

le fait que le transistor en configuration grille-commune entraîne une dégradation du point de compression à  $-1$  dB.

- ↪ L'amplificateur filtrant, il se compose généralement d'un transistor autour duquel sont disposés des éléments passifs servant à la fois à réaliser la fonction filtrage et la fonction d'adaptation en entrée et en sortie. A titre d'exemple, la structure d'amplificateur filtrant décrite dans [7] permet une compensation des pertes du filtre dans la bande passante de largeur  $\Delta f = 1,77$  GHz. La structure est parfaitement adaptée en entrée et en sortie ( $|S_{ii}| < -10$  dB), et à la fréquence centrale le facteur de bruit vaut 2,7 dB. De plus, la réalisation de ce circuit en technologie monolithique, sur un substrat d'AsGa, permet un niveau d'intégration très intéressant puisque la taille de la puce est de  $1,5 \times 1$  mm<sup>2</sup>.
  - ↪ La rétroaction active, le principe consiste à compenser les pertes de la partie passive à l'aide d'une rétroaction dite active à l'aide le plus souvent, d'un amplificateur. Un choix judicieux du gain et de la phase de cet amplificateur permet d'atteindre les performances optimales du filtre résultant en terme de réponse. Cette technique s'applique aussi bien à des résonateurs planaires [2], [3], [4], qu'à des résonateurs diélectriques [4], [5], [6]. Dans la publication de A. Brucher, [4], un filtre planaire passe bande à trois pôles est présenté. Les pertes de la structure sont compensées par l'insertion d'un amplificateur au sein du résonateur central. Le niveau de la réponse, dans la bande passante est amélioré de 5 dB tout en conservant les paramètres d'adaptation inférieurs à  $-10$  dB.
  - ↪ La mise en cascade d'éléments passifs et actifs. Cette technique nécessite la décomposition de la fonction de filtrage en sous-fonction du second ordre. La mise en cascade d'amplificateur et de filtres du second ordre permet alors d'obtenir le filtre actif [8], [9], [10].
  - ↪ Le convertisseur d'impédance négative (CIN), est une structure qui permet d'obtenir une impédance d'entrée proportionnelle à son impédance de charge mais de signe opposé. Le CIN est très souvent utilisé pour réaliser des résistances négatives dans le but d'être associé à un filtre passif pour en compenser les pertes [20]-[24]. Le filtre synthétisé dans la publication de F. Biron [24], est un filtre stop bande centré à  $f_0 = 2$  GHz sur un substrat d'alumine. La fonction de filtrage est
-

assurée grâce à un ensemble inductance-capacité dont les pertes sont compensées par une résistance négative. La capacité est en fait une diode varactor qui permet l'accord en fréquence du filtre. La bande d'accord s'étend de 1,3 GHz à 2,6 GHz et le filtre ne présente aucune perte dans la bande passante.

- ↪ Le gyrateur est un dispositif qui présente une impédance d'entrée inversement proportionnelle à son impédance de charge. Les propriétés du gyrateur sont majoritairement utilisées pour réaliser des impédances dont la réactance est forte et la résistance faible. Les topologies de gyrateurs sont très variées et dans tous les cas de figure, elles sont employées pour réaliser des inductances actives en identifiant l'impédance de charge à un élément de type capacitif [16]-[19]. La synthèse d'inductances actives permet d'augmenter la fréquence maximale d'utilisation par rapport aux inductances passives, de rendre indépendante la surface utilisée par rapport à la valeur de l'inductance. Cependant, cette méthode augmente la consommation électrique en même temps que le facteur de bruit de la structure.
  
- ↪ Le profil d'impédance actif (PIA) est une technique dérivée de la réalisation de résistances négatives. En effet, lors de la conception de circuit simulant une résistance négative le concepteur se limite souvent à synthétiser la partie réelle négative et s'accommode au mieux de la partie imaginaire lors de son association avec le reste du dispositif. Le PIA permet de mettre à profit cette partie imaginaire pour modifier les caractéristiques électriques et géométriques d'un filtre passif de base [12], [14], [15]. Les circuits conçus pour synthétiser les parties réelle et imaginaire sont, généralement, des montages plus ou moins complexes à base de transistors inspirés de CIN ou de gyrateurs utilisés aux basses fréquences.

Les CIN et gyrateurs peuvent être classés au sein des deux grandes familles de filtre actif. En effet, dans le cas du CIN, si nous réalisons une résistances négative alors nous nous situons dans le domaine de la compensation des pertes (première famille). En revanche si une inductance ou une capacité est synthétisée alors nous sommes dans le cadre de la deuxième famille. De même, pour le gyrateur, si la partie réelle de la structure synthétisée est négative, alors il y a compensation de pertes (première famille), dans les autres cas de figure nous nous plaçons dans la transposition du concept basses fréquences aux fréquences microondes (deuxième famille).

---

La seconde famille de filtres actifs comprend différentes techniques décrites ci-dessous :

- ↳ Les filtres OTA-C et Gm-C, aux basses fréquences la transconductance, liés aux amplificateurs opérationnels, est utilisée en association avec une capacité pour réaliser une fonction filtrage. Aux fréquences microondes, les amplificateurs opérationnels ne sont plus utilisables, ils sont alors remplacés par des transistors bipolaires ou à effet de champ. L'association de plusieurs transistors pour réaliser la transconductance permet d'augmenter l'ordre du filtre, et de réaliser des fonctions plus complexes [25], [26], [27].
- ↳ Les filtres récurrents et transversaux sont des filtres qui, à l'origine, ont été utilisés aux basses fréquences pour des applications numériques. Leur transposition aux fréquences microondes donne lieu à des structures de filtre composées d'éléments simples tels que des éléments de retard, des amplificateurs, ou bien des coupleurs. Ceci permet de synthétiser des filtres stop bande ou passe bande dont les réponses peuvent être complexes.

Les travaux de thèse présentés dans ce manuscrit sont axés sur l'étude de filtres transversaux réjecteurs sélectifs faibles bruit. La conception de filtres transversaux stop bande est encore peu utilisée. Les structures choisies pour réaliser ce type de fonction de filtrage sont de type channélisé. La différence entre les structures transversales et channélisées est expliquée en détail dans le manuscrit.

L'objectif de nos travaux est de démontrer la faisabilité de filtres stop bande sélectifs et optimisés en bruit. Pour cela, nous nous intéressons dans un premier temps à l'étude théorique de la fonction de transfert et du facteur de bruit de chacune des structures transversale et channélisée. Puis, dans un second temps, nous nous attachons à la conception d'une des topologies étudiées pour valider l'approche théorique.

Le manuscrit se décompose en trois chapitres :

Dans le premier chapitre, nous rappelons la théorie générale des filtres récurrents et transversaux telle qu'elle est définie aux basses fréquences. Puis, à partir du principe de stabilité des filtres récurrents utilisé aux basses fréquences, nous présentons les critères de

---

stabilité utilisés aux fréquences microondes. Ces critères permettent de caractériser les stabilités électriques du filtre considéré. En plus des critères de stabilité, nous devons réussir à décrire le filtre en terme de bruit. Pour cela, nous présentons une méthode de calcul analytique de la fonction de transfert et du facteur de bruit basée sur le formalisme des ondes de bruit [67].

Le second chapitre traite de l'étude théorique de différentes topologies de filtres stop bande utilisant soit un principe récursif et transversal, soit un principe mixte transversal et canalisé. Nous détaillons l'optimisation en bruit de chaque structure.

Le troisième chapitre est consacré à la conception d'une topologie de filtre stop bande récursive et transversale en technologie hybride puis monolithique. La conception du filtre se base sur les valeurs théoriques des paramètres du filtre trouvées au chapitre II en passant par l'introduction d'éléments réels au sein de la structure jusqu'à la conception du layout. Les résultats de simulation sont comparés à ceux de l'optimisation en bruit théorique de la structure.

Enfin, nous concluons et donnons quelques éléments intéressants en perspectives au travers de l'étude d'une nouvelle topologie de filtre transversal. Cette nouvelle structure permet d'améliorer les performances globales de la fonction de transfert et de diminuer la taille du circuit global.

---

# CHAPITRE I

*Théorie et principes des filtres récurrents et transversaux. Outils de caractérisation appliqués à l'étude de filtres actifs*



## I. INTRODUCTION

Dans le domaine des basses fréquences, la fonction de filtrage est majoritairement assurée par des filtres actifs analogiques ou numériques. Ces dispositifs sont particulièrement adaptés à la technologie monolithique et ont ainsi l'avantage d'être de faibles dimensions et de présenter une meilleure reproductibilité.

Les filtres numériques récurrents et transversaux ont inspiré une transposition analogique aux fréquences microondes [28], [29], [65].

L'introduction d'éléments actifs dans les filtres hyperfréquences impose la prise en compte de problèmes supplémentaires, parmi lesquels il convient de citer la stabilité électrique et thermique, ainsi que les performances en bruit.

La première partie de ce chapitre est consacrée à la théorie des filtres récurrents et transversaux telle qu'elle est définie aux basses fréquences. Les méthodes d'analyse de la stabilité de circuits actifs et leurs utilisations dans les logiciels de simulation circuit y sont également étudiées.

Dans une seconde partie, nous présentons des méthodes de modélisation du bruit de quadripôles linéaires, dont celle basée sur le formalisme des ondes de bruit. Ces principes d'analyse sont utilisés pour calculer les expressions analytiques du facteur de bruit des quadripôles, ainsi que celles de leurs fonctions de transfert.

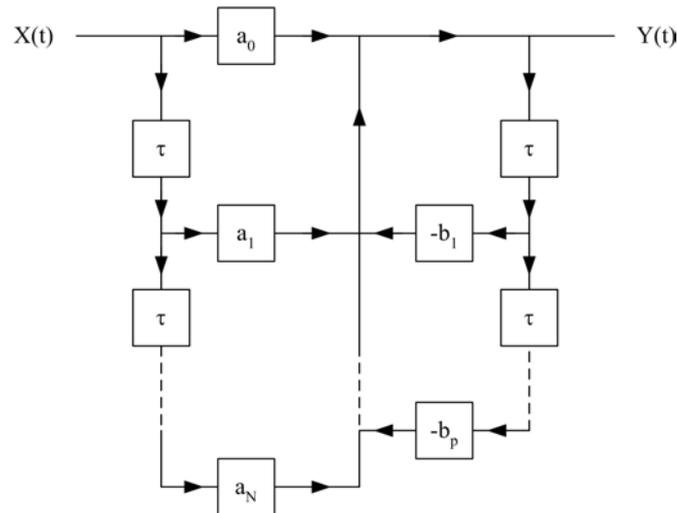
## II. EQUATIONS GENERALES DES FILTRES RECURSIF ET TRANSVERSAUX

### II.1 LE MODELE RECURSIF

Les filtres récurrents et transversaux sont régis par l'équation temporelle (I-1) dans laquelle  $x(t)$  et  $y(t)$  représentent respectivement les signaux d'entrée et de sortie du filtre.

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

Une représentation graphique de cette expression, décrivant un modèle récursif, se met sous la forme d'un graphe de fluence présenté ci-dessous :



**Figure I.1** : Graphe de fluence d'un filtre d'ordre (N;P)

La partie gauche du graphe, correspondant au premier terme du second membre de l'expression (I-1), caractérise la partie transversale du filtre. La partie droite du graphe, correspondant au deuxième terme du second membre de l'expression (I-1), caractérise la partie récursive.

La réponse d'un tel filtre, que nous qualifions d'ordre (N;P), N étant le degré de la partie transversale et p le degré de la partie récursive, est obtenue par combinaison de signaux élémentaires retardés et pondérés par les coefficients  $\{a_k\}$  et  $\{b_p\}$ , appelés aussi paramètres du filtre.

L'expression (I-1) peut également être mise sous forme de produits de convolution :

$$y(t) * \sum_{p=1}^P b_p \delta(t - p\tau) = x(t) * \sum_{k=0}^N a_k \delta(t - k\tau) \quad (\text{I-2})$$

Par transformée de Fourier, nous obtenons l'équation correspondante dans le domaine fréquentiel :

$$H(f) = \frac{Y(f)}{X(f)} = \frac{\sum_{k=0}^N a_k e^{-2j\pi f k \tau}}{1 + \sum_{p=1}^P b_p e^{-2j\pi f p \tau}} \quad (\text{I-3})$$

Le numérateur et le dénominateur de la fonction de transfert décrivent la partie purement transversale et la partie réursive du filtre qui introduisent respectivement les zéros et les pôles de la réponse.  $\tau$  représente le retard unitaire introduit par chaque branche.

Nous donnons pour le modèle réursif l'expression de la fonction de transfert utilisant la notation en  $Z$ . Cette dernière facilite notamment l'étude de la stabilité des filtres réursifs. Elle est couramment utilisée pour le traitement numérique des signaux à temps discret à basses fréquences. Nous définissons la transformée en  $Z$  d'un signal échantillonné  $x(n)$  par :

$$T_Z(x(n)) = X(Z) = \sum_{n=0}^{+\infty} x_n Z^{-n} \quad \text{avec} \quad Z = e^{2j\pi f \tau}$$

La fonction de transfert en  $Z$  d'un filtre réursif s'exprime alors sous la forme suivante :

$$H(Z) = \frac{Y(Z)}{X(Z)} = \frac{\sum_{k=0}^N a_k Z^{-k}}{1 + \sum_{p=1}^P b_p Z^{-p}} \quad (\text{I-4})$$

$H(Z)$  est la transformée en  $Z$  de la réponse impulsionnelle  $h(n)$ .

A partir du modèle général des filtres réursifs et transversaux, il est possible de distinguer deux autres catégories de filtres.

- ↳ Les filtres transversaux dont le modèle se déduit en annulant les coefficients  $b_p (\forall p \neq 0)$  de la partie réursive du modèle général.
- ↳ Les filtres réursifs simplifiés, qui sont obtenus en annulant les coefficients  $a_k (\forall k \neq 0)$  correspondant à la partie transversale du modèle général.

Ces deux catégories de filtres sont décrites dans les paragraphes suivants.

## II.2 LE MODELE TRANSVERSAL

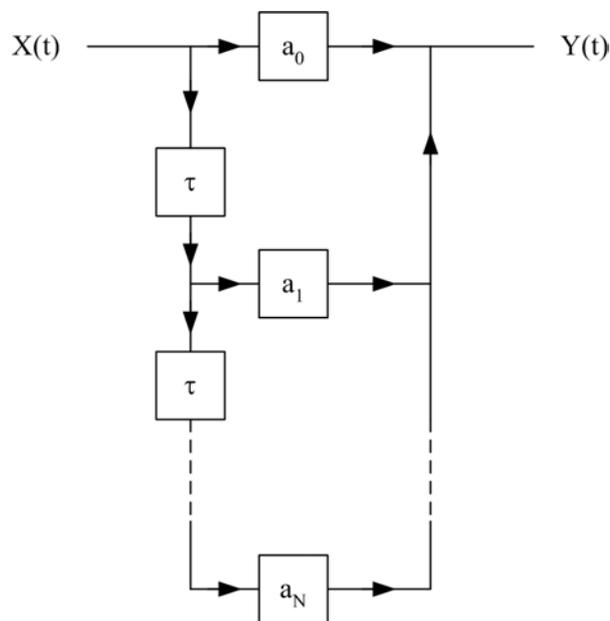
En tenant compte des remarques précédentes, l'équation temporelle d'un filtre purement transversal d'ordre N devient :

$$y(t) = \sum_{k=0}^N a_k x(t - k\tau) \quad (\text{I-5})$$

en posant  $y(t) = x(t) * h(t)$ , la réponse impulsionnelle est alors définie par :

$$h(t) = \sum_{k=0}^N a_k \delta(t - k\tau) \quad (\text{I-6})$$

Le graphe de fluence décrivant un filtre transversal d'ordre N quelconque est présenté ci-dessous :



**Figure I.2 :** Graphe de fluence d'un filtre transversal

La fonction de transfert résultant d'une transformation de Fourier de la relation (I-6) s'écrit alors :

$$H(f) = \sum_{k=0}^N a_k e^{-2j\pi f k \tau} \quad (\text{I-7})$$

Par transformation en Z, l'expression (I-7) devient :

$$H(Z) = \sum_{k=0}^N a_k Z^{-k} \quad (\text{I-8})$$

### II.3 LE MODELE RECURSIF SIMPLIFIE

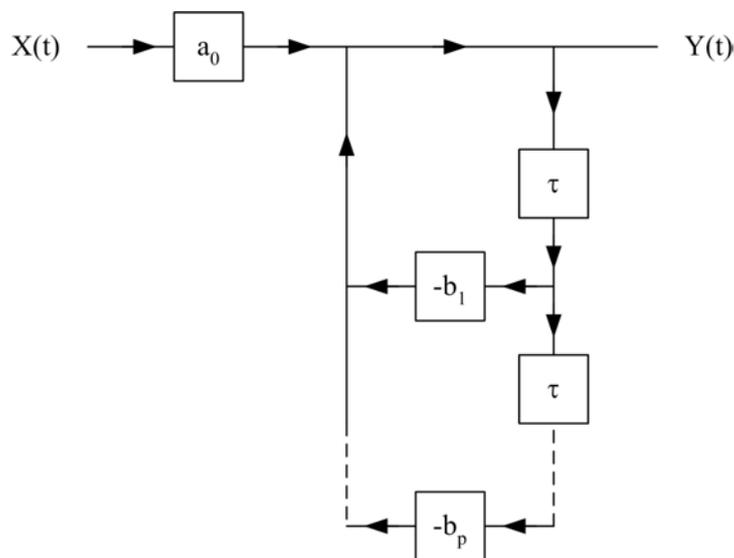
L'équation temporelle d'un filtre récursif simplifié s'écrit en posant :

$$a_k = 0 \quad \forall k \neq 0$$

alors :

$$y(t) = a_0 x(t) - \sum_{p=1}^P b_p y(t - p\tau) \quad (\text{I-9})$$

Le graphe de fluence décrivant ce type de filtre d'ordre P est présenté ci-dessous :



**Figure I.3 :** Graphe de fluence d'un filtre récursif simplifié

La fonction de transfert se met alors sous la forme :

$$H(f) = \frac{a_0}{1 + \sum_{p=1}^P b_p e^{-2j\pi f p \tau}} \quad (\text{I-10})$$

De la même façon que le modèle transversal, en utilisant la transformée en  $Z$ , nous obtenons :

$$H(Z) = \frac{a_0}{1 + \sum_{p=1}^P b_p Z^{-p}} \quad (\text{I-11})$$

Du fait de la nature de leurs structures, les filtres récursifs et transversaux possèdent plusieurs propriétés. Dans le paragraphe suivant, nous détaillons deux propriétés qui sont la périodicité et le principe d'accord en fréquence de la réponse.

## II.4 PROPRIETES DES FILTRES RECURSIFS ET TRANSVERSAUX

### II.4.1. PERIODICITE DE LA FONCTION DE TRANSFERT

La fonction de transfert d'un filtre récursif d'ordre  $(N;P)$  est rappelée ci-dessous :

$$H(f) = \frac{\sum_{k=0}^N a_k e^{-2j\pi f k \tau}}{1 + \sum_{p=1}^P b_p e^{-2j\pi f p \tau}}$$

Il peut être facilement mis en évidence que cette fonction est périodique de période  $f_0 = \frac{1}{\tau}$ , en effet :

$$e^{-2j\pi(f+mf_0)k\tau} = e^{-2j\pi f k \tau} e^{-2j\pi m k} = e^{-2j\pi f k \tau}$$

$H(f)$  peut se mettre sous la forme suivante, faisant apparaître sa nature périodique :

$$H(f) = H_0(f) * \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \delta(f - i f_0)$$

où  $H_0(f)$  représente le motif élémentaire de la fonction de transfert  $H(f)$  et  $f_0$  la période.

## II.4.2. ACCORDABILITE FREQUENTIELLE DES FILTRES RECURSIFS ET TRANSVERSAUX

En plus de la propriété de périodicité de leur fonction de transfert, l'accordabilité fréquentielle des filtres récursifs et transversaux peut être étudiée.

Réaliser l'accord en fréquence de la réponse d'un filtre revient à décaler sa fonction de transfert d'une quantité  $\Delta f$  autour de la fréquence centrale initiale  $f_0$ .

L'expression générale de la fonction de transfert (I-3) décalée s'écrit :

$$H(f - \Delta f) = \frac{\sum_{k=0}^N a_k e^{-2j\pi(f-\Delta f)k\tau}}{1 + \sum_{p=1}^P b_p e^{-2j\pi(f-\Delta f)p\tau}}$$

alors :

$$H(f - \Delta f) = \frac{\sum_{k=0}^N (a_k e^{+2j\pi\Delta f k\tau}) e^{-2j\pi f k\tau}}{1 + \sum_{p=1}^P (b_p e^{+2j\pi\Delta f p\tau}) e^{-2j\pi f p\tau}} \quad (\text{I-12})$$

La fonction de transfert ainsi obtenue est celle d'un filtre récursif caractérisé par un nouvel ensemble de coefficients  $\{A_k\}$  et  $\{B_p\}$  définis comme suit :

$$\begin{cases} A_k = a_k e^{jk\varphi} \\ B_p = b_p e^{jp\varphi} \end{cases} \quad \text{avec} \quad \varphi = 2\pi \frac{\Delta f}{f_0}$$

Physiquement, l'accord s'effectue donc par l'introduction, dans chaque branche du filtre, d'un déphasage indépendant de la fréquence et proportionnel à l'indice de la branche considérée.

Le déphasage unitaire  $\varphi$  est lui-même proportionnel à l'amplitude de l'accord que nous désirons réaliser.

## II.5 STABILITE DES FILTRES RECURSIFS ET TRANSVERSAUX

Les filtres récursifs et transversaux appartiennent à la famille des systèmes bouclés. De plus, l'insertion d'éléments actifs au sein de leurs structures impose une analyse spécifique de la stabilité électrique.

Considérons la fonction en  $Z$  d'un filtre récursif d'ordre  $(N;P)$ ,  $h(n)$  étant la réponse impulsionnelle du filtre :

$$H(Z) = \frac{\sum_{k=0}^N a_k Z^{-k}}{1 + \sum_{p=1}^P b_p Z^{-p}} = T_Z(h(n)) = \sum_{n=0}^{+\infty} h_n Z^{-n} \quad (\text{I-13})$$

La condition nécessaire et suffisante pour qu'un filtre linéaire de réponse impulsionnelle  $h_n$  soit stable est :

$$\sum_{n \in \mathbb{Z}} |h_n| < \infty$$

Appliquée au filtre récursif considéré, nous obtenons :

$$|H(Z)| \leq \sum_{n=0}^{+\infty} |h_n| |Z^{-n}| < \infty \quad \text{pour} \quad |Z| \geq 1 \quad (\text{I-14})$$

L'expression (I-13) possède en général  $N$  zéros et  $P$  pôles et peut par ailleurs être décomposée sous la forme :

$$H(Z) = a_0 \frac{(1 - Z_0 Z^{-1})(1 - Z_1 Z^{-1}) \dots (1 - Z_N Z^{-1})}{(1 - P_0 Z^{-1})(1 - P_1 Z^{-1}) \dots (1 - P_P Z^{-1})} \quad (\text{I-15})$$

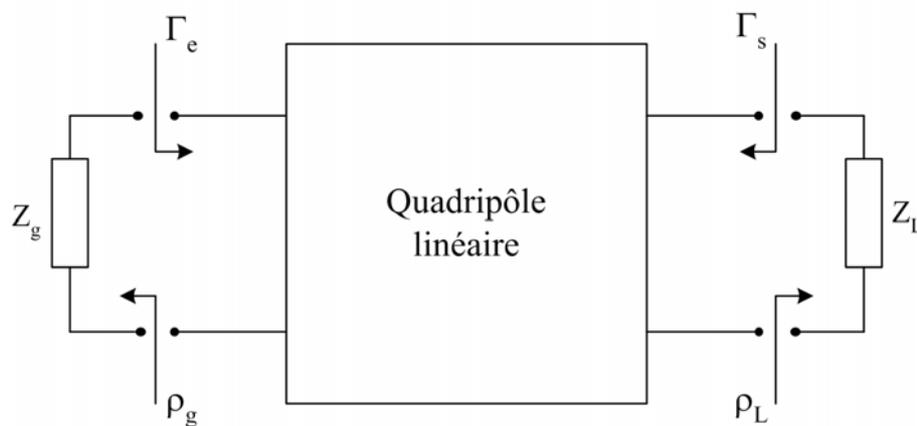
La stabilité du modèle exige que les pôles  $P_i$  de la fonction de transfert soient à l'intérieur du cercle unité  $|Z| = 1$  du plan complexe. Ce critère de stabilité est celui qui est établi pour les basses fréquences. Aux fréquences microondes, pour caractériser la stabilité d'un circuit linéaire, nous utilisons deux critères principaux qui permettent de contrôler :

- ↪ La stabilité extrinsèque du circuit linéaire.
- ↪ La stabilité intrinsèque du circuit linéaire.

### III. CRITERES DE STABILITE D'UN CIRCUIT LINEAIRE MICROONDE

L'étude de la stabilité extrinsèque d'un circuit linéaire a pour objet de définir quelles impédances de fermetures présentées aux accès du système conduisent à un fonctionnement électrique stable.

Le coefficient de Rollet K est le facteur utilisé dans les logiciels circuits pour caractériser la stabilité extrinsèque d'un quadripôle linéaire. Son expression est obtenue en considérant qu'un quadripôle linéaire, défini par sa matrice de répartition S, est inconditionnellement stable si pour toute impédance de charge à partie réelle positive placée à l'entrée ( $Z_g$ ) ou à la sortie ( $Z_L$ ), le module des coefficients de réflexion en entrée ( $\Gamma_e$ ) et en sortie ( $\Gamma_s$ ) est inférieur à 1 (figure I.4).



**Figure I.4 :** Quadripôle linéaire chargé en entrée par  $Z_g$  et en sortie par  $Z_L$

Les expressions de  $\Gamma_e$  et  $\Gamma_s$  sont :

$$\Gamma_e = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \rho_L}{1 - S_{22} \rho_L} \quad \text{et} \quad \Gamma_s = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \rho_g}{1 - S_{11} \rho_g} \quad (\text{I-16})$$

L'expression du facteur K se déduit des relations (I-16) en posant  $|\Gamma_e| < 1$  et  $|\Gamma_s| < 1$ .

Un quadripôle est inconditionnellement stable lorsqu'il est chargé en entrée et en sortie si pour toutes les fréquences nous avons :

$$\left\{ \begin{array}{l} K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta s|^2}{2|S_{12} S_{21}|} > 1 \\ \text{et} \\ |\Delta s| = |S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}| < 1 \end{array} \right. \quad (\text{I-17})$$

La condition sur  $\Delta s$  peut également être exprimée de la façon suivante :

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta s|^2 > 0 \quad (\text{I-18})$$

Dans le cas où l'un ou l'autre des deux critères de stabilité cités ci-dessus n'est pas vérifié, alors nous devons étudier les lieux d'impédances correspondant à la limite de l'instabilité du circuit aussi appelés cercles de stabilité.

Ces cercles, en entrée ou en sortie du dispositif, correspondent respectivement au lieu des points de l'abaque de Smith pour lesquels (figure I.4)  $|\Gamma_e| = 1$  et  $|\Gamma_s| = 1$ .

Deux cas de figure se présentent alors :

- ↪ A la fréquence considérée, si  $|S_{ii}| < 1$ , alors le centre de l'abaque de Smith est considéré comme un point stable. Si il appartient au cercle de stabilité alors l'intérieur du cercle correspond à la zone de charge stable.
- ↪ Si  $|S_{ii}| > 1$  à la fréquence considérée, alors le centre de l'abaque de Smith est considéré comme un point instable. Si il appartient au cercle de stabilité, alors l'intérieur du cercle correspond à la zone de charge instable.

Pour étudier de façon complète la stabilité d'un quadripôle linéaire il faut, en complément de l'analyse de la stabilité extrinsèque, analyser la stabilité intrinsèque. Il faut pour cela vérifier que la fonction NDF (Normalized Determinant Function) associée au quadripôle ne contient pas de pôles à partie réelle positive [84].

Le calcul de la NDF s'effectue en calculant les "return ratio" des sources dépendantes du circuit considéré.

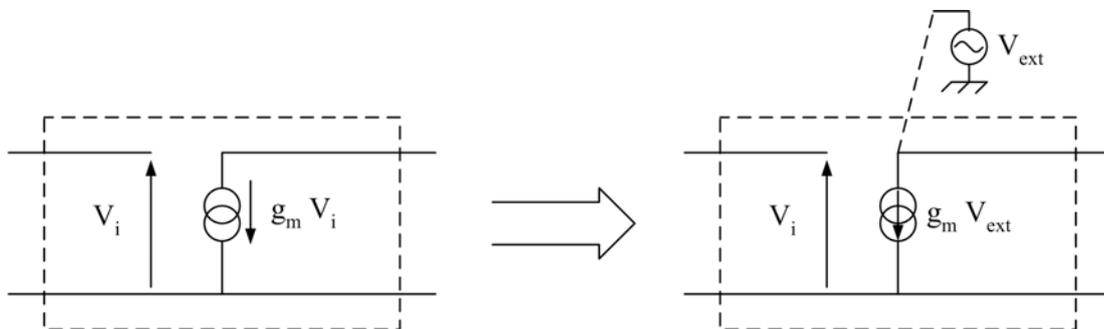
La fonction NDF est alors définie comme suit :

$$\text{NDF} = (1 + \text{RR}_1)(1 + \text{RR}_2) \cdots (1 + \text{RR}_i) \quad (\text{I-19})$$

où  $\text{RR}_i$  est le "return ratio" de la  $i^{\text{ème}}$  source lorsque les  $i-1^{\text{èmes}}$  sources précédentes sont successivement éteintes.

Dans le domaine du filtrage actif, les sources contrôlées sont généralement celles liées aux transistors.

Dans les cas où les sources contrôlées sont des sources de courant contrôlées en tension, les "return ratio", homogènes à des gains en tension, se calculent en déterminant pour chaque source de courant contrôlée, la tension  $V_i$  ramenée à son accès d'entrée initial lorsque la source de courant est commandée par une tension externe  $V_{\text{ext}}$  comme indiqué sur la figure ci-dessous :



**Figure I.5 :** Source contrôlée nécessaire au calcul de la NDF

L'expression du "return ratio" pour la  $i^{\text{ème}}$  source s'exprime de la façon suivante :

$$\text{RR}_i = -\frac{V_i}{V_{\text{ext}}} \quad (\text{I-20})$$

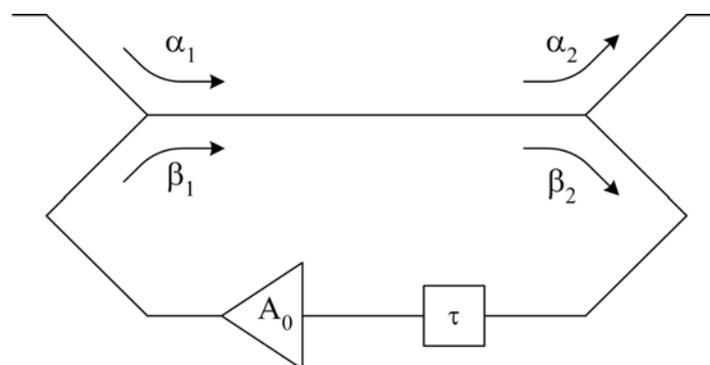
Cette expression peut être facilement évaluée à l'aide du logiciel de simulation circuit ADS [80].

Si le tracé de la NDF entoure l'origine du plan complexe image dans le sens horaire, le dispositif actif possède alors des pôles à partie réelle positive. Le nombre de ces pôles est égal au nombre d'encerclements. Le circuit est alors instable.

Cette méthode est utilisée pour caractériser la stabilité intrinsèque de systèmes bouclés tels que les filtres récurrents et transversaux [34], [36].

### III.1 EXEMPLE D'APPLICATION DE LA METHODE DE LA NDF SUR UN FILTRE RECURRENT DU PREMIER ORDRE [36]

La structure de filtre étudié est celle décrite ci-dessous :



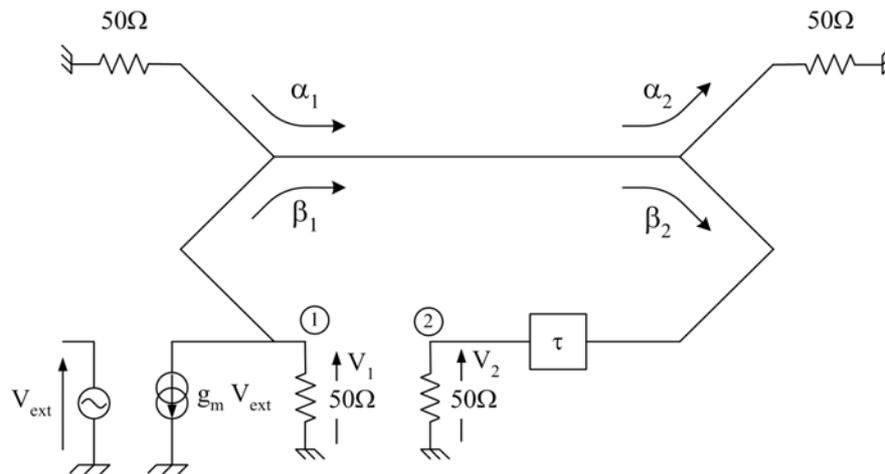
**Figure I.6 :** Filtre récurrent du premier ordre

Dans le cas présent, le circuit ne contient qu'un seul élément actif, l'amplificateur  $A_0$ . La fonction NDF exprimée à l'aide du "return ratio" RR, s'écrit :

$$\text{NDF} = 1 + \text{RR} \quad (\text{I-21})$$

La méthode d'étude de la stabilité intrinsèque implique de remplacer l'amplificateur idéal  $A_0$  par une source de courant contrôlée en tension adaptée en entrée et en sortie à  $Z_0 = 50 \Omega$ .

La structure du filtre utilisée pour le calcul de la fonction NDF est donnée ci-dessous :



**Figure I.7 :** Structure du filtre récursif utilisée pour le calcul de la fonction NDF

L'expression du "return ratio" RR s'écrit donc :

$$RR = -\frac{V_2}{V_{\text{ext}}}$$

Nous en déduisons l'expression de la fonction NDF associée à la structure figure I.7 qui est donnée ci-dessous :

$$NDF = 1 + \frac{S_{21} g_m Z_0}{2} \quad (\text{I-22})$$

avec  $S_{21} = \beta_1 \beta_2 Z^{-1}$  et  $Z = e^{2j\pi f\tau}$

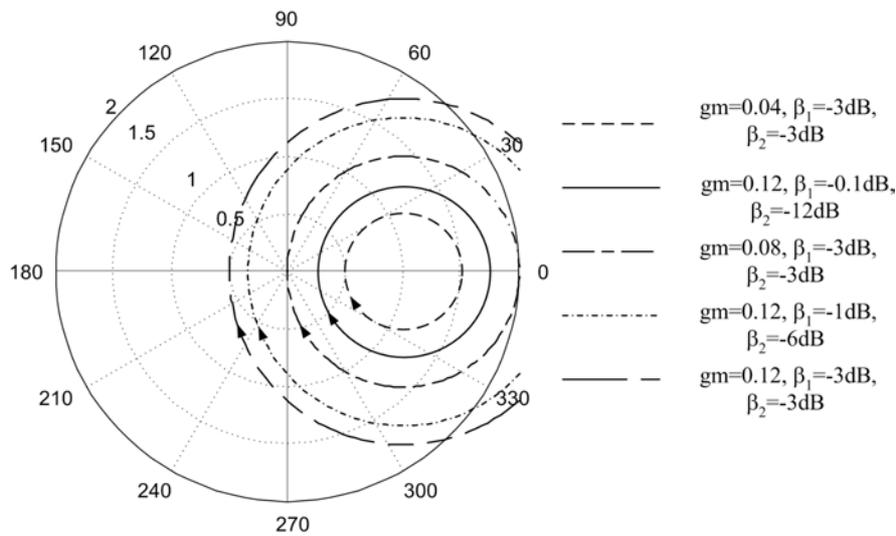
Considérons l'expression de la fonction de transfert du filtre récursif décrit figure I.6 :

$$H(Z) = \frac{\alpha_1 \alpha_2}{1 + \frac{Z_0 g_m}{2} \beta_1 \beta_2 Z^{-1}} \quad (\text{I-23})$$

Comme nous pouvons le constater, nous retrouvons l'expression de la NDF (I-22) dans celle de la fonction de transfert (I-23). Alors, l'étude des zéros de la fonction NDF est équivalente à l'étude des pôles de la fonction de transfert  $H(Z)$  du système étudié.

Si le tracé de la fonction NDF, dans le plan complexe image, entoure l'origine dans le sens horaire, lorsque la fréquence varie de  $-\infty$  à  $+\infty$ , alors le filtre est instable.

La figure ci-dessous représente le tracé de la fonction NDF pour plusieurs ensembles de valeur des variables du filtre  $\beta_1$ ,  $\beta_2$  et  $g_m$ .



**Figure I.8 :** Tracé de la NDF pour différentes valeurs des variables du filtre

Pour des valeurs de couplage  $\beta_1$  et  $\beta_2$  constantes, égales à -3 dB, la limite de stabilité de la structure récurrente est atteinte pour une valeur de  $g_m$  égale à 0,08. Cependant, il est possible de stabiliser la structure en jouant sur les variables  $\beta_1$  et  $\beta_2$  (figure I.7).

L'étude de la stabilité extrinsèque et intrinsèque d'une structure active ne suffit pas à la décrire complètement. En effet, la description en bruit de la structure est un élément important pour l'utilisation potentielle de cette structure au sein d'une chaîne de traitement du signal. Cette analyse est faite dans le paragraphe suivant.

#### IV. LE BRUIT DANS LES QUADRIPOLES LINEAIRES

Le facteur de bruit, introduit initialement par Friis pour caractériser en bruit les quadripôles linéaires, est une grandeur qui décrit la dégradation du rapport signal à bruit lorsque le signal traverse le quadripôle.

Le facteur de bruit  $F$  d'un quadripôle  $Q$  s'exprime de la façon suivante :

$$F = \frac{(S_s / N_s)_{\text{entrée}}}{(S_o / N_o)_{\text{sortie}}} \quad (\text{I-24})$$

$S_s$  et  $N_s$  sont respectivement les puissances disponibles de signal et de bruit à l'entrée du quadripôle Q

$S_o$  et  $N_o$  sont respectivement les puissances disponibles de signal et de bruit en sortie du quadripôle Q.

Soit  $G_{av}$  le gain en puissance disponible du quadripôle Q :

$$G_{av} = \frac{\text{Puissance disponible en sortie du quadripôle}}{\text{Puissance disponible à l'entrée du quadripôle}} \quad (\text{I-25})$$

Nous pouvons donc écrire que :

$$S_o = G_{av} S_s \quad \text{et} \quad N_o = N_s G_{av} + N_Q \quad (\text{I-26})$$

où  $N_Q$  représente la puissance de bruit disponible en sortie due uniquement au quadripôle Q bruyant.

D'après la définition du facteur de bruit, nous avons :

$$F = \frac{(S_s / N_s)}{(S_o / N_o)} = \frac{(S_s / N_s)}{\frac{G_{av} S_s}{N_s G_{av} + N_Q}} = \frac{N_s G_{av} + N_Q}{G_{av} N_s}$$

$$\Rightarrow F = 1 + \frac{N_Q}{G_{av} N_s} \quad (\text{I-27})$$

La relation (I-27) montre que le facteur de bruit d'un quadripôle Q, chargé en entrée par  $Z_s$  et en sortie par  $Z_L$ , dépend de la puissance de bruit disponible en entrée du quadripôle, c'est-à-dire de l'impédance de la source.

Dans le cas où l'impédance interne de la source vaut  $Z_s = Z_0$ , alors la puissance de bruit disponible à l'entrée du quadripôle est d'origine thermique et vaut :

$$N_s = k T_0 \Delta f \quad (\text{I-28})$$

où  $k$  représente la constante de Boltzman

$$T_0 = 290 \text{ K}$$

$\Delta f$  : la bande de fréquence

#### IV.1 MODELISATION DU BRUIT DANS UN QUADRIPOLE LINEAIRE

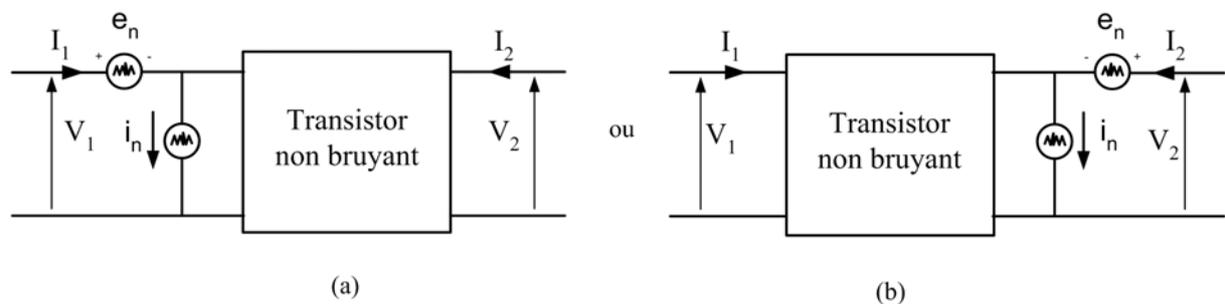
Pour exprimer le facteur de bruit d'un quadripôle Q bruyant, il est nécessaire de ramener les sources de bruit soit en entrée, soit en sortie de ce quadripôle.

Il existe plusieurs façons de modéliser le quadripôle Q non bruyant associé aux sources de bruit extraites. Hartmann, [75], a dénombré douze façons différentes de procéder.

Parmi celles-ci, la représentation de type cascade est intéressante car elle permet d'exprimer le facteur de bruit en fonction des quatre paramètres de bruit qui sont :

- ↪ Le facteur de bruit minimum :  $F_{\min}$ .
- ↪ La résistance équivalente de bruit :  $R_n$ .
- ↪ Les parties réelles et imaginaire de l'admittance optimale de la source pour laquelle le facteur de bruit est minimum :  $Y_{\text{sopt}}$ .

La représentation de type cascade utilise deux générateurs de bruit  $e_n$  et  $i_n$  corrélés, ramenés soit en entrée, soit en sortie du quadripôle Q comme le montre la figure suivante :



**Figure I.9 :** Modélisation de type cascade avec les sources de bruit situées en entrée (a) ou en sortie (b)

Le facteur de bruit en fonction des quatre paramètres de bruit s'exprime de la façon suivante [45] :

$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{R_e(Y_s)} |Y_s - Y_{\text{sopt}}|^2 \quad (\text{I-29})$$

où  $Y_s$  représente l'admittance de la source.

Cette expression est très fréquemment utilisée, aussi bien dans le domaine de la CAO des circuits microondes que dans le domaine expérimental pour la mesure des performances en bruit de systèmes actifs.

Dans le cas où les sources de bruit sont ramenées en sortie du quadripôle (figure I-9(b)), alors l'expression générale du facteur de bruit est :

$$F = 1 + \frac{\text{Puissance de bruit disponible due au quadripôle Q ramenée en sortie}}{\text{Puissance de bruit disponible de la source ramenée en sortie}} \quad (\text{I-30})$$

En outre, les modélisations de type cascade, de type parallèle ou bien de type série, [57], sont généralement utilisées pour décrire en bruit un composant. En effet, ces modélisations nécessitent le plus souvent la connaissance du schéma équivalent en bruit du système étudié. Ceci limite leurs utilisations à un ensemble restreint de composants.

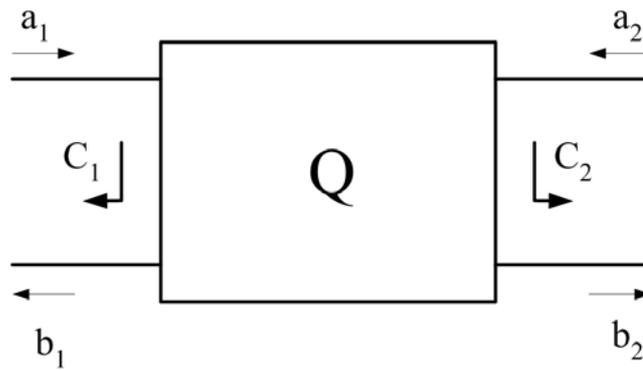
A l'opposé, la modélisation utilisant le formalisme des ondes de bruit, [67], permet de résonner au niveau système. En effet, ce formalisme nous permet de caractériser en bruit les systèmes actifs les plus complexes.

## IV.2 MODELISATION DU BRUIT PAR LE FORMALISME DES ONDES DE BRUIT

Le formalisme des ondes de bruit a été introduit par Penifield, [86], il consiste à modéliser le bruit d'un quadripôle par des générateurs d'ondes de bruit  $C_1$  et  $C_2$  corrélés, internes aux quadripôles bruités (figure I-10) et contribuant à l'expression des ondes  $b_1$  et  $b_2$  de la façon suivante, [67] :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} C_1 \\ C_2 \end{pmatrix} \quad (\text{I-31})$$

Les  $S_{ij}$  représentent les éléments de la matrice  $S$  de répartition du quadripôle. La représentation des ondes de bruit liées au quadripôle  $Q$  est donnée sur la figure suivante :



**Figure I.10 :** Modélisation des sources de bruit par les ondes de bruit

La matrice de corrélation  $C_s$  du quadripôle  $Q$  est donnée par :

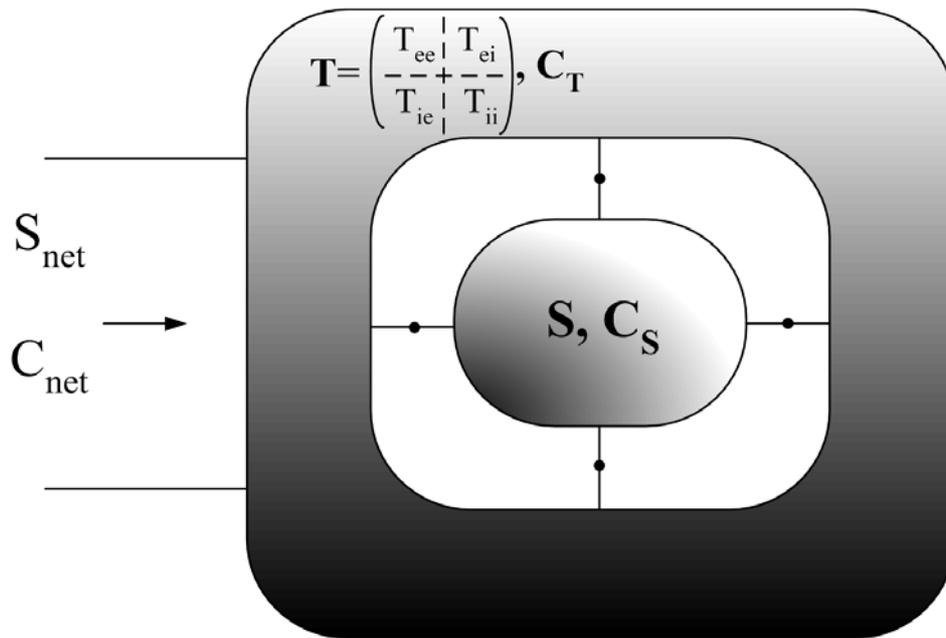
$$C_s = \begin{pmatrix} \overline{|C_1|^2} & \overline{C_1 C_2^*} \\ \overline{C_1^* C_2} & \overline{|C_2|^2} \end{pmatrix} \quad (\text{I-32})$$

Les termes  $\overline{|C_1|^2}$  et  $\overline{|C_2|^2}$  représentent respectivement la puissance de bruit en entrée et en sortie du quadripôle  $Q$  par Hertz de bande. Les termes  $\overline{C_1 C_2^*}$  et  $\overline{C_1^* C_2}$  représentent les produits de corrélation des ondes de bruit  $C_1$  et  $C_2$ .

### IV.3 CALCUL DE LA FONCTION DE TRANSFERT ET DE LA MATRICE DE CORRELATION DES ONDES DE BRUIT D'UN SYSTEME GLOBAL [67]

Le calcul de la matrice de corrélation du système étudié, ainsi que celui de la fonction de transfert est une première étape dans le calcul de l'expression analytique du facteur de bruit de ce système.

La figure I.11 représente un système décrit par sa matrice de répartition  $S$  et sa matrice de corrélation des ondes de bruit  $C_s$ , connecté à un deuxième système de matrice de répartition  $T$  et de matrice de corrélation des ondes de bruit  $C_T$ .



**Figure I.11** : Principe de subdivision du système étudié pour l'application de la méthode de calcul basée sur le formalisme des ondes de bruit

La matrice de répartition  $T$  du système reliant les connexions externes (avec la source) et internes (avec le sous-système de matrice de répartition  $S$ ), doit être subdivisée en quatre sous-matrices de la façon suivante :

$$T = \begin{pmatrix} T_{ee} & \vdots & T_{ei} \\ \dots & \vdots & \dots \\ T_{ie} & \vdots & T_{ii} \end{pmatrix} \quad (\text{I-33})$$

où l'indice  $e$  représente les nœuds de connexions externes et  $i$  les nœuds de connexions internes.

Les nœuds de connexions externes sont ceux partagés entre les ports et le sous-système  $T$ , les nœuds de connexions internes sont ceux partagés entre les deux sous-systèmes  $T$  et  $S$ .

Chaque sous-système est caractérisé en bruit par sa matrice de corrélation des ondes de bruit.

↪ Si le sous-système est passif, la matrice de corrélation des ondes de bruit a pour expression :

$$C = kT_0(I - AA^+) \quad (I-34)$$

avec : k : constante de Boltzman

$$T_0 = 290 \text{ K}$$

A : matrice de répartition du sous-système considéré

+ : matrice conjuguée transposée

I : matrice identité

↪ Si le sous-système est actif, la matrice de corrélation des ondes de bruit s'écrit de la façon suivante :

$$C = \begin{pmatrix} \overline{|C_1|^2} & \overline{C_1 C_2^*} \\ \overline{C_1^* C_2} & \overline{|C_2|^2} \end{pmatrix} \quad (I-35)$$

Une fois les matrices T, C<sub>T</sub>, S et C<sub>s</sub> déterminées, nous pouvons calculer la matrice de corrélation C<sub>net</sub> du système global. Cette matrice est donnée par la relation ci-dessous :

$$C_{\text{net}} = \Lambda C_s \Lambda^+ + [I \mid \Lambda S] C_T [I \mid \Lambda S]^+ \quad (I-36)$$

avec I : matrice identité

+ : matrice conjuguée transposée

| : matrice augmentée

La matrice  $\Lambda$  est une matrice de calcul intermédiaire donnée par la relation suivante :

$$\Lambda = T_{ei} (I - S T_{ii})^{-1} \quad (I-37)$$

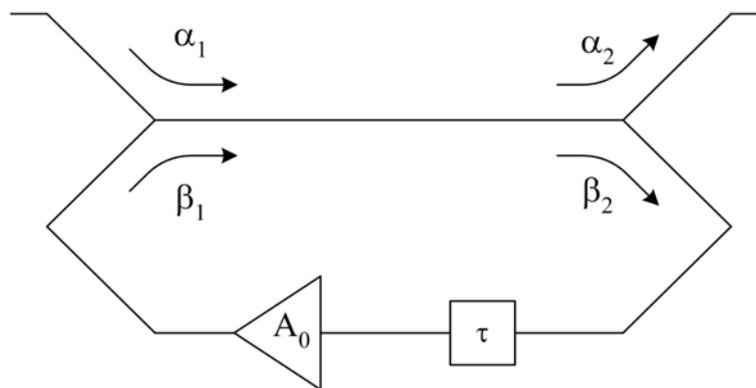
Pour définir la fonction de transfert du système étudié, la matrice de répartition S<sub>net</sub> du système se calcule grâce à la relation ci-dessous :

$$S_{\text{net}} = T_{ee} + \Lambda S T_{ie} \quad (I-38)$$

#### IV.4 EXEMPLE D'APPLICATION DE LA METHODE : CALCUL DU FACTEUR DE BRUIT D'UN FILTRE RECURSIF DU PREMIER ORDRE [57]

Pour mieux illustrer cette méthode de calcul des expressions analytiques du facteur de bruit et de la fonction de transfert d'un système, nous allons traiter l'exemple d'un filtre récursif du premier ordre.

La topologie de ce filtre récursif est donnée sur la figure suivante :

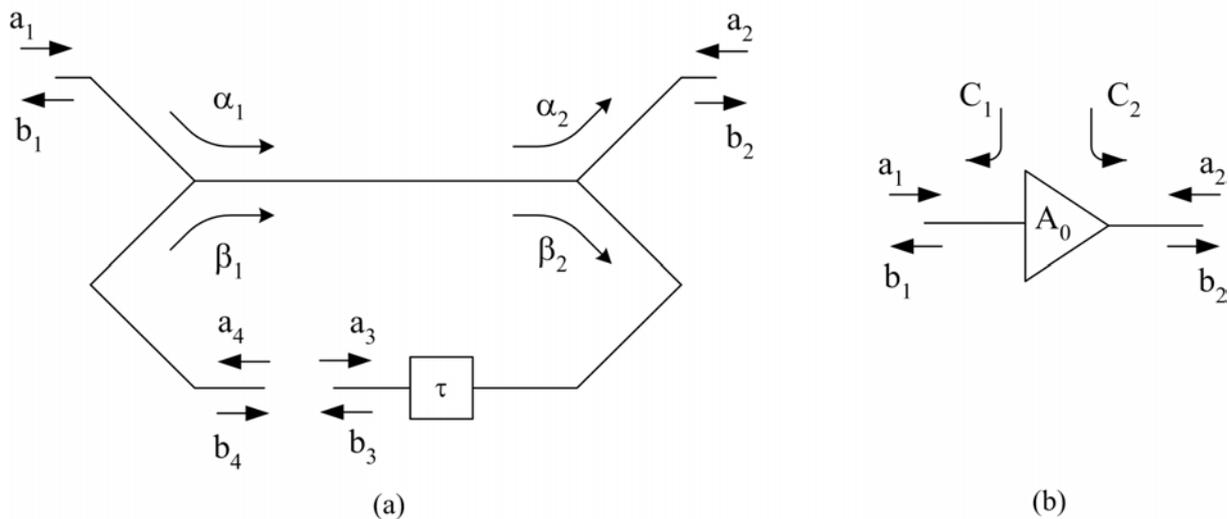


**Figure I.12 :** Topologie d'un filtre récursif du premier ordre

Ce filtre se compose de deux combineurs / diviseurs de puissance de valeurs de couplage  $(\alpha_1, \beta_1)$  et  $(\alpha_2, \beta_2)$ , d'un élément de retard  $\tau$  et d'un amplificateur unilatéral de gain  $A_0$  adapté à  $Z_0 = 50 \Omega$  en entrée et en sortie.

La première étape du calcul consiste à identifier les deux sous-systèmes qui composent le filtre global dans le but de calculer la matrice de corrélation des ondes de bruit, ainsi que la matrice de paramètres S. Dans notre cas, le premier sous-système est passif, il se compose des deux combineurs / diviseurs de puissance et de l'élément du retard  $\tau$ . Le deuxième sous-système est composé de l'amplificateur de gain  $A_0$ , il est donc actif.

Les deux sous-systèmes sont représentés sur la figure ci-dessous :



**Figure I.13 :** Sous-systèmes passif (a) et actif (b) du filtre récursif du premier ordre

Le sous-système passif est décrit par sa matrice de répartition  $T$  et sa matrice de corrélation des ondes de bruit  $C_T$ .

$$C_T = \begin{pmatrix} T_{ee} & \vdots & T_{ei} \\ \cdots & \vdots & \cdots \\ T_{ie} & \vdots & T_{ii} \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad C_T = k T_0 (I - TT^+)$$

La matrice  $T$  doit être subdivisée en quatre sous-matrices représentant les connexions entre les différents nœuds externe et interne du dispositif.

L'amplificateur de gain  $A_0$  est décrit par les matrices suivantes :

$$S = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ A_0 & 0 \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad C_s = \begin{pmatrix} \overline{|C_1|^2} & \overline{C_1 C_2^*} \\ \overline{C_2 C_1^*} & \overline{|C_2|^2} \end{pmatrix}$$

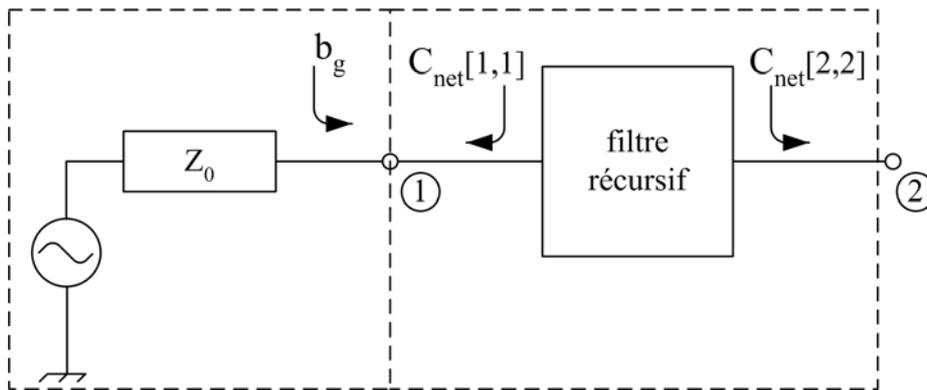
Après avoir effectué les calculs matriciels à l'aide du logiciel de calcul analytique Maple [66], nous trouvons l'expression de la matrice  $C_{\text{net}}$  du système global qui est de la forme :

$$C_{\text{net}} = \begin{pmatrix} C_{\text{net}}[1,1] & C_{\text{net}}[1,2] \\ C_{\text{net}}[2,1] & C_{\text{net}}[2,2] \end{pmatrix}$$

Chaque terme  $C_{\text{net}}[i,j]$  est fonction des variables du filtre, et des ondes de bruit  $C_1$  et  $C_2$  liées à l'amplificateur. Le calcul de la matrice de répartition  $S_{\text{net}}$  du filtre, nous donne accès à l'expression de la fonction de transfert :

$$S_{\text{net}}[2,1] = \frac{\alpha_1 \alpha_2}{1 - A_0 \beta_1 \beta_2 e^{-2j\pi f\tau}} \quad (\text{I-39})$$

L'étape finale du calcul du facteur de bruit du filtre consiste à connecter le système à une source d'impédance interne  $Z_0$  :



**Figure I.14 :** Filtre récursif connecté à une source

Les deux nouveaux sous-systèmes sont définis comme étant :

↳ La source caractérisée par les matrices :

$$S = (0) \quad \text{et} \quad C_S = \left( \overline{|b_g|^2} \right)$$

où  $\overline{|b_g|^2}$  représente la puissance du bruit disponible en sortie de la source

↳ Le filtre récursif caractérisé par les matrices :

$$T = \begin{pmatrix} S_{\text{net}}[2,2] & S_{\text{net}}[2,1] \\ S_{\text{net}}[1,2] & S_{\text{net}}[1,1] \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad C_T = \begin{pmatrix} C_{\text{net}}[2,2] & C_{\text{net}}[2,1] \\ C_{\text{net}}[1,2] & C_{\text{net}}[1,1] \end{pmatrix}$$

De la même façon que nous avons calculé l'expression de la matrice de corrélation globale  $C_{\text{net}}$  du filtre récursif, nous allons exprimer la matrice de corrélation du nouveau système composé de la source et du filtre.

Après calcul, nous trouvons l'expression suivante :

$$C_{\text{tot}} = |S_{\text{net}}[2,1]|^2 \overline{|b_g|^2} + \overline{|C_{\text{net}}[2,2]|^2} \quad (\text{I-40})$$

$C_{\text{net}}[2,2]$  représente la puissance de bruit en sortie du système due uniquement au filtre récursif. Le terme  $|S_{\text{net}}[2,1]|^2 \overline{|b_g|^2}$  représente la puissance de bruit disponible de la source ramenée en sortie du système étudié.

En considérant la définition du facteur de bruit donnée au (I-27), l'expression du facteur de bruit du filtre récursif est donnée par la relation ci-dessous :

$$F = 1 + \frac{\overline{|C_{\text{net}}[2,2]|^2}}{|S_{\text{net}}[2,1]|^2 \overline{|b_g|^2}} \quad (\text{I-41})$$

La puissance de bruit thermique, normalisée par rapport à  $\Delta f$ , due à la source s'exprime de la façon suivante :

$$\overline{|b_g|^2} = K T_0 \quad (\text{I-42})$$

avec  $K$  : constante de Boltzman

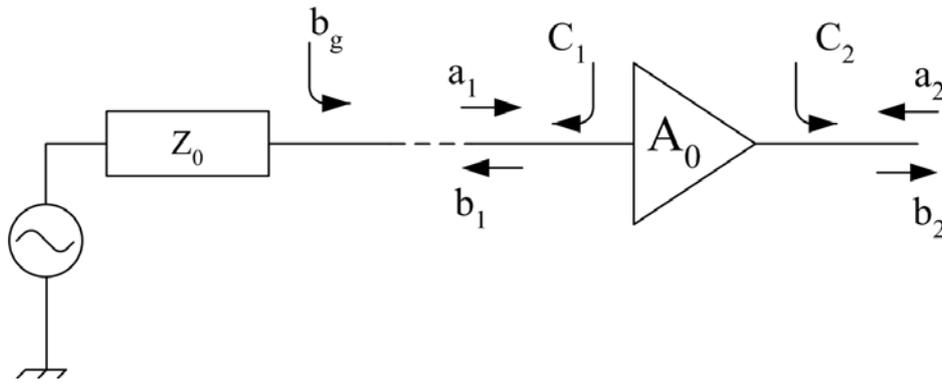
$$T_0 = 290 \text{ K}$$

Dans notre cas, chaque élément qui compose le filtre récursif est adapté à  $Z_0 = 50 \Omega$ , le gain en puissance disponible a donc pour expression :

$$G_{\text{av}} = |S_{21}|^2 \quad (\text{I-43})$$

Le résultat trouvé est donc cohérent avec la formule du facteur de bruit (I-27). L'ensemble des calculs est détaillé en annexe B.

Si nous considérons, maintenant, l'amplificateur de gain  $A_0$  connecté à une source comme le montre la figure ci-dessous :



**Figure I.15 :** Amplificateur unilatéral et gain  $A_0$  adapté en entrée et en sortie à  $Z_0$  connecté à une source

En employant la même méthode de calcul que pour le filtre récursif, nous cherchons l'expression du facteur de bruit de l'amplificateur.

Après calcul, nous obtenons l'expression suivante :

$$F_a = 1 + \frac{\overline{|C_2|^2}}{|A_0|^2 \overline{|b_g|^2}} \quad (\text{I-44})$$

Nous en déduisons la relation suivante :

$$\frac{\overline{|C_2|^2}}{\overline{|b_g|^2}} = (F_a - 1) |A_0|^2 \quad (\text{I-45})$$

Cette relation va nous permettre d'exprimer le facteur de bruit du filtre récursif en fonction de celui du facteur de bruit de l'amplificateur inclus dans la structure.

L'expression finale du facteur de bruit est donnée ci-dessous :

$$F = 1 + \frac{\frac{\alpha_2^2 \beta_1^2 (F_a - 1) A_0^2}{|1 - A_0 \beta_1 \beta_2 e^{-2I\pi f\tau}|^2} - \beta_2^2 + \frac{\alpha_2^2 \beta_1 A_0 \beta_2 e^{-2I\pi f\tau}}{1 - A_0 \beta_1 \beta_2 e^{-2I\pi f\tau}} + \left( \frac{-\alpha_2 \beta_2 e^{2I\pi f\tau} + \frac{\alpha_2^3 \beta_1 A_0}{1 - A_0 \beta_1 \beta_2 e^{-2I\pi f\tau}}}{1 - A_0 \beta_1 \beta_2 e^{2I\pi f\tau}} \right) \alpha_2 \beta_1 A_0}{|S_{net}[2,1]|^2} \quad (\text{I-46})$$

## V. CONCLUSION

La première partie de ce chapitre est consacrée à la théorie des filtres récurrents et transversaux, de l'équation de la fonction de transfert dans le domaine fréquentiel, en passant par la propriété de périodicité de ces filtres, au principe d'accord en fréquence.

Par la suite, nous avons appliqué à ces structures les méthodes utilisées aux fréquences microondes pour définir la stabilité extrinsèque et intrinsèque d'un système actif. L'étude de la stabilité intrinsèque d'un filtre récurrent par le calcul de la fonction NDF, nous permet de conclure que la recherche des zéros de cette fonction est équivalente à celle des pôles de la fonction de transfert du système considéré.

La deuxième partie traite de la caractérisation en bruit d'une structure active. Nous introduisons plus particulièrement, une démarche de calcul théorique des expressions du facteur de bruit et de la fonction de transfert du système considéré. Cette dernière, basée sur le formalisme des ondes de bruit permet de caractériser en bruit le système global.

L'application de cette méthode à un filtre récurrent a permis de démontrer sa simplicité d'utilisation sur un système bouclé. Cependant, ce principe de calcul ne se limite pas aux filtres récurrents passe bande, elle peut aussi s'appliquer à l'étude de filtres stop bande, transversaux par exemple, dont la structure peut être plus complexe. La détermination de ces expressions analytiques est très utile pour imposer la forme et le niveau de la réponse du système étudié et permettre son optimisation en bruit.

Au sein des études menées dans la suite de ce manuscrit, les expressions analytiques de la fonction de transfert et du facteur de bruit permettent une étude approfondie de différentes topologies de filtres stop bande. Lors de la phase de conception d'un de ces filtres, l'étude de la stabilité de ce dernier est nécessaire pour en réaliser une étude complète.

# CHAPITRE II

*Méthode de synthèse de filtres réjecteurs sélectifs et  
étude de leur optimisation en bruit*



## I. INTRODUCTION

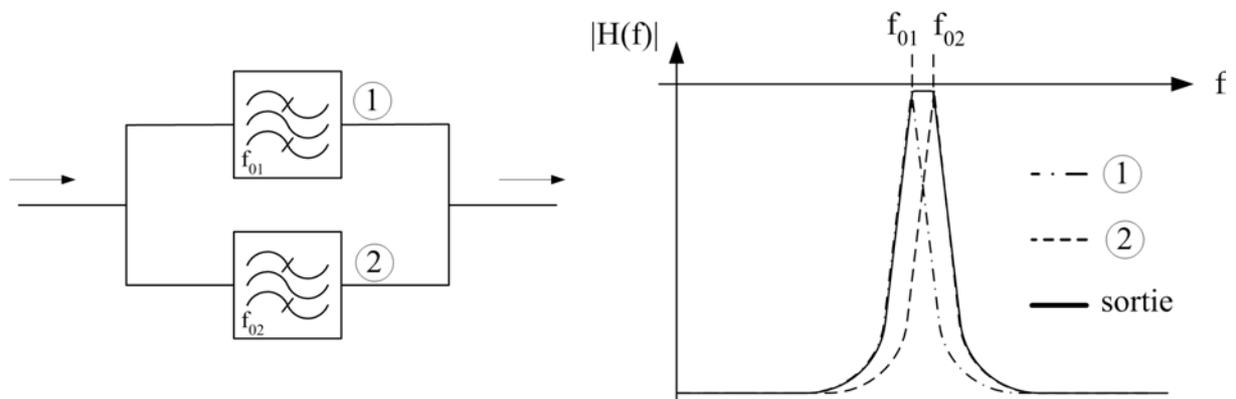
Les filtres transversaux s'inscrivent dans la famille des filtres basés sur la division / recombinaison de signaux. Cette famille peut se classer en deux catégories distinctes :

- ↪ Les filtres channélisés.
- ↪ Les filtres transversaux.

### I.1 LES FILTRES CHANNELISES

Les filtres channélisés utilisent le principe d'addition ou de soustraction pure de différentes formes de fonction de transfert de filtres.

Dans cet esprit, la topologie décrite ci-dessous permet d'additionner les réponses de deux filtres passe-bande centrés sur les fréquences  $f_{01}$  et  $f_{02}$  par un effet channélisé et cela sur toute la bande de fréquence considérée.



**Figure II.1** : Application de l'effet channélisé pour l'obtention d'un filtre passe bande large bande

A chaque point de fréquence, les signaux provenant de chaque branche s'additionnent de manière à obtenir la forme plus large bande du filtre passe bande résultant.

L'équation générale de la fonction de transfert du filtre channélisé est de la forme :

$$H(f) = Hp_{b_1}(f)e^{j\phi} + Hp_{b_2}(f) \quad (\text{II-1})$$

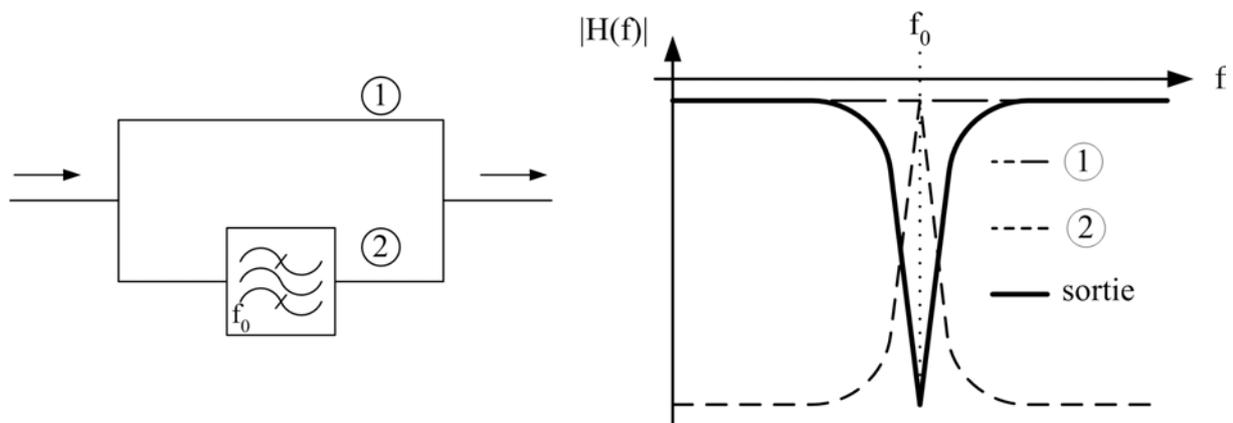
avec  $H(f)$  : fonction de transfert du filtre channéliné

$Hp_{b_1}(f)$  : fonction de transfert du filtre passe bande centré à  $f_{0_1}$

$Hp_{b_2}(f)$  : fonction de transfert du filtre passe bande centré à  $f_{0_2}$

$\phi$  : terme de phase constant en fréquence

La structure channélinée permet également de synthétiser des filtres stop bande en soustrayant, par exemple, à une réponse passe tout une réponse passe bande.



**Figure II.2** : Application de l'effet channéliné pour l'obtention d'un filtre stop bande

A chaque point de fréquence, le signal issu de la branche ② passe bande se soustrait au signal constant issu de la voie ①. La réponse résultante de cette structure est de type stop bande et se trouve directement liée à celle du filtre passe bande.

La fonction de transfert du filtre channéliné décrite sur la figure II.2 est :

$$H(f) = -e^{+j\phi} + Hp_b(f) \quad (\text{II-2})$$

avec  $H(f)$  : fonction de transfert du filtre channéliné

$Hp_b(f)$  : fonction de transfert du filtre passe bande centré à la fréquence  $f_0$

$\phi$  : terme de phase constant en fréquence

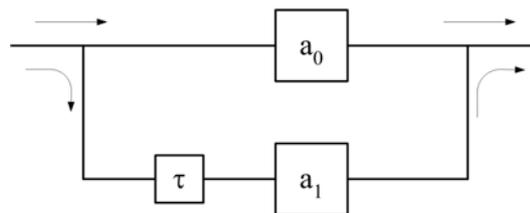
## I.2 LES FILTRES TRANSVERSAUX

Au sein de la famille des filtres récurrents, nous distinguons les filtres récurrents simplifiés et les filtres transversaux (cf. chapitre I).

Les filtres transversaux se distinguent des filtres canalisés par le fait qu'ils génèrent la fonction de transfert globale grâce à des recombinaisons constructives ou destructives des signaux à des fréquences déterminées.

Dans chacune des branches, les signaux ne sont pas nécessairement filtrés mais en général pondérés par une fonction qui s'identifie aux fréquences microondes à un amplificateur.

La figure ci-dessous représente le graphe de fluence d'un filtre transversal d'ordre 1 :



**Figure II.3 :** Graphe de fluence d'un filtre transversal du premier ordre

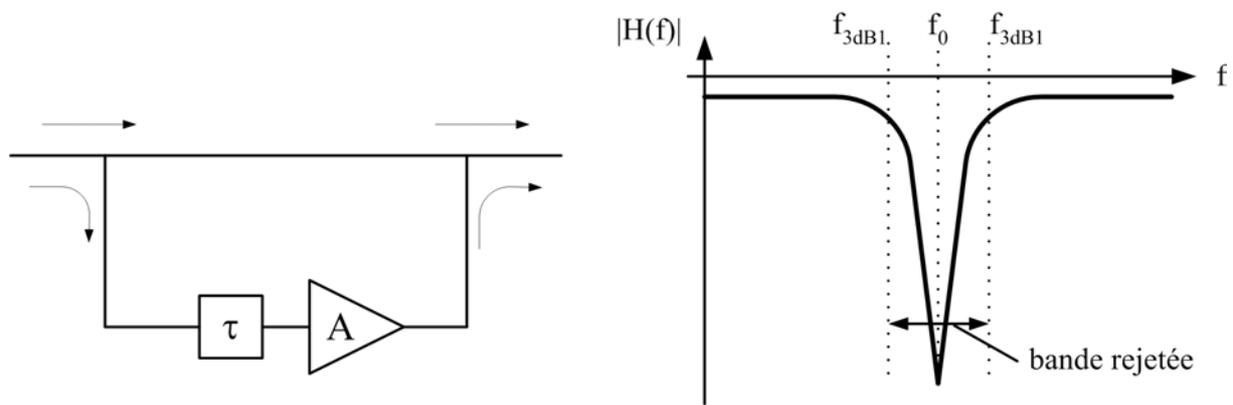
L'expression de la fonction de transfert associée est :

$$H_{\text{trans}}(f) = a_0 + a_1 e^{-2j\pi f\tau} \quad (\text{II-3})$$

avec  $a_0$  et  $a_1$  : coefficients de pondération théoriquement constants sur la bande de fréquence de travail

$\tau$  : temps de retard unitaire

La figure ci-dessous décrit un filtre stop bande transversal, ainsi que la fonction de transfert associée :



**Figure II.4 :** Filtre stop bande transversal d'ordre 1

L'expression de la fonction de transfert est donnée par la relation suivante :

$$H(f) = 1 + A e^{-2j\pi f\tau} \quad (\text{II-4})$$

Afin d'obtenir une forme stop bande de la réponse, la valeur du temps de retard  $\tau$  est choisie de telle façon qu'à  $f = f_0$ , l'interaction entre les signaux en sortie soit destructive, ce qui revient à écrire :  $e^{-2j\pi f_0\tau} = -1$ .

Dans les bandes de fréquences passantes, l'interaction des signaux en sortie du filtre est constructive (figure II.4).

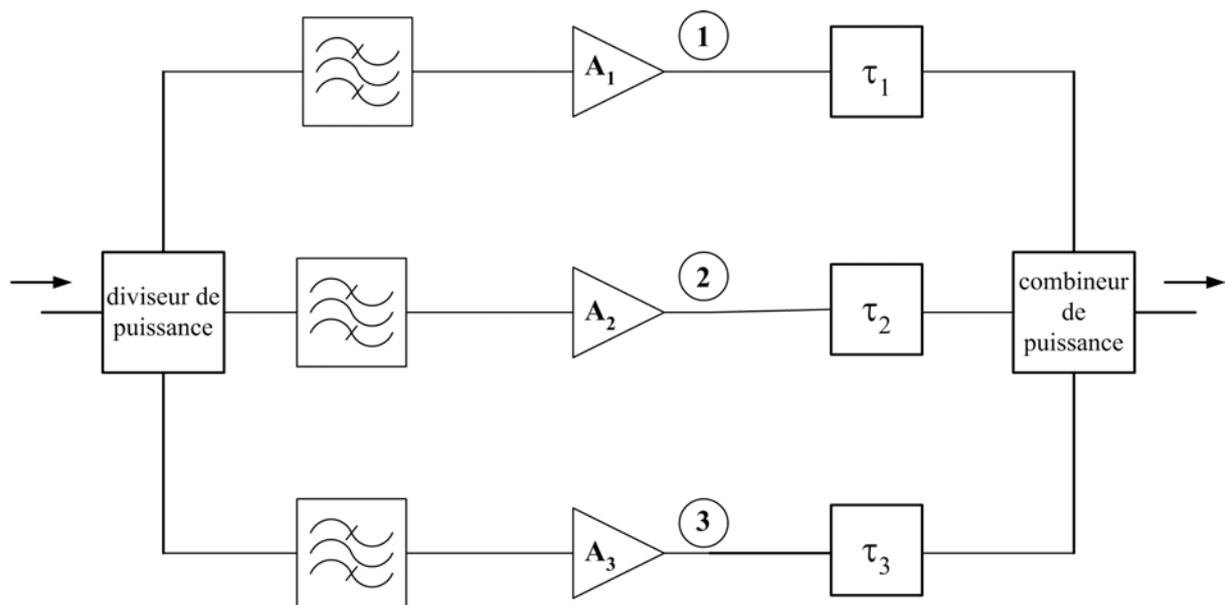
La valeur de gain  $A$  de l'amplificateur est choisie de telle façon qu'à la fréquence centrale, la recombinaison destructive crée le zéro de transmission (ici  $A = 1$  dans le cas idéal).

Il est aussi possible de réaliser des filtres transversaux passe bande. Il suffit alors de choisir le temps de retard de telle façon que pour  $f = f_0$  nous obtenons  $e^{-2j\pi f_0\tau} = 1$ . La recombinaison devient alors constructive à la fréquence centrale.

### I.3 TOPOLOGIE MIXTE : FILTRE CHANNELISE – TRANSVERSAL

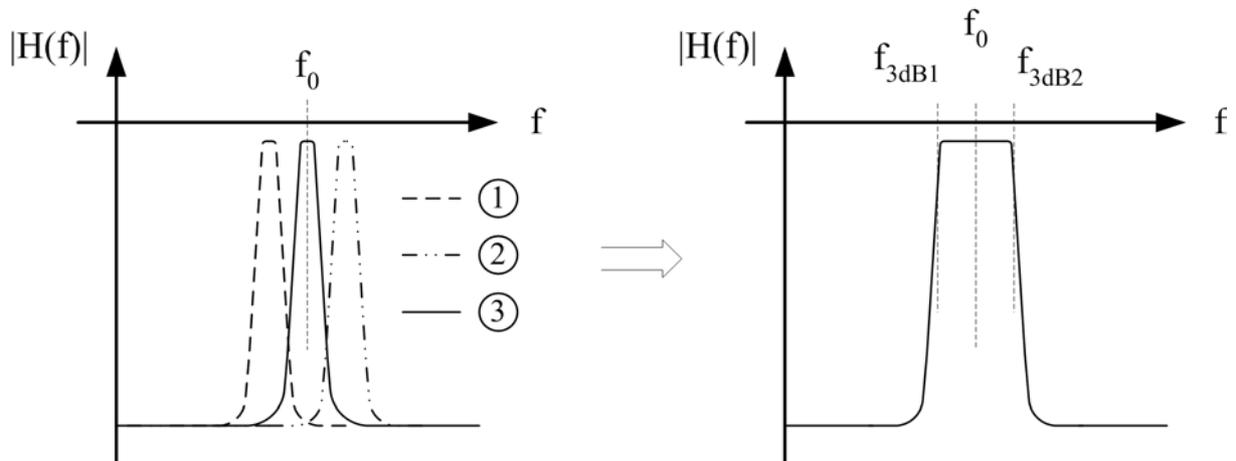
Dans la littérature, nombre de structures de filtres sont une combinaison des principes channelisé et transversal [46], [48], [53], [54], [64], [65].

La structure décrite ci-dessous illustre ce principe de mixité [53] :



**Figure II.5 :** Filtre passe bande utilisant à la fois les principes canalisé et transversal

La fonction de transfert associée à cette structure est décrite ci-dessous :



**Figure II 6 :** Fonction de transfert de la structure figure II.5

Cette topologie est dite mixte car des filtres, en général, passe bande sont insérés dans chaque branche du filtre. Ceci correspond à l'aspect canalisé. En revanche, l'effet de recombinaison constructive / destructive des signaux dû aux temps de retard correspond à l'aspect transversal. En effet, dans la bande passante du filtre global, la recombinaison se fait de façon constructive afin d'obtenir un gain plat. Cependant, hors bande, la recombinaison est destructive afin d'améliorer les pentes de la réponse du filtre passe bande global. De plus, la présence des amplificateurs permet de fixer les coefficients de pondération de chaque branche, tout comme dans une structure transversale.

Une étude bibliographique des différentes catégories de filtres décrit ci-dessus est regroupée dans le tableau ci-après :

Référence	Année	Nature filtre	Catégorie	Substrat	Fréquence centrale	Largeur de bande passante	Caractéristiques
[29]	1983	Transversal	Stop bande	Ceramic	1 GHz		
[63]	1985	Transversal Récursif	Passé bande Passé bande	Téflon Téflon	12 GHz 12 GHz	6 GHz 6 GHz	Filtre d'ordre 3 Filtre d'ordre 3
[30]	1989	Mixte canalé - transversal	Passé bande	-	10,5 GHz	2 GHz	Consommation 126 mW ; taille puce 1,8x1,9 mm <sup>2</sup>
[31]	1993	Récursif	Passé bande	Duroid	3,25 GHz	-	filtre accordable sur 300 MHz
[32]	1993	Récursif	Passé bande	AsGa	10 GHz	-	
[65]	1994	Mixte canalé - transversal	Passé bande	Alumine	10 GHz	200 MHz	-
		Mixte canalé - transversal	Stop bande	Alumine	9,75 GHz	-	-
[33]	1994	Mixte canalé - transversal	Passé bande	AsGa	11,7 GHz	2 GHz	NF < 20 dB dans la bande passante ; taille puce 2x2 mm <sup>2</sup>
[77]	1994	Transversal	Stop bande	-	10 GHz	-	filtre accordable sur 2 GHz
[76]	1994	Récursif Récursif	Passé bande Passé bande	Duroid AsGa	12,3 GHz 10 GHz	100 MHz -	- -
[35]	1995	Récursif	Passé bande	AsGa	10 GHz	-	filtre accordable sur 200 MHz
[36]	1995	Récursif	Passé bande	AsGa	10 GHz	200 MHz	taille puce 2x1,5 mm <sup>2</sup>
[78]	1996	Récursif	Passé bande	AsGa	10 GHz	-	filtre d'ordre 3
[52]	1996	Canalé	Stop bande	Alumine	10 GHz	-	S <sub>21</sub>   > 0 dB dans la bande passante
		Canalé	Passé bande	Alumine	10 GHz	400 MHz	filtre d'ordre 3
[37]	1997	Mixte canalé - transversal	Passé bande	AsGa	7,5 GHz	-	filtre accordable sur 2 GHz ; taille puce 3x2 mm <sup>2</sup>
[48]	1997	Mixte transversal canalé	Passé bande	AsGa	10,5 GHz	-	filtre accordable sur 1,5 GHz
[38]	1999	Récursif	Stop bande	-	-	-	-
[39]	1999	Récursif	Passé bande	AsGa	10 GHz	-	-
[40]	1999	Récursif	Passé bande	AsGa	10 GHz	1 GHz	NF < 12 dB ; taille circuit : 2x2 mm <sup>2</sup>
[41]	2000	Récursif	Passé bande	AsGa	7 GHz	-	-
		Récursif	Passé bande	AsGa	8,5 GHz	-	filtre accordable sur 2,5 GHz
[51]	2000	Canalé	Passé bande	-	10 GHz	2 GHz	10 dB de gain dans la bande passante et NF ≤ 4 dB dans la même bande

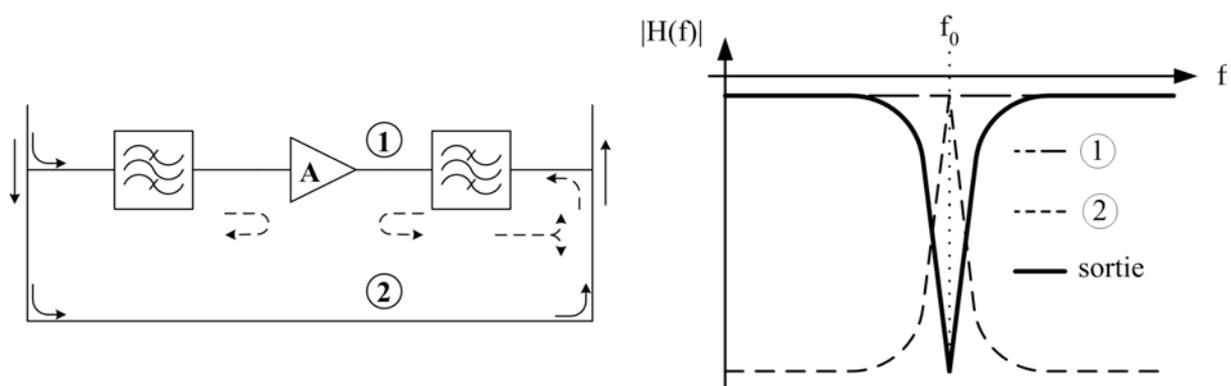
[49]	2001	Channéisé	Stop bande	-	10 GHz	-	$1\text{dB} \leq Nf \leq 10\text{dB}$ dans la bande passante ; filtre accordable sur 1 GHz
[46]	2003	Mixte transversal channéisé	Passe bande	-	11,5 GHz	200 MHz	-
[53]	2003	Mixte transversal - channéisé	Passe bande	Alumine	2,5 GHz	200 MHz	-
[56]	2003	Mixte transversal - channéisé	Passe bande	Alumine	2,5 GHz	-	-
[47]	2004	Channéisé	Stop bande	-	8,52 MHz	-	-

**Tableau II.1 :** Etude bibliographique des filtres basés sur la division / recombinaison de signaux

La réalisation de filtre stop bande utilisant une structure transversale ou mixte channéisée – transversale reste assez limitée ([29], [65], [77]), la majorité étant basée sur un principe channéisé ([52], [49], [47]). Parmi ces structures channéisées, seuls les travaux de Rauscher ([49]), mettent en avant les performances en bruit du filtre stop bande réalisé.

#### I.4 CONTEXTE DE L'ETUDE SUR LES FILTRES TRANSVERSAUX STOP BANDE

Cette étude se place dans le contexte d'une amélioration d'une structure de filtre stop bande channéisée développée par Rauscher [49]. La forme stop bande de la réponse du filtre channéisé considérée est obtenue par pure soustraction entre une branche passe tout et une branche passe bande. La structure est décrite ci-dessous :



**Figure II.7 :** Structure channéisée à deux branches ainsi que la fonction de transfert associée

Ce filtre se compose de deux branches, la première contient un amplificateur ainsi que deux filtres passe bande LC série, la deuxième est l'équivalent d'une simple ligne de transmission. Les flèches en trait plein représentent les signaux incidents et celles en pointillées les signaux réfléchis au sein de la structure.

L'amplificateur de gain  $A$  sert à compenser les pertes des filtres LC série afin que les conditions inhérentes à la soustraction soient réunies.

Dans la bande passante du filtre global, le signal provient uniquement de la branche ②. Cette branche étant totalement passive, le facteur de bruit correspondant est faible au vue des faibles pertes engendrées par la ligne.

Dans la bande rejetée, la branche contenant l'amplificateur participe à la valeur globale du facteur de bruit. Cependant, l'impact de cette contribution est minimisé par le fait que nous nous situons dans une zone de réjection.

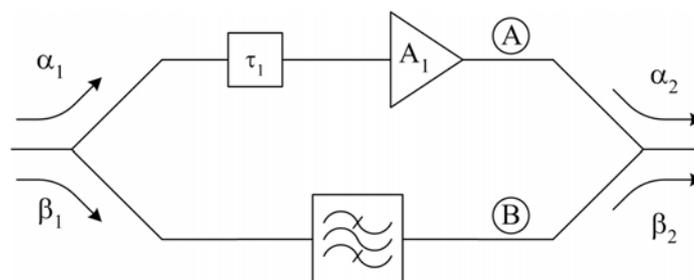
Dans notre étude, nous proposons une structure de filtre stop bande qui s'inspire du même principe de réduction du bruit et permettant d'obtenir des performances équivalentes en terme de fonction de transfert.

## II. DEMARCHE DE CONCEPTION D'UN FILTRE REJECTEUR DE BANDE SELECTIF FAIBLE BRUIT

La solution envisagée pour la conception d'un filtre stop bande sélectif, faible bruit est à la base d'une structure transversale du premier ordre. Dans la suite, nous présentons la topologie transversale qui sera considérée, ainsi que les améliorations que nous apportons en insérant un filtre récuratif au sein de la structure transversale.

### II.1 PRESENTATION GENERALE DE LA TOPOLOGIE TRANSVERSALE

Le schéma de principe de la structure envisagée est présentée ci-dessous :



**Figure II.8** : Structure de filtre stop bande envisagée

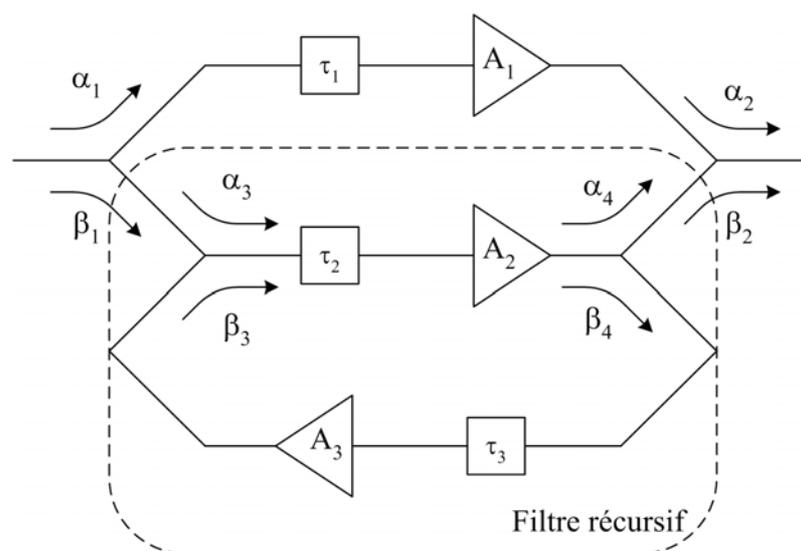
Cette structure, telle qu'elle est décrite ci-dessus, est une topologie mixte channélisée et transversale. L'aspect transversal est caractérisé par la voie A au sein de laquelle un temps de retard  $\tau_1$  et un coefficient de pondération  $A_1$  constant en fréquence sont insérés. L'aspect channélisé vient de l'insertion d'un filtre passe bande dans la voie B. Un diviseur de puissance équiphase, dont les valeurs de couplage sont  $(\alpha_1, \beta_1)$  est placé en entrée. Les signaux se recombinaient en sortie au travers d'un combineur de puissance également équiphase  $(\alpha_2, \beta_2)$ .

Le choix du filtre passe-bande s'est porté sur un filtre récursif du premier ordre car il utilise le même principe de recombinaison constructive / destructive des signaux que le filtre transversal (figure II.9). Ceci facilite la réalisation du filtre global en limitant le nombre de catégories d'éléments à réaliser, à savoir :

- ↪ coupleurs,
- ↪ amplificateurs,
- ↪ temps de retard.

De plus, le filtre récursif est un filtre qui a déjà été étudié ([34], [35], [40], [41], [57]).

La structure ainsi décrite, figure II.9, correspond à un filtre récursif et transversal utilisant uniquement le principe de recombinaison constructive / destructive pour générer la réponse du filtre. Nous abandonnons ainsi le principe channélisé.



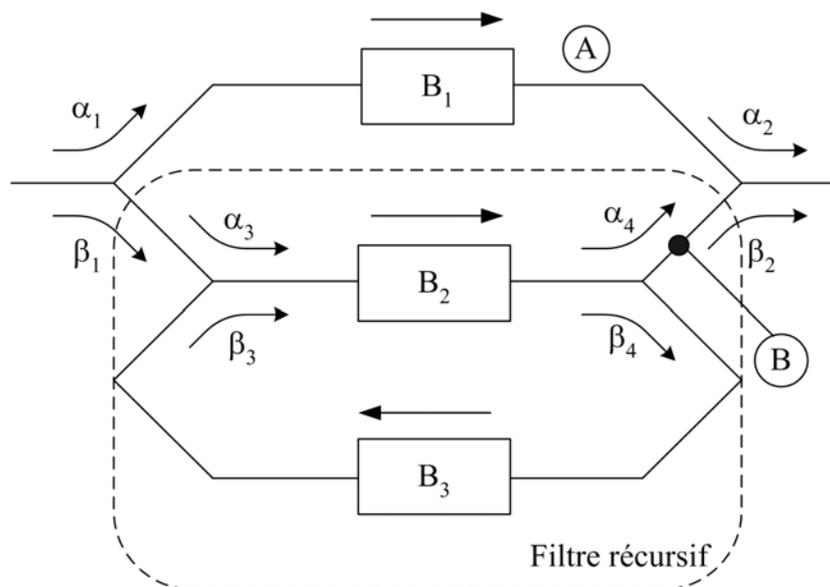
**Figure II.9 :** Structure générale du filtre récursif et transversal

Toutefois, nous montrerons dans la suite de ce chapitre que cette structure, de composition simple, permet d'aboutir aux mêmes performances en terme de fonction de transfert que la topologie canalisée développée initialement par Rauscher [49].

## II.2 ETUDE ANALYTIQUE DE LA STRUCTURE TRANSVERSALE STOP BANDE

La figure II.9 décrit la topologie générale du filtre récursif et transversal que nous souhaitons étudier. Afin d'alléger les calculs et de généraliser la méthode d'étude analytique nous regrouperons, dans chaque branche, les coefficients de pondération et temps de retard au sein d'un seul et même bloc que nous appellerons  $B_i$ .

La structure ainsi simplifiée est représentée ci-dessous :



**Figure II.10 :** Topologie récursive et transversale utilisée pour l'étude analytique

Une fois l'étude analytique effectuée, nous pourrions l'appliquer à des cas particuliers de filtres transversaux en remplaçant chaque bloc  $B_i$  par une combinaison des éléments décrits ci-dessous :

- ↪ Un amplificateur afin de pondérer la branche du filtre.
- ↪ Un élément de temps de retard  $\tau_i$  pour créer le zéro de transmission.
- ↪ Un élément de phase  $\phi_0$ , pour accorder la réponse du filtre en fréquence.

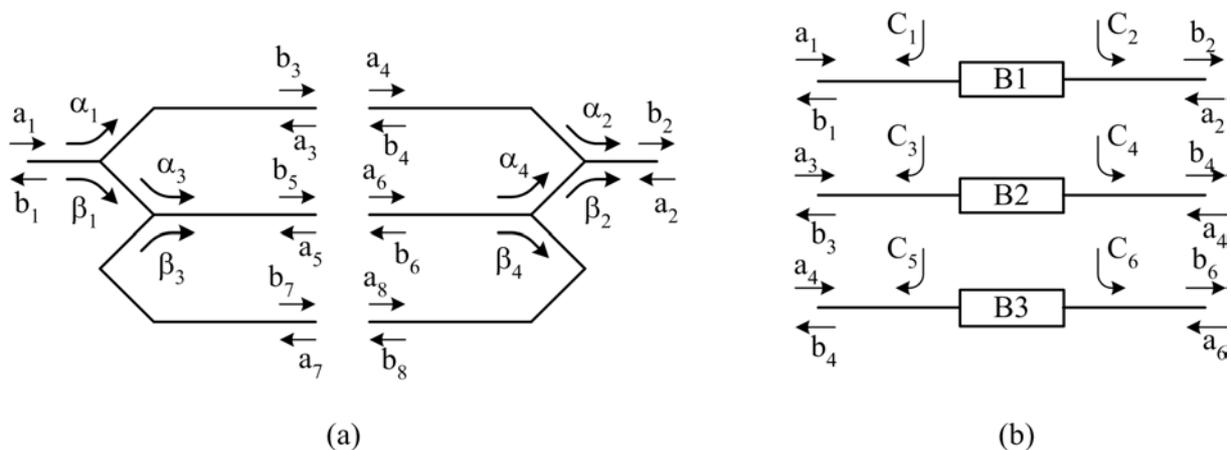
En plus de synthétiser une réponse de filtrage très sélective en fréquence, le but de cette étude est de minimiser, dans le même temps, la contribution en bruit de la topologie.

Dans la structure choisie, les quatre valeurs de couplage  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$ ,  $\alpha_3$  et  $\alpha_4$ , la répartition des temps de retard dans chacune des branches et la valeur des différents coefficients de pondération, matérialisés par les amplificateurs (figure II.9), sont des paramètres optimisables pour atteindre les objectifs en terme de réponse et de bruit. La largeur de la bande rejetée et la profondeur du zéro de transmission constituent les caractéristiques à atteindre.

Afin d'étudier ces différentes caractéristiques, la fonction de transfert et le facteur de bruit de la topologie, présentée figure II.10, doivent être calculés. Nous effectuons ce calcul à l'aide de la méthode basée sur le formalisme des ondes de bruit [67].

### II.3 CALCUL DE LA FONCTION DE TRANSFERT ET DU FACTEUR DE BRUIT DE LA STRUCTURE

Le principe du calcul consiste à subdiviser le filtre en deux sous structures, l'une passive et l'autre généralement active. Les deux sous structures du filtre étudié sont présentées ci-dessous :



**Figure II.11** : Sous structures passive (a) et active (b) du filtre étudié analytiquement

Chacune de ces sous structures est décrite par sa matrice de paramètre S et sa matrice de corrélation des ondes de bruit.

Ensuite, par reconnections, nous obtenons l'expression analytique de la fonction de transfert et du facteur de bruit du filtre. Le détail des calculs de ces deux expressions est reporté en annexe C.

L'expression de la fonction de transfert est donnée ci-dessous :

$$H(f) = \alpha_1 \alpha_2 B_1 + \frac{\alpha_3 \alpha_4 \beta_1 \beta_2 B_2}{1 - \beta_3 \beta_4 B_2 B_3} \quad (\text{II-5})$$

avec  $B_i = |B_i| e^{-2j\pi f \tau_{B_i}}$

Celle du facteur de bruit s'écrit :

$$F = 1 + \left( \alpha_2^2 (F_{B1} - 1) |B_1|^2 + \frac{\beta_2^2 \alpha_4^2 (F_{B2} - 1) |B_2|^2}{|-1 + B_3 \beta_3 B_2 \beta_4|^2} + \frac{\beta_2^2 \alpha_4^2 |B_2|^2 \beta_3^2 (F_{B3} - 1) |B_3|^2}{|-1 + B_3 \beta_3 B_2 \beta_4|^2} + \beta_2^2 \beta_4^2 + \frac{\beta_2^2 \alpha_4^2 B_2 \beta_3 B_3 \beta_4}{-1 + B_3 \beta_3 B_2 \beta_4} \right. \\ \left. + \left( \alpha_2 B_1 \beta_1^2 + \frac{\beta_2 \alpha_4 B_2 \alpha_1 \beta_1 \alpha_3}{-1 + B_3 \beta_3 B_2 \beta_4} \right) \alpha_2 B_1^* - \frac{\left( -\alpha_2 B_1 \alpha_1 \beta_1 \alpha_3 - \frac{\beta_2 \alpha_4 B_2 \alpha_1^2 \alpha_3^2}{-1 + B_3 \beta_3 B_2 \beta_4} \right) \beta_2 \alpha_4 B_2^*}{-1 + B_3^* \beta_3 B_2^* \beta_4} \right. \\ \left. - \frac{\left( -\beta_2 \alpha_4 \beta_4 - \frac{\beta_2 \alpha_4^3 B_2 \beta_3 B_3}{-1 + B_3 \beta_3 B_2 \beta_4} \right) \beta_2 \alpha_4 B_2^* \beta_3 B_3^*}{-1 + B_3^* \beta_3 B_2^* \beta_4} \right) / |H(f)|^2 \quad (\text{II-6})$$

#### II.4 METHODE DE CONTROLE DES CARACTERISTIQUES DU FILTRE ET OPTIMISATION EN BRUIT DE LA STRUCTURE

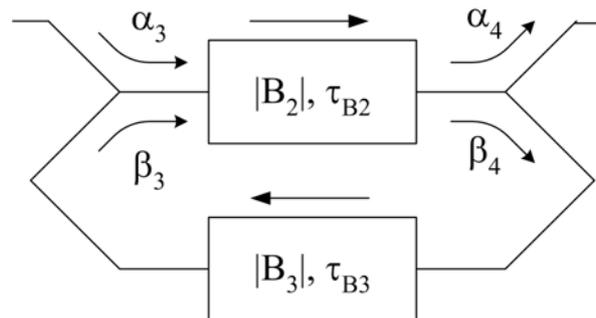
Le gabarit de la réponse du filtre, dont l'expression a été calculée ci-avant, peut être modélisé en fonction des souhaits du concepteur en terme de largeur de bande rejetée et d'atténuation à la fréquence centrale  $f_0$ .

Dans un premier temps, nous calculons les expressions analytiques des valeurs de couplage du filtre permettant de fixer théoriquement les deux caractéristiques citées ci-dessus.

Dans un deuxième temps, nous introduisons la méthode utilisée pour l'optimisation numérique en bruit de la structure stop bande.

Tout d'abord, intéressons-nous à l'élément qui contribue à l'obtention de la fonction stop bande du filtre transversal à savoir le filtre récursif.

Le schéma de ce dernier est donné ci-dessous (figure II.12).



**Figure II.12** : Schéma du filtre récursif introduit dans la structure transversale

La fonction de transfert associée s'écrit :

$$H_r(f) = \frac{\alpha_3 \alpha_4 |B_2| e^{-2j\pi f \tau_{B_2}}}{1 - \beta_3 \beta_2 |B_2| |B_3| e^{-2j\pi f (\tau_{B_2} + \tau_{B_3})}} = \frac{K e^{-2j\pi f \tau_{B_2}}}{1 - V e^{-2j\pi f (\tau_{B_2} + \tau_{B_3})}} \quad (\text{II-7})$$

Où  $V$  caractérise la sélectivité du filtre récursif telle que :

$$V = \beta_3 \beta_4 |B_2| |B_3| \quad (\text{II-8})$$

La fonction de transfert théorique d'un filtre récursif du premier ordre est la suivante :

$$H_r(f) = \frac{a_0}{1 + a_1 e^{-2j\pi f \tau}} \quad (\text{II-9})$$

Dans le cas idéal, les filtres récursifs, ainsi que les filtres transversaux, présentent des réponses périodiques de périodes  $\Delta f = \frac{1}{\tau}$ . Afin d'avoir deux zéros de transmission consécutifs suffisamment éloignés, nous imposons  $\Delta f = 2f_0 = \frac{1}{\tau}$ .

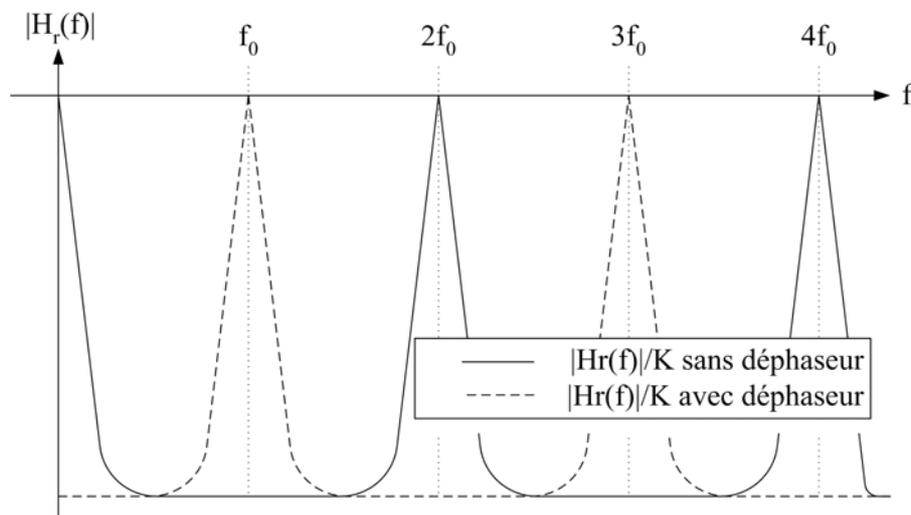
Si nous comparons les fonctions de transfert (II-7) et (II-9), et pour obtenir la périodicité souhaitée de  $\Delta f = \frac{1}{\tau}$  la condition suivante doit être respectée :

$$\tau_{B2} + \tau_{B3} = \tau \quad (\text{II-10})$$

Sur la figure II-13, la courbe en trait plein présente la fonction de transfert du filtre récuratif décrit par l'équation (II-7) à un coefficient K près. Nous constatons que la réponse du filtre passe bande n'est pas centrée sur la fréquence centrale  $f_0$  souhaitée mais  $f = 2f_0$ .

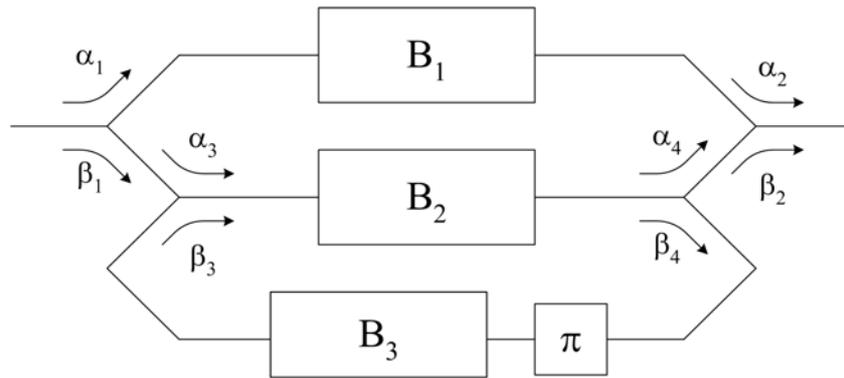
Pour obtenir un zéro de transmission du filtre transversal à  $f_0$ , il faut que le filtre récuratif soit aussi centré à  $f_0$ . Pour cela, nous considérons le principe d'accord en fréquence des filtres récuratifs (cf. chapitre I). Un déphasage de  $180^\circ$  est ajouté dans la boucle du filtre récuratif dans la même branche que le bloc  $B_3$  (figure II-10).

La courbe en pointillés (figure II.13) résulte de l'ajout du déphaseur au sein du filtre passe bande.



**Figure II.13 :** Fonction de transfert du filtre récuratif avec et sans déphaseur dans la boucle de rétroaction

Le nouveau schéma du filtre transversal que nous appellerons topologie 2, est donné ci-dessous :



**Figure II.14** : Topologie 2 : schématique du filtre transversal comprenant le bloc déphaseur

La fonction de transfert associée à cette structure est :

$$\begin{aligned}
 H(f) &= \alpha_1 \alpha_2 |B_1| e^{-2j\pi f \tau_{B1}} + \frac{\alpha_3 \alpha_4 \beta_1 \beta_2 |B_2| e^{-2j\pi f \tau_{B2}}}{1 + \beta_3 \beta_4 |B_2| |B_3| e^{-2j\pi f (\tau_{B2} + \tau_{B3})}} \quad (\text{II-11}) \\
 &= e^{-2j\pi f \tau_{B2}} \left[ \alpha_1 \alpha_2 |B_1| e^{-2j\pi f (\tau_{B1} - \tau_{B2})} + \frac{\alpha_3 \alpha_4 \beta_1 \beta_2 |B_2|}{1 + \beta_3 \beta_4 |B_2| |B_3| e^{-2j\pi f \tau}} \right]
 \end{aligned}$$

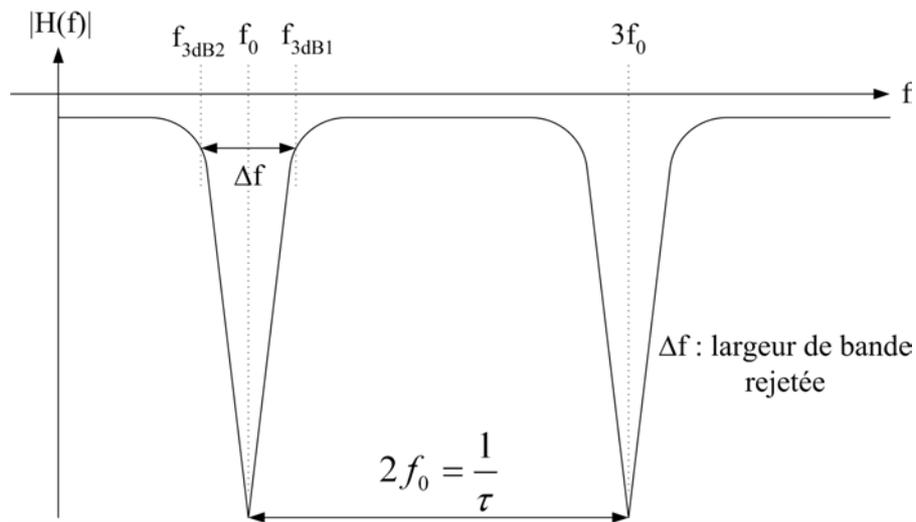
La fonction de transfert (II-11) est à comparer avec la fonction de transfert théorique d'un filtre transversal du 1<sup>er</sup> ordre donnée ci-dessous :

$$H(f) = a_0 + a_1 e^{-2j\pi f \tau} \quad (\text{II-12})$$

En identifiant (II-11) et (II-12), nous obtenons la relation entre les temps de retard  $\tau_{B1}$  et  $\tau_{B2}$  suivante :

$$\tau_{B1} - \tau_{B2} = \tau \quad (\text{II-13})$$

La fonction de transfert finale du filtre récursif et transversal est présentée ci-dessous. La réponse du filtre stop bande est centrée à  $f = f_0$  et de périodicité  $\Delta f = 2f_0 = \frac{1}{\tau}$ .



**Figure II.15 :** Fonction de transfert du filtre transversal centré à  $f = f_0$  et de période  $\frac{1}{\tau} = 2f_0$

#### II.4.1. CALCUL DES EXPRESSIONS ANALYTIQUES DES PARAMETRES DU FILTRE POUR FIXER LA LARGEUR DE BANDE REJETEE ET LA PROFONDEUR DU ZERO DE TRANSMISSION

Pour pouvoir répondre au cahier des charges imposé, nous allons rechercher les expressions analytiques de certaines valeurs de couplage du filtre qui permettront de contrôler la largeur de bande rejetée et l'atténuation à la fréquence centrale  $f_0$ .

Pour fixer la largeur de bande rejetée du filtre transversal, il suffit d'agir sur la bande passante du filtre récursif.

La bande passante du filtre récursif est directement liée au paramètre  $V$  répondant à l'équation (II-8).

Soit la fonction de transfert du filtre transversal :

$$H_1(f) = e^{-2j\pi f \tau_{B2}} \left[ K_1 e^{-2j\pi f \tau} + \frac{K}{1 + V e^{-2j\pi f \tau}} \right] \quad (\text{II-14})$$

avec  $K_1 = \alpha_1 \alpha_2 |B_1|$

$$K = \alpha_3 \alpha_4 \beta_1 \beta_2 |B_2|$$

$$V = \beta_3 \beta_4 |B_2| |B_3|$$

et  $\tau = \frac{1}{2f_0}$

A  $f = f_0$ , l'objectif est d'obtenir le module de la fonction de transfert nul à la fréquence de réjection :

$$|H(f_0)| = 0$$

A partir de l'équation (II-14), nous avons alors :

$$|H(f_0)| = -K_1 + \frac{K}{1-V} = 0 \quad \text{avec} \quad e^{-2j\pi f_0 \tau} = e^{-2j\pi f_0 \frac{1}{2f_0}} = e^{-j\pi} = -1$$

Nous pouvons alors en déduire la relation suivante :

$$K_1 = \frac{K}{1-V} \tag{II-15}$$

Considérons la définition de la bande passante à  $-3$  dB d'un filtre réjecteur de bande :

$$\frac{|H_{\max}|}{\sqrt{2}} = |H(f_{-3\text{dB}})| \tag{II-16}$$

Dans notre cas,  $|H_{\max}| = |H(0)|$ , et en considérant la relation (II-15), nous pouvons écrire :

$$|H(0)| = K_1 + \frac{K}{1+V} = \frac{2K}{1-V^2} \tag{II-17}$$

En remplaçant chaque terme de la relation (II-16) par son expression analytique, nous trouvons une expression liant la sélectivité  $V$  du filtre récursif et la fréquence de coupure à  $-3$  dB,  $f_{-3\text{dB}}$ , du filtre stop bande global. La relation résultante est donnée ci-dessous :

$$\begin{aligned} & \left[4 - 4 \cos^2(2\pi f_{-3\text{dB}} \tau)\right] V^4 + \left[4 - 4 \cos^2(2\pi f_{-3\text{dB}} \tau)\right] V^3 + \left[-4 + 4 \cos^2(2\pi f_{-3\text{dB}} \tau) + 2 \right. \\ & \left. \cos(2\pi f_{-3\text{dB}} \tau)\right] V^2 + 4V \cos^2(2\pi f_{-3\text{dB}} \tau) + 2 \cos(2\pi f_{-3\text{dB}} \tau) = 0 \end{aligned} \tag{II-18}$$

Si nous posons :

$$2\pi f_{-3\text{dB}} \tau = \frac{2\pi f_{-3\text{dB}}}{2f_0} = \frac{\pi(f_0 + \frac{\Delta f}{2})}{f_0} = \frac{\pi}{2} \left(2 + \frac{\Delta f}{f_0}\right) = \frac{\pi}{2} (2 + S) \tag{II-19}$$

$S = \frac{\Delta f}{f_0}$  représente le rapport de la bande de réjection du filtre sur la fréquence centrale de ce même filtre, c'est à dire la bande rejetée relative.

$$S = x \% \text{ de } f_0 \quad (\text{II-20})$$

La démarche de conception du filtre sera menée de la façon suivante :

↳ Etape 1 : la bande rejetée du filtre stop bande est fixée à une valeur  $S$  telle que :

$$S = x\% \text{ de } f_0$$

A l'aide du logiciel de calcul analytique Maple, [66], la valeur du paramètre de sélectivité  $V$  est calculée numériquement à partir des relations (II-18) et (II-19).

En utilisant l'équation (II-8), une première valeur de couplage est fixée telle que :

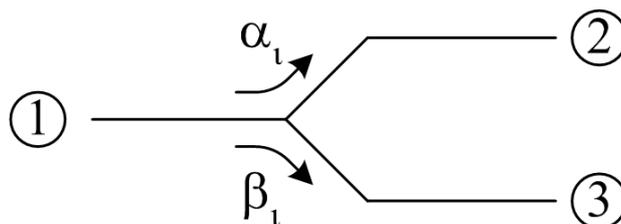
$$V = \beta_3 \beta_4 |B_2| |B_3|$$

donc :  $\beta_3 = \frac{V}{\beta_4 |B_2| |B_3|}$  (II-21)

↳ Etape 2 : le zéro de transmission est obtenu à l'aide de l'équation (II-15) :

$$\alpha_1 \alpha_2 |B_1| = \frac{\alpha_3 \alpha_4 \beta_1 \beta_2 |B_2|}{1 - V}$$

Si nous considérons les deux valeurs de couplage ( $\alpha_i$ ,  $\beta_i$ ) d'un combineur / diviseur de puissance supposé sans perte :



**Figure II.16** : Diviseur de puissance équiphase idéal

Nous avons alors :

$$\beta_i = \sqrt{1 - \alpha_i^2} \quad (\text{II-22})$$

Ce qui permet d'écrire :

$$\alpha_1 \alpha_2 |B_1| = \frac{\alpha_3 \alpha_4 \beta_2 \sqrt{1 - \alpha_1^2} |B_2|}{1 - V}$$

$$\text{d'où } \alpha_1 = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[ \frac{\alpha_2 |B_1| (1 - V)}{\alpha_3 \alpha_4 \beta_2 |B_2|} \right]^2}} \quad (\text{II-23})$$

Deux valeurs de couplage, sur les quatre disponibles, sont utilisées pour créer le zéro de transmission à  $f = f_0$  et fixer la bande rejetée du filtre récuratif et transversal. Les deux valeurs de couplage restantes sont utilisées pour l'optimisation en bruit de la structure.

#### **II.4.2. INTRODUCTION A LA METHODE D'OPTIMISATION NUMERIQUE DU FACTEUR DE BRUIT DU FILTRE RECURSIF ET TRANSVERSAL**

L'optimisation numérique en bruit du filtre stop bande est basée sur le principe de calcul systématique du facteur de bruit du filtre global pour chaque combinaison des valeurs de  $\alpha_i$  et  $\alpha_j$  possible, correspondant aux deux derniers degrés de liberté de la structure.

Les valeurs de  $\alpha_i$  et  $\alpha_j$  permettant d'atteindre un minimum de facteur de bruit sont retenues et toutes les caractéristiques du filtre stop bande associées sont calculées telles que :

- ↗ Le module de la fonction de transfert à  $f = 0$  Hz :  $|H(0)|$
- ↗ Le module de la fonction de transfert à la fréquence de coupure :  $|H(f_{-3\text{dB}})|$
- ↗ Le module de la fonction de transfert à la fréquence centrale :  $|H(f_0)|$
- ↗ La valeur du facteur de bruit à  $f = 0$  Hz :  $F(0)$
- ↗ La valeur du facteur de bruit à la fréquence de coupure :  $F(f_{-3\text{dB}})$
- ↗ Les valeurs de couplages  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$  et  $\alpha_4$

Cette méthode ne tient pas compte des pertes associées aux divers éléments. Cependant, elle permet d'apprécier les performances globales du filtre en terme de fonction de transfert et de facteur de bruit.

L'optimisation en bruit de la structure intervient une fois la fréquence de réjection et la largeur de bande rejetée du filtre fixées.

Deux des quatre valeurs de couplage servent à créer la forme stop bande souhaitée de la fonction de transfert. Il nous reste deux degrés de liberté afin d'optimiser le facteur de bruit de la topologie considérée. Cette optimisation en bruit peut s'effectuer de deux façons :

- ↪ Soit le facteur de bruit est optimisé à un point de fréquence.
- ↪ Soit le facteur de bruit est optimisé sur une bande de fréquences.

Dans le cadre d'une optimisation à un point de fréquence, les deux points de fréquences choisis sont :

- ↪ La fréquence à laquelle la fonction de transfert est en principe maximale :  
 $f_1 = 0 \text{ GHz}$
- ↪ La fréquence de coupure à  $-3 \text{ dB}$  du filtre stop bande :  $f_2 = f_{-3 \text{ dB}}$

Dans le cas où l'optimisation de la structure se fait sur une bande de fréquence, alors chacune des structures peut être optimisée à l'aide d'une fonction d'erreur à définir.

Dans notre cas, la fonction d'erreur de type minimax appliquée à l'optimisation du facteur de bruit dans la bande passante du filtre considéré peut se réécrire comme suit :

$$E = \left| F(0) - F(f_{-3 \text{ dB}}) \right| \quad (\text{I-24})$$

avec :  $F(0)$  : expression du facteur de bruit de la structure étudiée à  $f = 0 \text{ Hz}$

$F(f_{-3 \text{ dB}})$  : expression du facteur de bruit de la structure étudiée à  $f = f_{-3 \text{ dB}}$

$F$  étant généralement monotone sur l'intervalle de fréquence  $[0, f_{-3 \text{ dB}}]$ , chercher à minimiser cette fonction d'erreur lors de l'optimisation revient donc à chercher le couple  $(\alpha_i,$

$\alpha_j$ ) de valeur de couplage permettant d'obtenir le minimum de variations du facteur de bruit dans la bande passante.

### III. ÉTUDE DE DIFFÉRENTES TOPOLOGIES DE FILTRE TRANSVERSAL

Après la présentation générale du filtre stop bande récursif et transversal, la description de son fonctionnement et la démarche de conception nous considérons maintenant les différentes topologies possibles de filtres récursifs et transversaux.

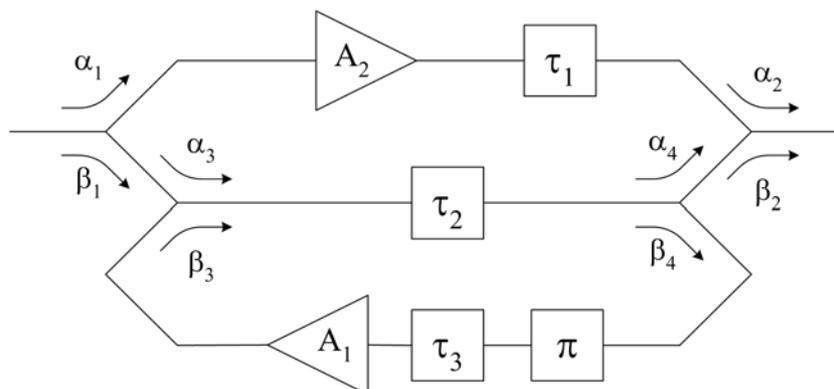
Pour ce faire, les éléments compris dans les blocs  $B_i$  (figure II.14) doivent être identifiés afin de connaître les topologies exactes qui pourront être utilisées. Dans un premier temps des éléments de retard  $\tau_1$ ,  $\tau_2$  et  $\tau_3$  doivent être insérés respectivement dans les blocs  $B_1$ ,  $B_2$  et  $B_3$  pour provoquer la condition de recombinaison constructive / destructive des signaux.

Afin de pouvoir appliquer les bons coefficients de pondération au sein de chaque branche du filtre, un amplificateur est introduit au sein du filtre récursif passe bande. Suite à une étude menée sur les filtres récursifs dans la thèse de Hilal Ezzedine, [57], il apparaît que pour minimiser le facteur de bruit global du filtre récursif, l'amplificateur doit être placé dans le bloc  $B_3$ . Le coefficient de pondération du bloc  $B_2$  sera pris égal à l'unité.

A noter qu'il est aussi possible d'obtenir du gain dans la bande passante du filtre stop bande en intégrant un deuxième amplificateur dans le bloc  $B_1$ . L'ajout de cet amplificateur peut influencer la valeur du facteur de bruit de la structure. Une étude ultérieure évaluera l'influence de ce dernier sur les performances en bruit du filtre.

Toutes les topologies de filtre transversal vont être synthétisées dans le but d'obtenir des filtres très sélectifs, autrement dit présentant une largeur de bande rejetée très faible ( $S = 1\% f_0$ ), le zéro de transmission centré à  $f = f_0$ , et une valeur de facteur de bruit la plus faible et homogène possible dans les bandes passantes.

Le schéma du filtre transversal intégrant les différents éléments qui viennent d'être présentés, appelé topologie 3, est donné ci-dessous.



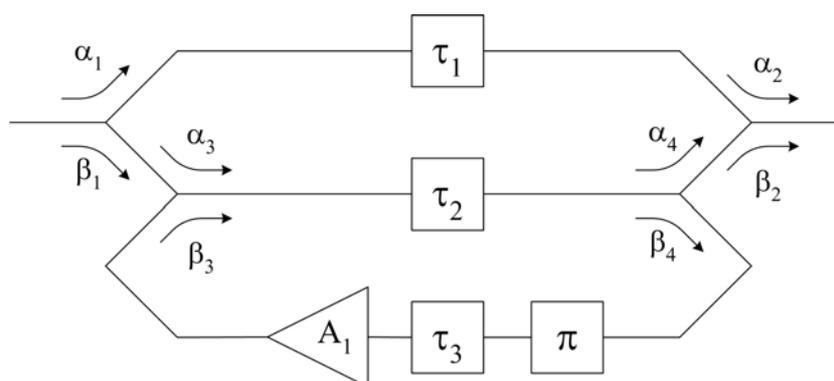
**Figure II.17 :** Topologie 3 : schématique du filtre récursif et transversal contenant deux amplificateurs

### III.1 PRESENTATION DES DEUX METHODES DE CREATION DU ZERO DE TRANSMISSION CONSIDEREES

La première méthode envisagée est de nature récursive et transversale. Par un choix judicieux des temps de retard  $\tau_1$ ,  $\tau_2$  et  $\tau_3$  reportés dans la structure, nous allons créer une recombinaison destructive des signaux en sortie du filtre à la fréquence centrale  $f_0$ .

Le choix des temps de retard se fait à l'aide des relations (II-10) et (II-13).

La topologie 4 ainsi envisagée est donnée ci-dessous :



**Figure II.18 :** Topologie 4 : filtre stop bande obtenu à l'aide des temps de retard

Si nous comparons les topologies 2 et 4, il est possible d'identifier les blocs  $B_i$  de la façon suivante :

$$\begin{aligned} &\rightarrow |B_1| = 1 ; \angle B_1 = -2\pi f\tau_1 \\ &\rightarrow |B_2| = 1 ; \angle B_2 = -2\pi f\tau_2 \\ &\rightarrow |B_3| = A_1 ; \angle B_3 = -2\pi f\tau_3 \end{aligned}$$

L'équation de la fonction de transfert de la topologie 4 peut alors s'écrire sous la forme :

$$H(f) = e^{-2j\pi f\tau_2} \left[ \alpha_1\alpha_2 e^{-2j\pi f(\tau_1-\tau_2)} + \frac{\alpha_3\alpha_4\beta_1\beta_2}{1 + \beta_3\beta_4A_1 e^{-2j\pi f(\tau_2+\tau_3)}} \right] \quad (\text{II-25})$$

D'après les relations (II-10) et II(13), H(f) s'écrit aussi :

$$H(f) = e^{-2j\pi f\tau_2} \left[ \alpha_1\alpha_2 e^{-2j\pi f\tau} + \frac{\alpha_3\alpha_4\beta_1\beta_2}{1 + \beta_3\beta_4A_1 e^{-2j\pi f\tau}} \right] \quad (\text{II-26})$$

avec  $\tau = \tau_2 + \tau_3$ ,  $\tau_1 - \tau_2 = \tau$  et  $\tau = \frac{1}{2f_0}$

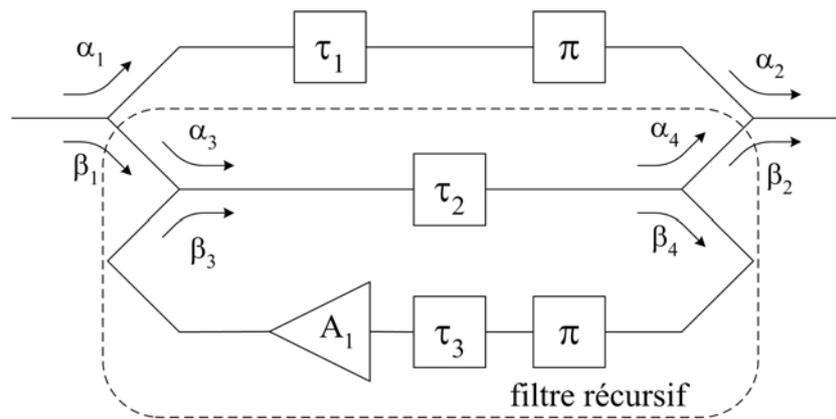
Afin de créer le zéro de transmission à la fréquence centrale  $f_0$  du filtre, la condition  $|H(f_0)| = 0$  doit être satisfaite. Sachant que  $\tau = \frac{1}{2f_0}$ , alors l'expression  $|H(f_0)|$  devient :

$$|H(f_0)| = -\alpha_1\alpha_2 + \frac{\alpha_3\alpha_4\beta_1\beta_2}{1 - \beta_3\beta_4A_1} = 0 \quad (\text{II-27})$$

En choisissant les bonnes valeurs de couplage, il est facile de résoudre l'équation (II-27), c'est à dire de fixer la fréquence centrale du filtre à  $f = f_0$ .

La deuxième solution envisagée pour réaliser la fonction stop bande du filtre est une méthode mixte canalisée et transversale. Nous allons insérer un déphaseur  $180^\circ$  dans la branche directe de la partie transversale du filtre pour soustraire le signal provenant de la branche A à celui provenant de la branche B (figure II.19). Les temps de retard  $\tau_1$  et  $\tau_2$  devront alors être identiques afin que la réponse globale du filtre soit obtenue par un principe canalisé et non plus transversal. La réponse du filtre récursif est synthétisée classiquement par recombinaison constructive / destructive des signaux.

Le schéma de cette nouvelle structure, que nous appelons topologie 5, est donné ci-dessous :



**Figure II.19** : Topologie 5 : filtre stop bande obtenu à l'aide d'un déphaseur 180°

Dans le cas présent, l'équation (II-11) peut s'exprimer de la façon suivante :

$$H(f) = e^{-2j\pi f\tau_2} \left[ -\alpha_1\alpha_2 e^{-2j\pi f(\tau_1-\tau_2)} + \frac{\alpha_3\alpha_4\beta_1\beta_2}{1 + \beta_3\beta_4A_1 e^{-2j\pi f(\tau_2+\tau_3)}} \right] \quad (\text{II-28})$$

A  $f = f_0$ , la réponse récursive impose :

$$\tau_2 + \tau_3 = \tau \quad (\text{II-29})$$

La soustraction équilibrée impose quant à elle :

$$\tau_1 - \tau_2 = 0 \quad (\text{II-30})$$

La relation (II-29) est déterminée de façon à conserver les caractéristiques du filtre récursif passe bande et rendre cohérente la périodicité du filtre récursif et transversal dans le cadre de l'étude menée tel que :

↪ fréquence centrale du filtre à  $f = f_0$

↪ périodicité  $\Delta f = 2f_0$

En conclusion, la différence entre les topologies 4 et 5 de filtre stop bande réside dans la méthode employée pour synthétiser le zéro de transmission à la fréquence centrale  $f_0$ . La topologie 4 utilise une recombinaison destructive du signal provenant de la branche directe de

la partie transversale et celui provenant du filtre passe-bande à  $f = f_0$ . La topologie 5, quant à elle, utilise un principe canalisé afin de créer la fonction stop bande.

La périodicité des deux structures est fixée à  $\Delta f = 2f_0$  pour éloigner deux zéros de transmission consécutifs.

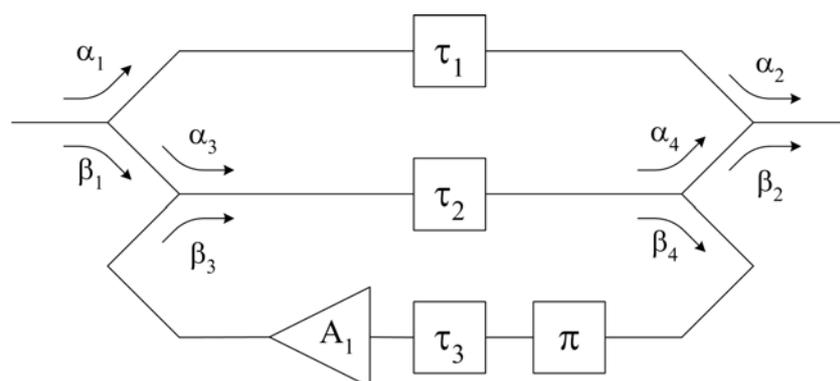
Dans la suite de ce chapitre, nous allons effectuer l'étude et l'optimisation en bruit des deux structures décrites (topologies 4 et 5). La première étape de cette étude consiste à calculer les expressions analytiques de la fonction de transfert et du facteur de bruit décrivant les différentes structures.

Pour chaque méthode d'obtention du zéro de transmission, nous étudierons également le cas où le bloc  $B_1$  (figure II.14) n'est plus passif mais intègre un amplificateur de telle façon que le coefficient de pondération de ce bloc permette d'obtenir du gain dans les bandes passantes.

## III.2 TOPOLOGIE DE FILTRE STOP BANDE UTILISANT UN AMPLIFICATEUR

### III.2.1. TOPOLOGIE DE FILTRE RECURSIF ET TRANSVERSAL

La topologie 4 est la première étudiée. Le schéma du filtre est rappelé ci-dessous :



**Figure II.20 :** Topologie 4 : filtre récursif et transversal contenant un seul amplificateur

Pour cette topologie, et toutes les autres étudiées dans ce chapitre, la valeur du gain des amplificateurs sera fixée arbitrairement à  $A_i = 12$  dB avec un facteur de bruit associé  $F_{ai} = 2$  dB en accord avec ce qui se trouve dans la littérature [58], [59], [60], [61].

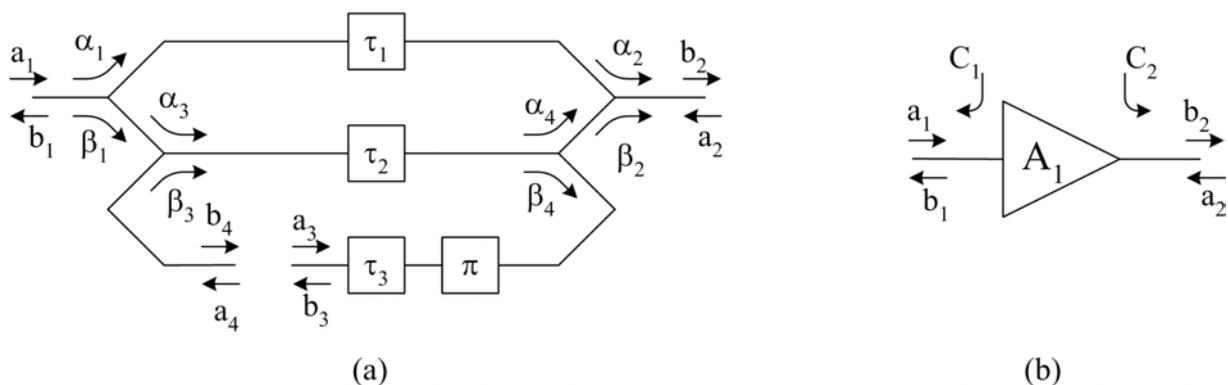
Par comparaison avec la structure générale du filtre récuratif et transversal décrite sur la figure II.14, nous obtenons les expressions suivantes des quadripôles  $B_i$  :

$$\begin{aligned} \rightarrow & |B_1| = 1 ; \angle B_1 = -2\pi f \tau_1 \\ \rightarrow & |B_2| = 1 ; \angle B_2 = -2\pi f \tau_2 \\ \rightarrow & |B_3| = A_1 ; \angle B_3 = -2\pi f \tau_3 \end{aligned}$$

Les quadripôles  $B_1$  et  $B_2$  sont assimilés à des éléments passifs (supposés idéaux) et apportant, respectivement, des temps de retard de valeurs  $\tau_1$  et  $\tau_2$ . Le quadripôle  $B_3$  est, quant à lui, composé d'un amplificateur et d'un temps de retard de valeur  $\tau_3$ .

En appliquant la méthode de calcul de la fonction de transfert et du facteur de bruit basée sur le formalisme des ondes de bruit [67], nous identifions les deux sous systèmes de la structure qui sont présentés sur la figure II.21 :

- ↪ Le sous système passif composé des quatre coupleurs  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$  et  $\alpha_4$ , des temps de retard  $\tau_1, \tau_2, \tau_3$  et du déphaseur  $180^\circ$ .
- ↪ Le sous système actif composé de l'amplificateur de gain  $A_1$ .



**Figure II.21** : Sous systèmes passif (a) et actif (b) de la topologie 4

Les expressions des matrices utilisées pour les calculs effectués sur la topologie 4 sont reportées en annexe D.

Nous obtenons l'expression de la fonction de transfert donnée ci-dessous :

$$H(f) = e^{-2j\pi f\tau_2} \left[ \alpha_1 \alpha_2 e^{-2j\pi f\tau} + \frac{\alpha_3 \alpha_4 \beta_1 \beta_2}{1 + A_1 \beta_3 \beta_1 e^{-2j\pi f\tau}} \right] \quad (\text{II-31})$$

avec  $\tau = \frac{1}{2f_0}$

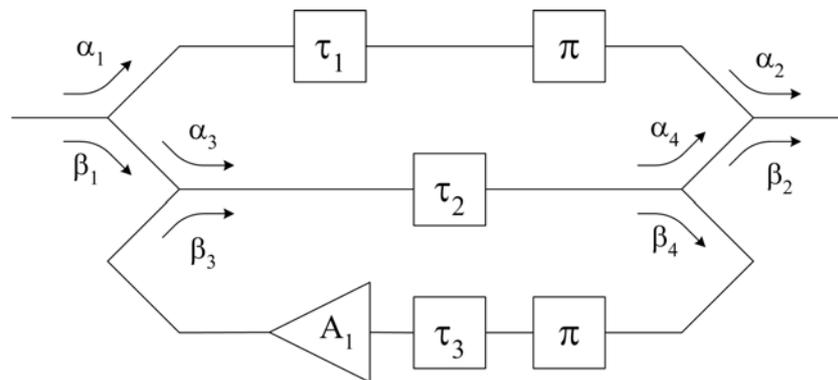
Celle du facteur de bruit est :

$$F_n = 1 + \left( \frac{\alpha_4^2 \beta_2^2 \beta_3^2 (F_{ai}-1) A_1^2}{1 + A_1 \beta_3 \beta_4 e^{(-2I\pi f(\tau_2+\tau_3))}} + 1 - |\alpha_1 \alpha_2 e^{(-2I\pi f\tau_1)} + \alpha_3 \alpha_4 \beta_1 \beta_2 e^{(-2I\pi f\tau_2)}|^2 - \alpha_4^2 \beta_2^2 \beta_3^2 \right. \\ \left. + \frac{\alpha_4 \beta_2 \beta_3 e^{(-2I\pi f\tau_2)} A_1 (\alpha_3 \beta_1 \beta_4 e^{(-2I\pi f(\tau_2+\tau_3))} (\alpha_1 \alpha_2 e^{(2I\pi f\tau_1)} + \alpha_3 \alpha_4 \beta_1 \beta_2 e^{(2I\pi f\tau_2)}) + \beta_3^2 \beta_4 e^{(-2I\pi f\tau_3)} \alpha_4 \beta_2)}{1 + A_1 \beta_3 \beta_4 e^{(-2I\pi f(\tau_2+\tau_3))}} \right. \\ \left. + \left( (\alpha_1 \alpha_2 e^{(-2I\pi f\tau_1)} + \alpha_3 \alpha_4 \beta_1 \beta_2 e^{(-2I\pi f\tau_2)}) \alpha_3 \beta_1 \beta_4 e^{(2I\pi f(\tau_2+\tau_3))} + \alpha_4 \beta_2 \beta_3^2 \beta_4 e^{(2I\pi f\tau_3)} \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{\alpha_4 \beta_2 \beta_3 e^{(-2I\pi f\tau_2)} A_1 (1 - \alpha_3^2 \beta_1^2 \beta_4^2 - \beta_3^2 \beta_4^2)}{1 + A_1 \beta_3 \beta_4 e^{(-2I\pi f(\tau_2+\tau_3))}} \right) \alpha_4 \beta_2 \beta_3 e^{(2I\pi f\tau_2)} A_1 / (1 + A_1 \beta_3 \beta_4 e^{(2I\pi f(\tau_2+\tau_3))}) \right) / |H(f)|^2 \quad (\text{II-32})$$

Les résultats d'optimisation de cette topologie sont présentés dans le tableau II.2 avec ceux de la deuxième topologie du paragraphe suivant.

### III.2.2. TOPOLOGIE MIXTE CHANNELISEE - TRANSVERSALE

La structure présentée ci-dessous, utilise une méthode mixte canalisée et transversale pour créer la réjection à  $f = f_0$ .

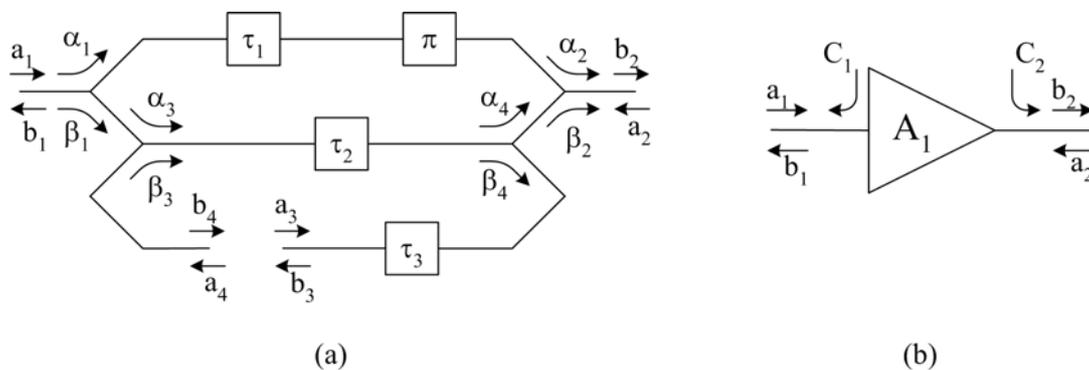


**Figure II.22 :** Topologie 5 : filtre mixte canalisé et transversal contenant un amplificateur

Si nous identifions la topologie 5 à celle décrite sur la figure II.14, nous obtenons les expressions des quadripôles  $B_i$  suivantes :

$$\begin{aligned} \rightarrow |B_1| &= 1 ; \angle B_1 = -2\pi f \tau_1 + \pi \\ \rightarrow |B_2| &= 1 ; \angle B_2 = -2\pi f \tau_2 \\ \rightarrow |B_3| &= A_1 ; \angle B_3 = -2\pi f \tau_3 \end{aligned}$$

Les deux sous systèmes utilisés pour le calcul du facteur de bruit et de la fonction de transfert sont ceux décrits ci-dessous :



**Figure II.23 :** Sous systèmes passif (a) et actif (b) de la topologie 5

Les expressions des matrices liées à cette topologie sont détaillées en annexe D. L'expression de la fonction de transfert est donnée ci-dessous :

$$H(f) = e^{-2j\pi f \tau_2} \left[ -\alpha_1 \alpha_2 + \frac{\alpha_3 \alpha_4 \beta_1 \beta_2}{1 + A_1 \beta_3 \beta_4 e^{-2j\pi f \tau_3}} \right] \quad (II-33)$$

L'expression analytique du facteur de bruit s'écrit :

$$F_5 = 1 + \left( \frac{\alpha_4^2 \beta_2^2 \beta_3^2 (F_{al} - 1) |A_f|^2}{|1 + A_f \beta_3 \beta_4 e^{(-2I\pi f(\tau_2 + \tau_3))}|^2} + 1 - |\alpha_1 \alpha_2 e^{(-2I\pi f \tau_1)} + \alpha_3 \alpha_4 \beta_1 \beta_2 e^{(-2I\pi f \tau_2)}|^2 - \alpha_4^2 \beta_2^2 \beta_3^2 + \alpha_4 \beta_2 \beta_3 \right. \\ \left. e^{(-2I\pi f \tau_2)} A_f (\alpha_3 \beta_1 \beta_4 e^{(-2I\pi f(\tau_2 + \tau_3))} (-\alpha_1 \alpha_2 e^{(2I\pi f \tau_1)} + \alpha_3 \alpha_4 \beta_1 \beta_2 e^{(2I\pi f \tau_2)}) + \beta_3^2 \beta_4 e^{(-2I\pi f \tau_3)} \alpha_4 \beta_2) \right) / ( \\ 1 + A_f \beta_3 \beta_4 e^{(-2I\pi f(\tau_2 + \tau_3))} + \left( (-\alpha_1 \alpha_2 e^{(-2I\pi f \tau_1)} + \alpha_3 \alpha_4 \beta_1 \beta_2 e^{(-2I\pi f \tau_2)}) \alpha_3 \beta_1 \beta_4 e^{(2I\pi f(\tau_2 + \tau_3))} \right. \\ \left. + \alpha_4 \beta_2 \beta_3^2 \beta_4 e^{(2I\pi f \tau_3)} + \frac{\alpha_4 \beta_2 \beta_3 e^{(-2I\pi f \tau_2)} A_f (1 - \alpha_3^2 \beta_1^2 \beta_4^2 - \beta_3^2 \beta_4^2)}{1 + A_f \beta_3 \beta_4 e^{(-2I\pi f(\tau_2 + \tau_3))}} \right) \alpha_4 \beta_2 \beta_3 e^{(2I\pi f \tau_2)} A_f / ( \\ 1 + A_f \beta_3 \beta_4 e^{(2I\pi f \tau_2 + 2I\pi f \tau_3)}) \Big) / |H(f)|^2 \quad (\text{II-34})$$

Les résultats d'optimisation des topologies 4 et 5 sont regroupés dans le tableau II.2 présenté ci-dessous :

	Topologie à un seul amplificateur			
	Topologie réursive et transversale		Topologie mixte canalisée transversale	
Optimisation faite sur ↗	F(0)	F(f <sub>3 dB</sub> )	F(0)	F(f <sub>3 dB</sub> )
Valeurs des paramètres du filtre ↓				
α1 (dB)	-0,098	-2,863	-0,11	-2,76
α2 (dB)	-0,087	-0,087	-0,09	-0,09
α3 (dB)	-0,611	-0,278	-0,63	-0,28
α4 (dB)	-2,734	-19,17	-2,62	-18,41
H(0) (dB)	-0,12	-2,89	-0,26	-2,91
H(f <sub>3 dB</sub> ) (dB)	-3,13	-5,9	-3,27	-5,9
F(0) (dB)	0,16	2,89	0,3	2,91
F(f <sub>3 dB</sub> ) (dB)	21,8	7,55	21,97	8,67

**Tableau II.2 :** Résultats d'optimisation des topologies 4 et 5

### III.2.3. ANALYSE DES RESULTATS DE SIMULATION DES TOPOLOGIES 4 ET 5

Les résultats du tableau II.2 présentent de grandes différences selon la fréquence d'optimisation choisie et cela quelle que soit la méthode de synthèse du zéro de transmission.

Si l'optimisation en bruit du filtre se fait à  $f = 0$  Hz, la fonction de transfert présente peu de pertes d'insertion. Dans le cas de la topologie récurrente et transversale, nous obtenons :

$$|H(0)| = -0,12 \text{ dB}$$

Cependant, le facteur de bruit prend des valeurs importantes en bord de bande rejetée :

$$F(f_{-3\text{dB}}) = 21,8 \text{ dB}$$

Dans ce cas, l'écart entre les valeurs de facteur de bruit dans la bande passante est de l'ordre de 21 dB.

Cependant, si la fréquence d'optimisation est  $f = f_{-3\text{dB}}$ , les valeurs du facteur de bruit sont plus homogènes sur l'ensemble de la bande passante, l'écart entre ces deux valeurs extrêmes se réduit à  $\Delta F = 4,6$  dB. En contre partie, la fonction de transfert présente plus de pertes à  $f = 0$  Hz :

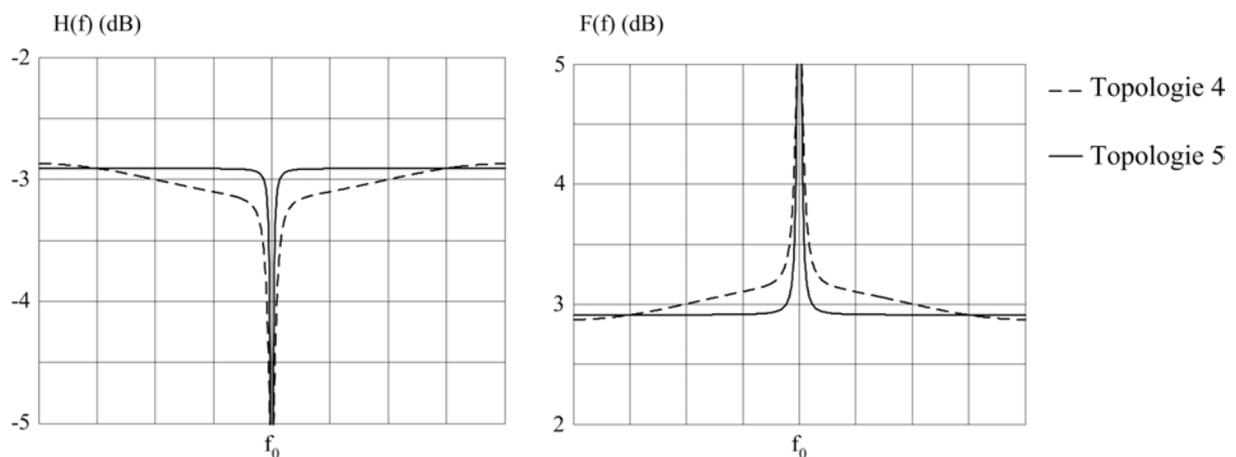
$$|H(0)| = -2,89 \text{ dB}$$

En effet, si l'optimisation se fait à  $f = f_{-3\text{dB}}$ , la minimisation du facteur de bruit à cette fréquence engendre un ensemble de valeurs de couplage qui permet d'obtenir un facteur de bruit plus homogène dans la bande passante, mais cela se fait au détriment des pertes d'insertion.

De plus, la conception du filtre stop bande peut être soumise aux exigences d'un cahier des charges. Les spécifications, en plus de la fréquence centrale  $f_0$  et de la largeur de bande rejetée, peuvent porter, par exemple, sur un niveau minimum de la fonction de transfert, ou un niveau maximum du facteur de bruit à un point de fréquence déterminée. Dans un cas comme dans l'autre, cela va imposer l'optimisation de la structure à  $f = 0$  Hz ou  $f = f_{-3\text{dB}}$ . A noter que le choix de la fréquence d'optimisation peut être dicté par une spécification portant sur l'écart de valeur du facteur de bruit dans la bande passante. Par exemple, si l'écart des valeurs du facteur de bruit dans la bande passante est imposé inférieur à 5 dB, alors la fréquence d'optimisation doit être  $f = f_{-3\text{dB}}$ .

D'autre part, l'optimisation en bruit de filtres stop bande est aussi étudiée en fonction de la méthode employée pour créer le zéro de transmission, soit à l'aide d'une méthode récursive et transversale, soit une méthode mixte canalisée-transversale.

A première vue, les deux méthodes de synthèse du zéro de transmission sont équivalentes en terme de performances au niveau de la fonction de transfert. Par exemple, la figure ci-dessous représente l'allure des réponses ainsi que celle des facteurs de bruit, des filtres stop bande optimisés à  $f = f_{-3\text{ dB}}$ , utilisant l'une et l'autre des deux méthodes.



**Figure II.24 :** Fonctions de transfert et facteurs de bruit des topologies 4 et 5 optimisés à  $f = f_{-3\text{ dB}}$

La topologie 4 présente une ondulation dans la bande passante plus importante que la topologie 5. Cependant, elle permet d'obtenir une valeur du facteur de bruit en bord de bande rejetée plus faible.

De même que le choix de la fréquence d'optimisation, le choix de la méthode de synthèse du zéro de transmission peut être imposé par les spécifications d'un cahier des charges lié à la conception du filtre. L'ondulation de la fonction de transfert dans la bande passante peut aussi être un critère de choix sur l'utilisation de l'une ou l'autre des deux méthodes de création du zéro de transmission. Dans ce cas, le compromis se fait entre l'ondulation de la fonction de transfert dans la bande passante et l'importance de l'écart des valeurs du facteur de bruit dans cette même bande.

En conclusion, les différents choix liés à la structure du filtre, ou bien à son optimisation, se font en fonction des exigences imposées pour la conception du filtre stop bande.

Dans le paragraphe suivant, nous étudions l'influence de l'ajout d'un amplificateur dans la structure stop bande.

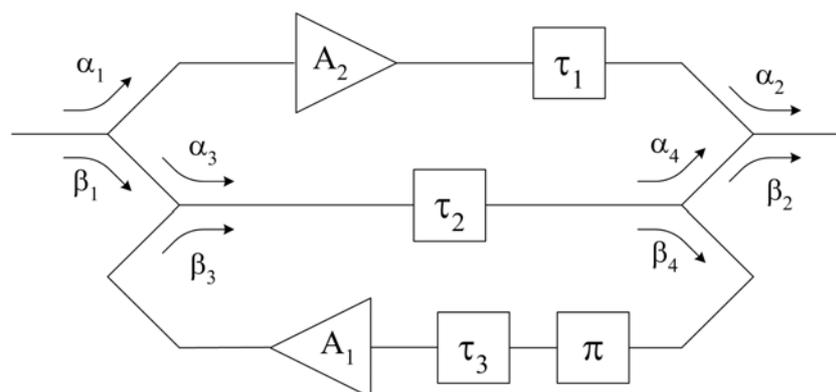
### III.3 TOPOLOGIE TRANSVERSALE UTILISANT DEUX AMPLIFICATEURS DANS LA STRUCTURE

Les deux prochaines topologies de filtre récursif et transversal étudiées diffèrent de celles présentées dans la partie précédente uniquement pour l'ajout d'un amplificateur dans la branche directe de la partie transversale du filtre.

Les deux techniques de création du zéro de transmission sont étudiées.

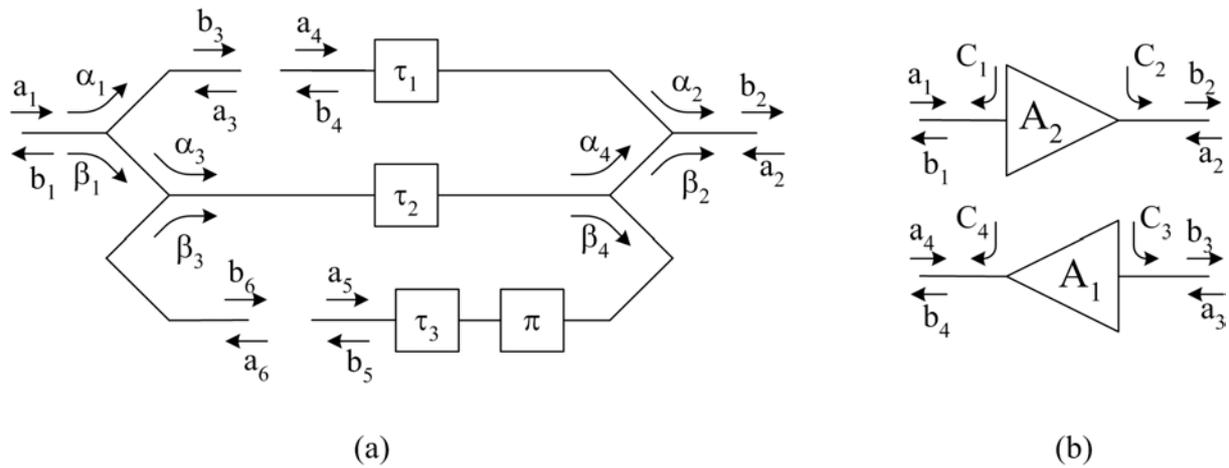
#### III.3.1. TOPOLOGIE DE FILTRE RECURSIF ET TRANSVERSAL UTILISANT DEUX AMPLIFICATEURS

Le filtre présenté ci-dessous fonctionne selon le même principe que celui présenté au paragraphe III.2.1. La seule différence est l'ajout d'un amplificateur de gain  $A_2$  dans la voie directe de la partie transversale.



**Figure II.25** : Topologie 6 : filtre récursif et transversal contenant deux amplificateurs

Les deux sous structures utilisées pour le calcul des expressions analytiques qui caractérisent le filtre sont données ci-dessous :



**Figure II.26 :** Sous structures passive (a) et active (b) de la topologie 6

Les ondes de bruit ( $C_1, C_2$ ) et ( $C_3, C_4$ ) sont supposées totalement décorréllées. Les matrices liées aux calculs de la topologie 6 sont donnés en annexe E. L'expression de la fonction de transfert est donnée ci-dessous :

$$H(f) = e^{-2j\pi f \tau_2} \left[ \alpha_1 \alpha_2 A_2 e^{-j2\pi f \tau} + \frac{\alpha_3 \alpha_4 \beta_1 \beta_2}{1 + A_1 \beta_3 \beta_4 e^{-2j\pi f \tau}} \right] \quad (\text{II-35})$$

$$\text{avec : } \tau = \frac{1}{2f_0}$$

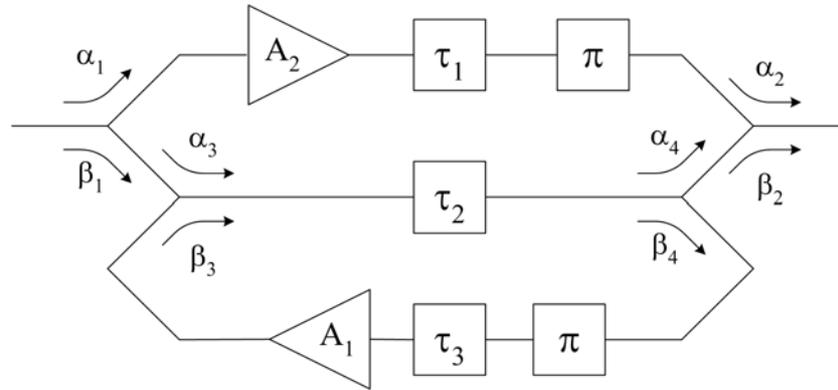
Celle du facteur de bruit s'écrit :

$$F_6 = 1 + \left( \alpha_2^2 (F_{a_2} - 1) A_2^2 + \frac{\alpha_4^2 \beta_2^2 \beta_3^2 (F_{a_1} - 1) A_1^2}{|1 + A_1 \beta_3 \beta_4 e^{(-2I\pi f(\tau_2 + \tau_3))}|} - \alpha_3^2 \alpha_4^2 \beta_1^2 \beta_2^2 + \beta_2^2 - \alpha_4^2 \beta_2^2 \beta_3^2 \right. \\ \left. - \alpha_2 e^{(-2I\pi f(\tau_1 - \tau_2))} A_2 \alpha_1 \alpha_3 \alpha_4 \beta_1 \beta_2 + \frac{\alpha_4 \beta_2 \beta_3 e^{(-2I\pi f(\tau_1 - \tau_2))} A_1 (\alpha_3^2 \beta_1^2 \beta_4 \alpha_4 \beta_2 + \beta_3^2 \beta_4 \alpha_4 \beta_2)}{1 + A_1 \beta_3 \beta_4 e^{(-2I\pi f(\tau_2 + \tau_3))}} \right) \alpha_2 A_2 + \left( \right. \\ \left. \alpha_3^2 \alpha_4 \beta_1^2 \beta_2 \beta_4 e^{(2I\pi f(\tau_1 - \tau_2))} + \alpha_4 \beta_2 \beta_3^2 \beta_4 e^{(2I\pi f(\tau_1 - \tau_2))} + \alpha_2 A_2 \alpha_1 \alpha_3 \beta_1 \beta_4 + \frac{\alpha_4 \beta_2 \beta_3 A_1 (1 - \alpha_3^2 \beta_1^2 \beta_4^2 - \beta_3^2 \beta_4^2)}{1 + A_1 \beta_3 \beta_4 e^{(-2I\pi f(\tau_2 + \tau_3))}} \right) \\ \left. \right) \alpha_4 \beta_2 \beta_3 A_1 / (1 + A_1 \beta_3 \beta_4 e^{(2I\pi f(\tau_2 + \tau_3))}) \Big/ |H(f)|^2 \quad (\text{II-36})$$

Les résultats de l'optimisation sur le facteur de bruit de la topologie 6 sont regroupés dans le tableau II.3. Ce tableau regroupe également les résultats de l'optimisation de la structure introduite dans le paragraphe suivant.

**III.3.2. TOPOLOGIE MIXTE CHANNELISEE TRANSVERSALE UTILISANT DEUX AMPLIFICATEURS**

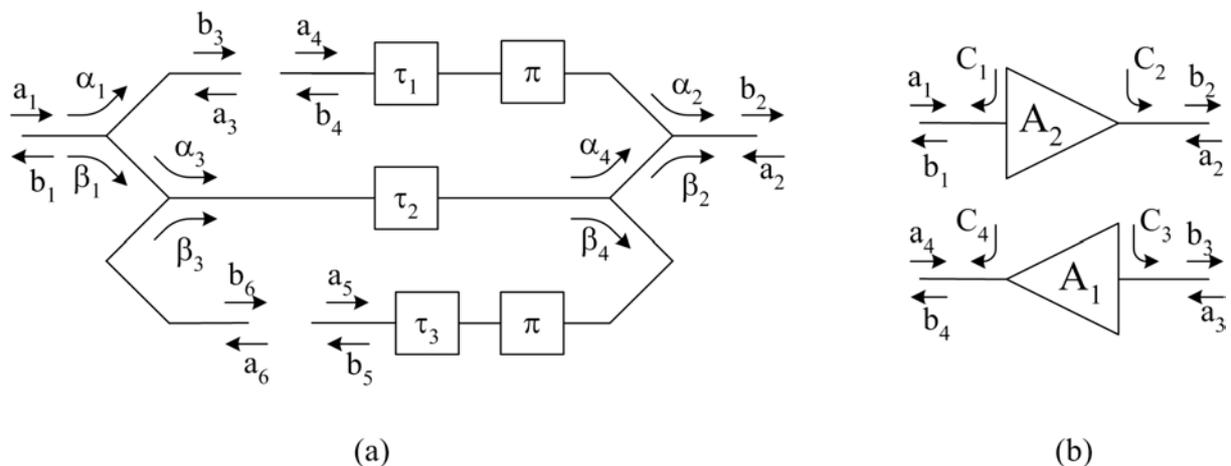
De la même façon que la structure correspondante de filtre stop bande à un amplificateur, un déphaseur 180° est utilisé pour synthétiser le zéro de transmission.



**Figure II.27 :** Topologie 7 : filtre mixte channélisé transversal contenant deux amplificateurs

Le filtre étudié se compose de quatre combineurs / diviseurs de puissance, de temps de retard répartis dans la structure et de deux amplificateurs. Le premier amplificateur, de gain  $A_1$ , se trouve dans la boucle de rétroaction du filtre récurrent. Le second amplificateur, de gain  $A_2$ , est inséré dans la voie directe de la partie transversale.

Les deux sous structures nécessaires au calcul des expressions de la fonction de transfert et du facteur de bruit sont données ci-dessous :



**Figure II.28 :** Sous structures passive (a) et active (b) de la topologie 7

Les matrices permettant le calcul de la fonction de transfert et du facteur de bruit est donné en annexe E.

Les expressions de la fonction de transfert et du facteur de bruit sont données ci-dessous :

$$H(f) = e^{-2j\pi f \tau_2} \left[ -\alpha_1 \alpha_2 A_2 + \frac{\alpha_3 \alpha_4 \beta_1 \beta_2}{1 + A_1 \beta_3 \beta_4 e^{-2j\pi f \tau}} \right] \quad (\text{II-37})$$

$$F7 = 1 + \left( \frac{\alpha_2^2 (F_{a2} - 1) A_2^2 + \frac{\alpha_4^2 \beta_2^2 \beta_3^2 (F_{a1} - 1) A_1^2}{2} + 1 - \alpha_3^2 \alpha_4^2 \beta_1^2 \beta_2^2 - \alpha_2^2 - \alpha_4^2 \beta_2^2 \beta_3^2}{|1 + A_1 \beta_3 \beta_4 e^{(-2I\pi f(\tau_2 + \tau_3))}|} + \frac{\alpha_4 \beta_2 \beta_3 A_1 e^{(-2I\pi f(\tau_2 + \tau_3))} (\alpha_3^2 \beta_1^2 \beta_4 \alpha_4 \beta_2 + \beta_3^2 \beta_4 \alpha_4 \beta_2)}{1 + A_1 \beta_3 \beta_4 e^{(-2I\pi f(\tau_2 + \tau_3))}} - \frac{\alpha_2 e^{(-2I\pi f(\tau_1 - \tau_2))} A_2 \alpha_1 \alpha_3 \alpha_4 \beta_1 \beta_2 + \frac{\alpha_4 \beta_2 \beta_3 A_1 e^{(-2I\pi f(\tau_2 + \tau_3))} (\alpha_3^2 \beta_1^2 \beta_4 \alpha_4 \beta_2 + \beta_3^2 \beta_4 \alpha_4 \beta_2)}{1 + A_1 \beta_3 \beta_4 e^{(-2I\pi f(\tau_2 + \tau_3))}}}{\left( -\alpha_3 \alpha_4 \beta_1 \beta_2 e^{(-2I\pi f \tau_2)} \alpha_1 - \alpha_2 e^{(-2I\pi f \tau_1)} A_2 \beta_1^2 + \frac{\alpha_4 \beta_2 \beta_3 e^{(-2I\pi f \tau_2)} A_1 \alpha_3 \beta_1 \beta_4 e^{(-2I\pi f(\tau_2 + \tau_3))} \alpha_1}{1 + A_1 \beta_3 \beta_4 e^{(-2I\pi f(\tau_2 + \tau_3))}} \right) \alpha_2 e^{(2I\pi f \tau_1)} A_2} + \left( \frac{\alpha_3^2 \alpha_4 \beta_1^2 \beta_2 e^{(-2I\pi f \tau_2)} \beta_4 e^{(2I\pi f(\tau_2 + \tau_3))} + \alpha_4 \beta_2 \beta_3^2 e^{(-2I\pi f \tau_2)} \beta_4 e^{(2I\pi f(\tau_2 + \tau_3))}}{-\alpha_2 e^{(-2I\pi f \tau_1)} A_2 \alpha_1 \alpha_3 \beta_1 \beta_4 e^{(2I\pi f(\tau_2 + \tau_3))} + \frac{\alpha_4 \beta_2 \beta_3 e^{(-2I\pi f \tau_2)} A_1 (1 - \alpha_3^2 \beta_1^2 \beta_4^2 - \beta_3^2 \beta_4^2)}{1 + A_1 \beta_3 \beta_4 e^{(-2I\pi f(\tau_2 + \tau_3))}} \right) \alpha_4 \beta_2 \beta_3 e^{(2I\pi f \tau_2)} A_1} \right) / (1 + A_1 \beta_3 \beta_4 e^{(2I\pi f(\tau_2 + \tau_3))}) \Bigg) / |H(f)|^2 \quad (\text{II-38})$$

Les résultats d'optimisation en bruit de la topologie 7 sont regroupés dans le tableau II-3 ci-dessous :

	Topologie à deux amplificateurs			
	Topologie récurrente et transversale		Topologie mixte canalisée transversale	
Optimisation faite sur ↗	F(0)	F(f <sub>3 dB</sub> )	F(0)	F(f <sub>3 dB</sub> )
Valeurs des paramètres du filtre ↓				
α1 (dB)	-0,09	-2,32	-0,1	-2,35
α2 (dB)	-1,21	-1,01	-1,31	-1,11
α3 (dB)	-0,71	-0,28	-0,68	-0,28
α4 (dB)	-2,27	-17,08	-2,38	-17,1
H(0) (dB)	10,76	8,73	10,53	8,47
H(f <sub>3 dB</sub> ) (dB)	7,75	5,72	7,51	5,46
F(0) (dB)	2,11	4,3	2,25	4,47
F(f <sub>3 dB</sub> )	22,9	9,53	22,89	9,78

Tableau II.3 : Résultats d'optimisation des topologies 6 et 7

### III.3.3. ANALYSE DES RESULTATS DE SIMULATIONS DES TOPOLOGIES 6 ET 7

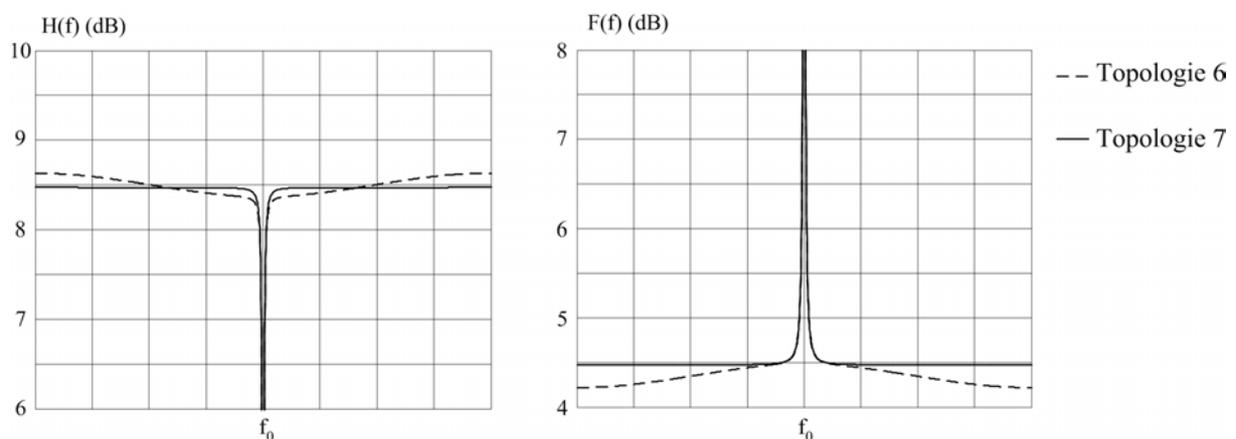
La fonction de transfert et le facteur de bruit des structures contenant deux amplificateurs suivent les mêmes évolutions d'optimisation en fonction de la fréquence que les topologies de filtres à un amplificateur, et ce quelle que soit la méthode de synthèse du zéro de transmission considérée (tableau II.3). En effet, une optimisation des structures à  $f = f_{-3\text{ dB}}$  permet toujours d'obtenir des valeurs plus homogènes du facteur de bruit dans la bande passante. Dans ce cas, le niveau de la réponse dans la bande passante est inférieur à celui obtenu dans le cas d'une optimisation à  $f = 0$  Hz.

Les conclusions concernant le choix de la fréquence d'optimisation sont les mêmes que celles formulées au paragraphe III.2.3. En effet, le choix de la fréquence d'optimisation doit s'adapter aux exigences du cahier des charges du filtre à synthétiser.

Concernant le choix de la méthode de synthèse du zéro de transmission, les valeurs de la fonction de transfert et du facteur de bruit des topologies 6 et 7 sont très proches (tableau II.3) et ne permettent pas de conclure de façon catégorique sur l'une ou l'autre des deux méthodes.

Cependant, la structure récurrente et transversale (topologie 6) présente, de même que la topologie 4, une ondulation de la fonction de transfert dans la bande passante plus importante que la structure mixte canalisée transversale (topologie 7).

La figure ci-dessous présente les fonctions de transfert et facteurs de bruit des topologies 6 et 7 optimisés à  $f = f_{-3\text{ dB}}$ .



**Figure II.29 :** Fonctions de transfert et facteurs de bruit des topologies 6 et 7 optimisés à  $f = f_{-3\text{ dB}}$

Dans le cas présent, l'ondulation de la fonction de transfert dans la bande passante peut être un critère de sélection de l'une ou l'autre des deux techniques de synthèse du zéro de transmission.

Ce choix peut aussi se faire lors de l'étape de conception en fonction des impératifs technologiques. En effet, il peut être plus simple, dans certain cas, de respecter les conditions liées à la structure récursive et transversale, topologie 6, plutôt que celle imposées par la structure mixte channélisée transversale, topologie 7. Par exemple, la condition  $\tau_1 - \tau_2 = \tau$  liée à la topologie 6 peut être plus simple à synthétiser que  $\tau_1 - \tau_2 = 0$  liée à la topologie 7. Ceci dépendra de la technologie employée.

#### IV. CONCLUSION

L'étude théorique de plusieurs topologies de filtres récursifs et transversaux et mixtes channélisés-transversaux, intégrant un filtre passe bande récursif, a permis de conclure sur un certain nombre de points tels que :

- ↪ Quelle que soit la topologie, une optimisation en bruit de la structure à  $f = 0$  Hz permet d'obtenir le niveau maximum de la fonction de transfert dans la bande passante. Cependant, la variation du facteur de bruit dans cette même bande est importante. En outre, une optimisation à  $f = f_{3\text{ dB}}$  permet de minimiser cette variation, en contre partie le niveau de la fonction de transfert devient moins élevé dans la bande passante.
- ↪ Si la structure étudiée contient un seul amplificateur alors la topologie purement transversale permet d'obtenir de meilleures performances en bruit en bord de bande rejetée pour des performances équivalentes en terme de fonction de transfert. En revanche, elle présente une ondulation dans la bande passante plus importante que la structure mixte channélisée transversale.
- ↪ Si la topologie étudiée utilise deux amplificateurs, alors les performances en terme de fonction de transfert et de facteur de bruit, ne permettent pas de conclure sur l'utilisation préférentielle de l'une ou l'autre des deux méthodes de synthèse du zéro de transmission. Le critère de choix peut alors se porter sur l'ondulation de la

fonction de transfert dans la bande ou bien sur des contraintes technologiques lors de la réalisation.

La méthode développée dans ce chapitre permet la conception de filtres réjecteurs de bande optimisés en bruit et dont la fréquence centrale  $f_0$ , ainsi que la largeur de bande rejetée, sont fixées. En effet, la forme de la réponse du filtre est synthétisée grâce à deux valeurs de couplage, sur les quatre disponibles, les deux derniers degrés de liberté permettent l'optimisation en bruit de la structure.

# CHAPITRE III

*Réalisation de filtres récurrents et transversaux actifs,  
sélectifs et faible bruit en technologies hybride et  
monolithique*



## I. INTRODUCTION

Tout au long du chapitre précédent, des études théoriques de plusieurs topologies de filtres récurrents et transversaux ou mixtes canalisés-transversaux sont menées.

Ces études consistent à optimiser en bruit les différentes structures de filtres stop bande et d'analyser leurs performances en terme de fonction de transfert et de facteur de bruit.

De plus, nous avons analysé l'influence de la méthode employée pour synthétiser la fonction transfert sur le facteur de bruit et sur le niveau de la réponse dans la bande passante.

Les conclusions données dans les chapitres précédents sont :

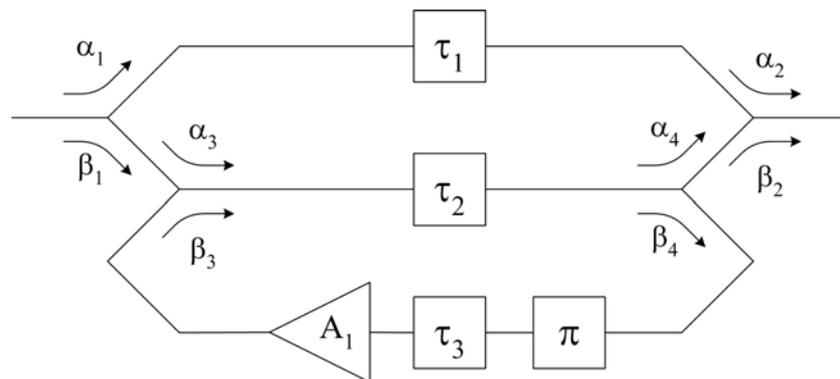
- ↳ Dans le cas où le filtre stop bande doit présenter des pertes dans la bande passante, la structure récurrente et transversale permet d'obtenir de meilleures performances en terme de fonction de transfert et de facteur de bruit.
- ↳ Dans le cas où le filtre stop bande doit présenter du gain dans la bande passante, alors les performances au niveau de la fonction de transfert et du facteur de bruit des topologies récurrente et transversale ou mixtes canalisées-transversales, sont équivalentes.

Au vu des résultats de l'étude théorique dédiée aux différentes structures de filtres stop bande, nous décidons de faire une première réalisation en technologie hybride. Le choix de la structure à réaliser s'est porté sur une topologie de filtre à un amplificateur par souci de simplification. Nous souhaitons également synthétiser un filtre dont la valeur du facteur de bruit varie le moins possible dans la bande de fréquence passante. Pour ce faire, nous optimisons le facteur de bruit de notre structure à la fréquence de coupure à  $-3$  dB,  $f = f_{-3\text{ dB}}$ . Si nous considérons les résultats d'optimisation d'une telle structure, présentés dans le tableau II.2, du chapitre II, le filtre à synthétiser est un filtre récurrent et transversal.

Dans un deuxième temps, la conception de ce filtre en technologie monolithique est étudiée.

## II. REALISATION D'UN FILTRE RECURSIF ET TRANSVERSAL EN TECHNOLOGIE HYBRIDE

La topologie réursive et transversale choisie est une structure contenant un seul amplificateur situé dans la boucle de rétroaction de la partie réursive. La figure ci-dessous rappelle la structure théorique du filtre réursive et transversal.



**Figure III.1** : Filtre réursive et transversal à un amplificateur

Ce filtre est réalisé sur un substrat Duroid 5870 d'épaisseur  $H = 790 \mu\text{m}$  dont les caractéristiques fournies par le fabricant sont :

$$\rightarrow \varepsilon_r = 2,34$$

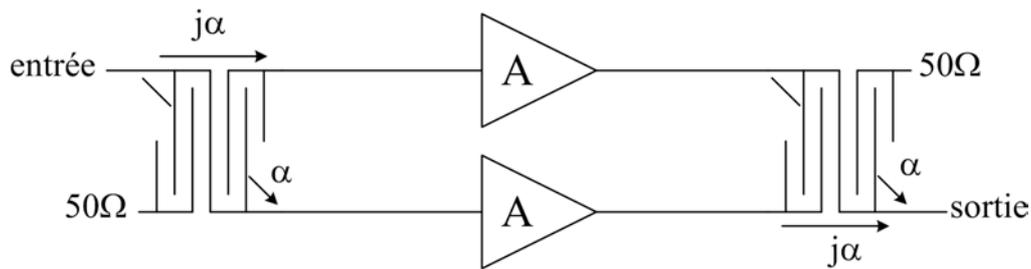
$$\rightarrow \tan \delta = 0,0012$$

L'épaisseur de métallisation est de  $9 \mu\text{m}$ .

La première étape dans la conception du filtre est la réalisation de l'amplificateur qui sera inséré dans le filtre réursive. Une topologie de type équilibré est choisie pour la fonction amplification.

### II.1 REALISATION D'UN AMPLIFICATEUR EQUILIBRE

La schématique de l'amplificateur équilibré est rappelé sur la figure III.2.



**Figure III.2 :** Schématique d'un amplificateur équilibré

Les coupleurs utilisés en entrée et en sortie de l'amplificateurs sont des coupleurs de Lange à six doigts de valeur de couplage  $\alpha = -3$  dB. Les coupleurs de Lange induisent une différence de phase entre les signaux sortants de la voie directe et de la voie couplée égale à  $\pi/2$ .

L'augmentation du nombre de doigts permet [68], [69] :

- ↪ d'élargir la bande de fonctionnement du coupleur,
- ↪ d'augmenter les distances entre les différents doigts, ce qui facilite la réalisation.

Le même amplificateur, de gain  $A$ , est placé dans les deux branches de la structure. La topologie équilibrée autorise une plus grande flexibilité dans la conception de l'amplificateur global car, en théorie, elle permet d'adapter parfaitement un amplificateur en conservant les caractéristiques du module du paramètre de transmission d'un des amplificateurs seul.

Les performances théoriques de la topologie équilibrée sont :

$$\text{↪ } S_{21}(f) = jS_{21A} e^{-j\pi f/f_0}$$

$$\text{↪ } S_{11}(f) = 0$$

$$\text{↪ } S_{22}(f) = 0$$

avec  $S_{21A}$  : gain de l'amplificateur  $A$

$S_{21}$  : gain de l'amplificateur équilibré

$S_{11}$  et  $S_{22}$  : paramètres d'adaptation en entrée et en sortie du montage équilibré

Le facteur de bruit correspondant est pratiquement égal au facteur de bruit de l'amplificateur seul. En effet, le calcul donne à  $f_0$  [74] :

$$F = F_A + \frac{|S_{22A}|^2}{|S_{21A}|^2}$$

avec  $F_A$  : facteur de bruit de l'amplificateur

$F$  : facteur de bruit du montage équilibré

Généralement  $|S_{22A}| \ll |S_{21A}|$ , et donc  $F \sim F_A$ .

L'amplificateur équilibré est conçu autour de la fréquence centrale  $f_0 = 4,5$  GHz et sur une largeur de bande de 2 GHz.

## II.2 RESULTATS DE SIMULATION DE LA TOPOLOGIE EQUILIBREE

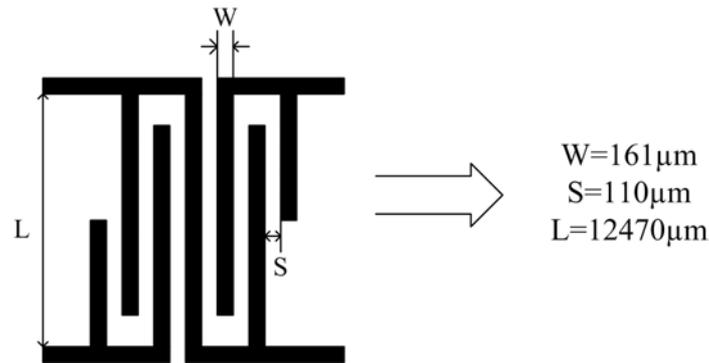
Les transistors utilisés dans cette structure sont des transistors Fujitsu HEMT FHX13X dont les caractéristiques sont présentées en annexe F. Ce transistor a été caractérisé au cours de la thèse de Sébastien Quintanel [71], en paramètres S et en bruit, au point de polarisation  $V_{ds} = 2V$  et  $I_{ds} = 10$  mA.

Lors de la conception de l'amplificateur équilibré, les transistors sont simulés par les fichiers de paramètres S résultant de mesures effectuées à l'IRCOM. Les objectifs de conception de l'amplificateur équilibré sont les suivants :

- ↪ Une faible variation du gain dans la bande de fréquence.
- ↪ Un rapport signal/bruit le plus fort possible.
- ↪  $|S_{ii}| < -10$  dB sur la bande de fréquence de travail.

Pour l'optimisation de la structure équilibrée à l'aide du logiciel de simulation circuit, nous utilisons des coupleurs de Lange  $-3$  dB à six doigts. A l'aide du logiciel de synthèse LINECALC [79], nous dimensionnons les coupleurs de Lange en fonction des valeurs de couplage souhaitées, du substrat utilisé, et à la fréquence  $f_0 = 4,5$  GHz qui correspond à la fréquence centrale de la bande de fréquence considérée.

Les caractéristiques du coupleur de Lange à  $-3$  dB à  $f_0 = 4,5$  GHz sont :

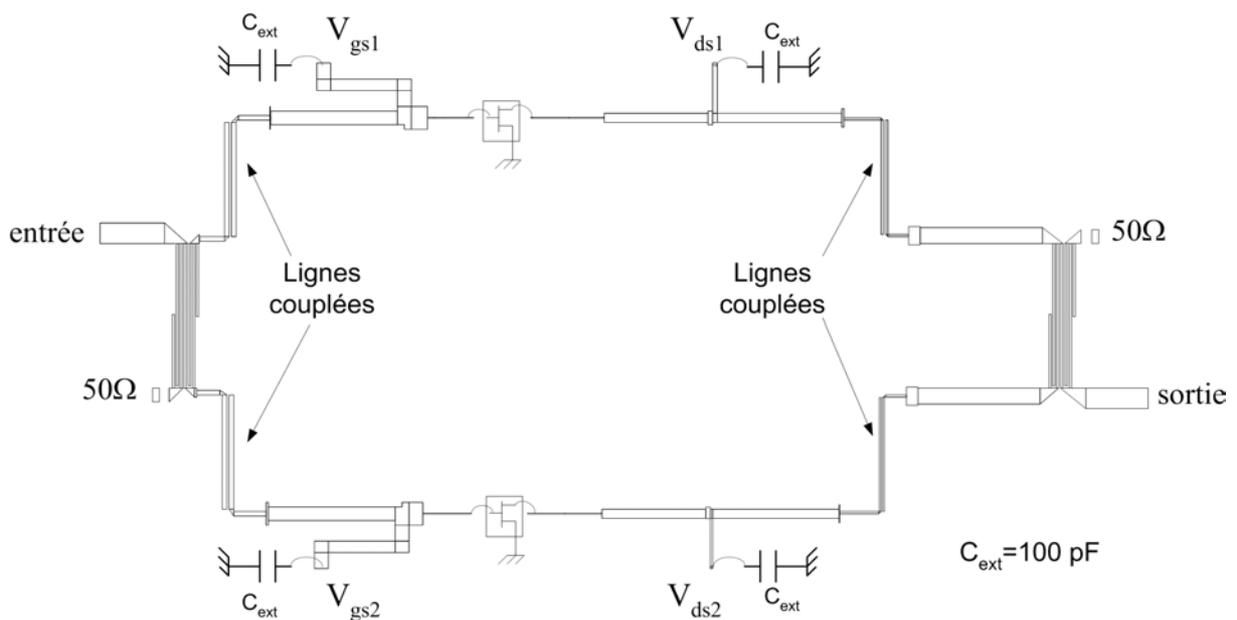


Pour que les signaux continus et hyperfréquences ne se perturbent pas au sein du circuit, nous utilisons des capacités de découplage (figure III.3) :

- ↪ Sous forme de lignes couplées situées de part et d'autre des transistors.
- ↪ Sous forme de capacités externes de valeur  $C_{\text{ext}} = 100$  pF placées en parallèle des alimentations continues.

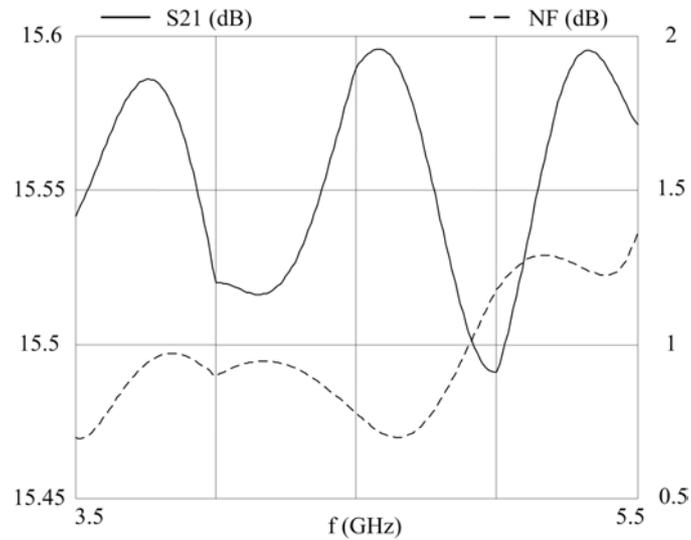
Les capacités externes et les transistors sont reliés à la partie passive de l'amplificateur à l'aide de fil d'or. De même, les différentes connexions des coupleurs de Lange sont aussi réalisées à l'aide de fil d'or.

La structure de l'amplificateur équilibré résultant de l'optimisation est celle décrite dans la figure III.3.

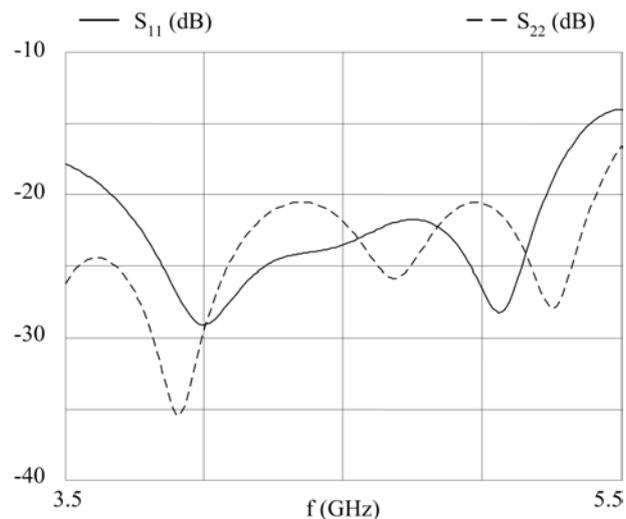


**Figure III.3 :** Layout de l'amplificateur équilibré faible bruit

Les figures ci-dessous présentent, d'une part la fonction de transfert et le facteur de bruit de la topologie équilibrée et d'autre part, les paramètres d'adaptation en entrée et en sortie.



**Figure III.4 :** Fonction de transfert et facteur de bruit de l'amplificateur équilibré



**Figure III.5 :** Paramètres  $S_{ii}$  d'entrée et de sortie de l'amplificateur équilibré

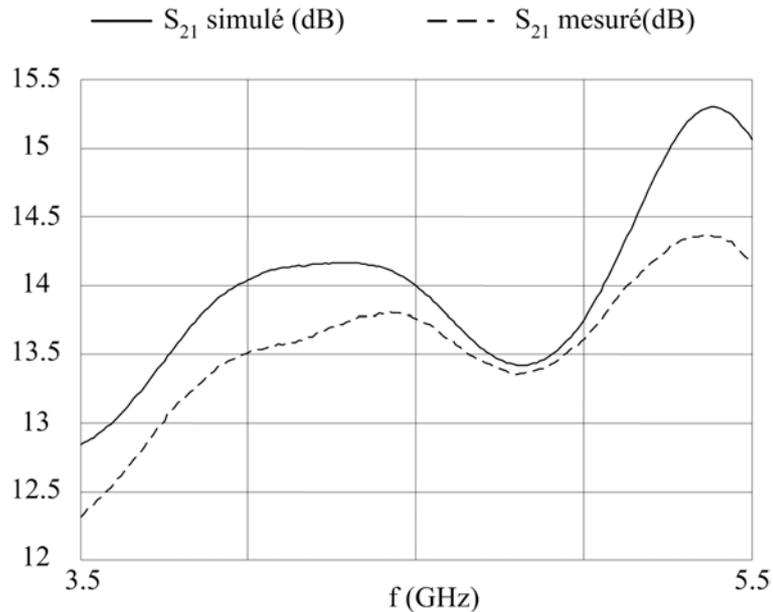
Le gain varie de 0,2 dB autour de 15,55 dB sur la bande de fréquences [3,5 – 5,5 GHz]. Le facteur de bruit est inférieur à 1,5 dB sur toute la bande de fréquence.

Les paramètres  $|S_{11}|$  et  $|S_{22}|$  sont inférieurs à  $-10$  dB sur la bande de fréquence considérée.

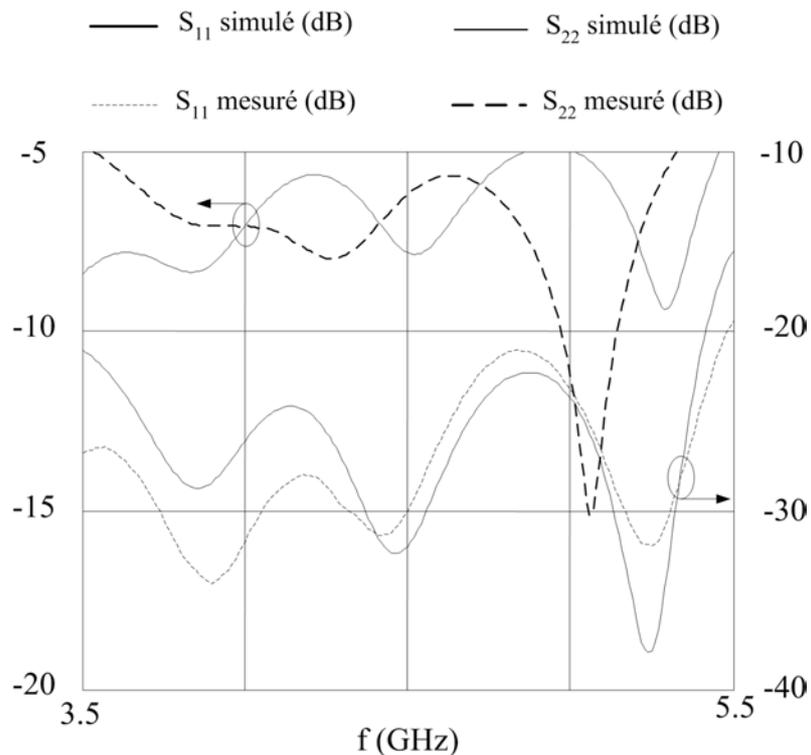
Une simulation électromagnétique, post réalisation du circuit, des éléments passifs d'adaptation des deux transistors est fait à l'aide du logiciel MOMENTUM. Les nouvelles

simulations sont différentes des premières réalisées à l'aide des modèles fournis avec le logiciel de simulation circuit.

La figure III.6 présente la fonction de transfert de l'amplificateur équilibré après simulation électromagnétique des parties passives, ainsi que la fonction de transfert mesurée. Les paramètres d'adaptation d'entrée et de sortie sont présentés figure III.7.



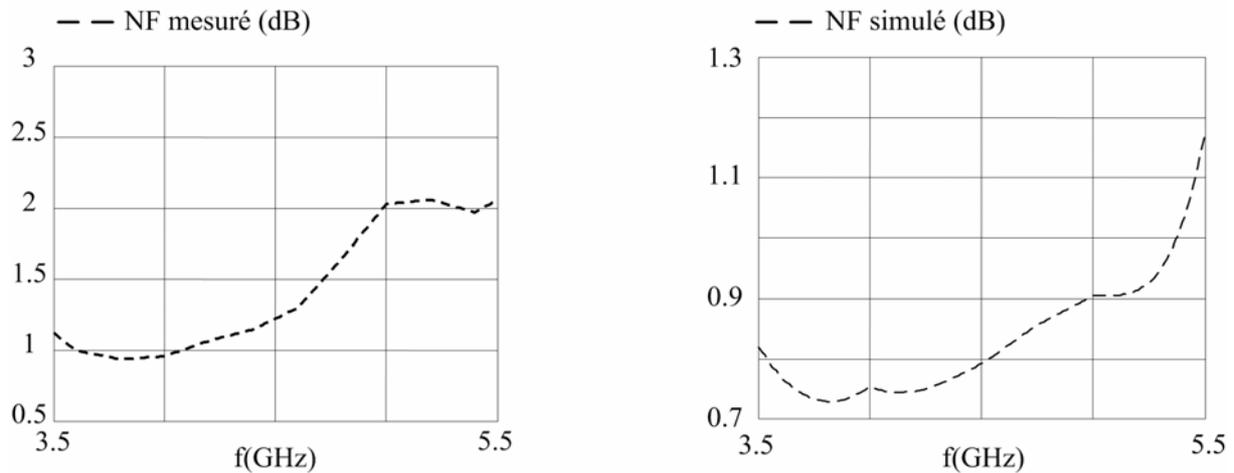
**Figure III.6 :** Fonctions de transfert simulées et mesurées de l'amplificateur équilibré



**Figure III.7 :** Paramètres  $S_{ii}$  simulés et mesurés de l'amplificateur équilibré

Comme nous pouvons le constater, les formes de la fonction de transfert sont identiques en simulation et en mesure. Cependant, l'ondulation dans la bande de fréquence est augmentée, le gain varie de 2 dB autour de 13,5 dB. Il existe une bonne concordance entre les paramètres  $S_{ii}$  sur la bande de fréquence considérée.

La figure ci-dessous présente le facteur de bruit simulé et mesuré de la topologie équilibrée.



**Figure III.8 :** Facteur de bruit simulé et mesuré de la topologie équilibrée

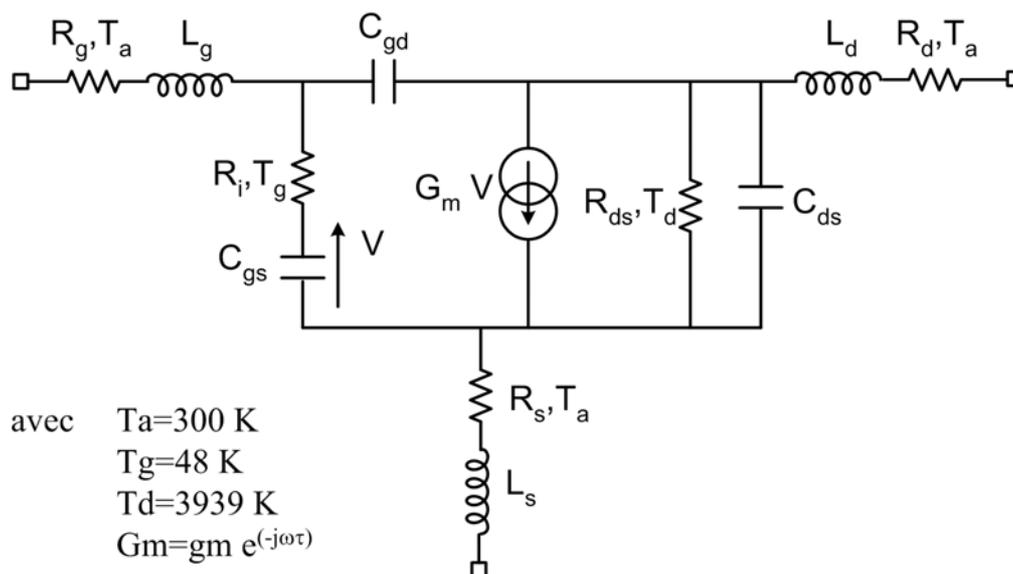
La figure III.8 montre une grande différence entre simulation et mesure du facteur de bruit de la topologie équilibrée de l'ordre de 0,8 dB. Cette différence s'explique par la sensibilité de l'amplificateur aux longueurs de fil d'or qui servent à réaliser les différentes connexions au sein du circuit. En effet, la variation de la longueur de ces fils d'or entre la simulation et la réalisation n'est pas un paramètre qui nous pouvons maîtriser.

## II.3 ETUDE DE LA STABILITE

### II.3.1. STABILITE INTRINSEQUE

La stabilité intrinsèque de l'amplificateur a été étudiée grâce à la méthode de la NDF appliquée au logiciel de simulation circuit [84]. Pour réaliser cette étude, nous avons utilisé le modèle équivalent petit signal développé dans la thèse de Sébastien Quintanel [71], pour les mêmes valeurs de polarisation ( $V_{ds} = 2V$  et  $I_{ds} = 10 mA$ ).

Le modèle équivalent petit signal est donné ci-dessous :



**Figure III.9 :** Modèle équivalent petit signal du transistor pour  $V_{ds} = 2\text{V}$  et  $I_{ds} = 10\text{ mA}$

Les valeurs des composants du modèle petit signal sont regroupées dans le tableau suivant :

$R_g$	$L_g$	$R_i$	$C_{gs}$	$C_{gd}$	$G_m$	$\tau$	$R_s$	$L_s$	$R_{ds}$	$C_{ds}$	$L_d$	$R_d$
0,7	0,2	5,7	0,16	0,028	75	0,89	1,06	0,11	219,7	0,068	0,16	1,6

**Tableau III.1 :** Valeurs des composants du modèle petit signal du FHX13X

Avec :  $R_g, R_i, R_s, R_{ds}, R_d$  : résistances exprimées en  $\Omega$

$L_g, L_s, L_d$  : inductances exprimées en nH

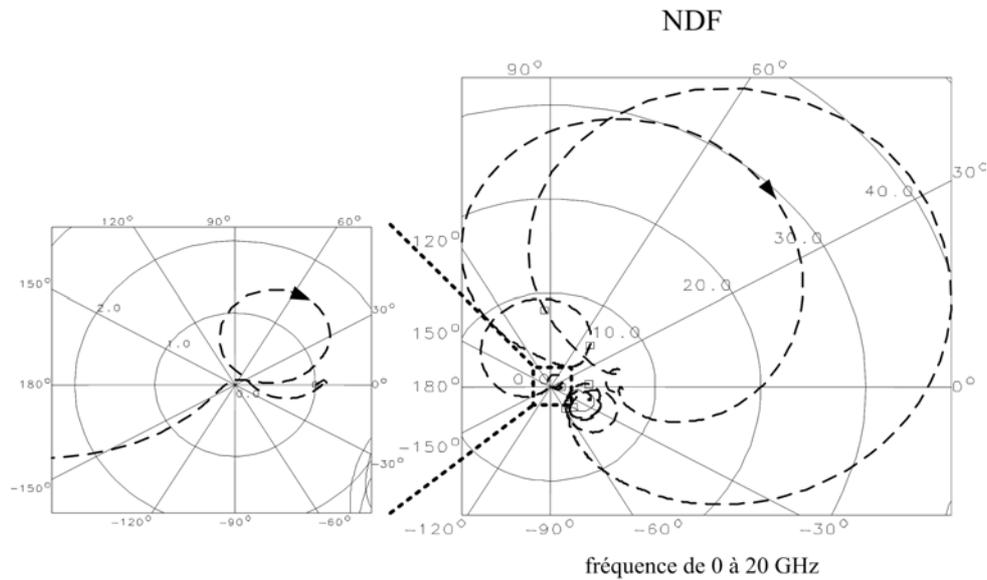
$C_{gs}, C_{gd}, C_{ds}$  : capacitances exprimées en pF

$g_m$  : admittances exprimées en mS

$\tau$  : temps exprimé en ps

Le fichier de mesure du transistor doit être remplacé par son modèle équivalent petit signal dans le logiciel de simulation circuit car la méthode de la NDF requiert de pouvoir modifier le schéma équivalent du transistor.

La figure III.10 présente la courbe de la NDF de 0 à 20 GHz lorsque l'amplificateur est fermé sur 50  $\Omega$  à ses deux accès.

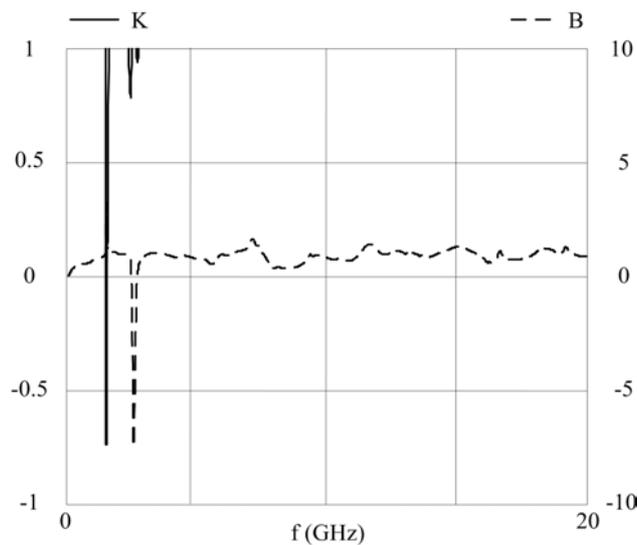


**Figure III.10 :** Tracé de la NDF du montage équilibré

La courbe de la NDF n'entoure pas le centre de l'abaque dans le sens horaire, l'amplificateur est donc intrinsèquement stable de 0 à 20 GHz.

**II.3.2. STABILITE EXTRINSEQUE**

En plus de la stabilité intrinsèque du système, il faut étudier la stabilité extrinsèque de celui-ci. Pour cela, la figure III.11 présente les facteurs K et B. Le circuit présente une instabilité en charge car le facteur K est inférieur à 1, et B à 0 pour des fréquences situées autour de 1,5 GHz.



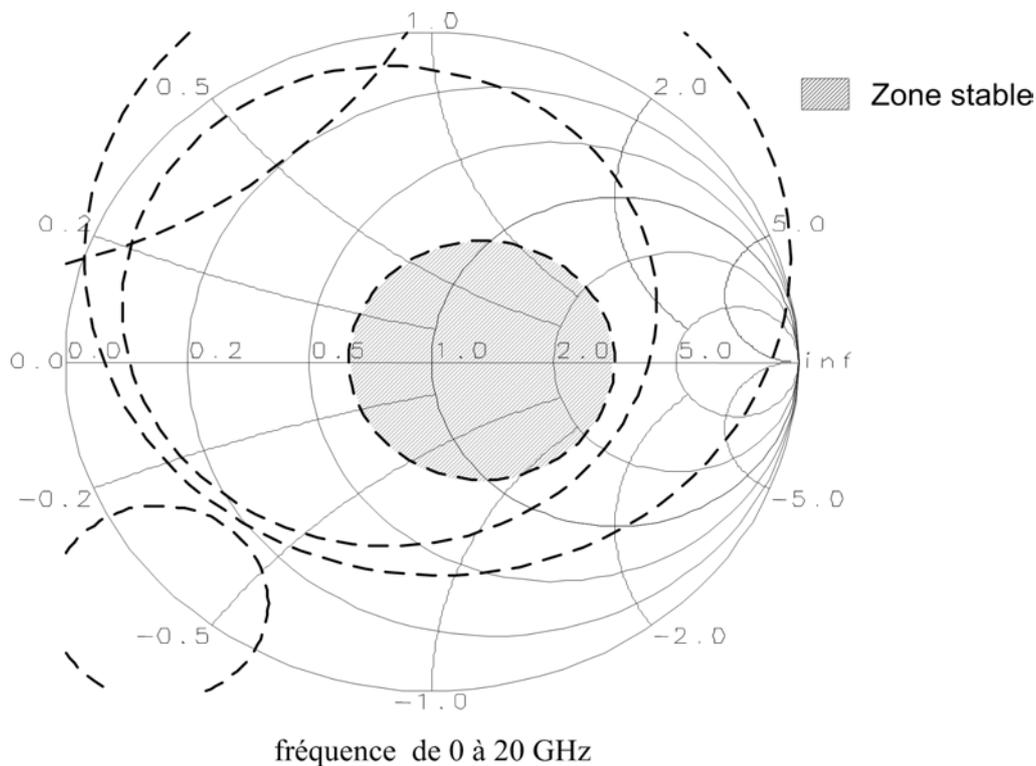
**Figure III.11 :** Facteur K et B du LNA

Nous devons avoir recours aux tracés des cercles de stabilité afin de déterminer les zones de charges pouvant rendre le circuit instable.

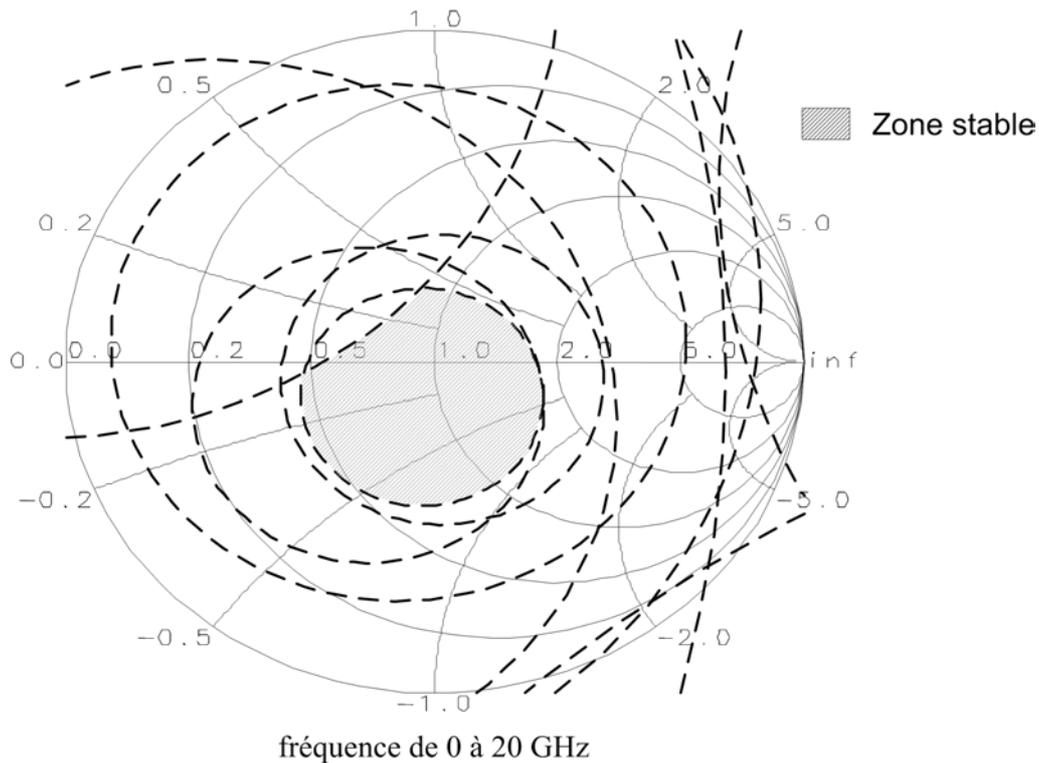
A la fréquence considérée, si le paramètre  $S_{ii}$ , exprimé en décibel, est négatif alors le centre de l'abaque de Smith est considéré comme un point stable. Si le cercle de stabilité englobe le centre de l'abaque alors l'intérieur du cercle est considéré comme stable et l'extérieur instable.

A l'opposé, si le paramètre  $S_{ii}$ , exprimé en décibel, est positif alors le centre de l'abaque est considéré comme un point instable. Si le cercle n'englobe pas le centre de l'abaque alors l'intérieur du cercle est considéré comme stable et l'extérieur instable [74].

A la suite de l'étude des cercles de stabilité, il apparaît que les zones de charge stables en entrée et en sortie de l'amplificateur sont celles décrites ci-dessous :



**Figure III.12 :** Zone de stabilité en charge en entrée de l'amplificateur



**Figure III.13 :** Zone de stabilité en charge en sortie de l'amplificateur

Durant la conception de la partie passive du filtre transversal, autour de l'amplificateur équilibré, des précautions devront être prises afin de présenter les bonnes valeurs d'impédance en entrée et en sortie de l'amplificateur équilibré afin de maintenir le filtre stable.

## II.4 REALISATION EN FILTRE RECURSIF ET TRANSVERSAL EN TECHNOLOGIE HYBRIDE

L'étape suivante de la conception du filtre consiste à intégrer l'amplificateur au sein de la structure passive complétant le filtre. Cette réalisation a pour objectif de valider l'analyse théorique développée au chapitre II. La structure choisie pour la réalisation est un filtre récursif et transversal intégrant un seul amplificateur (figure III.1).

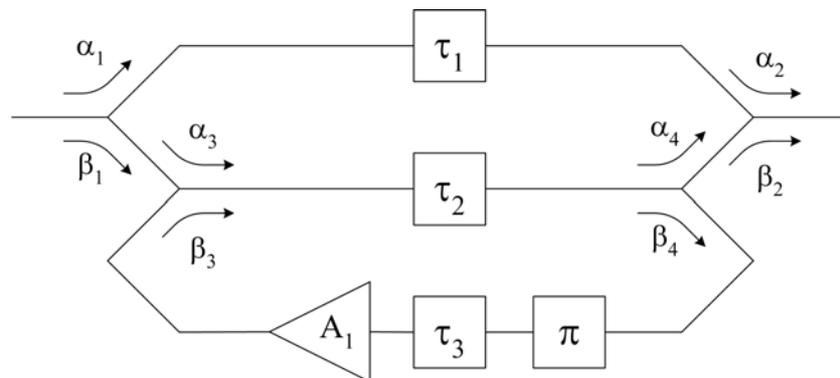
### II.4.1. SIMULATION DU FILTRE RECURSIF ET TRANSVERSAL A L'AIDE DE COUPLEURS IDEAUX

A l'aide du programme d'optimisation présenté dans le chapitre II, nous allons extraire les valeurs de couplage théoriques du filtre récursif et transversal. Elles permettent de fixer la fréquence du zéro de transmission, la largeur de bande rejetée et enfin d'obtenir un minimum de facteur de bruit à la fréquence de coupure.

L'amplificateur est caractérisé par les deux grandeurs suivantes obtenues lors des mesures :

- ↪ Le gain de l'amplificateur :  $A_0(f_0) = 14$  dB
- ↪ La valeur maximum du facteur de bruit sur la bande de fréquence considérée :  $F_{\max} = 2$  dB

La structure de filtre, au sein de laquelle l'amplificateur est inséré, est celle décrite ci-dessous :



**Figure III.14 :** Filtre récursif et transversal à un amplificateur en éléments idéaux

L'optimisation théorique de la structure figure III.14 se fait en respectant le cahier des charges suivant :

- ↪ Fréquence centrale du filtre à  $f_0 = 4,5$  GHz.
- ↪ Largeur de bande rejetée :  $\frac{\Delta f}{f_0} = 1\%$ .
- ↪ Valeur du facteur de bruit à  $f = f_{-3\text{ dB}}$  doit être minimum.

Après optimisation, nous obtenons les valeurs de couplage suivantes :

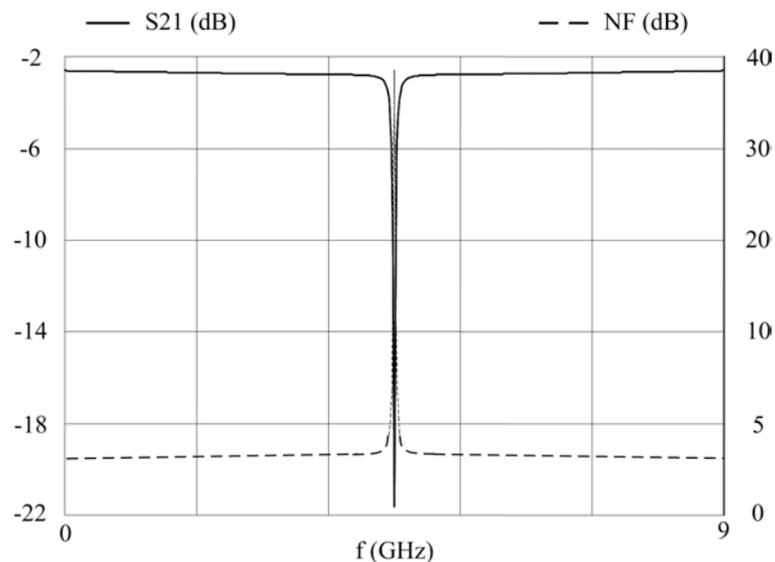
$$\begin{array}{ll} \alpha_1 = -2,8 \text{ dB} & \beta_1 = -3,22 \text{ dB} \\ \alpha_2 = -0,09 \text{ dB} & \beta_2 = -17 \text{ dB} \\ \alpha_3 = -0,17 \text{ dB} & \beta_3 = -14,07 \text{ dB} \\ \alpha_4 = -19,2 \text{ dB} & \beta_4 = -0,05 \text{ dB} \end{array}$$

Les caractéristiques théoriques de la fonction de transfert et du facteur de bruit associés à cet ensemble de valeurs de couplage sont :

$$\begin{aligned} |H(0)| &= -2,8 \text{ dB} & |H(f_{3 \text{ dB}})| &= -5,8 \text{ dB} \\ F(0) &= 2,8 \text{ dB} & F(f_{3 \text{ dB}}) &= 7,2 \text{ dB} \\ f_{3 \text{ dB}} &= 4,48 \text{ GHz} \end{aligned}$$

Nous simulons, à l'aide d'éléments idéaux, le filtre récurrent et transversal ainsi défini.

La courbe de la figure III.15 représente la fonction de transfert obtenue après simulation de la structure idéale, ainsi que le facteur de bruit de la topologie.



**Figure III.15 :** Fonction de transfert et facteur de bruit du filtre idéal

Les valeurs de la fonction de transfert simulée correspondent, à 0,1 dB près, aux valeurs théoriques calculées.

En effet :

$$\begin{aligned} |H(0)|_{\text{théorique}} &= -2,8 \text{ dB} & |H(0)|_{\text{simulé}} &= -2,9 \text{ dB} \\ f_{-3 \text{ dB}}_{\text{théorique}} &= 4,48 \text{ GHz} & f_{-3 \text{ dB}}_{\text{simulé}} &= 4,47 \text{ GHz} \end{aligned}$$

Aux fréquences les plus basses, les valeurs du facteur de bruit diffèrent légèrement des valeurs calculées. Dans cette bande de fréquence, le filtre étant équivalent à un système passif, les résultats relevés sont conformes à la théorie à savoir :

$$|H(0)|_{\text{simulé}} = -2,9 \text{ dB} \qquad F(0)_{\text{simulé}} = 2,9 \text{ dB}$$

En outre, en bord de bande rejetée, la partie active du filtre contribue à l'augmentation du facteur de bruit et nous obtenons :

$$F(f_{-3\text{dB}})_{\text{théorique}} = 7,2 \text{ dB} \qquad F(f_{-3\text{dB}})_{\text{simulé}} = 8,7 \text{ dB}$$

Cette différence entre calcul et simulation n'est pas étonnante car, à l'approche de la zone de réjection, le filtre devient très sensible à la moindre variation d'un de ses paramètres.

A noter que les valeurs de temps de retard utilisées lors de la simulation correspondent aux valeurs théoriques tels que :

$$\tau_1 - \tau_2 = \tau \quad \text{et} \quad \tau_2 + \tau_3 = \tau$$

$$\text{avec} \quad \tau = \frac{1}{2f_0} = 111,11 \text{ ps} \quad \text{pour} \quad f_0 = 4,5 \text{ GHz}$$

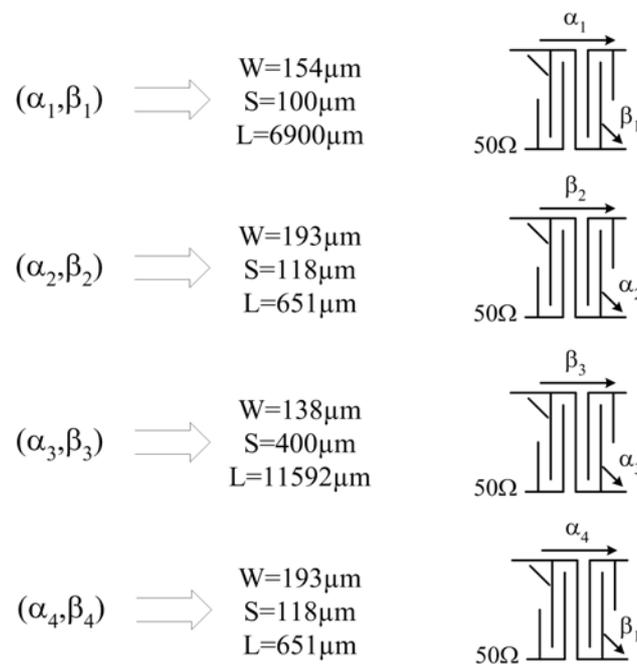
Les résultats issus de l'optimisation théorique concordent de façon satisfaisante avec ceux obtenus lors de la simulation du filtre constitué d'éléments idéaux. Seule la valeur du facteur de bruit à la fréquence de coupure varie de façon plus conséquente mais cela s'explique par la sensibilité de la structure à l'approche de la bande rejetée.

Au vu de ces résultats, nous pouvons dire que la démarche de synthèse et d'optimisation théorique de filtre stop bande est correcte. En effet, elle nous donne un bon gabarit du filtre en terme de fonction de transfert et de facteur de bruit.

### II.4.2. SIMULATION DU FILTRE RECURSIF ET TRANSVERSAL A L'AIDE DE COUPLEURS REELS

Pour le filtre hybride, les fonctions de couplage sont assurées par des coupleurs de Lange à six doigts.

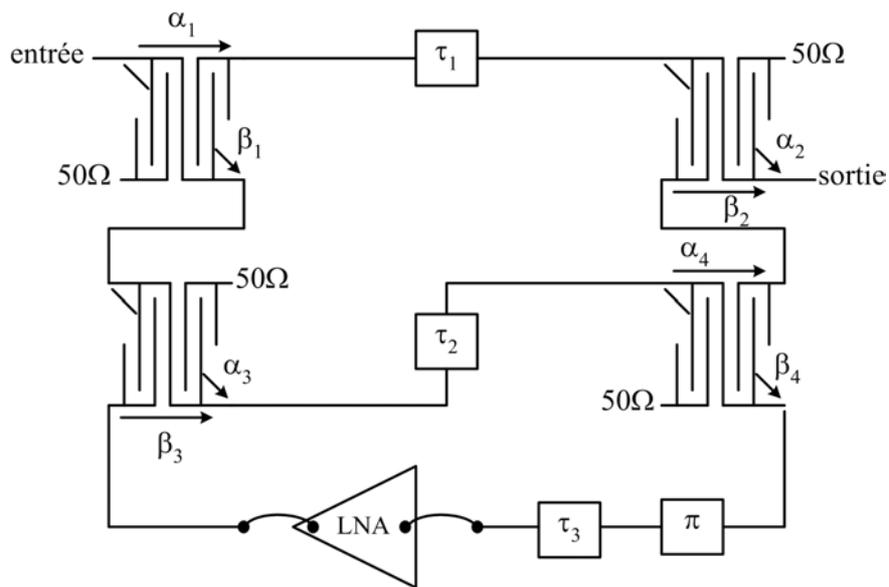
Le premier travail à réaliser est de dimensionner les coupleurs de Lange afin d'obtenir les valeurs de couplages théoriques obtenues au paragraphe précédent. A l'aide du logiciel de synthèse LINECALC, [79], nous dimensionnons les coupleurs de Lange.



Une fois ce dimensionnement fait, la structure du filtre transversal devient celle décrite sur la figure III.16.

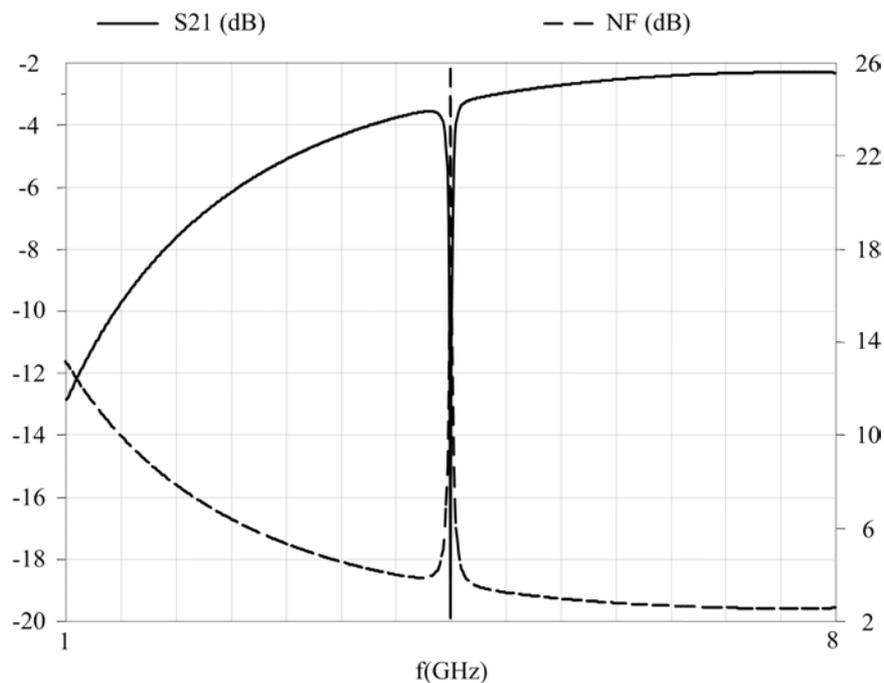
L'utilisation de coupleurs réels impose la prise en compte des temps de retard et terme de phase constant introduits par ces derniers. Alors, pour obtenir la réponse stop bande souhaitée, une optimisation est faite en imposant des conditions :

- ↪ Sur le module de la fonction de transfert :  $|H(f_0)| < -20$  dB
- ↪ Sur la largeur de bande rejetée :  $\frac{\Delta f}{f_0} = 1\%$ .



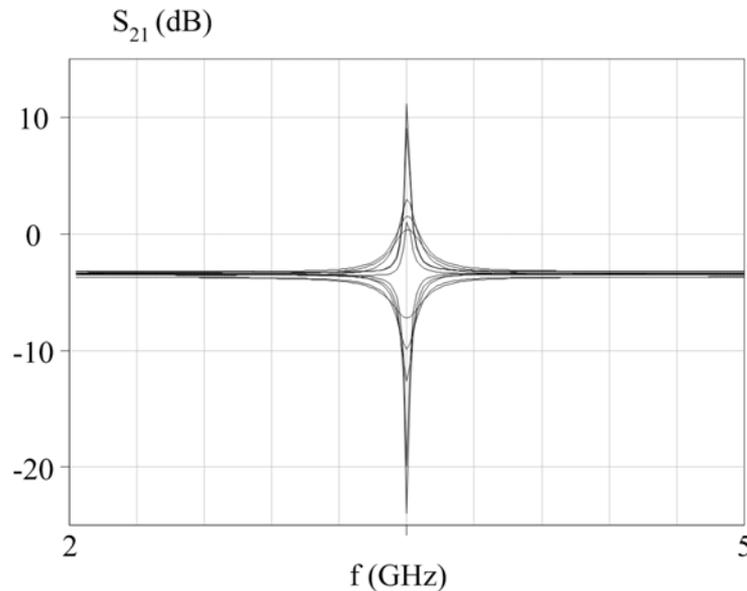
**Figure III.16 :** Topologie du filtre transversal hybride avec les coupleurs réels

Comme nous le montre la figure III.17, l'utilisation des coupleurs de Lange perturbe la réponse du filtre sur une grande partie de la bande de fréquence considérée. Ceci est directement lié aux caractéristiques en fréquence de la réponse des coupleurs de Lange.



**Figure III.17 :** Fonction de transfert et facteur de bruit du filtre contenant des coupleurs réels

De plus, une analyse de type Monté-Carlo est réalisée en faisant varier les valeurs de couplage ( $\alpha_i$  ;  $\beta_i$ ) du filtre décrit figure III.14 de  $\pm 2,5$  %, nous obtenons une variation de la fonction de transfert présentée ci-dessous :



**Figure III.18 :** Etude de sensibilité de la fonction de transfert en fonction des valeurs de couplage

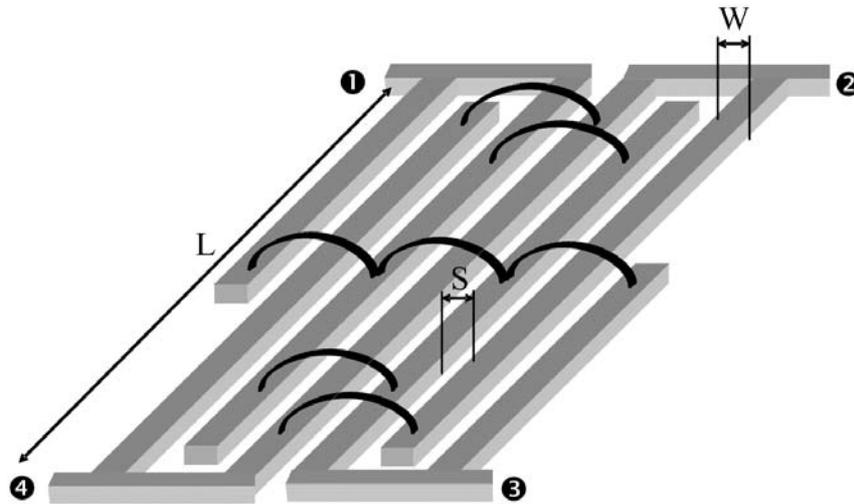
La figure III.18 montre que la topologie récurrente et transversale étudiée est très sensible aux variations des valeurs de couplage des quatre coupleurs qui la composent dans le cas où la largeur de bande objectif est de 1 %. La sensibilité est augmentée du fait de la forte sélectivité. Cette étude de sensibilité montre l'importance de modéliser aux mieux les coupleurs de Lange afin de s'approcher au plus près de leur réalité physique.

C'est pourquoi nous allons mener une étude comparative entre les valeurs de couplage du modèle de coupleur de Lange présent au sein du logiciel de simulation circuit, et celles issues de la simulation électromagnétique de ce même coupleur.

#### **II.4.3. MODELISATION DES COUPLEURS DE LANGE POUR LA SIMULATION ELECTROMAGNETIQUE**

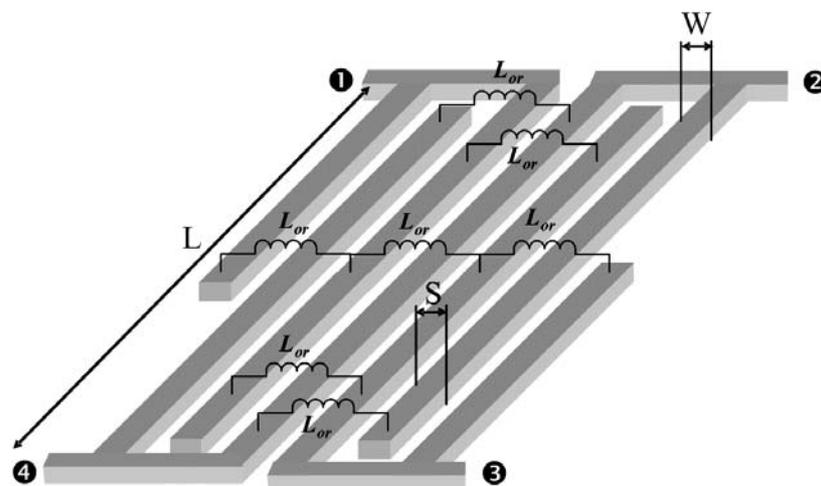
En technologie hybride, les connexions reliant deux doigts du coupleur de Lange entre eux sont réalisées à l'aide de fil d'or de diamètre 25  $\mu\text{m}$ . Chaque fil d'or peut être modélisé par

une inductance de valeur 0,1 nH pour une longueur de fil de 100  $\mu\text{m}$ . la figure III.19 représente un coupleur de Lange avec les fils d'or.



**Figure III.19 :** Coupleur de Lange en technologie hybride

La méthode de modélisation du coupleur de Lange consiste à simuler les métallisations seules en remplaçant chaque point de connexion des fils d'or par un port d'accès Momentum comme le montre la figure III.20. Nous obtenons alors un fichier de paramètres S à seize accès, quatre accès d'entrée / sortie du coupleur, et les douze accès modélisant les points de connexion du fil d'or.



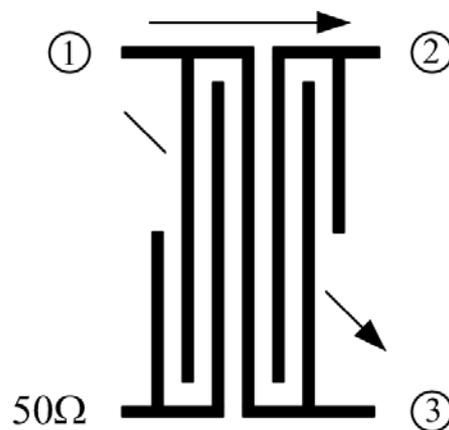
**Figure III.20 :** Modélisation du coupleur de Lange pour la simulation électromagnétique

Au sein du logiciel de simulation circuit, une inductance idéale de valeur  $L_{or}$  est placée entre deux accès prévus afin de connecter un fil d'or (figure III.20). Pour connaître la valeur de l'inductance  $L_{or}$ , nous supposons que le fil forme un demi-cercle entre les deux doigts connectés.

En utilisant la modélisation du coupleur de Lange décrite sur la figure III.20, le logiciel de simulation circuit opère seize reconnections pour un seul coupleur. Ceci est un gros désavantage de la méthode car le nombre important de reconnections entraîne des temps de calcul à chaque point de fréquence beaucoup plus importants.

Neuf coupleurs de Lange, de dimensions différentes, sont simulés à l'aide de cette modélisation. Les résultats de comparaison de la simulation électromagnétique et de celle du modèle fourni avec le logiciel circuit sont regroupés dans le tableau III.2 ci-après.

Les valeurs de couplage  $S_{21}$  et  $S_{31}$  sont définies comme le montre la figure ci-dessous :



**Figure III.21 :** Valeurs de couplage utilisées pour l'étude comparative

Les résultats de simulations électromagnétiques et ceux du modèle diffèrent quelles que soient les dimensions du coupleur de Lange considéré et suffisamment pour perturber le comportement du filtre récursif et transversal. Une simulation électromagnétique des coupleurs de Lange s'impose donc au vu de la sensibilité du circuit aux variations des valeurs de couplage.

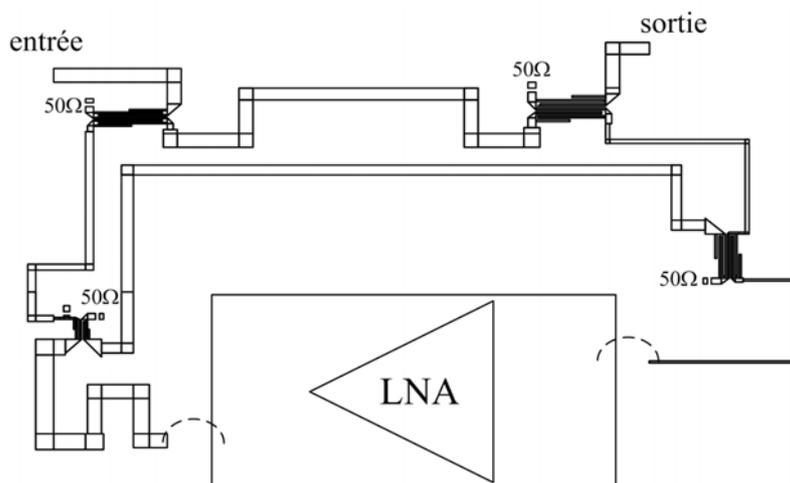
	Coupleur de Lange ( $\mu\text{m}$ )	Modèle (dB/deg)				Fichier 16 accès (dB/deg)				Lor (nH)
		dB(S <sub>21</sub> )	arg(S <sub>21</sub> )	dB(S <sub>31</sub> )	arg(S <sub>31</sub> )	dB(S <sub>21</sub> )	arg(S <sub>21</sub> )	dB(S <sub>31</sub> )	arg(S <sub>31</sub> )	
Lange 1	W = 200 S = 200 L = 3380	-10,37	59,4	-0,43	-30,4	-12,42	33	-0,77	-71,5	1,3
Lange 2	W = 305 S = 450 L = 13300	-7,65	-6,7	-0,94	-98	-7,4	-51,4	-1,11	-144	2,38
Lange 3	W = 290 S = 380 L = 4600	-11	52,2	-0,39	-37,6	-12,43	21,5	-0,82	-73,37	2
Lange 4	W = 290 S = 380 L = 14600	-6,95	-15	-1,11	-106,6	-6,61	-61,3	-1,42	-155	2
Lange 5	W = 290 S = 380 L = 7500	-8,09	31,1	-0,78	-58,9	-8,44	-14,7	-1,13	-115,7	2
Lange 6	W = 170 S = 360 L = 10800	-6,54	8,8	-1,15	-80,8	-7,9	-53,6	-1,19	-142,40	1,67
Lange 7	W = 400 S = 200 L = 3000	-11,67	61,2	-0,39	-27,4	-12,6	37,4	-0,52	-54	1,89
Lange 8	W = 200 S = 400 L = 3000	-14,44	65,17	-0,17	-24,6	-16,92	42	-0,823	-52	1,89
Lange 9	W = 200 S = 400 L = 10000	-7,13	15,8	-0,97	-74	-7,3	-15,24	-1,34	-105,5	1,89

**Tableau III.2 :** Résultats de l'étude sur la modélisation du coupleur de Lange

#### II.4.4. RESULTATS DE SIMULATIONS DU FILTRE RECURSIF ET TRANSVERSAL

Durant l'optimisation de la structure à l'aide du logiciel de simulation circuit, nous avons dû utiliser un point de polarisation des transistors différent de celui considéré précédemment. Pour obtenir des valeurs de gain moins importantes dans la bande de fréquence de travail, nous avons utilisé le point de polarisation  $V_{ds} = 2\text{V}$  et  $I_{ds} = 5\text{ mA}$ . Ce choix se justifie car le gain de l'amplificateur équilibré présente de fortes variations dans la bande de fréquence considérée. Ceci entraîne, pour certains points de fréquence, des valeurs de gain en boucle ouverte de filtre récursif qui entraînent une instabilité. Le fait de diminuer la valeur du gain de l'amplificateur facilite donc l'obtention de la réponse du filtre global.

Après avoir remplacé tous les éléments du filtre stop bande par des éléments réels simulés électromagnétiquement, nous obtenons le layout du filtre présenté sur la figure III.22.

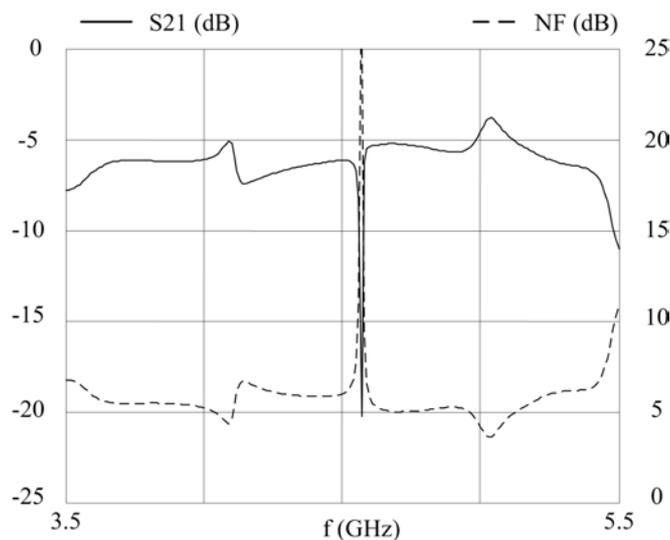


**Figure III.22 :** Layout du filtre récursif et transversal hybride

Les dimensions finales des coupleurs de Lange sont :

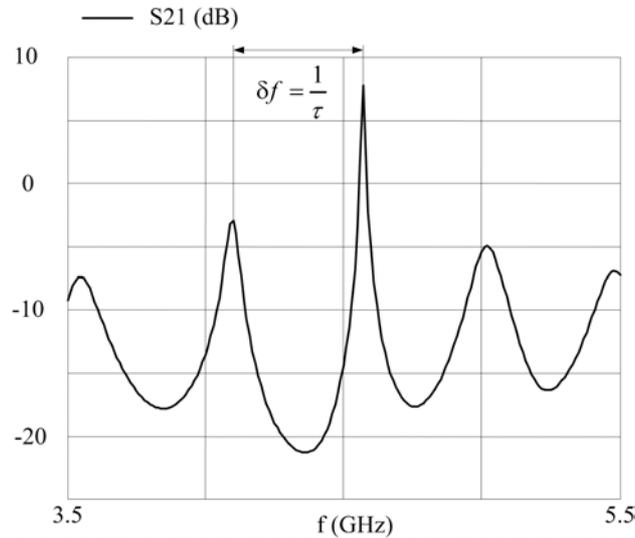
$W = 200 \mu\text{m}$	$W = 170 \mu\text{m}$
$(\alpha_1, \beta_1) \Rightarrow S = 200 \mu\text{m}$	$(\alpha_2, \beta_2) \Rightarrow S = 562 \mu\text{m}$
$L = 11900 \mu\text{m}$	$L = 10825 \mu\text{m}$
$W = 200 \mu\text{m}$	$W = 288 \mu\text{m}$
$(\alpha_3, \beta_3) \Rightarrow S = 200 \mu\text{m}$	$(\alpha_4, \beta_4) \Rightarrow S = 373 \mu\text{m}$
$L = 3380 \mu\text{m}$	$L = 7500 \mu\text{m}$

la fonction de transfert, ainsi que le facteur de bruit, simulés du filtre récursif et transversal hybride, sont présentés sur la figure III.23 ci-dessous :



**Figure III.23 :** Fonction de transfert et facteur de bruit du filtre transversal hybride

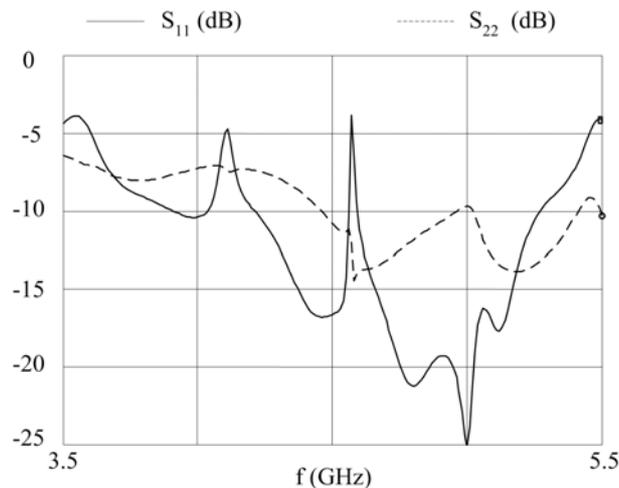
Le filtre stop bande est centré à  $f = 4,57$  GHz. La bande passante est difficile à définir à cause de la présence de deux discontinuités situées de part et d'autre du pic de réjection. Ces discontinuités sont dues à une périodicité élevée du filtre récuratif passe bande. La figure ci-dessous présente la fonction de transfert du filtre récuratif intégré dans la structure transversale.



**Figure III.24 :** Fonction de transfert du filtre récuratif

Les dimensions physiques de l'amplificateur équilibré imposent une longueur de ligne nécessaire pour créer la boucle de rétroaction du filtre récuratif. Cette longueur fixe le temps de retard dans la boucle et donc la périodicité du filtre récuratif. Les pôles de transmission, situés de part et d'autre de la fréquence centrale, ne sont pas suffisamment atténués pour ne pas perturber le comportement du filtre global dans la bande passante.

La figure ci-dessous présente l'adaptation en entrée et en sortie du filtre stop bande.



**Figure III.25 :** Paramètres  $S_{ij}$  du filtre récuratif et transversal hybride

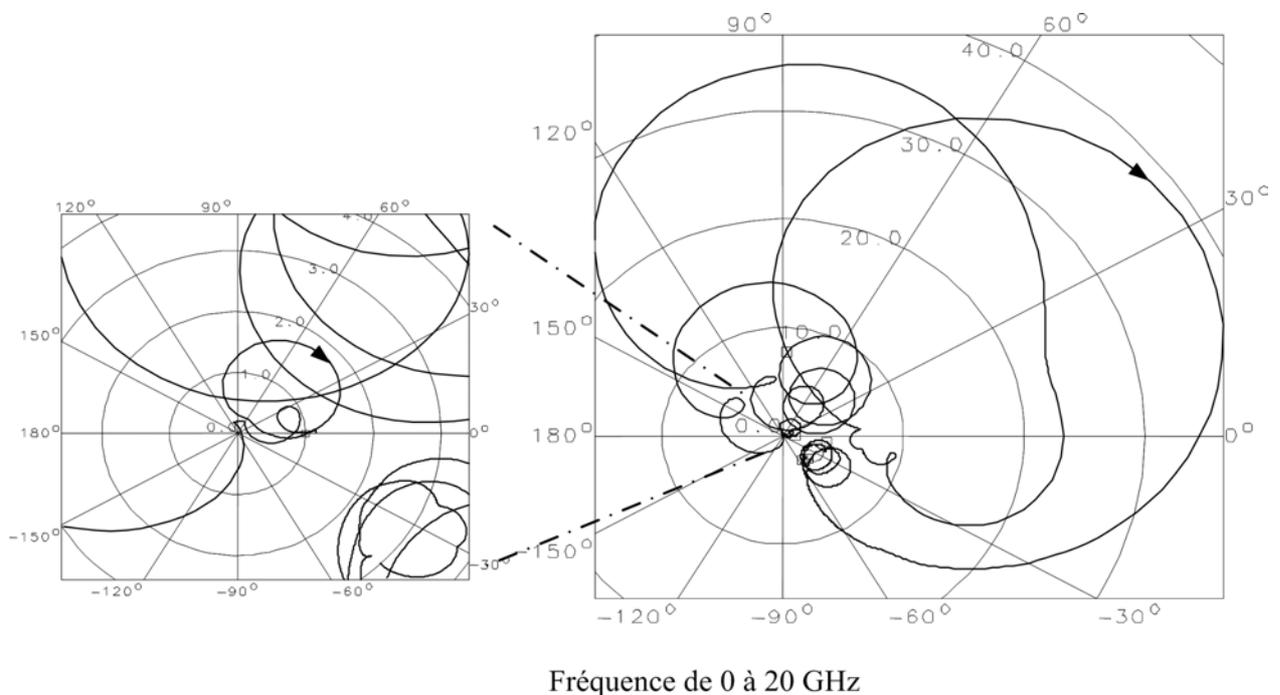
L'adaptation en entrée est inférieure à  $-5$  dB dans les bandes de fréquences passantes du filtre, et l'adaptation en sortie est inférieure à  $-8$  dB sur toute la bande de fréquences considérée.

#### II.4.5. ETUDE DE LA STABILITE DU FILTRE STOP BANDE HYBRIDE

La stabilité d'un système actif s'étudie à deux niveaux :

- ↪ De façon intrinsèque, en contrôlant la présence éventuelle d'oscillations internes au circuit.
- ↪ De façon extrinsèque en étudiant le comportement du circuit en fonction des charges présentées en entrée et en sortie.

La stabilité intrinsèque peut se caractériser grâce à la méthode de la NDF introduite au chapitre I. La figure ci-dessous présente le tracé de la NDF sur la bande de fréquence [0-20 GHz].

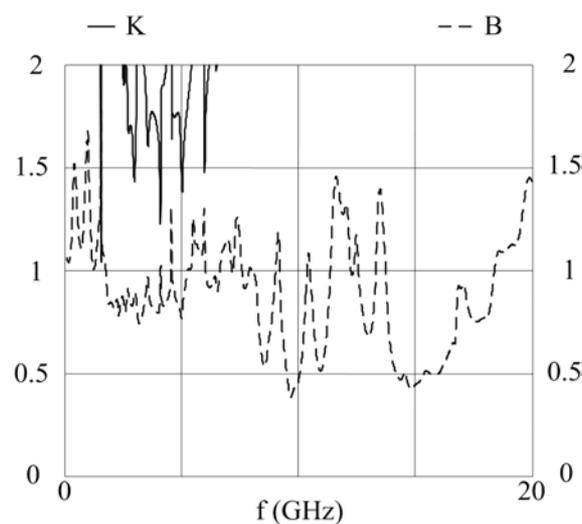


**Figure III.26 :** Tracé de la NDF du filtre hybride

La courbe n'entoure pas le centre de l'abaque dans le sens horaire donc le filtre est intrinsèquement stable de 0 à 20 GHz.

La stabilité extrinsèque est caractérisée par le calcul des coefficients K et B. Les conditions nécessaires et suffisantes pour obtenir un circuit stable en charge est de satisfaire les relations  $K > 1$  et  $B > 0$  sur une bande de fréquence considérée.

La figure ci-dessous présente les facteurs K et B appliqués au filtre récuratif et transversal hybride.

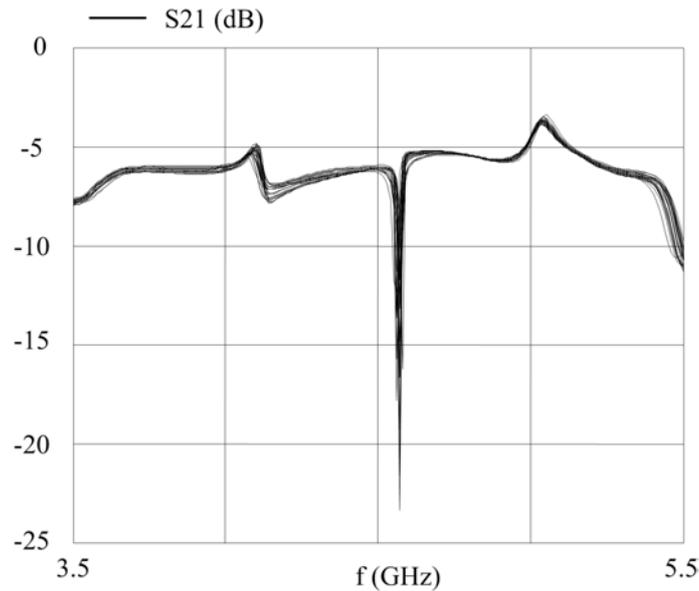


**Figure III.27 :** Facteurs K et B du filtre stop bande hybride

Les conditions de stabilité en charge sont respectées sur une large bande de fréquence, le filtre est donc extrinsèquement stable.

#### **II.4.6. ETUDE DE SENSIBILITE DU FILTRE RECURSIF ET TRANSVERSAL HYBRIDE**

Les doigts des coupleurs de Lange sont reliés entre eux par des fils d'or connectés manuellement. C'est pourquoi une étude de sensibilité sur la longueur de ces fils d'or est ici réalisée. La figure III.28 présente la réponse du filtre pour une variation de  $\pm 20\%$  de la longueur de fils d'or.



**Figure III.28 :** Sensibilité de la réponse du filtre aux variations de longueur de fil d'or

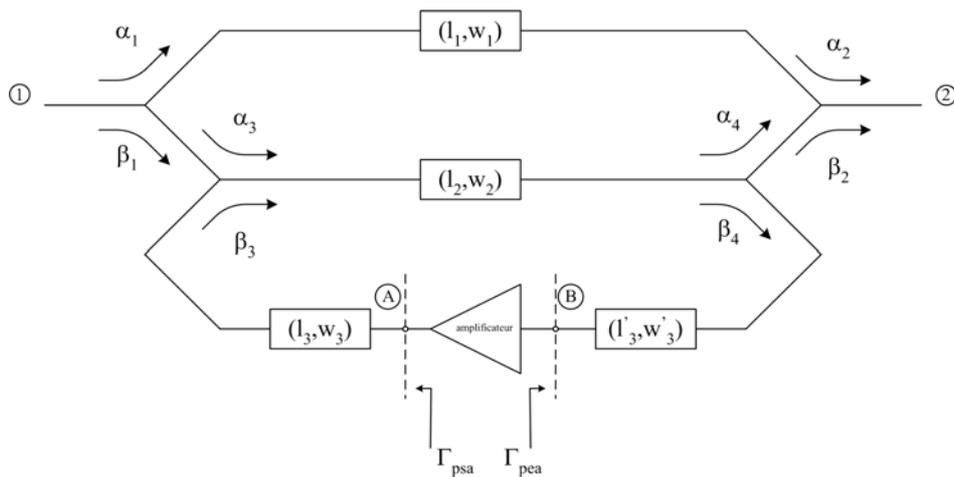
Les longueurs de fil d'or reliant entre eux deux doigts d'un coupleur de Lange ont un effet minime sur le niveau de la fonction de transfert dans la bande passante. Cependant, cela influe plus fortement sur la profondeur du zéro de transmission. La valeur de la fréquence centrale n'est pas affectée par les variations des longueurs de fil d'or.

#### **II.4.7. RESULTATS EXPERIMENTAUX DU FILTRE RECURSIF ET TRANSVERSAL HYBRIDE**

Lors des mesures du filtre récuratif et transversal, nous avons pu constater que le circuit oscille à la fréquence  $f = 5,5$  GHz et ceci pour les tensions de polarisation utilisées lors de la simulation, à savoir  $V_{ds} = 2$  V et  $I_{ds} = 5$  mA.

L'oscillation du filtre est due aux valeurs des impédances présentées en entrée et en sortie de l'amplificateur, par la partie passive, qui se situent dans une zone de charge instable pour certaines fréquences.

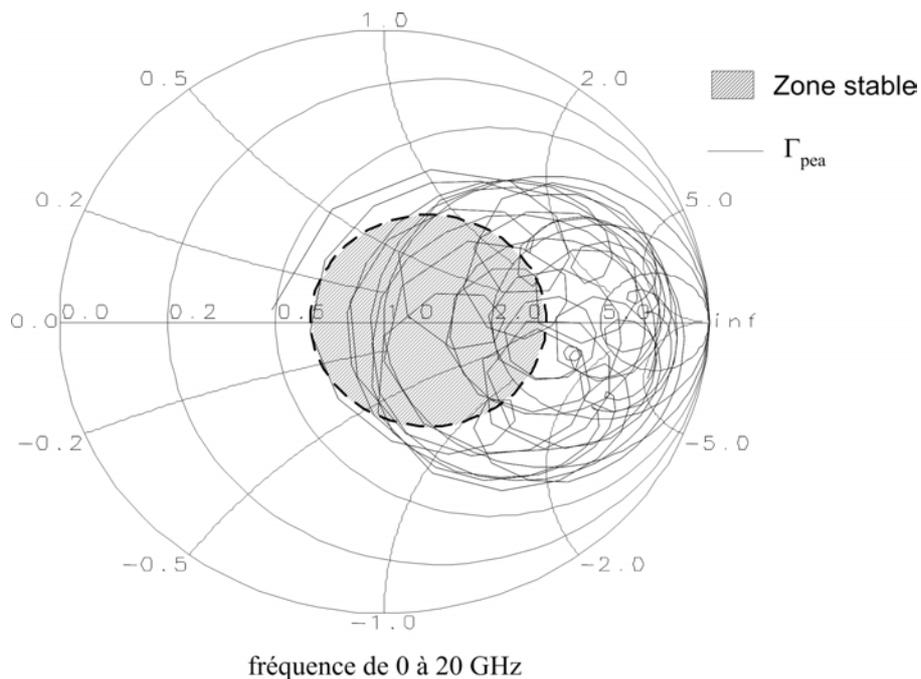
En effet, pour stabiliser en charge l'amplificateur au sein du filtre, il faut lui présenter en entrée et en sortie, des valeurs de charges incluses dans les zones de stabilité décrites au paragraphe II.3.2 et ceci sur une large bande de fréquence. Pour vérifier, nous avons mesuré le coefficient de réflexion de la partie passive du filtre de part et d'autre de l'amplificateur.



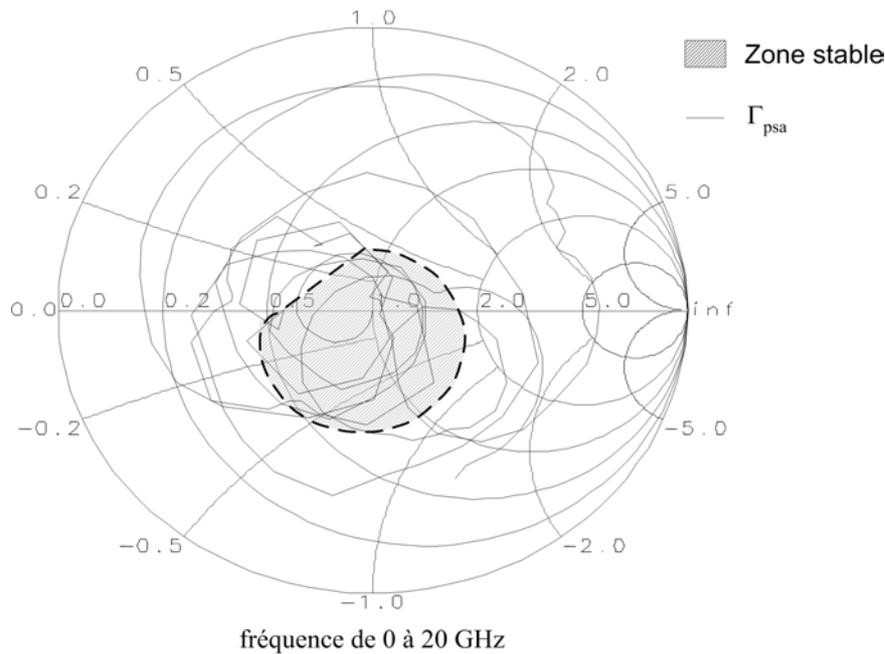
**Figure III.29 :** Simulation des coefficients de réflexion de la partie passive du filtre située de part et d'autre de l'amplificateur

L'amplificateur est adapté en entrée et en sortie à  $Z_0 = 50 \Omega$  alors pour réaliser la simulation du coefficient de réflexion  $\Gamma_{psa}$ , par exemple, les accès 1 et 2 du filtre sont chargés à  $50 \Omega$ , puis au point A (figure III.29) nous plaçons un port d'accès et une autre charge  $50 \Omega$  au point B. Nous faisons de même pour la simulation de  $\Gamma_{pea}$  en inversant le port d'accès et la charge  $50 \Omega$  des points A et B.

Les figures ci-dessous comparent les coefficients de réflexion  $\Gamma_{pea}$  et  $\Gamma_{psa}$  aux zones de charges stables de l'amplificateur.



**Figure III.30 :** Coefficient de réflexion de la partie passive en entrée de l'amplificateur



**Figure III.31 :** Coefficient de réflexion de la partie passive en sortie de l'amplificateur

Pour un certain nombre de points de fréquences, les coefficients de réflexion  $\Gamma_{psa}$  et  $\Gamma_{pea}$  n'appartiennent pas aux zones de charge stable de l'amplificateur.

Ce dernier est ainsi rendu instable en charge et crée le phénomène d'oscillation du filtre récuratif et transversal hybride.

#### **II.4.8. CONCLUSION**

La réalisation du filtre récuratif et transversal en technologie hybride se déroule en deux étapes :

- ↪ Réalisation d'un amplificateur faible bruit.
- ↪ Conception de la partie passive du filtre dans laquelle s'insère l'amplificateur.

La topologie choisie pour réaliser l'amplificateur faible bruit est une structure équilibrée. Les performances mesurées de cet amplificateur ont permis de trouver les valeurs de couplage théoriques permettant de répondre au cahier des charges en terme de fonction de

transfert et de facteur de bruit du filtre à l'aide de la démarche théorique développée au chapitre II.

Les mesures du filtre stop bande ont révélé une oscillation à la fréquence  $f = 5,5$  GHz. Après des simulations de contrôle, il apparaît que l'oscillation du filtre provient de l'instabilité en charge de l'amplificateur.

Au vu de ces résultats, nous nous orientons vers la conception du même filtre récursif et transversal en technologie monolithique. Le choix de cette technologie se justifie par le souci d'intégration du circuit afin d'être inséré au sein d'un système global. De plus, la conception du filtre stop bande à l'aide de cette technologie apporte les avantages suivants :

- ↪ La connaissance et la maîtrise du procédé de fabrication permet une simulation plus précise du filtre et en particulier une modélisation très précise des coupleurs de Lange.
- ↪ Les dimensions extrêmement réduites du circuit s'adaptent plus à des structures récursives et transversales car cela nous permet de nous affranchir des problèmes liés aux valeurs de temps de retard trop importantes.
- ↪ L'accès aux éléments localisés de la technologie employée autorise de plus grands degrés de liberté quant à la conception de l'amplificateur et du filtre global.

La partie suivante traite de la conception du filtre récursif et transversal en technologie monolithique. Le passage des valeurs théoriques du filtre, extraites de l'optimisation en bruit, aux éléments réels se fait de façon identique à celle de la réalisation hybride.

### **III. CONCEPTION D'UN FILTRE STOP BANDE RECURSIF ET TRANSVERSAL EN TECHNOLOGIE MMIC**

Suite à la conception du filtre stop bande en technologie hybride et aux résultats obtenus avec ce dernier, un filtre réjecteur de bande faible bruit est étudié en technologie MMIC. Nous utilisons la bibliothèque ED02AH fourni par la fonderie OMMIC [85]. Le circuit est implanté sur un substrat d'Arséniure de Gallium de  $100 \mu\text{m}$  d'épaisseur.

La topologie choisie est la structure de filtre récuratif et transversal intégrant un seul amplificateur. La démarche de conception du filtre transversal reste identique à celle utilisée pour le filtre hybride. Nous devons tout d'abord concevoir l'amplificateur afin de connaître ses caractéristiques et ainsi chercher les valeurs optimales de couplage donnant la forme souhaitée de la réponse, ainsi qu'un minimum de variations des valeurs du facteur de bruit dans les bandes passantes. Ensuite, un passage en éléments réels nous donnera la structure finale globale du filtre récuratif et transversal à réaliser.

### III.1 CONCEPTION D'UN AMPLIFICATEUR FAIBLE BRUIT EN TECHNOLOGIE MMIC

#### III.1.1. CONCEPTION DE L'AMPLIFICATEUR A L'AIDE D'UNE METHODE VISUELLE

Pour concevoir l'amplificateur en technologie monolithique, nous utilisons les logiciels d'aide à la conception "Amp" et "Locus" développés par l'équipe du Professeur Babak de l'Université de Tomsk [81], [82].

"Amp" est un logiciel qui permet, à l'aide d'un fichier de paramètre S d'un transistor polarisé, de concevoir des amplificateurs répondant à un cahier des charges prédéfini.

"Locus" est utilisé pour déterminer des réseaux passifs destinés à réaliser soit une adaptation, soit une compensation de circuits passifs ou actifs, RF et microondes. Il est fondé sur une représentation visuelle du processus de conception.

Chacun des deux logiciels utilise la notion de régions acceptables. Ces dernières correspondent aux différentes valeurs possibles que peut présenter le circuit passif de charge  $Z$  afin d'obtenir aux accès considérés, à un point de fréquence donné, les niveaux de performances imposés par le cahier des charges.

Dans notre cas, le cahier des charges que nous imposons pour la conception de l'amplificateur faible bruit est le suivant :

- $12,5 \text{ dB} \leq \text{Gain} \leq 13 \text{ dB}$
- $\text{NF} \leq 2 \text{ dB}$
- $|S_{ii}| < -10 \text{ dB}$
- bande de fonctionnement [6 – 10 GHz]

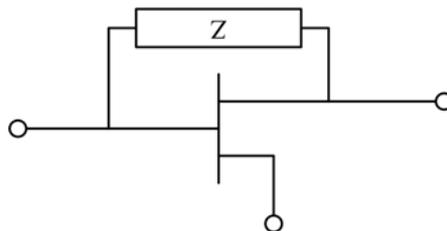
Dans un premier temps, il faut dimensionner le transistor que nous souhaitons utiliser au sein de l'amplificateur. Pour limiter l'apport en bruit dû au transistor, nous choisissons un transistor à 8 doigts de largeur  $W_u = 50 \mu\text{m}$ . Les conditions de polarisation du transistor sont :  $V_{ds} = 4,5 \text{ V}$  et  $V_{gs} = -0,45 \text{ V}$ .

Nous importons le fichier de paramètres S du transistor polarisé dans le logiciel "Amp". Ce dernier permet d'obtenir des régions acceptables dans le plan Z, à l'intérieur desquelles le cahier des charges de l'amplificateur est respecté. Chaque région tracée correspond à un point de fréquence de la bande considérée.

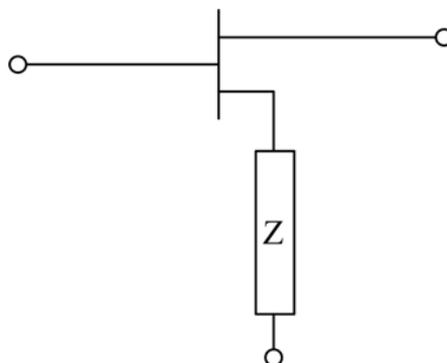
Afin de générer des régions de taille et de disposition facilement exploitables, "Amp" permet l'ajout d'inductances au niveau de la grille, du drain et/ou de la source du transistor.

De plus, ce logiciel permet de synthétiser différentes configurations d'amplificateurs parmi lesquelles :

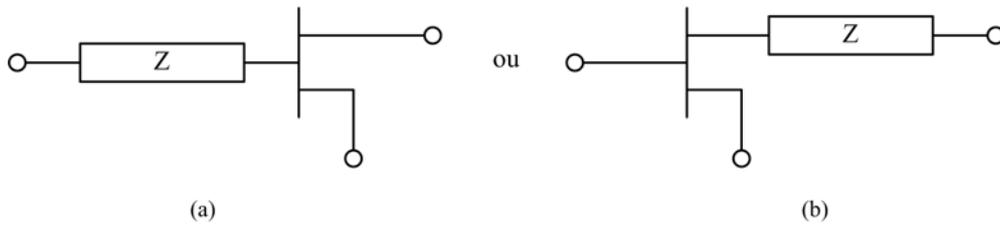
↪ La rétroaction parallèle définie par le schéma suivant :



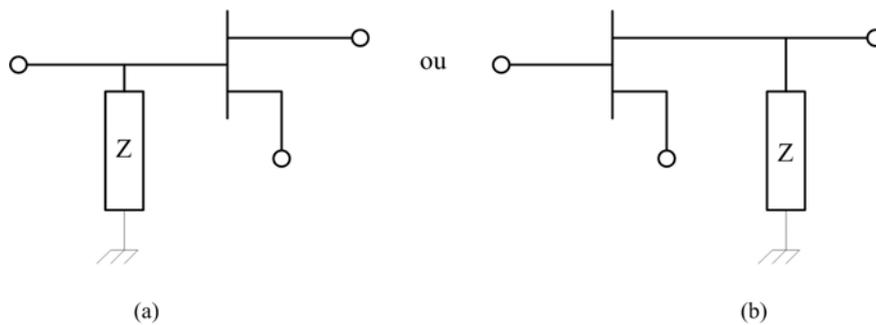
↪ La rétroaction série caractérisée par la charge placée entre la source et la masse :



↳ La charge placée en série en entrée (a) ou en sortie (b) comme le montre le schéma suivant :

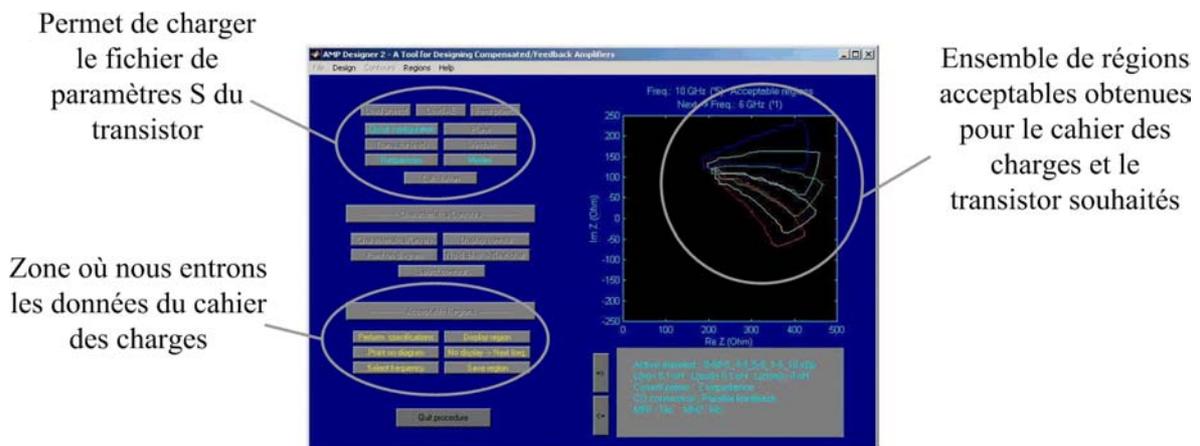


↳ La charge est placée en parallèle en entrée (a) ou en sortie (b) comme le montre le schéma ci-dessous :



Dans notre cas, la topologie plaçant la charge  $Z$  en rétroaction parallèle est choisie pour ses caractéristiques de fonctionnement large bande.

Les données initiales qui constituent le transistor choisi, son point de polarisation, la topologie de l'amplificateur, et le cahier des charges, sont fournies au logiciel "Amp" qui définit en retour les régions acceptables décrites sur la figure ci-dessous :



**Figure III.32** : Régions acceptables obtenues à l'aide de "Amp"

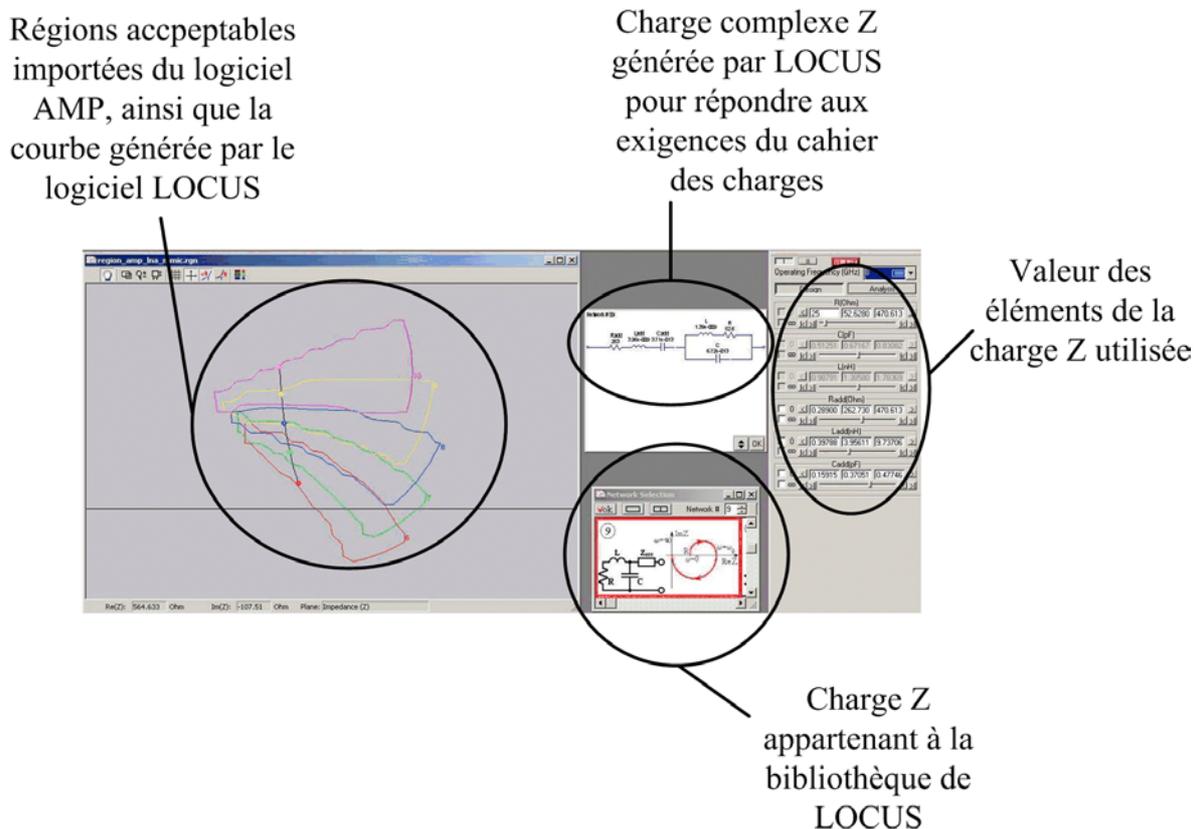
Dans un second temps, ces régions acceptables sont extraites du logiciel "Amp" pour être importées dans le logiciel "Locus" de manière à synthétiser la charge complexe  $Z$  à placer en rétroaction parallèle sur le transistor.

Le logiciel "Locus" permet de trouver la charge complexe  $Z$ , composée de résistances, d'inductances et de capacités, correspondant aux régions acceptables générées par "Amp".

"Locus" fournit une bibliothèque de topologie de charge  $Z$  dont les sens de variation en fonction de la fréquence, dans le plan  $Z$ , change en fonction de la nature des éléments composant la charge.

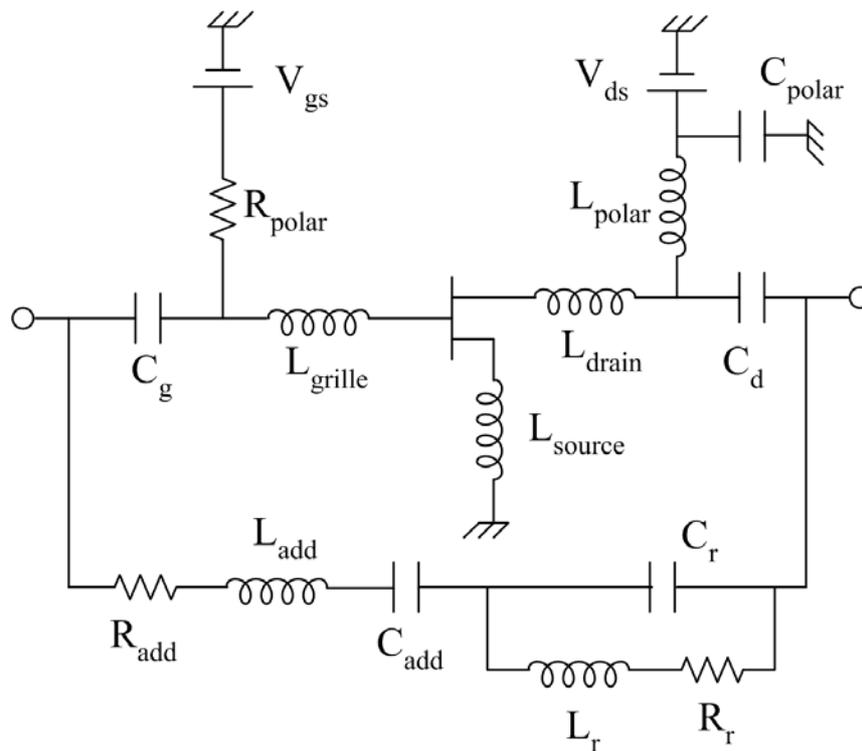
Le principe est de faire varier la valeur des éléments de  $Z$  afin de faire correspondre la courbe de "Locus" avec les régions acceptables importées de "Amp". Si, pour chaque point de fréquence considéré, le point de la courbe de "Locus" appartient à la région acceptable correspondante, alors la charge  $Z$  résultante permet de répondre au cahier des charges imposé.

La figure ci-dessous présente la charge  $Z$  synthétisée à l'aide du logiciel "Locus" :



**Figure III.33** : Charge complexe  $Z$  générée à l'aide de "Locus"

La topologie finale de l'amplificateur en éléments idéaux est donnée ci-dessous :



**Figure III.34 :** Structure de l'amplificateur synthétisée avec le logiciel "Amp" et "Locus"

$V_{gs}$	$V_{ds}$	$L_{source}$	$L_{grille}$	$L_{drain}$	$L_r$	$C_r$	$R_r$	$L_{add}$	$C_{add}$	$R_{add}$
-0,45 V	4,5 V	0,1 nH	0,1 nH	0,1 nH	4,25 nH	0,11 pF	254 $\Omega$	8,1 nH	2,5 pF	76 $\Omega$

**Tableau III.3 :** Valeurs des éléments idéaux de l'amplificateur

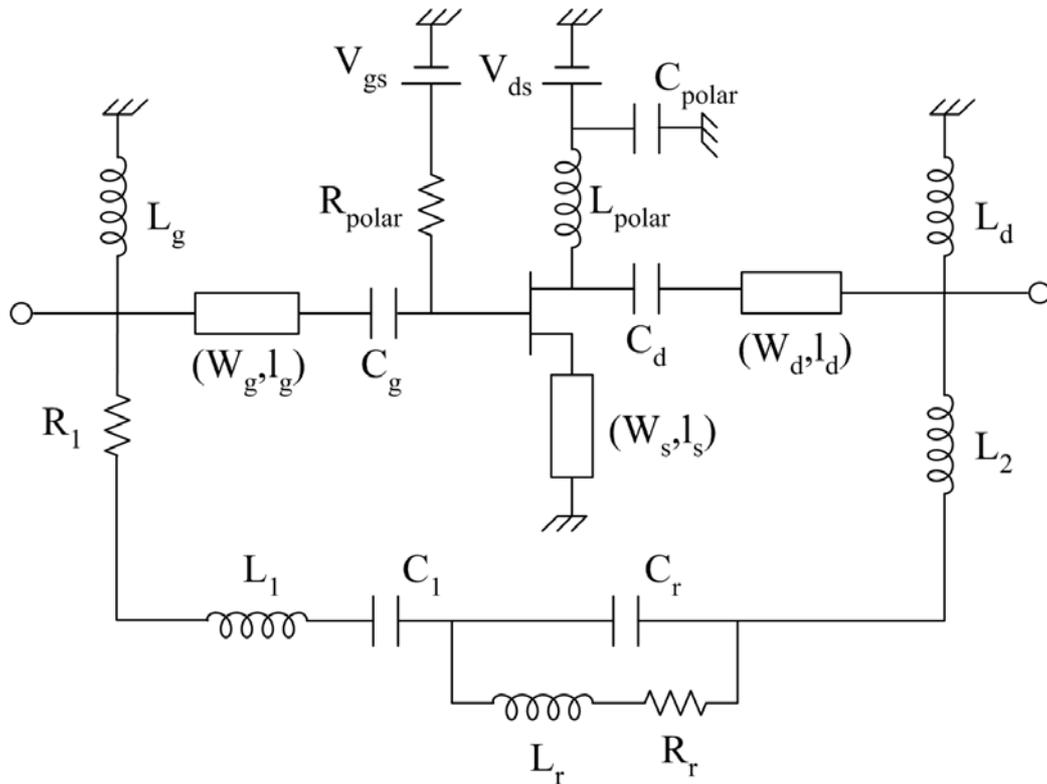
Les valeurs des éléments de polarisation,  $R_{polar}$ ,  $L_{polar}$  et  $C_{polar}$  ainsi que celles des capacités de découplage  $C_g$  et  $C_d$  sont supposées très élevées afin que, dans la bande de fréquence considérée, le signal hyperfréquence et les alimentations continues soient correctement isolées les unes des autres.

### III.1.2. CONCEPTION DE L'AMPLIFICATEUR EN ELEMENTS REELS

Le seul défaut de la méthode de conception visuelle réside dans le fait que la structure finale est donnée en éléments idéaux. Ceci implique une étape supplémentaire qui consiste à

remplacer les éléments idéaux par des éléments réels et à réaliser une optimisation additionnelle.

La structure après optimisation est présentée ci-dessous :

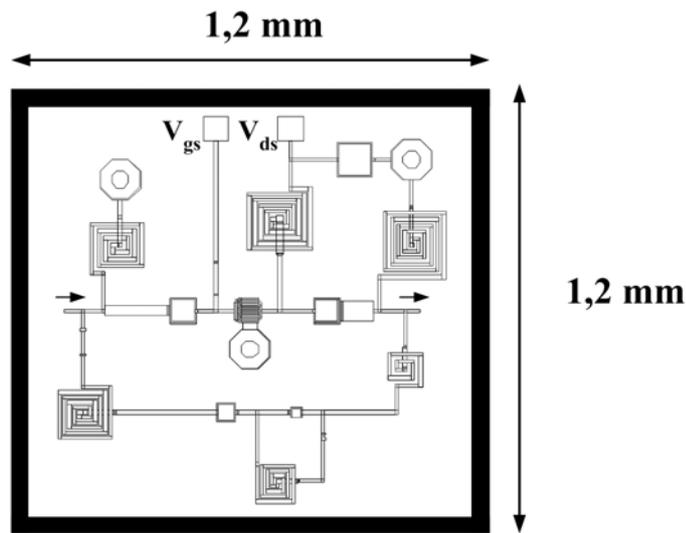


**Figure III.35 :** Topologie de l'amplificateur en éléments réels

$R_{\text{polar}}$	$L_{\text{polar}}$	$C_{\text{polar}}$	$C_g$	$C_d$	$W_g$	$l_g$	$W_d$	$l_d$	$W_s$
2000 $\Omega$	2,6 nH	4 pF	2,53 pF	2,37 pF	30 $\mu\text{m}$	185 $\mu\text{m}$	60 $\mu\text{m}$	93 $\mu\text{m}$	42,5 $\mu\text{m}$
$l_s$	$L_g$	$L_d$	$R_1$	$L_1$	$C_1$	$C_r$	$R_r$	$L_r$	$L_2$
19 $\mu\text{m}$	1,18 nH	2,5 nH	276 $\Omega$	2,1 nH	1,14 pF	0,4 pF	46 $\Omega$	0,95 nH	0,45 nH

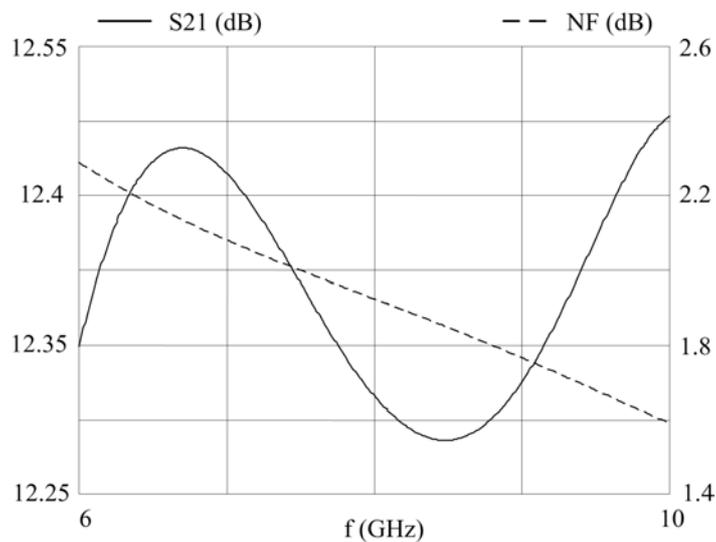
**Tableau III.4 :** Valeurs des éléments réels de l'amplificateur

Le layout de l'amplificateur est présenté sur la figure III.36. La taille du circuit est de 1,2 x 1,2 mm<sup>2</sup>.



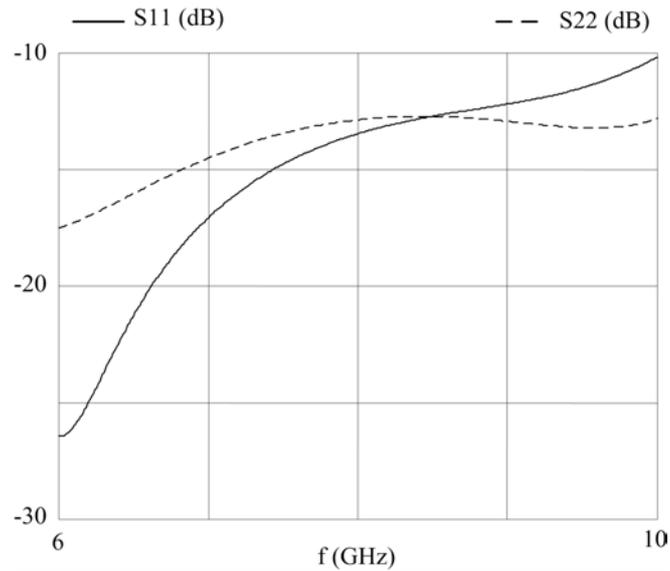
**Figure III.36 :** Layout de l'amplificateur en technologie MMIC

La fonction de transfert, ainsi que le facteur de bruit de l'amplificateur, sont présentés sur la figure III.37. Le gain varie de 0,2 dB dans toute la bande de fréquence considérée autour de 12,4 dB. Le facteur de bruit est inférieur à 2,3 dB.



**Figure III.37 :** Fonction de transfert et facteur de bruit de l'amplificateur en technologie MMIC

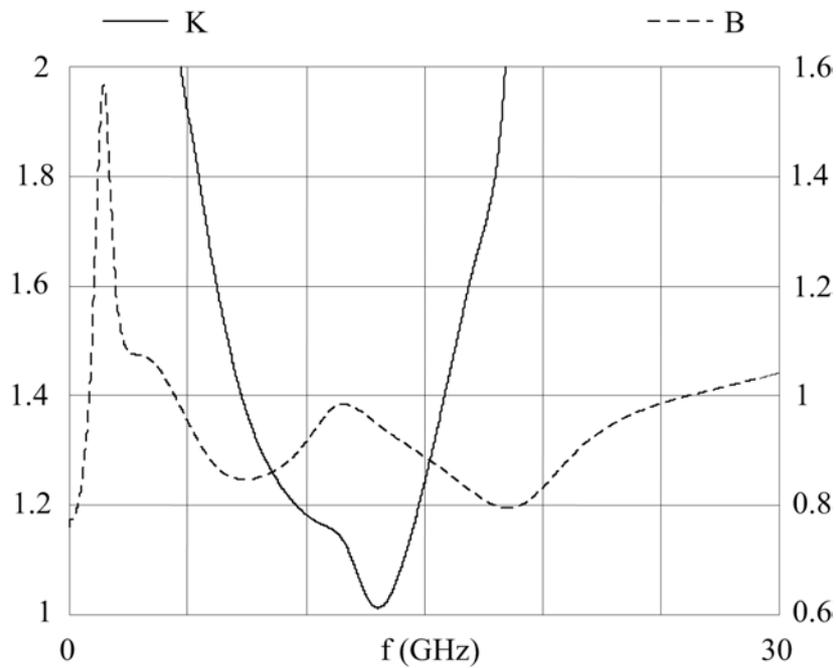
La figure III.38 présente les paramètres d'adaptation  $S_{ii}$  d'entrée et de sortie qui sont inférieurs à  $-10$  dB de 6 à 10 GHz.



**Figure III.38 :** Module des paramètres  $S_{ii}$  de l'amplificateur

### III.1.3. ETUDE DE STABILITE DE L'AMPLIFICATEUR

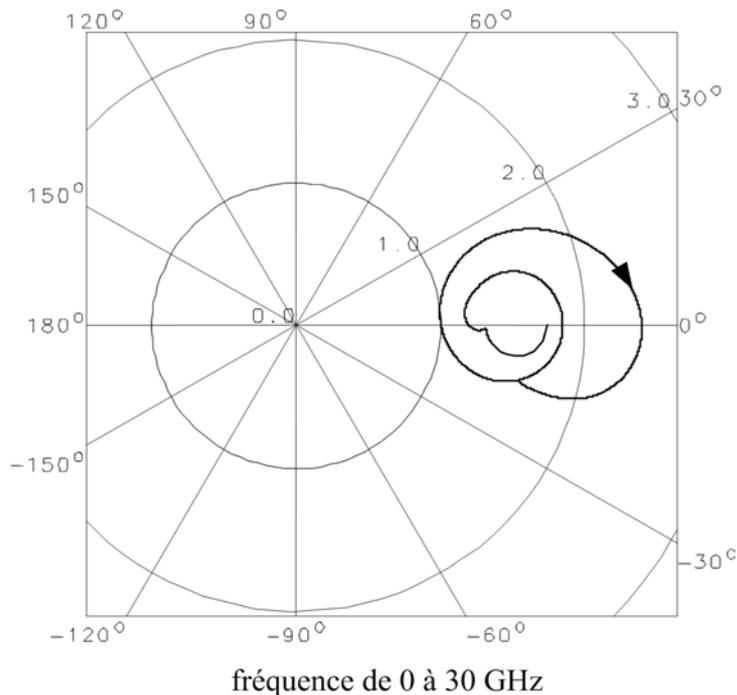
La stabilité extrinsèque d'un système se caractérise à l'aide des facteurs K et B. le tracé de ces deux facteurs est présenté ci-dessous :



**Figure III.39 :** Facteurs K et B de l'amplificateur

L'examen des facteurs K et B montre que l'amplificateur est stable en charge sur la bande de fréquence [0 – 30 GHz].

La stabilité intrinsèque du circuit est étudiée par la méthode de la NDF. Le tracé de la NDF est présenté ci-dessous :



**Figure III.40 :** Courbe de la NDF de l'amplificateur en technologie MMIC

L'amplificateur est intrinsèquement stable de 0 à 30 GHz car la courbe n'entoure pas le centre de l'abaque dans le sens horaire.

#### **III.1.4. ETUDE DE SENSIBILITE DE L'AMPLIFICATEUR EN TECHNOLOGIE MMIC**

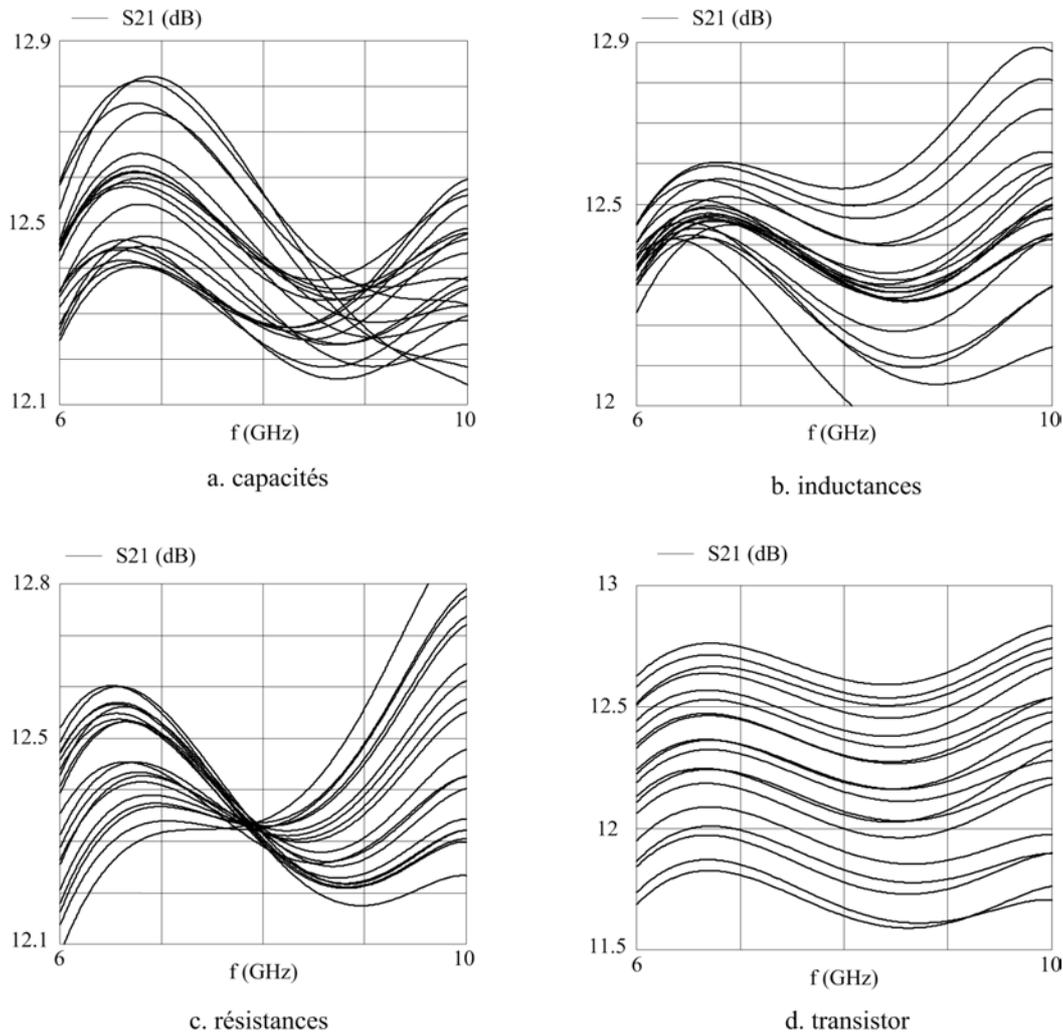
Pour compléter l'étude de l'amplificateur en technologie MMIC, une étude de sensibilité de la réponse aux divers éléments qui le constituent est réalisée.

La figure III.41 présente le comportement de la réponse de l'amplificateur aux variations des capacités, des inductances, des résistances et des paramètres du transistor.

Les tolérances de fabrication des éléments décrits ci-dessus et garanties par le fondeur sont données dans le tableau ci-dessous :

C	L	R	Transistor	
			$KI_{dn}$	$L_g$
5 %	5 %	5 %	5 %	2,5 %

**Tableau III.5 :** Tolérances des composants constituant l'amplificateur fourni par OMMIC



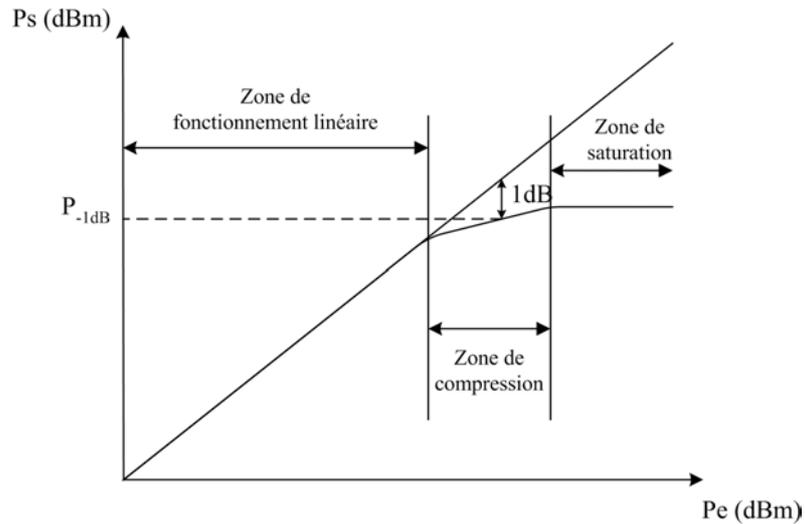
**Figure III.41 :** Etude de sensibilité de l'amplificateur

Nous constatons que l'amplificateur est assez sensible aux variations des éléments qui le constituent. La méthode d'analyse statistique utilisée est la méthode dite de Monté-Carlo. Elle génère aléatoirement la valeur d'un composant dans un intervalle donné.

Si nous considérons que tous les composants varient dans le sens d'une augmentation ou d'une diminution de leurs valeurs, alors la variation de la réponse de l'amplificateur à cette variation doit être plus faible que dans le cas d'une génération aléatoire des valeurs des composants.

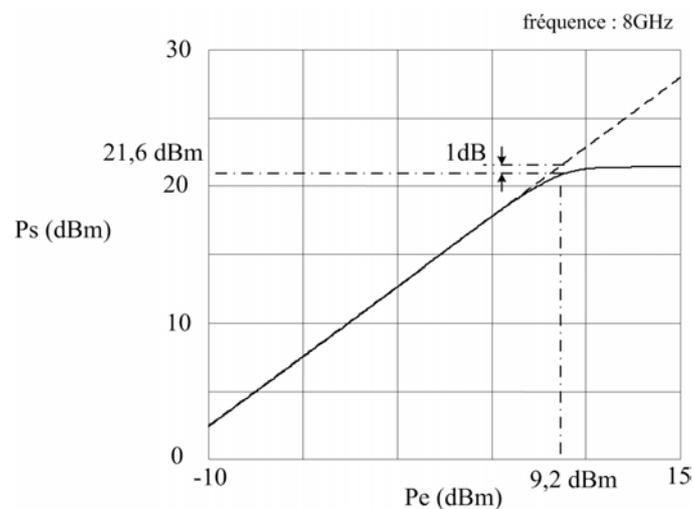
### III.1.5. POINT DE COMPRESSION DE L'AMPLIFICATEUR EN TECHNOLOGIE MMIC

La détermination du point de compression à 1 dB permet d'évaluer les effets de saturation dans un dispositif comportant des éléments actifs. Elle traduit la chute du gain en puissance entre l'extrapolation du fonctionnement linéaire et le fonctionnement réel non linéaire (figure III.42).



**Figure III.42 :** Evolution de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée dans un dispositif actif

L'évolution de la puissance de sortie simulée de l'amplificateur en fonction de la puissance d'entrée est donnée sur la figure III.43.



**Figure III.43 :** Point de compression à 1 dB de l'amplificateur en technologie monolithique

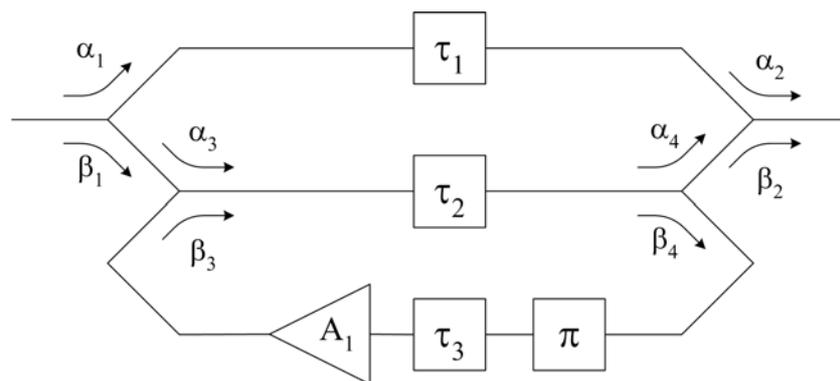
Le point de compression à 1 dB à la fréquence centrale ( $f_0 = 8$  GHz) est d'environ 21,6 dBm pour une puissance d'entrée  $P_e = 9,2$  dBm.

Cet amplificateur étant destiné à être intégré au sein d'une structure récurrente et transversale afin de réaliser un filtre stop bande, il reste maintenant à concevoir la partie passive du filtre.

### III.2 CONCEPTION DU FILTRE RECURSIF ET TRANSVERSAL EN TECHNOLOGIE MMIC

La topologie du filtre stop bande choisie est une topologie contenant un amplificateur dans la boucle de rétroaction du filtre récurrent.

La figure ci-dessous rappelle la topologie du filtre considéré.



**Figure III.44 :** Topologie du filtre récurrent et transversal étudié

De même que pour la conception du filtre en technologie hybride, nous devons trouver les valeurs de couplage théoriques qui permettent de fixer la fréquence du zéro de transmission à  $f = f_0$ , la largeur de bande rejetée  $\Delta f$ , et obtenir la valeur minimum du facteur de bruit à  $f = f_{3\text{ dB}}$ .

Les données qui sont nécessaires pour effectuer l'optimisation théorique en bruit du filtre stop bande sont :

↪ La valeur du gain de l'amplificateur sur la bande de fréquence de travail :

$$A_1 = 12,4 \text{ dB.}$$

↪ La valeur maximale du facteur de bruit sur la bande de fréquence considérée :  $F_{1\max} = 2,3$  dB.

En considérant ces données, et après optimisation, les valeurs de couplage sont celles données ci-dessous :

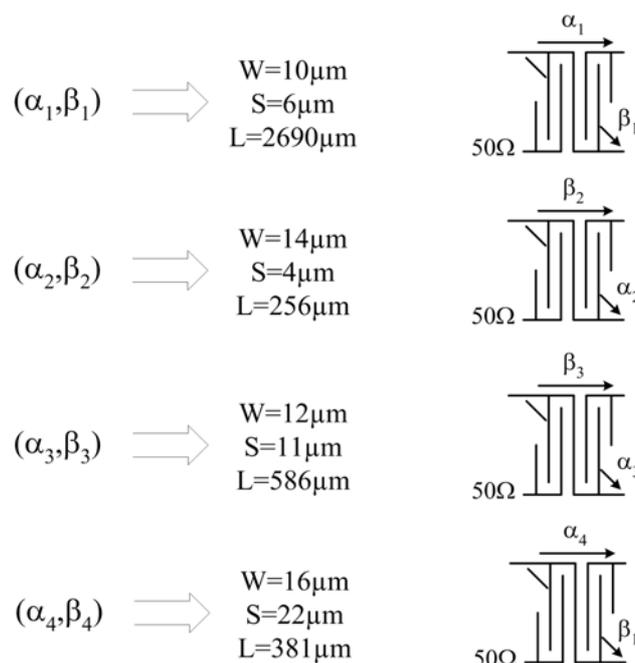
$$\begin{array}{ll} \alpha_1 = -2,85 \text{ dB} & \beta_1 = -3,18 \text{ dB} \\ \alpha_2 = -0,09 \text{ dB} & \beta_2 = -17 \text{ dB} \\ \alpha_3 = -0,25 \text{ dB} & \beta_3 = -12,48 \text{ dB} \\ \alpha_4 = -18,42 \text{ dB} & \beta_4 = -0,05 \text{ dB} \end{array}$$

Les caractéristiques du filtre stop bande associées à ces valeurs de couplages sont :

↪ Pour le module de la réponse :  $|H(0)| = -2,88$  dB et  $|H(f_{3 \text{ dB}})| = -5,88$  dB  
 ↪ Pour le facteur de bruit :  $F(0) = 2,88$  dB et  $F(f_{3 \text{ dB}}) = 7,72$  dB

Dans la bibliothèque fournie par le fondeur, les seuls coupleurs disponibles sont des coupleurs de Lange à quatre doigts.

Les dimensions des coupleurs de Lange correspondant aux valeurs de couplage théoriques sont données ci-dessous :

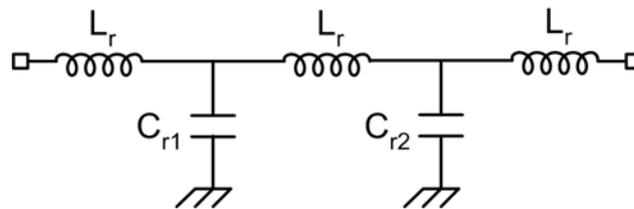


### III.2.1. CONCEPTION DU FILTRE RECURSIF PASSE BANDE

En technologie MMIC, les contraintes géométriques ne permettent pas de réaliser les fonctions temps de retard à l'aide de simples lignes de transmission.

Afin de diminuer la longueur de ligne nécessaire à l'obtention de la forme stop bande du filtre à la fréquence désirée, un ensemble de capacités et d'inductances constituant un filtre passe bas est utilisé.

Dans la branche directe du filtre récuratif, le dispositif utilisé est présenté ci-dessous avec ses caractéristiques :



**Figure III.45** : Elément de retard utilisé dans la branche directe du filtre récuratif

Les inductances et les capacités ont pour valeurs :

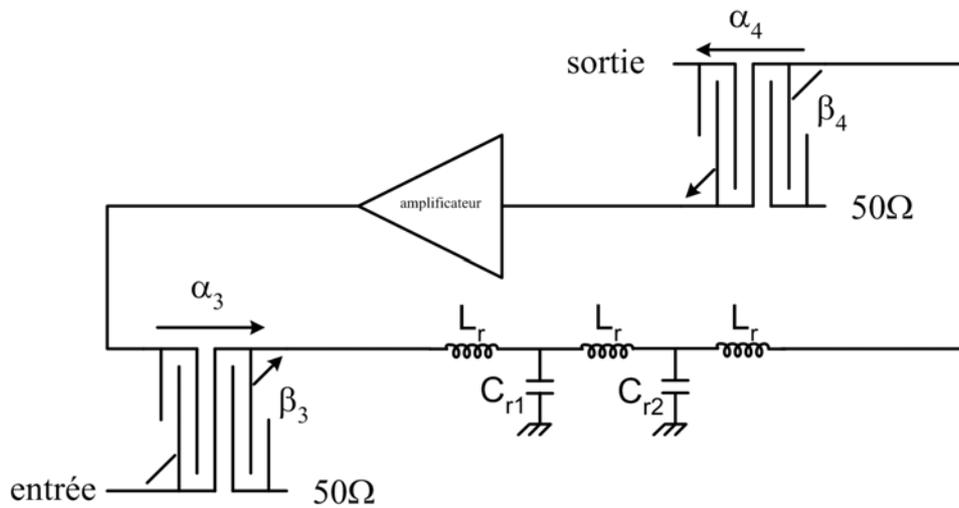
$$L_r = 0,4 \text{ nH}$$

$$C_{r1} = 0,22 \text{ pF}$$

$$C_{r2} = 0,12 \text{ pF}$$

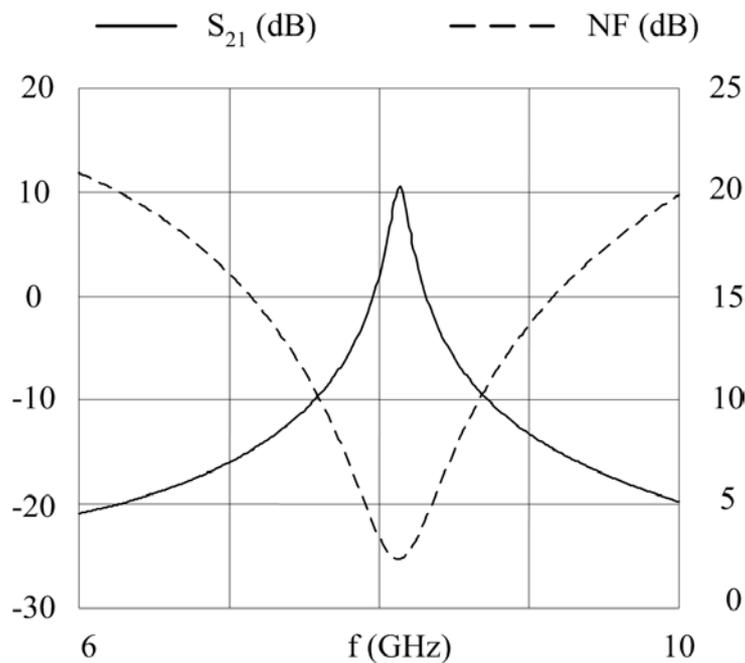
Ce circuit est optimisé de manière à présenter le moins de pertes possible dans la bande de fréquence considérée pour ne pas pénaliser les performances du filtre. Le circuit présente 0,4 dB de pertes en moyenne sur la bande de fréquence considérée à savoir [6-10 GHz].

La topologie globale du filtre récuratif qui est optimisée au sein du logiciel circuit est celle décrite ci-dessous. Cette topologie comprend l'amplificateur réalisé au paragraphe III.1, les coupleurs de Lange, ainsi que l'ensemble inductance-capacités, présenté sur la figure III.45.



**Figure III. 46 :** Topologie du filtre récursif en éléments réels

Après optimisation du filtre, la fonction de transfert ainsi que le facteur de bruit obtenus, sont présentés ci-dessous :

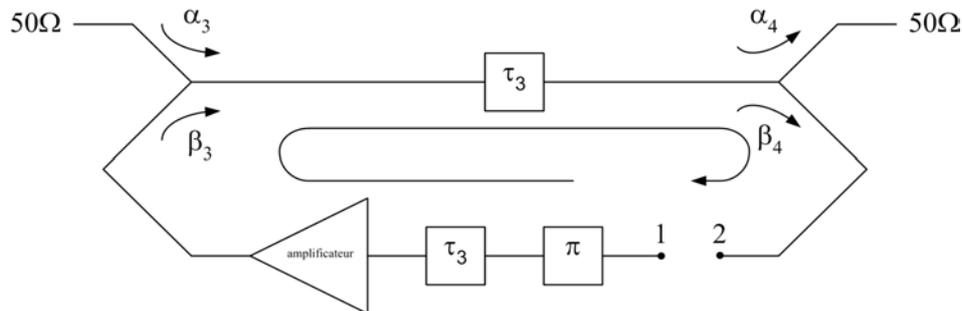


**Figure III.47 :** Fonction de transfert et facteur de bruit du filtre récursif

Dans la bande passante du filtre, le facteur de bruit est inférieur à 3 dB. La fonction de transfert atteint la valeur maximale de 10,2 dB à la fréquence centrale.

Comme nous l'avons vu au chapitre II, la largeur de bande rejetée du filtre récuratif et transversal stop bande global dépend directement de la valeur de la sélectivité  $V$  du filtre récuratif.

Or, physiquement, la sélectivité du filtre récuratif correspond à son gain en boucle ouverte. Pour connaître la valeur de  $V$  du filtre récuratif en technologie MMIC, il nous faut simuler la structure présentée sur la figure III.48.



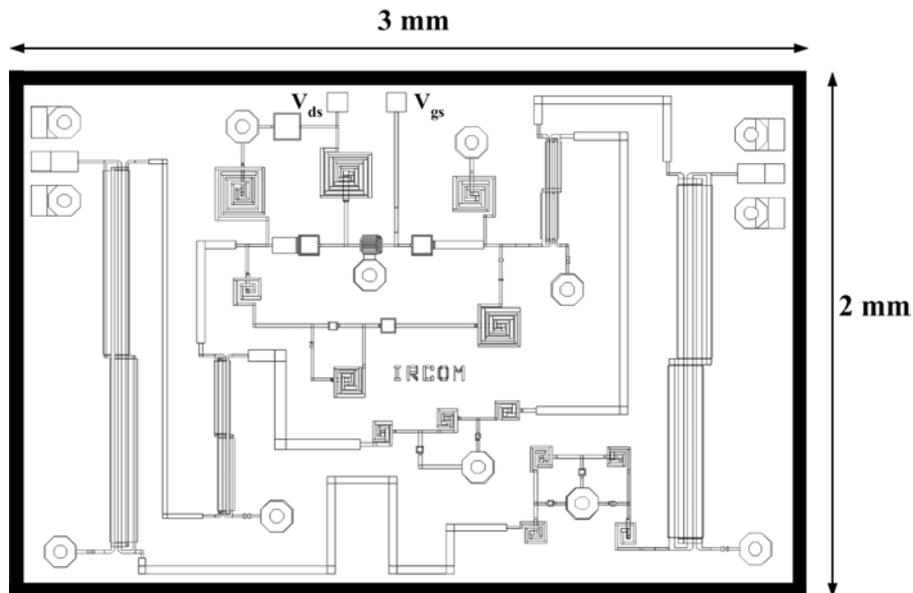
**Figure III.48 :** Principe de simulation du gain en boucle ouverte du filtre récuratif

La sélectivité correspond alors au module du paramètre  $S_{21}$ . A la fréquence centrale, le gain linéaire en boucle ouverte vaut 0,977. en utilisant les relations (II-17) et (II-18) du chapitre II, nous pouvons prédire que la largeur de bande rejetée du filtre stop bande global sera de l'ordre de  $\frac{\Delta f}{f_0} = 1,6\%$ .

Cette valeur est différente de la valeur théorique souhaitée  $\left(\frac{\Delta f}{f_0} = 1\%\right)$  car la valeur du gain en boucle ouverte du filtre récuratif, et donc la sélectivité  $V$ , n'est pas assez élevée à la fréquence centrale. Pour des problèmes d'instabilités, nous n'avons pas pu synthétiser un filtre passe bande plus sélectif.

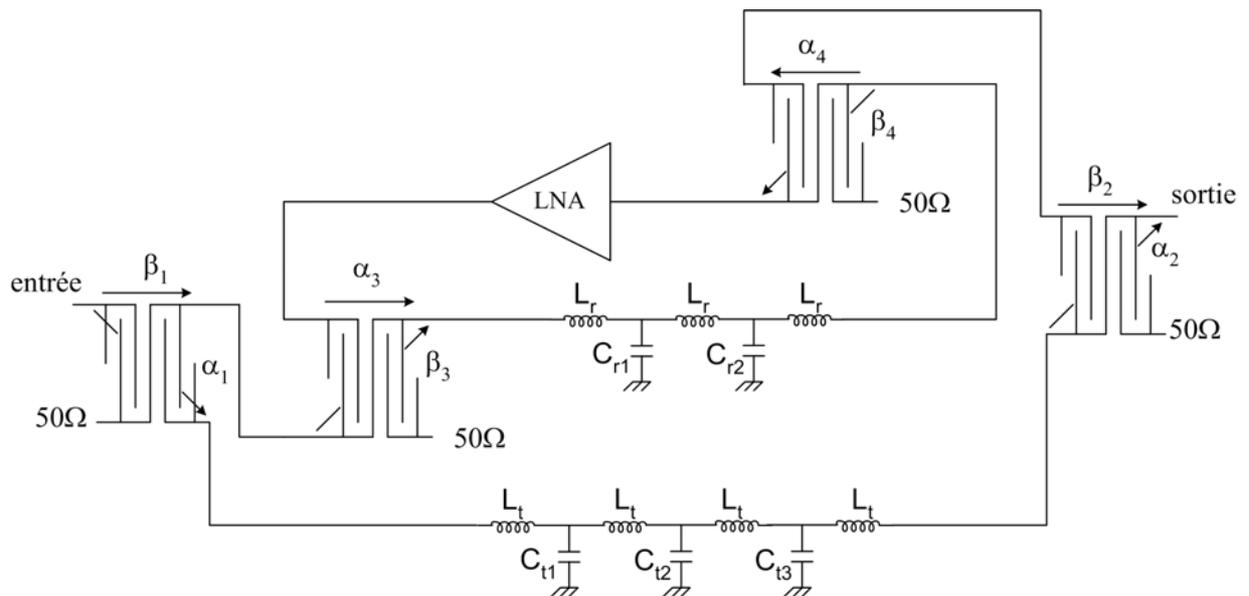
### III.2.1.1 Layout du filtre récuratif et transversal en technologie MMIC

Après ajout de la partie transversale passive et optimisation du filtre global, nous obtenons le layout présenté ci-dessous :



**Figure III.49 :** Layout du filtre récursif et transversal MMIC

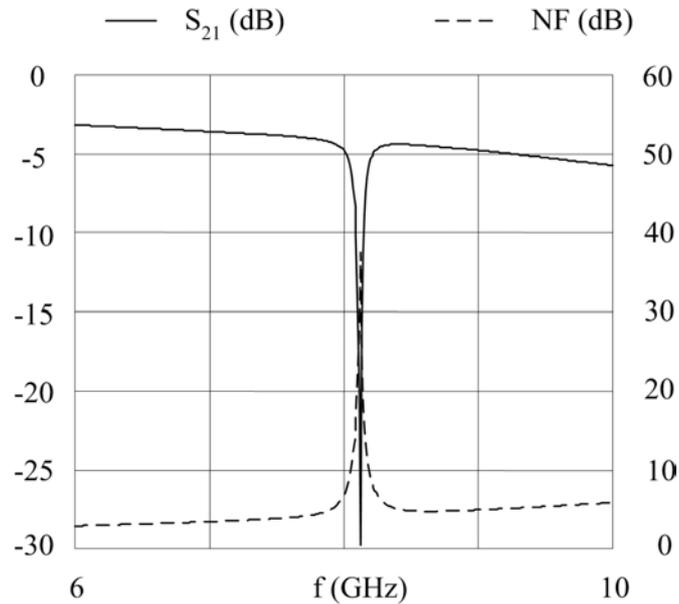
Le schéma électrique correspondant est donné ci-dessous :



**Figure III.50 :** Schéma électrique du filtre récursif et transversal MMIC

De même que pour le filtre récursif, un système composé des inductances  $L_t$  et des capacités  $C_{t1}$ ,  $C_{t2}$  et  $C_{t3}$  est utilisé dans la branche directe de la partie transversale du filtre pour synthétiser le temps de retard.

La fonction de transfert du filtre récuratif et transversal est donnée ci-dessous avec le facteur de bruit associé.



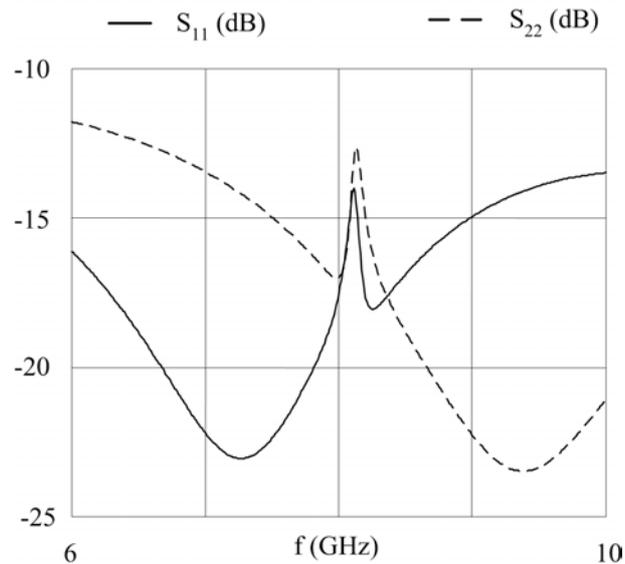
**Figure III.51** : Fonction de transfert et facteur de bruit du filtre récuratif et transversal en technologie MMIC

La fréquence centrale du filtre est décalée à  $f_0 = 8,12$  GHz (contre 8 GHz en théorie). La largeur de la bande rejetée, définie à partir de la bande passante à  $-3$  dB, vaut 130 MHz ce qui nous donne  $\frac{\Delta f}{f_0} = 1,6\%$ . Cette valeur correspond à celle qui est calculée au paragraphe III.2.1.

Le facteur de bruit est compris entre 3,17 dB à  $f = 6$  GHz et 10,2 dB en bord de bande rejetée à  $f = f_{-3\text{ dB}}$ .

Les valeurs du facteur de bruit aux fréquences basses correspondent aux pertes du filtre, ce qui est en parfait accord avec l'étude théorique.

L'adaptation en entrée et en sortie du filtre respecte les conditions du cahier des charges. En effet, le module des paramètres  $S_{ii}$  est inférieur à  $-10$  dB sur toute la bande de fréquence considérée comme le montre la figure III.52.



**Figure III.52 :** Paramètres  $S_{ii}$  du filtre récursif et transversal en technologie MMIC

Le tableau ci-dessous présente un comparatif des résultats d'optimisation théorique du filtre stop bande, avec les résultats de simulation de ce même filtre en technologie MMIC.

	Résultats d'optimisation	Résultats de simulation circuit
Fréquence centrale $f_0$	8 GHz	8,12 GHz
Largeur de bande rejetée en %	1 %	1,6 %
Valeur de la fonction de transfert à $f = 0$ Hz	-2,8 dB	--
Valeur de la fonction de transfert à $f = 6$ GHz	-3,1 dB	-3,17 dB
Valeur du facteur de bruit à $f = 0$ Hz	2,89 dB	--
Valeur du facteur de bruit à $f = 6$ GHz	3,1 dB	3,17 dB
Valeur du facteur de bruit à $f = f_{-3 \text{ dB}}$	7,72 dB	10,2 dB

**Tableau III.6 :** Comparatif entre résultats théoriques et simulés

Cependant, pour pouvoir comparer les résultats théoriques et ceux de simulation du filtre récursif et transversal, il faut que la largeur de bande rejetée, et donc la bande passante à  $-3$  dB, soit définie de la même façon dans un cas comme dans l'autre.

Pour ce faire, nous procédons à une rétro-simulation théorique en intégrant les données du filtre stop bande simulées. Ces données sont les suivantes :

- ↪ Largeur de bande rejetée  $\frac{\Delta f}{f_0} = 1,6 \%$
- ↪ Niveau de référence de la réponse pour la définition de la bande passante à  $-3$  dB :  $|H(f = 6 \text{ GHz})|$ .
- ↪ Fréquence centrale du filtre :  $f_0 = 8,12 \text{ GHz}$ .

A partir de ces données nous définissons une nouvelle valeur de sélectivité  $V$ . Les résultats de la rétro-simulation théorique et ceux du filtre en technologie monolithique sont regroupés dans le tableau III.7.

	Rétro-simulation théorique	Résultats de simulation circuit
$f_0$	8,12 GHz	8,12 GHz
$\Delta f/f_0$	1,6 %	1,6 %
$ H(6 \text{ GHz}) $	-3,05 dB	-3,17 dB
$f(6 \text{ GHz})$	3,06 dB	3,17 dB
$f(f_{-3 \text{ dB}})$	8,18 dB	10,2 dB

**Tableau III.7 :** Rétro-simulation théorique et résultats de simulation du filtre en technologie monolithique

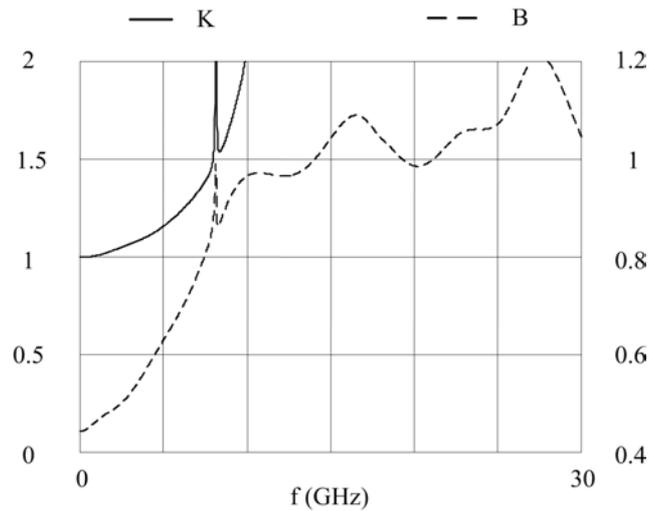
Au vu des résultats du tableau III.7, la structure de filtre en technologie monolithique est très proche de la structure optimale. En effet, le niveau de la réponse aux fréquences les plus basses est, aux pertes près, égal à la valeur théorique correspondante.

Par contre, la valeur du facteur de bruit à la fréquence de coupure du filtre en technologie monolithique diverge de la valeur théorique et ceci pour deux raisons principales.

- ↪ Le programme d'optimisation théorique ne prend pas en compte les pertes liées aux éléments du circuit.
- ↪ La structure du filtre devient très sensible à la moindre variation des éléments du circuit à l'approche de la bande rejetée.

### III.2.1.2 Etude de la stabilité du filtre MMIC

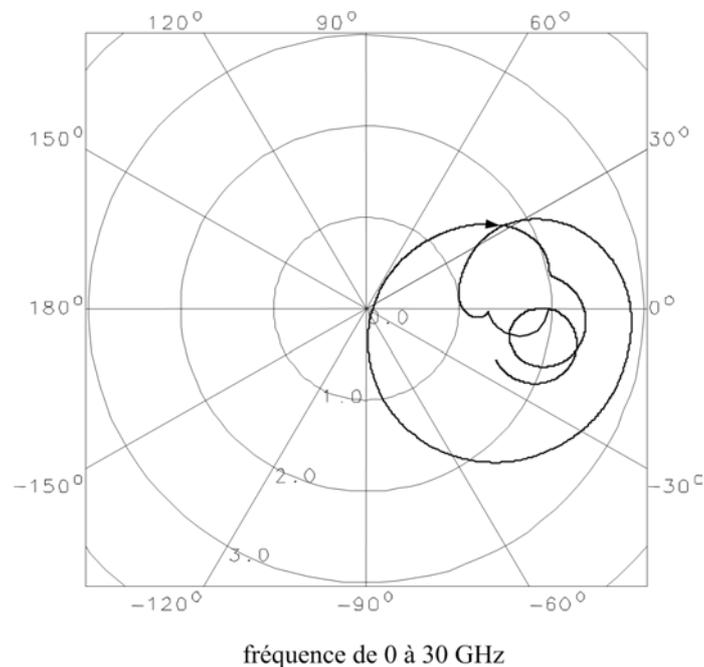
Etudions tout d'abord la stabilité extrinsèque du filtre à l'aide des facteurs  $K$  et  $B$ .



**Figure III.53 :** Tracé des facteurs K et B

Le facteur K est supérieur à 1 et B à 0 sur la plage de fréquence 0-30 GHz. Le filtre récurrent et transversal est stable en charge.

La stabilité intrinsèque du circuit est étudiée grâce à la méthode NDF, et au tracé de la NDF présenté sur la figure III.54 entre 0 et 30 GHz.



**Figure III.54 :** Tracé de la courbe NDF

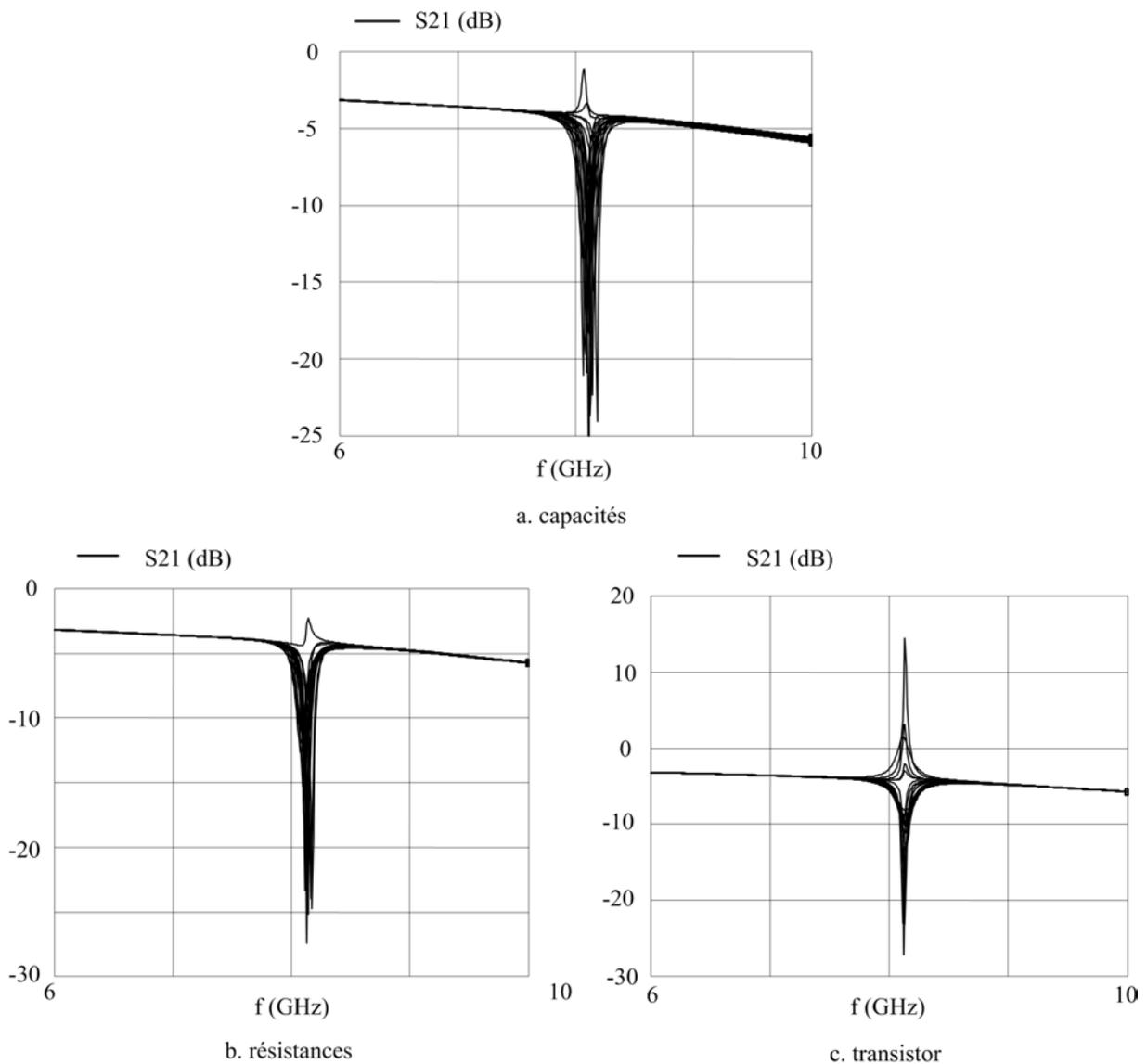
La courbe n'entoure pas le centre de l'abaque dans le sens horaire. Le circuit ne possède pas de pôle à partir réelle positive, il est donc intrinsèquement stable.

### III.2.1.3 Etude de sensibilité du filtre transversal

Pour compléter l'étude du filtre en technologie MMIC, une analyse de sensibilité de la réponse aux variations des éléments constituant le circuit doit être effectuée.

Les inductances, appartenant au circuit, sont simulées électromagnétiquement avec les parties passives du filtre. Il ne nous est donc plus possible de modifier leurs valeurs.

Les résultats obtenus sont présentés sur les courbes de la figure III.55.



**Figure III.55** : Analyse de sensibilité du filtre actif récuratif et transversal

Cette étude menée à l'aide de la méthode de Monté-Carlo montre une très grande sensibilité de la réponse du circuit aux éléments qui le composent. Cette sensibilité s'explique

par le fait que les recombinaisons constructives et destructives au sein du filtre se font à des conditions très précises. La moindre variation d'un des éléments entraîne de grosses modifications sur la réponse du filtre essentiellement dans la zone de réjection.

Dans le but de savoir si une éventuelle dérive technologique peut être compensée à l'aide des tensions de polarisation de l'amplificateur, nous faisons varier les valeurs de chaque famille de composants en fonction des tolérances fournies par le fondeur. Puis, à l'aide des tensions de polarisation, nous essayons de retrouver la forme de la fonction de transfert initiale.

Les résultats de cette étude sont regroupés dans le tableau III.8.

	<b>Taux variation</b>	<b>V<sub>gs</sub> (V)</b>	<b>V<sub>ds</sub> (V)</b>
<b>Capacités</b>	+5 %	-0,42	4,5
	-5 %	-0,4	4,5
<b>Résistances</b>	+5 %	-0,44	4,5
	-5 %	-0,46	4,5

**Tableau III.8** : Résultats de l'étude de sensibilité du filtre récuratif et transversal

Pour chaque variation des composants, la réponse a pu être retrouvée en adaptant les valeurs des tensions de polarisations  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$ . Les tensions de polarisations de l'amplificateur sont suffisantes comme éléments de compensation nécessaire lors de la phase expérimentale.

#### IV. CONCLUSION

La simulation d'un filtre récuratif et transversal en technologie MMIC a permis de valider la démarche de conception théorique de filtres stop bande et leurs optimisations en bruit. En effet, les résultats de simulation concordent de façon satisfaisante avec ceux issus de l'optimisation théorique.

Cependant, le filtre stop bande n'a pas été réalisé. En effet, la très forte sensibilité du circuit, accentuée par une sélectivité élevée, aux moindres variations des éléments qui le constituent rend la maîtrise des paramètres du filtre, tel que la stabilité, difficiles. De plus, l'utilisation de coupleurs de Lange au sein de la structure entraîne une taille du circuit finale

de  $3 \times 2 \text{ mm}^2$ . Cette taille de puce est la plus grande proposée par le multi-projet (CMP). En conséquence directe, le prix de la réalisation du circuit est élevé.

De plus, l'utilisation des coupleurs de Lange, associée à la nature récursive et transversale du filtre étudié, ne permettent pas d'obtenir une réponse plate du filtre dans les bandes passantes. Enfin, en raison de problèmes d'instabilité, le filtre récursif passe bande ne possède pas un gain en boucle ouvert suffisamment élevé pour atteindre les objectifs du cahier des charges en terme de largeur de bande rejetée.



**CONCLUSION  
GENERALE ET  
PERSPECTIVES**



## CONCLUSION GENERALE

Tout au long de notre étude, nous nous sommes attachés à démontrer la faisabilité de filtres stop bande sélectifs et faible bruit. Dans un premier chapitre, nous avons introduit les outils préparatoires nécessaires à la phase théorique de l'étude. Le calcul des expressions analytiques de la fonction de transfert et du facteur de bruit ont constitué une étape indispensable pour réaliser la synthèse de la réponse du filtre étudié ainsi que son optimisation en bruit. Lors de la phase de conception circuit, nous avons effectué l'étude de la stabilité électrique du filtre et plus particulièrement l'étude de la stabilité intrinsèque au travers du tracé de la NDF.

Dans le deuxième chapitre, nous avons mené des études théoriques sur plusieurs structures de filtre stop bande. Deux méthodes distinctes de création du zéro de transmission, à la fréquence centrale  $f_0$ , ont été utilisées et décrites.

- ↪ Une méthode qui se base uniquement sur des principes récurrents et transversaux.
- ↪ Une méthode mixte canalisée – transversale pour laquelle la forme stop bande de la réponse est obtenue par soustraction d'une bande passe tout et du filtre passe bande récurrent, sur toute la bande de fréquence considérée, introduisant ainsi un aspect canalisé.

Les différents résultats des études théoriques montrent que la fréquence de réjection et la largeur de bande rejetée sont totalement contrôlables et que l'allure du facteur de bruit dans la bande de fréquence de travail dépend de la fréquence choisie pour l'optimisation en bruit.

Le troisième chapitre est consacré à la conception en technologie hybride puis monolithique d'un filtre réjecteur récurrent et transversal utilisant un seul amplificateur. A l'aide des méthodes de synthèse et d'optimisation développées au chapitre II, nous avons généré un ensemble de valeur de couplage qui dépend directement des performances de l'amplificateur intégré à la structure du filtre. Ces valeurs de couplage sont calculées pour répondre au cahier des charges suivant :

- ↪ La fréquence de réjection à  $f = f_0$ .
  - ↪ La largeur de bande rejetée égale à 1 % de  $f_0$ .
  - ↪ La valeur du facteur de bruit à  $f_{-3 \text{ dB}}$  ( $F(f_{-3 \text{ dB}})$ ) doit être minimum.
-

Une première réalisation en technologie hybride n'a pas permis de conclure sur la validité de la démarche de conception théorique. Cependant, la conception du filtre récursif et transversal en technologie monolithique s'avère être très proche de la structure théorique optimale et valide ainsi le procédé de synthèse et d'optimisation théorique du filtre stop bande.

Dans cette dernière partie, nous donnons quelques perspectives intéressantes concernant l'étude et l'optimisation en bruit d'un filtre récursif et transversal utilisant le concept de coupleurs actifs.

## PERSPECTIVES

Cette étude se place dans le contexte d'une amélioration du filtre en technologie MMIC développée au chapitre III.

En effet, nous souhaitons améliorer deux points en particulier :

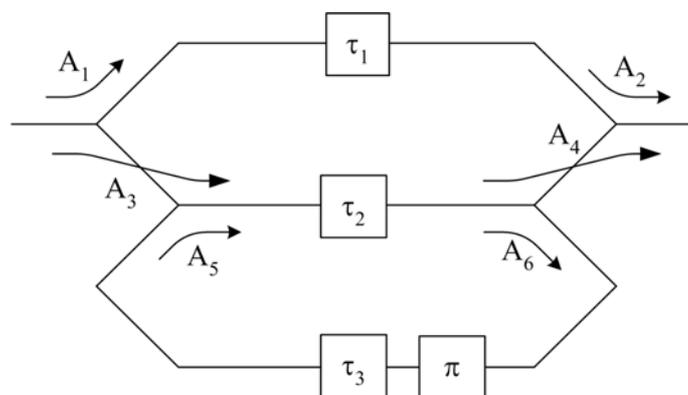
- ↪ Les performances de la fonction de transfert de filtre stop bande global.
- ↪ La taille du circuit en technologie MMIC.

Les améliorations de la fonction de transfert portent sur la variation de la réponse du filtre dans les bandes passantes, ainsi que sur l'obtention de la valeur de la largeur de bande rejetée théorique souhaitée  $\left(\frac{\Delta f}{f_0} = 1\%\right)$ .

Ces nouveaux objectifs nous amènent à considérer une nouvelle topologie de filtres récursif et transversal.

Le principe de cette nouvelle topologie est de remplacer chaque valeur de couplage par un élément actif. De ce fait, chaque nouvelle valeur de couplage assure à la fois la répartition du signal dans chaque branche du filtre ainsi que le contrôle du niveau du signal. Ceci permet de supprimer l'amplificateur situé dans la boucle de rétroaction du filtre récursif.

La figure ci-dessous présente cette nouvelle structure.



**Figure IV.1 :** Schéma du filtre récursif et transversal utilisant des coupleurs actifs

La fonction de transfert associé à cette structure est donnée ci-dessous :

$$H(f) = A_1 A_2 e^{-2j\pi f\tau_1} + \frac{A_3 A_4 e^{-2j\pi f\tau_2}}{1 + A_5 A_6 e^{-2j\pi f(\tau_2 + \tau_3)}} \quad (\text{IV-1})$$

Les caractéristiques du filtre n'ont pas changé :

$$\Leftrightarrow \tau = \frac{1}{2f_0}$$

$$\Leftrightarrow \tau_1 - \tau_2 = \tau$$

$$\Leftrightarrow \tau_2 + \tau_3 = \tau$$

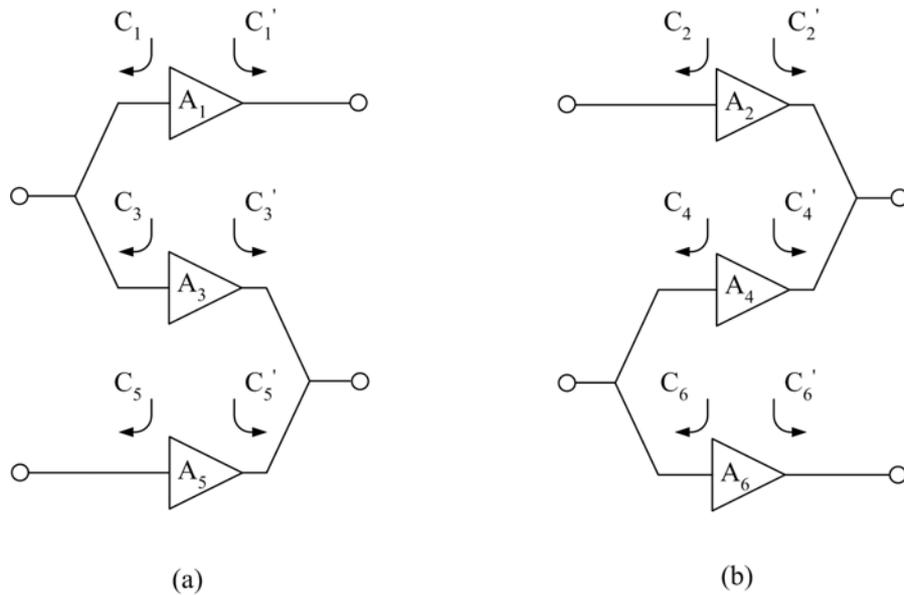
$$\Leftrightarrow V = A_5 A_6$$

Comme le montre la figure IV.1, cette nouvelle structure de filtre autorise six degrés de liberté, c'est à dire deux de plus que pour la topologie utilisant des coupleurs passifs. Ainsi, deux degrés de liberté sont utilisés pour fixer le zéro de transmission et la largeur de bande rejetée et les quatre derniers degrés de liberté sont destinés à l'optimisation en bruit du filtre.

De plus, le niveau de répartition de la puissance dans chaque branche du filtre est contrôlé grâce aux différentes variables  $A_i$  (figure IV-1), ceci permet de s'affranchir de l'amplificateur situé au sein du filtre récursif (figure III-46), et de l'approximation faite lors du choix du gain et de facteur de bruit associés à ce dernier.

Pour pouvoir réaliser une optimisation théorique de cette structure, il faut calculer les expressions analytiques de la fonction de transfert et du facteur de bruit de cette dernière. Pour trouver ces expressions, nous utilisons la méthode de calcul basée sur le formalisme des ondes de bruit introduites par Wedge et décrite au chapitre I. Nous devons donc décomposer le filtre en deux sous systèmes. Dans notre cas, l'un est un système actif et l'autre passif.

La modélisation utilisée pour représenter les systèmes de couplage actifs sont une combinaison de plusieurs amplificateurs interconnectés. La figure ci-dessous donne la représentation du système de couplage d'entrée, et celui situé en sortie.



**Figure IV.2 :** Systèmes de couplage actif situés en entrée (a) et en sortie (b)

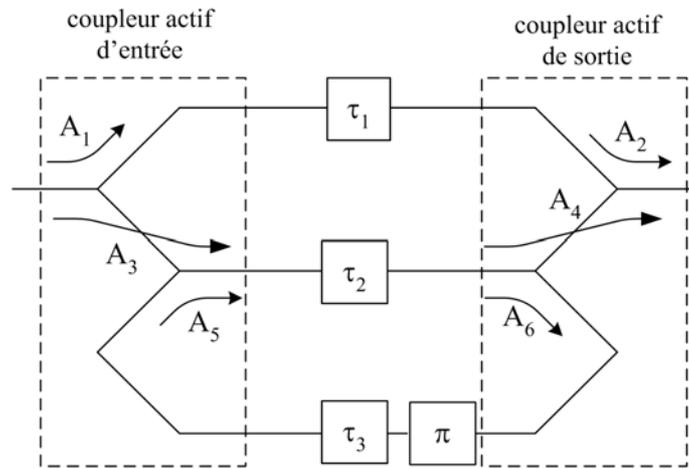
Ces systèmes de couplage représentent la partie active du filtre, chaque amplificateur est décrit par sa matrice de paramètre  $S$ , et par sa matrice de corrélation des ondes de bruit propre à la méthode employée.

A l'aide d'une méthode basée sur le formalisme des ondes de bruit, la matrice de paramètre  $S$  et la matrice de corrélation des ondes de bruit du système actif à huit accès (figure IV.2) sont calculées afin de pouvoir les intégrer au calcul du facteur de bruit du filtre actif global.

Il nous faut maintenant calculer l'expression du facteur de bruit du filtre global.

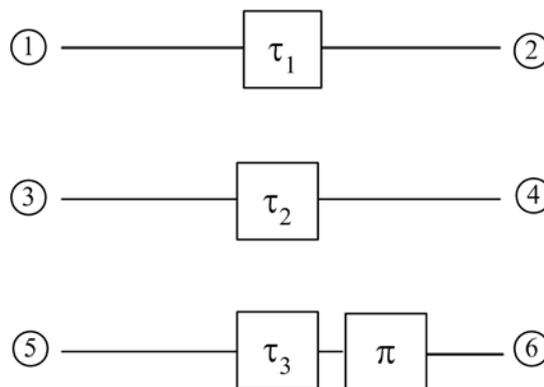
**1. CALCUL DU FACTEUR DE BRUIT DU FILTRE RÉCURSIF ET TRANSVERSAL UTILISANT LE CONCEPT DE COUPLEURS ACTIFS**

La schématique du filtre récursif et transversal est rappelée ci-dessous :



**Figure IV.3 :** Filtre récursif et transversal utilisant des coupleurs actifs

La partie passive du filtre est facilement identifiable telle que :



**Figure IV.4 :** Partie passive du filtre récursif et transversal

Les matrices correspondant à la partie passive de ce filtre sont les matrices S et C<sub>S</sub>, car les nœuds externes du système doivent appartenir à la matrice T.

La matrice de paramètres S est donc la suivante :

$$S = \begin{pmatrix} 0 & e^{-2j\pi f\tau_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ e^{-2j\pi f\tau_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{-2j\pi f\tau_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{-2j\pi f\tau_2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & e^{-2j\pi f\tau_3} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & e^{-2j\pi f\tau_3} & 0 \end{pmatrix}$$

Les matrices T et  $C_T$  décrivant la partie active du filtre sont détaillées en annexe G.

Après application de la méthode des ondes de bruit, les expressions de la fonction de transfert et du facteur de bruit sont calculées et présentées ci-dessous :

$$H(f) = A_1 A_2 e^{-2j\pi f\tau_1} + \frac{A_3 A_4 e^{-2j\pi f\tau_2}}{1 + A_5 A_6 e^{-2j\pi f(\tau_2 + \tau_3)}}$$

$$H(f) = e^{-2j\pi f\tau_2} \left[ A_1 A_2 e^{-2j\pi f\tau} + \frac{A_3 A_4}{1 + V e^{2j\pi f\tau}} \right] \quad (IV-2)$$

avec  $V = A_5 A_6$ ,  $\tau_1 - \tau_2 = \tau$  et  $\tau_2 + \tau_3 = \tau$

L'expression du facteur de bruit est :

$$F = 1 + \left( (F_2 - 1) A_2^2 + (F_4 - 1) A_4^2 - 1 + \frac{A_4^2 A_5 A_6 e^{(-2I\pi f(\tau_2 + \tau_3))}}{1 + A_6 A_5 e^{(-2I\pi f(\tau_2 + \tau_3))}} + \left( A_2 (F_1 - 1) A_1^2 - \frac{A_4 e^{(-2I\pi f(\tau_2 - \tau_1))} A_1 A_3}{1 + A_6 A_5 e^{(-2I\pi f(\tau_2 + \tau_3))}} \right) A_2 \right. \\ \left. + \frac{\left( -A_2 A_1 A_3 + \frac{A_4 e^{(-2I\pi f\tau_2)} ((F_3 - 1) A_3^2 + (F_5 - 1) A_5^2 - 1)}{1 + A_6 A_5 e^{(-2I\pi f(\tau_2 + \tau_3))}} \right) A_4 e^{(2I\pi f\tau_2)}}{1 + A_6 A_5 e^{(2I\pi f(\tau_2 + \tau_3))}} \right. \\ \left. - \frac{\left( -A_4 A_6 - \frac{A_4 e^{(-2I\pi f(\tau_2 + \tau_3))} A_5 (F_6 - 1) A_6^2}{1 + A_6 A_5 e^{(-2I\pi f(\tau_2 + \tau_3))}} \right) A_4 A_5 e^{(2I\pi f(\tau_2 + \tau_3))}}{1 + A_6 A_5 e^{(2I\pi f(\tau_2 + \tau_3))}} \right) / |H(f)|^2 \quad (IV-3)$$

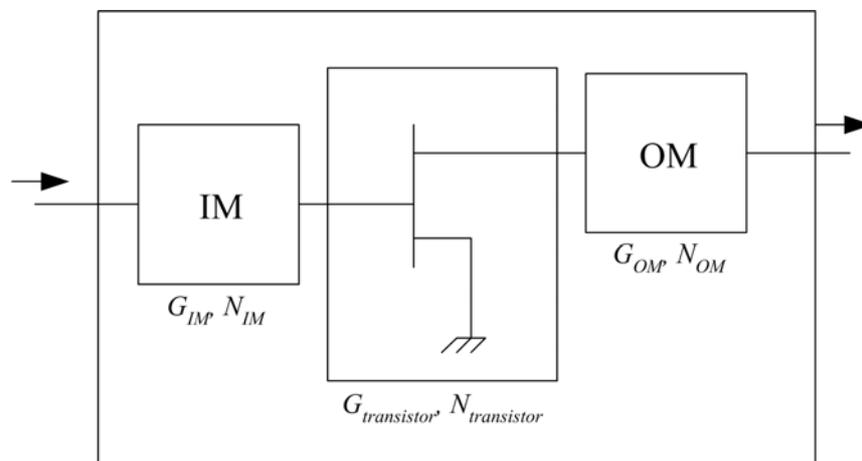
Comme le montre la relation (IV-2), la nouvelle structure possède six degrés de liberté. Chaque variable  $A_i$  est intégrée au programme d'optimisation, soit pour fixer un paramètre de la réponse du filtre, soit pour minimiser le facteur de bruit à un point de fréquence déterminé.

Si nous considérons la modélisation utilisée pour représenter les coupleurs actifs d'entrée et de sortie (figure IV.2), alors chaque variable  $A_i$  correspond au gain d'un amplificateur auquel il nous faut associer une valeur de facteur de bruit cohérente.

Ceci revient à dire qu'il nous faut trouver une relation liant le facteur de bruit et le gain d'un amplificateur.

## 2. PRINCIPE DE CALCUL DE LA RELATION LIANT GAIN ET FACTEUR DE BRUIT D'UN AMPLIFICATEUR

Pour aborder cette étude, nous modélisons un amplificateur par un transistor et deux circuits d'adaptation passifs situés de part et d'autre de ce transistor. Tous les éléments sont supposés adaptés à  $Z_0$ .



**Figure IV.5 :** Amplificateur composé d'un transistor et de deux circuits d'adaptation IM et OM

Chaque élément composant l'amplificateur est décrit par son gain en puissance disponible  $G_i$  et la puissance de bruit qu'il produit  $N_i$ .

L'amplificateur est caractérisé en bruit par son facteur de bruit dont l'expression est donnée ci-dessous :

$$F = 1 + \frac{N_A}{N_s} \quad (\text{IV-4})$$

avec  $N_A$  : puissance de bruit due à l'amplificateur porté à la température  $T_0$   
 $N_s$  : puissance de bruit de la source, d'impédance interne  $Z_0$  portée à la température  $T_0$ , ramenée en sortie de l'amplificateur

La puissance de bruit en sortie de l'amplificateur due à une source d'impédance interne  $Z_0$  et portée à la température  $T_0$  est donnée par la relation suivante :

$$N_s = G_A K T_0 \quad (\text{IV-5})$$

avec  $G_A$  : gain en puissance disponible de l'amplificateur  
 $K$  : constante de Boltzman  
 $T_0$  : température ambiante normalisée en Kelvin (290 K)

Le produit  $K T_0$  représente la puissance de bruit thermique générée par l'impédance  $Z_0$  de la source.

La puissance de bruit due à l'amplificateur  $N_A$  peut s'écrire en fonction des puissances de bruit de chaque élément qui le compose :

$$N_A = N_{IM} G_{\text{transistor}} G_{OM} + N_{\text{transistor}} G_{OM} + N_{OM} \quad (\text{IV-6})$$

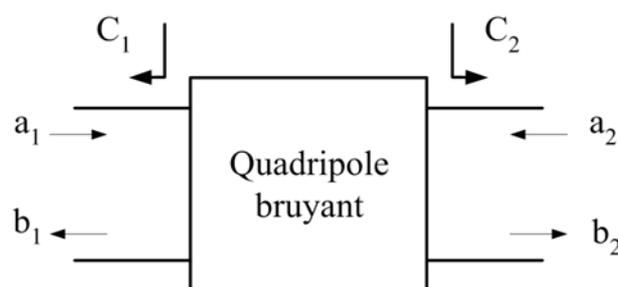
avec  $G_{OM}$  : gain en puissance disponible du circuit d'adaptation situé en sortie  
 $G_{\text{transistor}}$  : gain en puissance disponible du transistor  
 $N_{OM}$  : puissance de bruit due au circuit d'adaptation situé en sortie  
 $N_{IM}$  : puissance de bruit due au circuit d'adaptation situé en entrée  
 $N_{\text{transistor}}$  : puissance de bruit due au transistor  
 $N_A$  : puissance de bruit due à l'amplificateur

---

Les gains en puissance disponible des circuits d'adaptation IM et OM sont définis par rapport à leur atténuation. Les puissances de bruit  $N_{IM}$  et  $N_{OM}$  sont calculées en considérant que la puissance de bruit de chaque circuit d'adaptation passif est d'origine thermique.

Alors, au sein de la relation (IV-6), les seules inconnues sont la puissance de bruit due au transistor,  $N_{transistor}$ , et le gain en puissance disponible du transistor,  $G_{transistor}$ .

Considérons le transistor comme un quadripôle unilatéral bruyant, adapté en entrée et en sortie à  $Z_0$ .



**Figure IV.6 :** Quadripôle bruyant

Les ondes de bruit  $C_1$  et  $C_2$  représentent respectivement les ondes de bruit en entrée et en sortie du quadripôle bruyant.

Le calcul du facteur de bruit de ce quadripôle à l'aide du formalisme des ondes de bruit [67] donne l'expression suivante :

$$F = 1 + \frac{\overline{|C_2|^2}}{N_s} \quad (IV-7)$$

avec  $C_2$  : onde de bruit en sortie du quadripôle

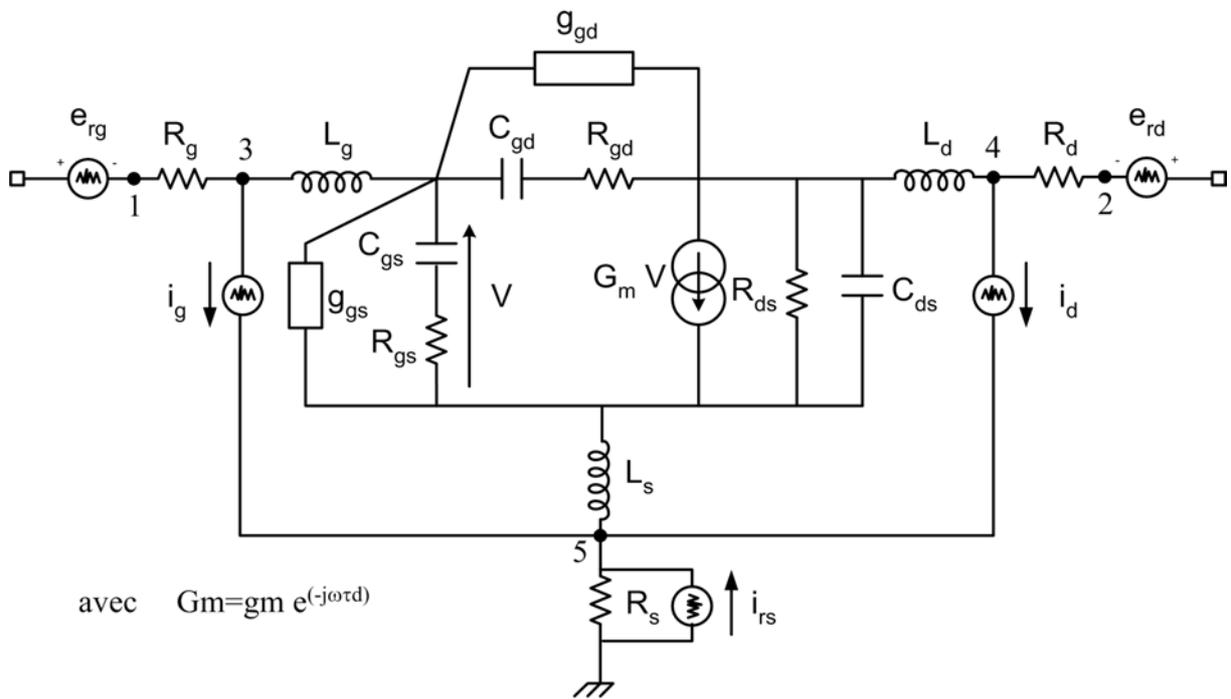
$N_s$  : puissance de bruit en sortie du quadripôle due à la source d'impédance interne  $Z_0$  et portée à la température  $T_0$

D'après cette relation, la puissance de bruit en sortie du quadripôle due uniquement à ce dernier est égale au carré du module de l'onde de bruit de sortie  $C_2$  :

$$N_{\text{transistor}} = \overline{|C_2|^2} \tag{IV-8}$$

Il nous faut trouver une expression de l'onde de bruit  $C_2$  en fonction des sources de bruit qui caractérisent le transistor.

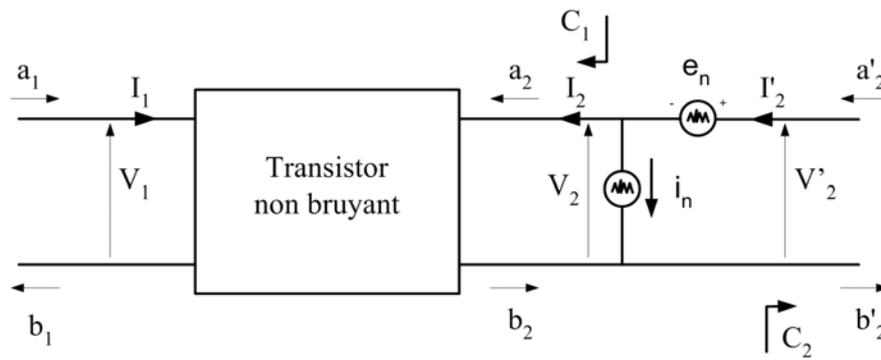
La figure IV.7 représente le modèle équivalent petit signal de bruit du transistor en technologie MMIC.



**Figure IV.7 :** Modèle équivalent petit signal de bruit du transistor en technologie MMIC

Ce modèle de bruit possède cinq sources de bruit dont  $i_g$  et  $i_d$  qui représentent le bruit généré par la partie interne du transistor et  $e_{rg}$ ,  $e_{rd}$ ,  $i_{rs}$  représentent le bruit généré respectivement par les résistances d'accès de grille, drain et source.

A l'aide d'une méthode de calcul développée dans la thèse de S. Quintanel [71], nous pouvons extraire les sources de bruit du modèle équivalent petit signal du transistor. Ceci nous permet de modéliser le transistor par un quadripôle non bruyant mis en cascade avec deux générateurs de bruit représentant la contribution en bruit du transistor (figure IV.8).



**Figure IV.8 :** Transistor non bruyant cascadé avec deux générateurs de bruit en sortie

$e_n$  et  $i_n$  sont deux générateurs de bruit dont les expressions dépendent de  $e_{rg}$ ,  $e_{rd}$ ,  $i_{ns}$ ,  $i_g$  et  $i_d$  (figure IV.7).

Le calcul de  $e_n$  et  $i_n$  est donné en annexe H.

Pour exprimer l'onde  $C_2$  en fonction de  $e_n$  et  $i_n$  (figure IV.8), considérons les relations suivantes [75] :

$$\begin{cases} a_2 = a'_2 + C_1 \\ b'_2 = b_2 + C_2 \end{cases} \quad (IV-9)$$

alors 
$$C_2 = b'_2 - b_2 = \frac{V'_2 - Z_0 I'_2}{2\sqrt{Z_0}} - \frac{V_2 - Z_0 I_2}{2\sqrt{Z_0}}$$

$$C_2 = \frac{V'_2 - V_2 - Z_0 (I'_2 - I_2)}{2\sqrt{Z_0}}$$

or  $V'_2 = V_2 + e_n$  et  $I'_2 = I_2 + i_n$

donc 
$$C_2 = \frac{e_n - Z_0 i_n}{2\sqrt{Z_0}} \quad (IV-10)$$

avec  $Z_0$  : impédance de référence (50  $\Omega$ )

La puissance de bruit due au transistor s'écrit donc :

$$N_{\text{transistor}} = |C_2|^2 = \frac{\overline{e_n - Z_0 i_n}^2}{4 Z_0} \quad (\text{IV-11})$$

L'expression du gain en puissance disponible du transistor se calcule à partir du paramètre  $S_{21}$  du transistor. En effet, dans notre cas, le transistor est adapté en entrée et en sortie à  $Z_0 = 50 \Omega$  donc :

$$G_{\text{transistor}} = |S_{21\text{transistor}}|^2 \quad (\text{IV-12})$$

Le gain en puissance disponible de l'amplificateur est donné par :

$$G_A = G_{\text{IM}} G_{\text{transistor}} G_{\text{OM}}$$

A ce niveau de l'étude, tous les paramètres de la relation (IV-6) sont décrits. Pour des valeurs d'atténuation fixées des quadripôles IM et OM, le gain en puissance disponible et la puissance de bruit de l'amplificateur (figure IV.5) dépendent uniquement des éléments qui composent le modèle équivalent petit signal de bruit du transistor, et donc des tensions de polarisation  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$  du transistor.

Pour une tension  $V_{ds}$  fixée, nous faisons varier la tension  $V_{gs}$ . Pour chaque point de polarisation nous calculons le gain en puissance disponible et la puissance de bruit de l'amplificateur. Nous obtenons ainsi une courbe liant les deux paramètres décrivant l'amplificateur, à savoir  $N_A$  et  $G_A$ .

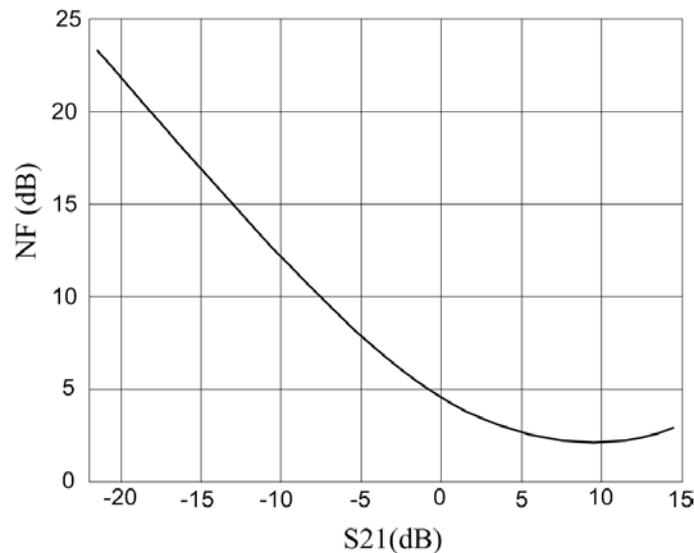
Par régression linéaire, nous obtenons l'équation de la courbe que nous utilisons dans l'expression du facteur de bruit de l'amplificateur (IV-4).

$$F = 1 + \frac{f(G_A)}{G_A K T_0} \quad (\text{IV-13})$$

avec  $f(G_A)$  : la fonction décrivant la puissance de bruit de l'amplificateur en fonction du gain en puissance disponible de ce même amplificateur.

A l'aide de la relation (IV-13), nous pouvons associer une valeur de facteur de bruit pour chaque valeur de gain attribuée à l'amplificateur.

La figure ci-dessous représente l'évolution du facteur de bruit en fonction du module du paramètre  $S_{21}$  de l'amplificateur idéal modélisé lors de cette étude.



**Figure IV.9** : Facteur de bruit de l'amplificateur en fonction du module de  $S_{21}$

Alors l'optimisation du filtre intégrant le concept de coupleurs actifs est possible.

### 3. OPTIMISATION DU FILTRE UTILISANT LES COUPLEURS ACTIFS

L'optimisation du filtre est faite en respectant le cahier des charges suivant :

- ↪  $\frac{\Delta f}{f_0} = 1\%$ , avec  $\Delta f$  = largeur de bande rejetée
- ↪ zéro de transmission à  $f = f_0$
- ↪ valeur du facteur de bruit à  $f = f_{3\text{ dB}}$  minimale

Pour des raisons de stabilité, toutes les valeurs  $A_i$  ne peuvent pas être supérieures à 0 dB, c'est pourquoi nous les faisons varier de -20 dB à 8,7 dB. Les valeurs, après optimisation, sont présentées ci-dessous :

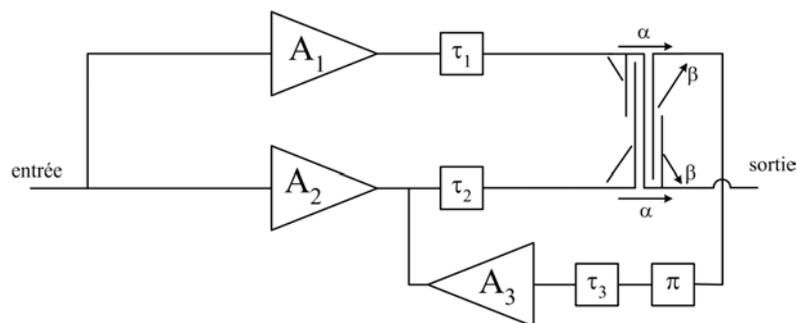
$$\begin{array}{ll} A_1 = 8,3 \text{ dB} & A_2 = 8,3 \text{ dB} \\ A_3 = 0 \text{ dB} & A_4 = -20 \text{ dB} \\ A_5 = -8,6 \text{ dB} & A_6 = 8,6 \text{ dB} \end{array}$$

Les performances en terme de réponse et de bruit du filtre sont données ci-dessous :

$$\begin{array}{ll} |H(0)| = 16,7 \text{ dB} & |H(f_{-3\text{dB}})| = 13,7 \text{ dB} \\ F(0) = 3,3 \text{ dB} & F(f_{-3\text{dB}}) = 9 \text{ dB} \end{array}$$

Nous pouvons remarquer que les valeurs de  $A_4$  et  $A_5$  sont très fortement passives. Cette constatation nous a amené à considérer une structure de filtre hybride entre éléments actifs et éléments passifs.

La structure présentée ci-dessous a été imaginée afin de minimiser la taille du circuit final, de répondre au cahier des charges imposé, et enfin de conserver les différentes branches du filtre isolées les unes des autres.



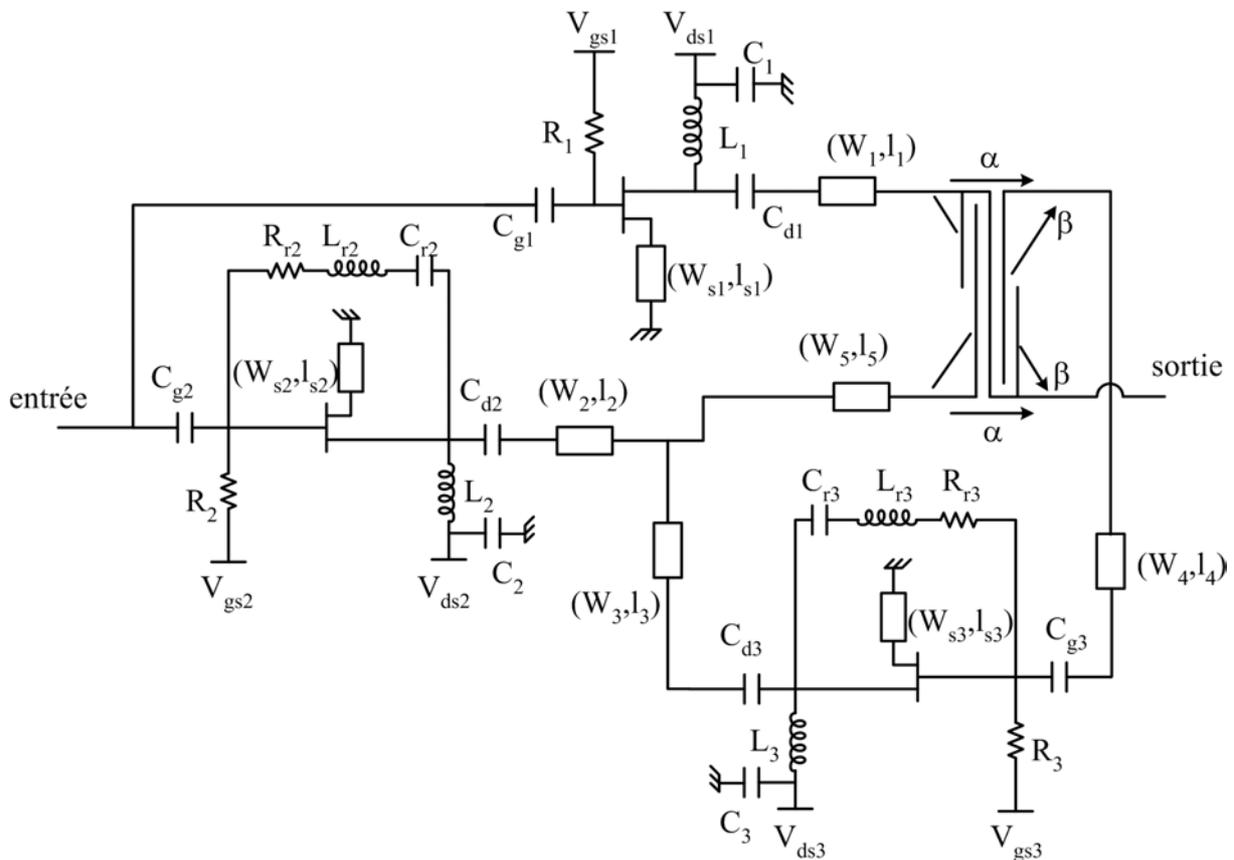
**Figure IV.10 :** Topologie récursive et transversale hybride entre éléments actifs et passifs

La fonction de transfert liée à cette structure est donnée ci-dessous :

$$H(f) = e^{-2j\pi f\tau_2} \left[ A_1 \beta e^{-2j\pi f(\tau_1 - \tau_2)} + \frac{A_2 \alpha - \alpha^2 A_1 A_3 e^{-2j\pi f(\tau_1 + \tau_3)}}{1 + A_3 \beta e^{-2j\pi f(\tau_2 + \tau_3)}} \right] \quad (IV-14)$$

Dans la réponse (III-24), du filtre hybride, il apparaît un terme non désiré qui défavorise l'ondulation de la réponse dans la bande passante. Afin de minimiser l'influence de ce terme, il faudra que la valeur de  $\alpha$  soit faible, et que celles de  $A_1$  et  $A_3$  ne soient pas trop importantes. En conséquence, il sera difficile d'atteindre les valeurs théoriques de gain dans la bande passante.

La topologie obtenue après simulation est celle décrite ci-dessous :



**Figure IV.11 :** Schéma électrique du filtre stop bande hybride passif actif

Les valeurs des éléments composant la structure sont données dans le tableau ci-dessous. Les transistors utilisés dans le filtre sont des TEC à huit doigts de largeur  $W = 50 \mu\text{m}$ .

$C_1$	$C_{g1}$	$C_{d1}$	$C_2$	$C_{g2}$	$C_{d2}$	$C_{r2}$	$C_3$	$C_{g3}$	$C_{d3}$	$C_{r3}$	$R_1$	$R_2$	$R_3$	$R_{r2}$	$R_{r3}$
4	0,29	3,1	4	3,9	1,39	2,97	4	0,1	3,4	1,36	2000	2000	2000	46	2000

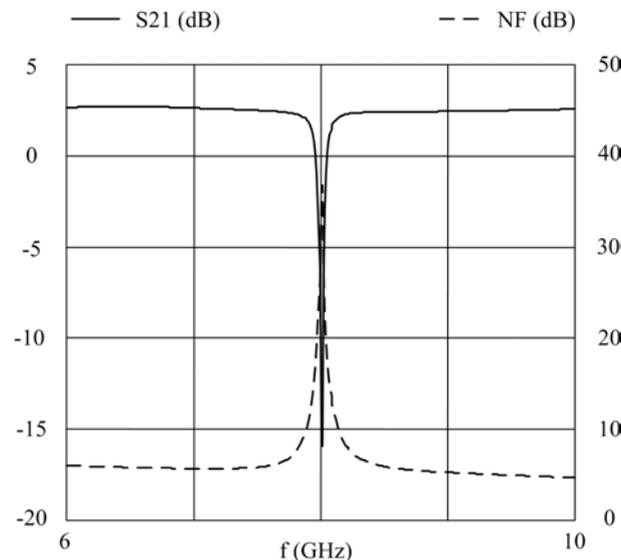
$W_{s1}$	$I_{s1}$	$W_{s2}$	$I_{s2}$	$W_{s3}$	$L_{s3}$	$W_1$	$I_1$	$W_2$	$I_2$	$W_3$	$I_3$	$W_4$	$I_4$	$W_5$	$I_5$	$W_{Lange}$	$S_{Lange}$	$I_{Lange}$
10	189	10	600	12	500	68	1677	31	942	194	2796	200	1355	57	384	11	42	580

$V_{gs1}$	$V_{ds1}$	$V_{gs2}$	$V_{ds2}$	$V_{gs3}$	$V_{ds3}$	$L_1$	$L_2$	$L_3$	$L_{r2}$	$L_{r3}$
-0,46	4,43	-0,1	4,74	-0,49	4,28	4	3,7	3,32	0,72	0,66

Résistances :  $\Omega$  ; capacités : pF ; inductances : nH ; longueur-largeur :  $\mu\text{m}$  ;  $V_{dsi}$  et  $V_{gsi}$  = Volt

**Tableau IV.1** : Valeur des éléments du filtre hybride

La figure ci-dessous présente la fonction de transfert, ainsi que le facteur de bruit de la topologie hybride.



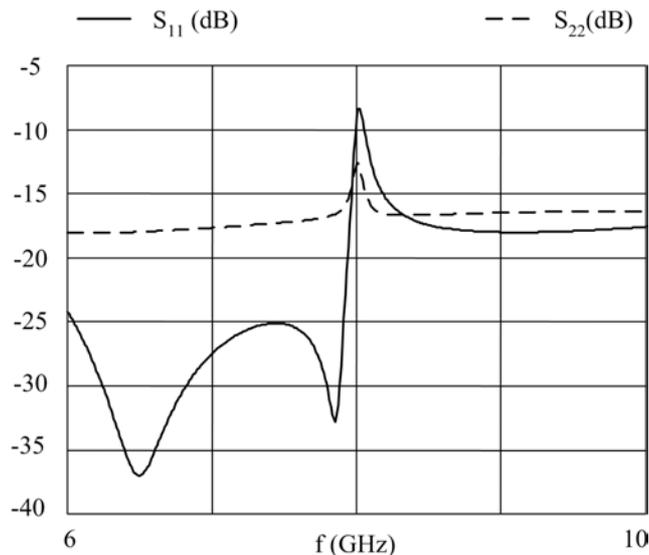
**Figure IV.12** : Fonction de transfert et facteur de bruit du filtre hybride

Le filtre a été optimisé dans la même bande de fréquence (6-10 GHz) que celui présenté au paragraphe III.2. Les spécifications imposées lors de l'optimisation théorique sont bien respectées. En effet,  $\Delta f = 1\% f_0$  et le pic de réjection est inférieur à  $-17$  dB à  $f = f_0$ .

La variation dans la bande passante est de 0,4 dB autour de 2,5 dB. Ceci est possible grâce à l'emploi simultané d'un coupleur de Lange et d'éléments actifs au sein de la même structure. La forme de la réponse du coupleur passif, dans la bande passante est compensée par la forme des réponses des amplificateurs.

Le facteur de bruit varie de 6,1 dB à  $f = 6$  GHz jusqu'à 17 dB en bord de bande rejetée. Les valeurs du facteur de bruit sont assez élevées car le niveau de gain de chaque amplificateur reste assez faible pour ne pas rendre instable la structure.

Cette nouvelle topologie est adaptée en entrée et en sortie comme le montre la figure ci-dessous :



**Figure IV.13** : Paramètres  $S_{ii}$  de la topologie mixte

Le module du  $S_{11}$  est inférieur à  $-8$  dB sur la bande de fréquence, le  $S_{22}$  est quant à lui inférieur à  $-10$  dB.

#### 4. CONCLUSION

Cette dernière partie concerne l'étude d'une topologie de filtre stop bande réursive et transversale utilisant le concept de coupleurs actifs pour remplacer les coupleurs passifs et la fonction amplification. L'optimisation en bruit de cette nouvelle structure a mis en évidence l'impossibilité de réaliser ce filtre uniquement à l'aide d'éléments actifs, c'est pourquoi une structure mixte entre éléments actifs et passifs a été imaginée.

La topologie finale de cette nouvelle structure de filtres stop bande est conçue pour répondre aux exigences du cahier des charges, mais aussi pour optimiser les dimensions du circuit par rapport au filtre déjà conçu en technologie MMIC.

La mixité de la structure permet d'améliorer les performances du filtre en terme de fonction de transfert. En effet, le filtre présente 2,5 dB de gain en moyenne dans la bande passante, de plus la réponse est plus monotone dans cette même bande de fréquences.

En revanche, les performances en bruit de cette nouvelle structure ne sont pas optimales. Cependant, l'étude de véritables topologies de coupleurs actifs associés à des coupleurs passifs peut permettre d'envisager des structures de filtre actif moins sensible en terme de stabilité, et ainsi obtenir de meilleures performances au niveau de la réponse, du facteur de bruit, et éventuellement de la taille du circuit résultant.



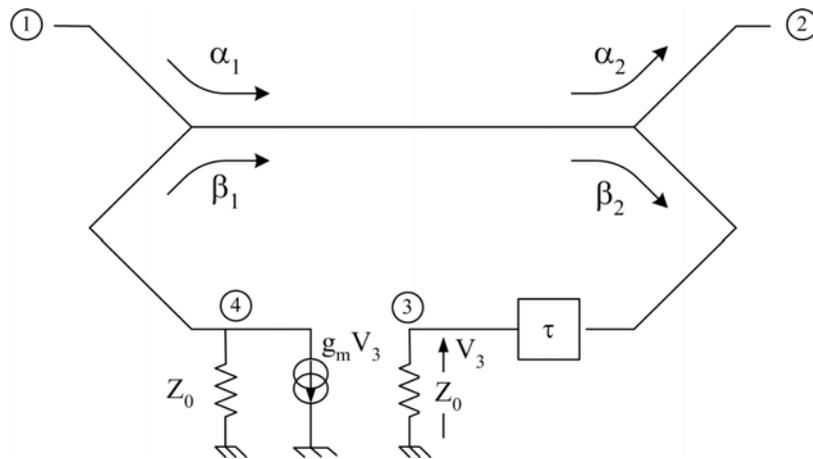
# **ANNEXES**



## Annexe A :

### Calcul de la fonction NDF d'un filtre récursif du premier ordre

Considérons la structure récursive du premier ordre dont l'élément actif a été remplacé par une source de courant commandée en tension et utilisant des combineurs / diviseurs de puissances idéaux de valeurs de couplage  $(\alpha_1, \beta_1)$  et  $(\alpha_2, \beta_2)$ .



**Figure A.1 :** Structure récursive du premier ordre

La matrice de répartition de la partie passive du filtre récursive est la suivante :

$$T = \begin{pmatrix} 0 & \alpha_1 \alpha_2 & \alpha_1 \beta_2 e^{-2j\pi f \tau} & 0 \\ \alpha_1 \alpha_2 & 0 & 0 & \alpha_2 \beta_1 \\ \alpha_1 \beta_2 e^{-2j\pi f \tau} & 0 & 0 & \beta_1 \beta_2 e^{-2j\pi f \tau} \\ 0 & \alpha_2 \beta_1 & \beta_1 \beta_2 e^{-2j\pi f \tau} & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{M1})$$

Celle de la source de courant adaptée est donnée ci-dessous :

$$S = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ S_{a21} & 0 \end{pmatrix} \quad \text{avec } S_{a21} = \frac{-g_m Z_0}{2} \quad (\text{M2})$$

Après calcul à l'aide du logiciel de calcul analytique Maple, [66], nous trouvons l'expression de la matrice de répartition du filtre récursif qui est donnée ci-dessous :

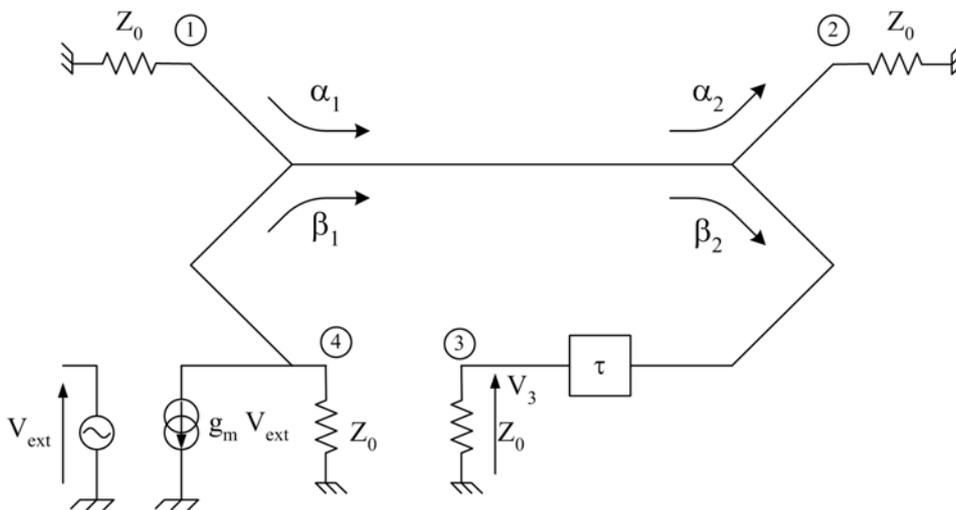
$$S_{\text{filtre}} = \begin{pmatrix} 0 & \alpha_1 \alpha_2 \\ \frac{\alpha_1 \alpha_2}{1 + \frac{g_m Z_0}{2} \beta_1 \beta_2 e^{-2j\omega\tau}} & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{M3})$$

Alors

$$S_{21} = \frac{\alpha_1 \alpha_2}{1 + \frac{g_m Z_0}{2} \beta_1 \beta_2 e^{-2j\omega\tau}} \quad (1)$$

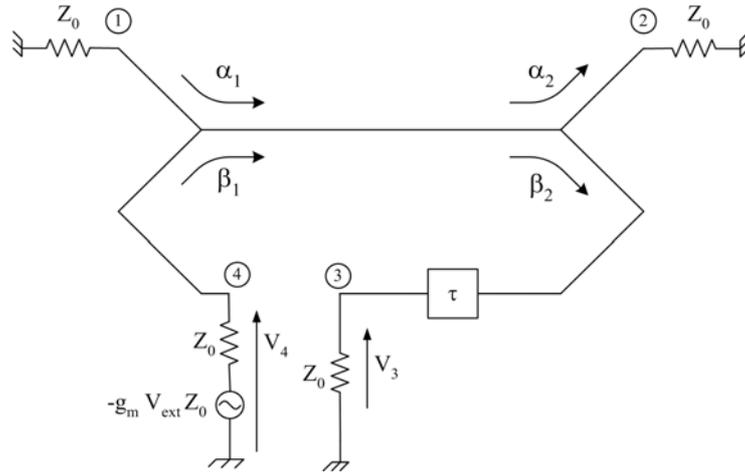
Dans le but de calculer la fonction NDF (Normalized Determinant Function), nous définissons une nouvelle structure dont les accès d'entrée et de sortie se situent respectivement aux nœuds 3 et 4. La source de courant est maintenant commandée par une tension extérieure  $V_{\text{ext}}$  (figure 2).

L'entrée et la sortie de la structure initiale sont maintenant fermées sur  $Z_0=50\Omega$ .



**Figure A. 2 :** Structure récursive du premier ordre utilisée pour le calcul de la fonction NDF

La source de courant peut être remplacé par le générateur équivalent de Thévenin (figure A.3).



**Figure A.3 :** Structure récurrente avec générateur équivalent de Thévenin

Le paramètre  $S_{34}$  de cette structure peut s'écrire de la façon suivante :

$$S_{34} = \left. \frac{b_3}{a_4} \right|_{a_3=0} = \frac{V_3 - Z_0 I_3}{V_4 + Z_0 I_4}$$

avec  $V_3 = -Z_0 I_3$  et  $V_4 = -Z_0 I_4 - g_m V_{ext} Z_0$

alors

$$S_{34} = \frac{2 V_3}{-g_m V_{ext} Z_0} \quad (2)$$

L'expression de la fonction NDF s'exprime à partir du "Return Ratio", RR :

$$NDF = 1 + RR \quad \text{avec } RR = -\frac{V_3}{V_{ext}} \quad (3)$$

Nous en déduisons :

$$-\frac{V_3}{V_{ext}} = S_{34} \frac{g_m Z_0}{2} \quad \text{avec } S_{34} = \beta_1 \beta_2 e^{-2j\pi f \tau} \quad (4)$$

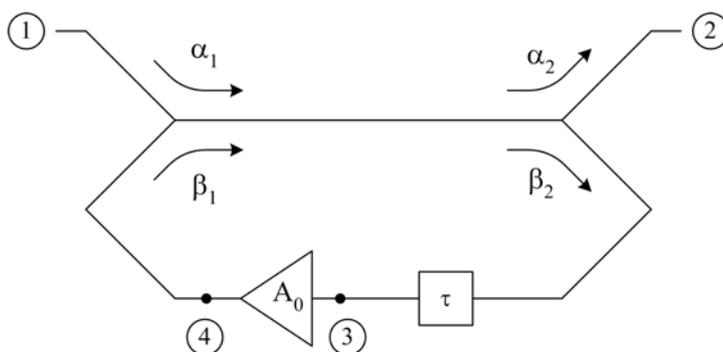
$$\text{Et donc : } NDF = 1 + \frac{g_m Z_0}{2} \beta_1 \beta_2 e^{-2j\pi f \tau} \quad (5)$$

### Annexe B :

Calcul du facteur de bruit et de la fonction de transfert d'un filtre récuratif du premier ordre à l'aide d'une méthode basée sur le formalisme des ondes de bruits [67]

↳ **Calcul de la matrice de corrélation des ondes de bruits du filtre récuratif**

La structure du filtre étudié est celle décrite sur la figure ci-dessous :

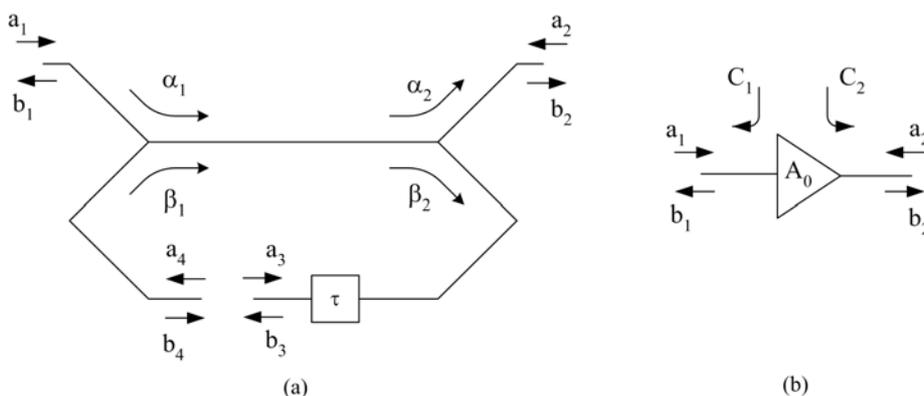


**Figure B.1 :** Filtre récuratif du premier ordre

Nous identifions les deux sous-systèmes qui composent le filtre, à savoir :

- ↳ la partie passive comprenant les coupleurs et le temps de retard  $\tau$
- ↳ la partie active constituée de l'amplificateur de gain  $A_0$

La figure 2 représente ces deux sous-systèmes :



**Figure B.2 :** Sous-systèmes passifs (a) et actif (b) du filtre récuratif du premier ordre

Le sous-système passif est décrit par la matrice de répartition  $T$ , et celle de corrélation des ondes de bruit,  $C_T$ . Les expressions de ces deux matrices sont données ci-dessous :

$$T = \begin{pmatrix} & T_{ee} & & & & T_{ei} \\ 0 & \alpha_1\alpha_2 & \vdots & \alpha_1\beta_2e^{-2j\omega\tau} & & 0 \\ \alpha_1\alpha_2 & 0 & \vdots & 0 & & \alpha_2\beta_1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \alpha_1\beta_2e^{-2j\omega\tau} & 0 & \vdots & 0 & & \beta_1\beta_2e^{-2j\omega\tau} \\ 0 & \alpha_2\beta_1 & \vdots & \beta_1\beta_2e^{-2j\omega\tau} & & 0 \\ & T_{ie} & & & & T_{ii} \end{pmatrix} \quad (M1)$$

Nous identifions quatre sous matrices  $T_{ee}$ ,  $T_{ei}$ ,  $T_{ie}$  et  $T_{ii}$  qui correspondent, respectivement, aux connexions liant les nœuds externe-externe (1 avec 2), externe-interne (1, 2 avec 3, 4), interne-externe (3, 4 avec 1, 2), et interne-interne (3 avec 4), (figure1).

La matrice de corrélation des ondes de bruits de la partie passive est calculée grâce à la formule :

$$C_T = KT_0(I - TT^+)$$

Avec  $K$  : constante de Boltzman

$$T_0 = 290 \text{ °K}$$

$I$  : matrice identité

$+$  : matrice transposée et conjuguée

Donc

$$C_T = KT_0 \begin{pmatrix} \beta_1^2 & 0 & 0 & -\alpha_1\beta_1 \\ 0 & \beta_2^2 & -\alpha_2\beta_2e^{2j\omega\tau} & 0 \\ 0 & -\alpha_2\beta_2e^{-2j\omega\tau} & \alpha_2^2 & 0 \\ -\alpha_1\beta_1 & 0 & 0 & \alpha_1^2 \end{pmatrix} \quad (M2)$$

La partie active du filtre est, quant à elle, décrite par les matrices suivantes :

$$S = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ A_0 & 0 \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad C_S = \begin{pmatrix} \overline{|C_1|^2} & \overline{C_1C_2^*} \\ \overline{C_1^*C_2} & \overline{|C_2|^2} \end{pmatrix} \quad (M3)$$

Le calcul de la matrice de corrélation des ondes de bruit du filtre global est effectué à partir de la relation suivante :

$$C_{net} = \Lambda C_S \Lambda^+ + [I|\Lambda S] C_T [I|\Lambda S]^+ \quad (1)$$

avec  $\Lambda = T_{ei} (I - ST_{ii})^{-1}$  et  $I$  : matrice augmentée

L'expression de cette dernière est donc :

$$C_{net} = \begin{pmatrix} \alpha_1^2 \beta_2^2 |C_1|^2 + K T_0 \beta_1^2 & , & \frac{\alpha_1 \beta_2 e^{(-2I\pi f\tau)} \overline{C_1 C_2^*} \alpha_2 \beta_1}{1 - A_0 \beta_1 \beta_2 e^{(2I\pi f\tau)}} \\ \frac{\alpha_2 \beta_1 \overline{C_2 C_1^*} \alpha_1 \beta_2 e^{(2I\pi f\tau)}}{1 - A_0 \beta_1 \beta_2 e^{(-2I\pi f\tau)}} & , & \frac{\alpha_2^2 \beta_1^2 |C_2|^2}{|1 - A_0 \beta_1 \beta_2 e^{(-2I\pi f\tau)}|^2} + K T_0 \left[ \beta_2^2 - \frac{\alpha_2^2 \beta_1 A_0 \beta_2 e^{(-2I\pi f\tau)}}{1 - A_0 \beta_1 \beta_2 e^{(-2I\pi f\tau)}} \right. \\ & & \left. + \frac{\left( -\alpha_2 \beta_2 e^{(2I\pi f\tau)} + \frac{\alpha_2^3 \beta_1 A_0}{1 - A_0 \beta_1 \beta_2 e^{(-2I\pi f\tau)}} \right) \alpha_2 \beta_1 A_0}{1 - A_0 \beta_1 \beta_2 e^{(2I\pi f\tau)}} \right] \end{pmatrix} \quad (M4)$$

$C_{net}$  est de la forme :

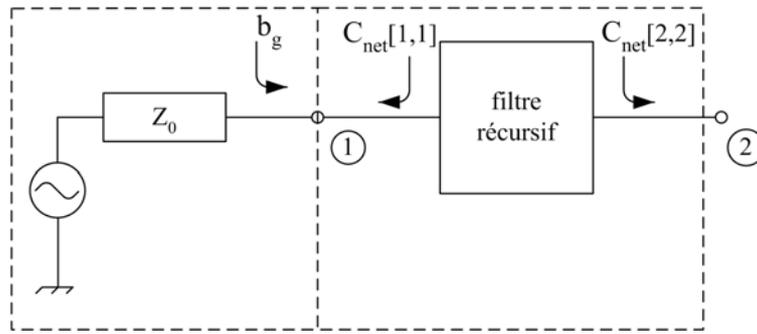
$$C_{net} = \begin{pmatrix} C_{net} [1,1] & C_{net} [1,2] \\ C_{net} [2,1] & C_{net} [2,2] \end{pmatrix} \quad (M5)$$

A l'aide de la relation  $S_{net} = T_{ee} + \Lambda S T_{ie}$ , nous calculons la matrice de répartition du filtre global.

$$S_{net} = \begin{pmatrix} 0 & \alpha_1 \alpha_2 \\ \frac{\alpha_1 \alpha_2}{1 - A_0 \beta_1 \beta_2 e^{-2j\pi f\tau}} & 0 \end{pmatrix} \quad (M6)$$

### ↳ Calcul du facteur de bruit du filtre récursif

L'étape finale de la méthode permettant de calculer l'expression analytique du facteur de bruit consiste à connecter le filtre récursif à une source d'impédance interne  $Z_0$ .



**Figure B.3 :** Filtre récursif connecté à une source

La source constitue le premier sous-système, et est défini par les matrices :

$$S = (0) \quad \text{et} \quad C_S = \left( \overline{|b_g|^2} \right) \quad (\text{M7})$$

où  $\overline{|b_g|^2}$  représente la puissance de bruit disponible en sortie de la source

Le filtre récursif est identifié comme le deuxième sous-système décrit par les matrices :

$$T = S_{net} \quad \text{et} \quad C_T = C_{net} \quad (\text{M8})$$

A noter que la matrice T doit toujours être de la forme :

$$T = \begin{pmatrix} T_{ee} & \vdots & T_{ei} \\ \dots & \vdots & \dots \\ T_{ie} & \vdots & T_{ii} \end{pmatrix} \quad (\text{M9})$$

Or, sur la figure 3, le nœud de connexion externe est le nœud ②, et le nœud de connexion interne est le nœud ①. Alors, la nouvelle matrice T va s'écrire sous la forme :

$$T = \begin{pmatrix} T_{ee} & \vdots & T_{ei} \\ S_{net}[2,2] & \vdots & S_{net}[2,1] \\ \dots & \vdots & \dots \\ S_{net}[1,2] & \vdots & S_{net}[1,1] \\ T_{ie} & \vdots & T_{ii} \end{pmatrix} \quad (\text{M10})$$

La matrice  $C_T$  va donc s'écrire :

$$C_T = \begin{pmatrix} C_{net}[2,2] & C_{net}[2,1] \\ C_{net}[1,2] & C_{net}[1,1] \end{pmatrix} \quad (M11)$$

En utilisant la relation (1), nous trouvons l'expression de la matrice de corrélation des ondes de bruit du filtre récursif :

$$C_{net_{filtre}} = |S_{net}[2,1]|^2 \overline{|b_g|^2} + C_{net}[2,2] \quad (2)$$

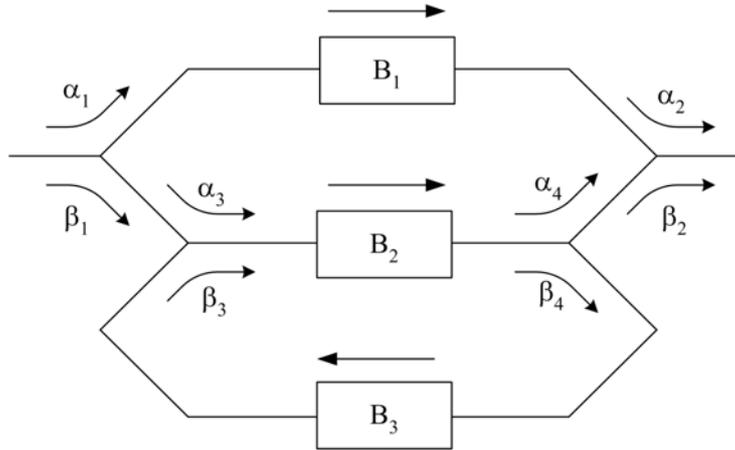
L'expression du facteur de bruit est donc :

$$F = 1 + \frac{\frac{\alpha_2^2 \beta_1^2 |C_3|^2}{|1 - A_0 \beta_1 \beta_2 e^{-2I\pi f\tau}|^2} + K T 0 \left( \beta_2^2 - \frac{\alpha_2^2 \beta_1 A_0 \beta_2 e^{-2I\pi f\tau}}{1 - A_0 \beta_1 \beta_2 e^{-2I\pi f\tau}} + \frac{\left( -\alpha_2 \beta_2 e^{2I\pi f\tau} + \frac{\alpha_2^3 \beta_1 A_0}{1 - A_0 \beta_1 \beta_2 e^{-2I\pi f\tau}} \right) \alpha_2 \beta_1 A_0}{1 - A_0 \beta_1 \beta_2 e^{2I\pi f\tau}} \right)}{|b_g|^2 |S_{net_{2l}}|^2} \quad (3)$$

### Annexe C :

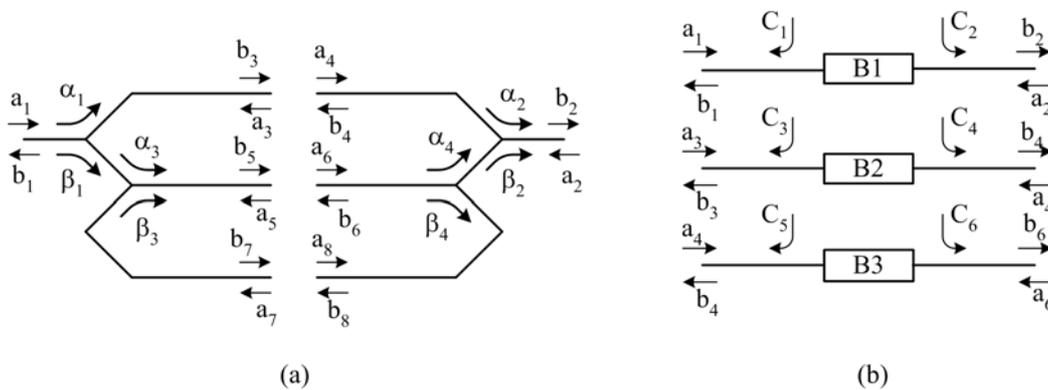
#### Calcul du facteur de bruit et de la fonction de transfert d'un filtre

La structure du filtre récursif et transversal considérée est celle donnée ci-dessous :



**Figure C.1 :** Structure récursive et transversale utilisée pour l'étude analytique

Les deux sous structures de ce filtre sont représentées sur la figure 2 :



**Figure C.2 :** Sous Structures passive (a) et active (b) du filtre considéré

Dans le cas général, chaque bloc  $B_i$  est considéré comme bilatéral et décrit par sa matrice de répartition et par sa matrice de corrélation des ondes de bruit qui sont données ci-dessous :

$$S_{B_i} = \begin{pmatrix} 0 & B_i \\ B_i & 0 \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad C_{B_i} = \begin{pmatrix} |C_j|^2 & C_j C_{j+1}^* \\ C_j^* C_{j+1} & |C_{j+1}|^2 \end{pmatrix} \quad (M1)$$

Les ondes de bruit de chaque bloc sont supposées totalement décorréliées entre elles.

La matrice de répartition T de la partie passive s'exprime de la façon suivante :

$$T = \left( \begin{array}{cc|cccccc} & T_{ee} & & & & T_{ei} & & & \\ & 0 & 0 & \alpha_1 & 0 & \beta_1 \alpha_3 & 0 & 0 & 0 \\ & 0 & 0 & 0 & \alpha_2 & 0 & \beta_2 \alpha_4 & 0 & 0 \\ \hline \alpha_1 & & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & & \alpha_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \beta_1 \alpha_3 & & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \beta_3 & 0 \\ 0 & & \beta_2 \alpha_4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \beta_4 \\ 0 & & 0 & 0 & 0 & \beta_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & & 0 & 0 & 0 & 0 & \beta_4 & 0 & 0 \\ & T_{ie} & & & & & T_{ii} & & \end{array} \right) \quad (M2)$$

La matrice  $C_T$  se calcule à l'aide de la relation suivante :

$$C_T = K T_0 (I - T T^+) \quad (1)$$

Avec : - K : constante de Boltzman

-  $T_0 = 290^\circ\text{K}$

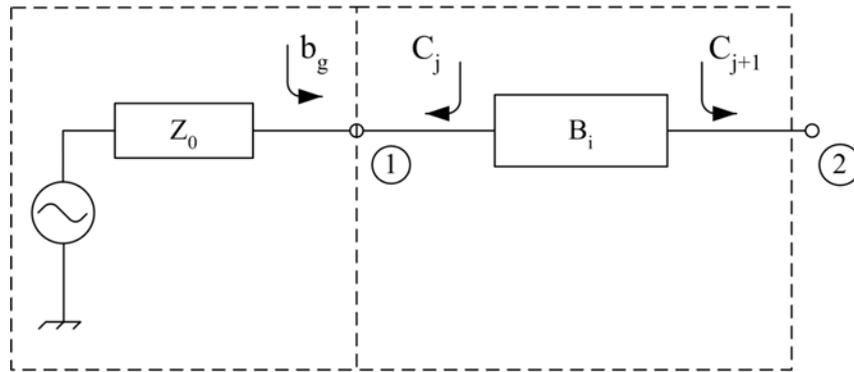
- I : matrice identité

- + : matrice transposée et conjuguée

Après avoir calculé la matrice  $C_{\text{net}}$  du filtre global et reconnecté ce dernier à une source pour le calcul du facteur de bruit, nous trouvons l'expression suivante pour le facteur de bruit :

$$F = 1 + \left( \alpha_2^2 |C_2|^2 + \frac{\beta_2^2 \alpha_4^2 |C_4|^2}{|-1 + B_3 \beta_3 B_2 \beta_4|^2} + \frac{\beta_2^2 \alpha_4^2 |B_2|^2 \beta_3^2 |C_3|^2}{|-1 + B_3 \beta_3 B_2 \beta_4|^2} + K T_0 \left( \beta_2^2 \beta_4^2 + \frac{\beta_2^2 \alpha_4^2 B_2 \beta_3 B_3 \beta_4}{-1 + B_3 \beta_3 B_2 \beta_4} \right) \right. \\ \left. + \left( \alpha_2 B_1 \beta_1^2 + \frac{\beta_2 \alpha_4 B_2 \alpha_1 \beta_1 \alpha_3}{-1 + B_3 \beta_3 B_2 \beta_4} \right) \alpha_2 B_1^* - \frac{\left( -\alpha_2 B_1 \alpha_1 \beta_1 \alpha_3 - \frac{\beta_2 \alpha_4 B_2 \alpha_1^2 \alpha_3^2}{-1 + B_3 \beta_3 B_2 \beta_4} \right) \beta_2 \alpha_4 B_2^*}{-1 + B_3^* \beta_3 B_2^* \beta_4} \right. \\ \left. - \frac{\left( -\beta_2 \alpha_4 \beta_4 - \frac{\beta_2 \alpha_4^3 B_2 \beta_3 B_3}{-1 + B_3 \beta_3 B_2 \beta_4} \right) \beta_2 \alpha_4 B_2^* \beta_3 B_3^*}{-1 + B_3^* \beta_3 B_2^* \beta_4} \right) / \left( |b_g|^2 |H(\theta)|^2 \right) \quad (2)$$

Considérons un bloc  $B_i$  connecté à une source d'impédance interne  $Z_0$  :



**Figure C.3** : Bloc  $B_i$  connecté à une source

La source est caractérisée par les matrices suivantes :

$$S = (0) \quad \text{et} \quad C_S = \left( \overline{|b_g|^2} \right)$$

Où  $\overline{|b_g|^2}$  représente la puissance de bruit disponible en sortie de la source.

Le bloc  $B_i$  est décrit par les matrices (M1).

Suite au calcul de la matrice de corrélation du nouveau système, nous pouvons écrire ainsi l'expression du facteur de bruit :

$$F_{B_i} = 1 + \frac{\overline{|C_{j+1}|^2}}{\overline{|b_g|^2} \overline{|B_i|^2}}$$

Donc :

$$\frac{\overline{|C_{j+1}|^2}}{\overline{|b_g|^2}} = (F_{B_i} - 1) \overline{|B_i|^2} \quad (3)$$

La relation (3) est utilisée au sein de la relation (2) afin d'obtenir l'expression du facteur de bruit du filtre global en fonction des facteurs de bruit et des paramètres de transmission des blocs  $B_1$ ,  $B_2$  et  $B_3$ .

La matrice de répartition du filtre global se calcule à l'aide de la relation suivante :

$$S_{net} = T_{ee} + \Lambda ST_{ie}$$

Alors :

$$S_{net} = \begin{pmatrix} 0 & \alpha_1 \alpha_2 B_1 + \frac{\alpha_3 \alpha_4 \beta_1 \beta_2 B_2}{1 - \beta_3 \beta_4 B_2 B_3} \\ \alpha_1 \alpha_2 B_1 + \frac{\alpha_3 \alpha_4 \beta_1 \beta_2 B_2}{1 - \beta_3 \beta_4 B_2 B_3} & 0 \end{pmatrix} \quad (M_3)$$

## Annexe D :

Expressions des différentes matrices liées aux calculs du facteur de bruit et de la fonction de transfert des topologies de filtre stop bande utilisant un amplificateur.

### Topologie 4 :

La matrice de répartition décrivant la partie passive de la topologie 4 est donnée ci-dessous :

$$T_4 = \left( \begin{array}{cc|cc} & T_{ee} & & T_{ei} \\ \hline 0, \alpha_1 \alpha_2 e^{(-2 I \pi f \tau_1)} + \alpha_3 \alpha_4 \beta_1 \beta_2 e^{(-2 I \pi f \tau_2)}, & -\alpha_3 \beta_1 \beta_4 e^{(-2 I \pi f (\tau_2 + \tau_3))}, & 0 & \\ \alpha_1 \alpha_2 e^{(-2 I \pi f \tau_1)} + \alpha_3 \alpha_4 \beta_1 \beta_2 e^{(-2 I \pi f \tau_2)}, & 0, & \alpha_4 \beta_2 \beta_3 e^{(-2 I \pi f \tau_2)} & \\ \hline -\alpha_3 \beta_1 \beta_4 e^{(-2 I \pi f (\tau_2 + \tau_3))}, & 0, & 0, & -\beta_3 \beta_4 e^{(-2 I \pi f (\tau_2 + \tau_3))} \\ 0, & \alpha_3 \beta_1 \beta_4 e^{(-2 I \pi f (\tau_2 + \tau_3))}, & -\beta_3 \beta_4 e^{(-2 I \pi f (\tau_2 + \tau_3))}, & 0 \end{array} \right)$$

$T_{ie}$   $T_{ii}$

La partie active du filtre, composée de l'amplificateur de gain  $A_1$ , est décrite par les matrices suivantes :

$$S = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ A_1 & 0 \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad C_s = \begin{pmatrix} \overline{|C_1|^2} & \overline{C_1 C_2^*} \\ C_1^* C_2 & |C_2|^2 \end{pmatrix}$$

### Topologie 5 :

La partie passive de la topologie 5 est décrite par la matrice T suivante :

$$T_5 = \left( \begin{array}{cc|cc} & T_{ee} & & T_{ei} \\ \hline 0, -\alpha_1 \alpha_2 e^{(-2 I \pi f \tau_1)} + \alpha_3 \alpha_4 \beta_1 \beta_2 e^{(-2 I \pi f \tau_2)}, & -\alpha_3 \beta_1 \beta_4 e^{(-2 I \pi f (\tau_2 + \tau_3))}, & 0 & \\ -\alpha_1 \alpha_2 e^{(-2 I \pi f \tau_1)} + \alpha_3 \alpha_4 \beta_1 \beta_2 e^{(-2 I \pi f \tau_2)}, & 0, & \alpha_4 \beta_2 \beta_3 e^{(-2 I \pi f \tau_2)} & \\ \hline -\alpha_3 \beta_1 \beta_4 e^{(-2 I \pi f (\tau_2 + \tau_3))}, & 0, & 0, & -\beta_3 \beta_4 e^{(-2 I \pi f (\tau_2 + \tau_3))} \\ 0, & \alpha_3 \beta_1 \beta_4 e^{(-2 I \pi f (\tau_2 + \tau_3))}, & -\beta_3 \beta_4 e^{(-2 I \pi f (\tau_2 + \tau_3))}, & 0 \end{array} \right)$$

$T_{ie}$   $T_{ii}$

L'amplificateur de gain  $A_1$  est décrit par les mêmes matrices que celles de la topologie 4.



$$T_7 = \begin{pmatrix} & T_{ee} & & & & & & T_{ei} \\ 0, & \alpha_3 \alpha_4 \beta_1 \beta_2 e^{(-2 I \pi f \tau_2)}, & & & \alpha_1, & 0, & -\alpha_3 \beta_1 \beta_4 e^{(-2 I \pi f(\tau_2 + \tau_3))}, & 0 \\ \alpha_3 \alpha_4 \beta_1 \beta_2 e^{(-2 I \pi f \tau_2)}, & 0, & & & 0, & -\alpha_2 e^{(-2 I \pi f \tau_1)}, & 0, & \alpha_4 \beta_2 \beta_3 e^{(-2 I \pi f \tau_2)} \\ \hline \alpha_1, & 0, & & & 0, & 0, & 0, & 0 \\ 0, & -\alpha_2 e^{(-2 I \pi f \tau_1)}, & & & 0, & 0, & 0, & 0 \\ -\alpha_3 \beta_1 \beta_4 e^{(-2 I \pi f(\tau_2 + \tau_3))}, & 0, & & & 0, & 0, & 0, & -\beta_3 \beta_4 e^{(-2 I \pi f(\tau_2 + \tau_3))} \\ 0, & \alpha_4 \beta_2 \beta_3 e^{(-2 I \pi f \tau_2)}, & & & 0, & 0, & -\beta_3 \beta_4 e^{(-2 I \pi f(\tau_2 + \tau_3))}, & 0 \\ & T_{ie} & & & & & & T_{ii} \end{pmatrix}$$

Les matrices décrivant la partie active de la structure sont identiques à celles données par la topologie 6.

## ANNEXE F

## FHX13X, FHX14X

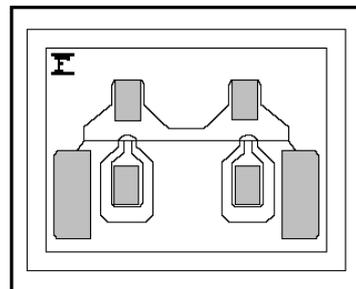
### GaAs FET & HEMT Chips

#### FEATURES

- Low Noise Figure: 0.45dB (Typ.)@f=12GHz (FHX13)
- High Associated Gain: 13.0dB (Typ.)@f=12GHz
- $L_g \leq 0.15\mu\text{m}$ ,  $W_g = 200\mu\text{m}$
- Gold Gate Metallization for High Reliability

#### DESCRIPTION

The FHX13X, FHX14X are Super High Electron Mobility Transistor (SuperHEMT™) intended for general purpose, ultra-low noise and high gain amplifiers in the 2-18GHz frequency range. The devices are well suited for telecommunication, DBS, TVRO, VSAT or other low noise applications.



Fujitsu's stringent Quality Assurance Program assures the highest reliability and consistent performance.

#### ABSOLUTE MAXIMUM RATING (Ambient Temperature $T_a=25^\circ\text{C}$ )

Item	Symbol	Rating	Unit
Drain-Source Voltage	$V_{DS}$	3.5	V
Gate-Source Voltage	$V_{GS}$	-3.0	V
Total Power Dissipation	$P_t^*$	180	mW
Storage Temperature	$T_{stg}$	-65 to +175	$^\circ\text{C}$
Channel Temperature	$T_{ch}$	175	$^\circ\text{C}$

\*Note: Mounted on  $\text{Al}_2\text{O}_3$  board (30 x 30 x 0.65mm)

Fujitsu recommends the following conditions for the reliable operation of GaAs FETs:

1. The drain-source operating voltage ( $V_{DS}$ ) should not exceed 2 volts.
2. The forward and reverse gate currents should not exceed 0.2 and -0.05mA respectively with gate resistance of 4000 $\Omega$ .
3. The operating channel temperature ( $T_{ch}$ ) should not exceed 80 $^\circ\text{C}$ .

#### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ambient Temperature $T_a=25^\circ\text{C}$ )

Item	Symbol	Test Conditions	Limit			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
Saturated Drain Current	$I_{DSS}$	$V_{DS} = 2\text{V}$ , $V_{GS} = 0\text{V}$	10	30	60	mA
Transconductance	$g_m$	$V_{DS} = 2\text{V}$ , $I_{DS} = 10\text{mA}$	35	50	-	mS
Pinch-off Voltage	$V_p$	$V_{DS} = 2\text{V}$ , $I_{DS} = 1\text{mA}$	-0.1	-0.7	-1.5	V
Gate Source Breakdown Voltage	$V_{GSO}$	$I_{GS} = -10\mu\text{A}$	-3.0	-	-	V
Noise Figure	FHX13X	NF	-	0.45	0.50	dB
Associated Gain		$G_{as}$	$V_{DS} = 2\text{V}$ $I_{DS} = 10\text{mA}$ $f = 12\text{GHz}$	11.0	13.0	-
Noise Figure	FHX14X	NF	-	0.55	0.60	dB
Associated Gain		$G_{as}$		11.0	13.0	-
Thermal Resistance	$R_{th}$	Channel to Case	-	220	300	$^\circ\text{C/W}$

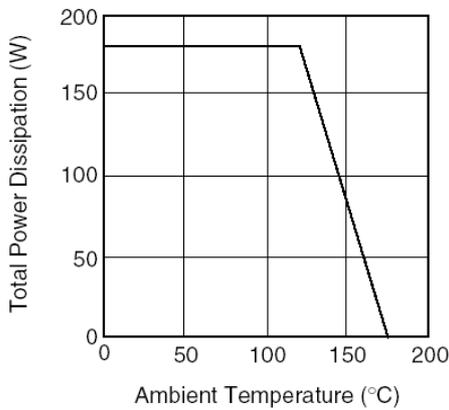
Note: RF parameter sample size 10pcs. criteria (accept/reject)=(2/3)

The chip must be enclosed in a hermetically sealed environment for optimum performance and reliability.

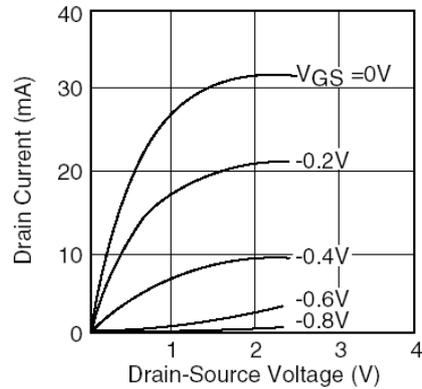
# FHX13X, FHX14X

## GaAs FET & HEMT Chips

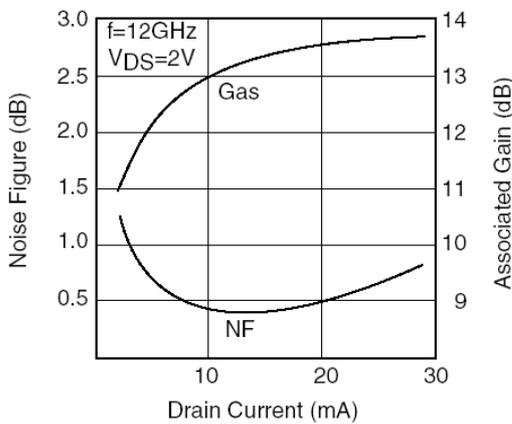
POWER DERATING CURVE



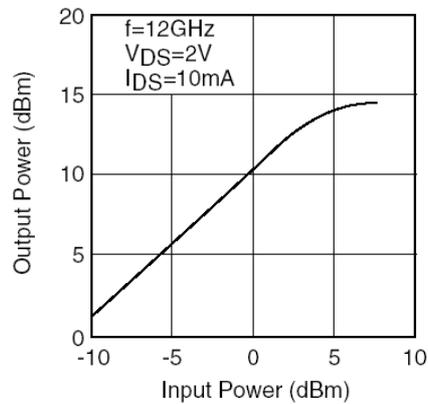
DRAIN CURRENT vs. DRAIN-SOURCE VOLTAGE



NF & Gas vs.  $I_{DS}$



OUTPUT POWER vs. INPUT POWER

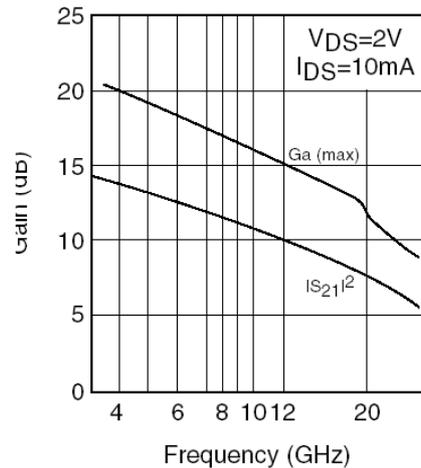


NOISE PARAMETERS

$V_{DS}=2V, I_{DS}=10mA$

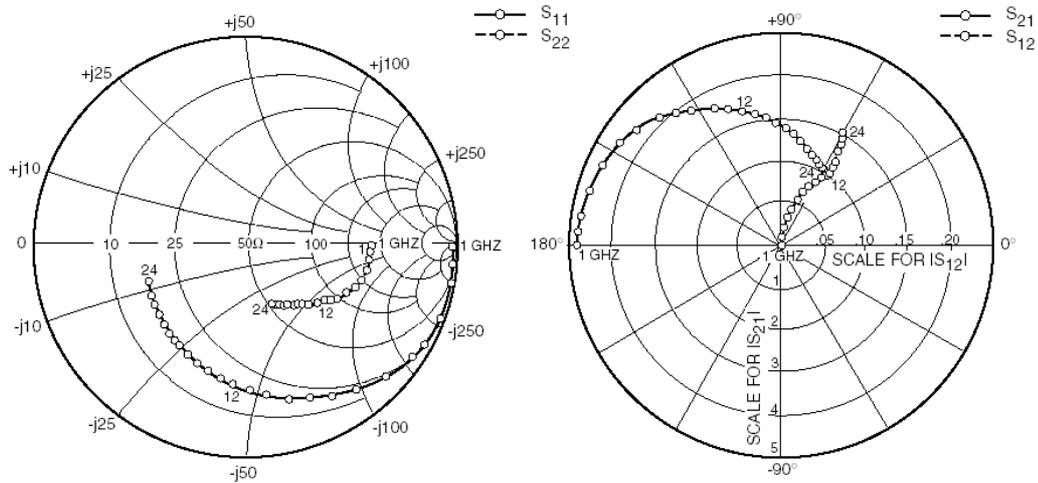
Freq. (GHz)	$\Gamma_{opt}$		NFmin (dB)	Rn/50
	(MAG)	(ANG)		
2	0.92	13	0.28	0.65
4	0.84	25	0.30	0.54
6	0.77	38	0.32	0.41
8	0.71	51	0.34	0.31
10	0.66	65	0.39	0.23
12	0.61	79	0.45	0.17
14	0.58	93	0.56	0.12
16	0.56	108	0.68	0.09
18	0.54	122	0.86	0.07
20	0.52	136	1.03	0.07
22	0.50	150	1.22	0.07
24	0.46	162	1.43	0.07

Ga (max) &  $|S_{21}|^2$  vs. FREQUENCY



# FHX13X, FHX14X

## GaAs FET & HEMT Chips



### S-PARAMETERS

$V_{DS} = 2V, I_{DS} = 10mA$

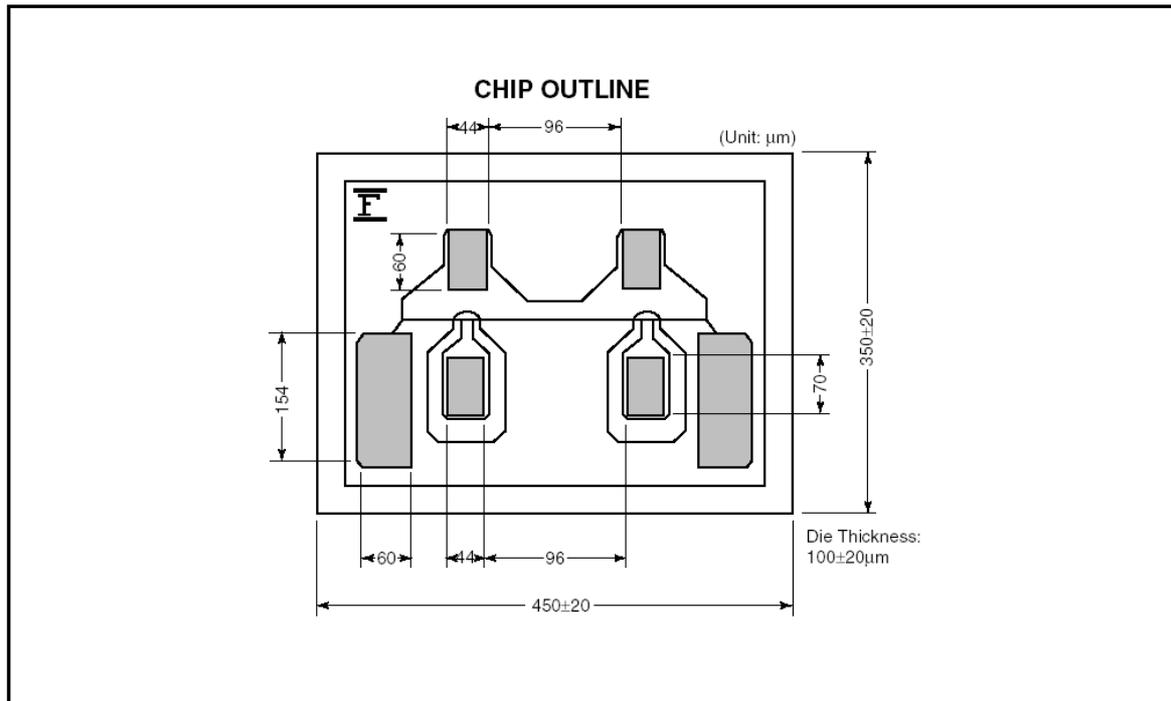
FREQUENCY (MHZ)	S11		S21		S12		S22	
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG
100	1.000	-0.9	4.899	179.2	0.001	89.5	0.601	-0.5
500	0.999	-4.7	4.894	175.9	0.006	87.7	0.601	-2.3
1000	0.995	-9.4	4.876	171.9	0.013	85.5	0.599	-4.6
2000	0.981	-18.6	4.806	163.9	0.025	81.1	0.591	-9.2
3000	0.958	-27.7	4.696	156.1	0.037	77.0	0.580	-13.5
4000	0.929	-36.4	4.555	148.6	0.048	73.2	0.565	-17.7
5000	0.895	-44.9	4.392	141.5	0.057	69.8	0.548	-21.5
6000	0.860	-53.0	4.215	134.8	0.066	66.8	0.530	-25.0
7000	0.823	-60.7	4.034	128.4	0.074	64.2	0.512	-28.3
8000	0.786	-68.1	3.852	122.4	0.080	62.0	0.493	-31.3
9000	0.751	-75.3	3.675	116.8	0.086	60.2	0.475	-34.0
10000	0.718	-82.1	3.506	111.5	0.092	58.9	0.458	-36.6
11000	0.687	-88.7	3.345	106.5	0.096	57.8	0.442	-39.0
12000	0.659	-95.0	3.194	101.8	0.101	57.1	0.426	-41.3
13000	0.633	-101.2	3.054	97.3	0.105	56.6	0.412	-43.6
14000	0.610	-107.2	2.923	93.0	0.108	56.4	0.399	-45.8
15000	0.590	-113.0	2.801	88.9	0.112	56.4	0.386	-47.9
16000	0.572	-118.7	2.688	85.0	0.116	56.6	0.375	-50.1
17000	0.556	-124.2	2.584	81.3	0.120	56.9	0.364	-52.3
18000	0.543	-129.6	2.487	77.7	0.124	57.3	0.353	-54.6
19000	0.532	-134.9	2.397	74.2	0.129	57.8	0.344	-56.9
20000	0.523	-140.0	2.314	70.8	0.133	58.4	0.335	-59.4
21000	0.516	-145.0	2.236	67.5	0.138	58.9	0.326	-62.0
22000	0.511	-149.8	2.164	64.4	0.144	59.5	0.318	-64.7
23000	0.507	-154.6	2.096	61.3	0.150	60.0	0.310	-67.5
24000	0.505	-159.2	2.033	58.3	0.156	60.5	0.303	-70.5

NOTE:\* The data includes bonding wires.

n: number of wires      Gate n=2 (0.3mm length, 20µm Dia Au wire)  
 Drain n=2 (0.3mm length, 20µm Dia Au wire)  
 Source n=4 (0.3mm length, 20µm Dia Au wire)

[Download S-Parameters, click here](#)



**FHX13X, FHX14X****GaAs FET & HEMT Chips**

**For further information please contact:**

**FUJITSU COMPOUND SEMICONDUCTOR, INC.**  
 2355 Zanker Rd.  
 San Jose, CA 95131-1138, U.S.A.  
 Phone: (408) 232-9500  
 FAX: (408) 428-9111  
 www.fcsi.fujitsu.com

**FUJITSU MICROELECTRONICS, LTD.**  
 Compound Semiconductor Division  
 Network House  
 Norreys Drive  
 Maidenhead, Berkshire SL6 4FJ  
 Phone: +44 (0)1628 504800  
 FAX: +44 (0)1628 504888

**CAUTION**

Fujitsu Compound Semiconductor Products contain **gallium arsenide (GaAs)** which can be hazardous to the human body and the environment. For safety, observe the following procedures:

- Do not put these products into the mouth.
- Do not alter the form of this product into a gas, powder, or liquid through burning, crushing, or chemical processing as these by-products are dangerous to the human body if inhaled, ingested, or swallowed.
- Observe government laws and company regulations when discarding this product. This product must be discarded in accordance with methods specified by applicable hazardous waste procedures.

Fujitsu Limited reserves the right to change products and specifications without notice. The information does not convey any license under rights of Fujitsu Limited or others.

© 1998 FUJITSU COMPOUND SEMICONDUCTOR, INC.  
 Printed in U.S.A. FCSI0598M200

SuperHEMT™ is a trademark of Fujitsu Limited.

**FUJITSU**



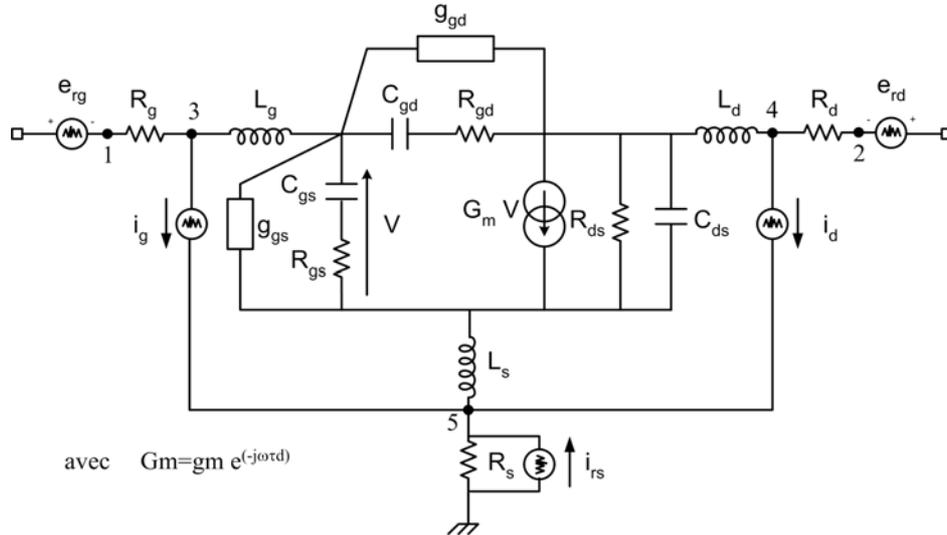
$$C_T = \begin{pmatrix} Cnet_{ce11} & 0 & Cnet_{ce12} & 0 & Cnet_{ce13} & 0 & Cnet_{ce14} & 0 \\ 0 & Cnet_{cs11} & 0 & Cnet_{cs12} & 0 & Cnet_{cs13} & 0 & Cnet_{cs14} \\ Cnet_{ce21} & 0 & Cnet_{ce22} & 0 & Cnet_{ce23} & 0 & Cnet_{ce24} & 0 \\ 0 & Cnet_{cs21} & 0 & Cnet_{cs22} & 0 & Cnet_{cs23} & 0 & Cnet_{cs24} \\ Cnet_{ce31} & 0 & Cnet_{ce32} & 0 & Cnet_{ce33} & 0 & Cnet_{ce34} & 0 \\ 0 & Cnet_{cs31} & 0 & Cnet_{cs32} & 0 & Cnet_{cs33} & 0 & Cnet_{cs34} \\ Cnet_{ce41} & 0 & Cnet_{ce42} & 0 & Cnet_{ce43} & 0 & Cnet_{ce44} & 0 \\ 0 & Cnet_{cs41} & 0 & Cnet_{cs42} & 0 & Cnet_{cs43} & 0 & Cnet_{cs44} \end{pmatrix} \quad (M_2)$$

Où  $Cnet_{ce}$  et  $Cnet_{cs}$  représentent, respectivement, la matrice de corrélation des ondes de bruit du coupleur actif situé en entrée, et celle du coupleur actif situé en sortie.

## Annexe H :

### Calcul des expressions des générateurs de bruit $e_n$ et $i_n$

Considérons le modèle équivalent petit signal de bruit du transistor présent dans la bibliothèque monolithique :



**Figure H.1 :** Modèle équivalent petit signal de bruit du transistor

L'objectif est de transformer le quadripôle bruyant de la figure 1 en un quadripôle non bruyant avec, en entrée et en sortie, les sources de bruit induites par les contributions de chaque source interne. Pour cela nous considérons le modèle petit signal comme un système à cinq accès décrit par sa matrice admittance donnée ci-dessous :

$$(Y) = \begin{pmatrix} Y_{11} & \cdots & Y_{15} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{51} & \cdots & Y_{55} \end{pmatrix} \quad (M1)$$

A partir de la matrice (M1) nous obtenons le système d'équations décrit ci-dessous :

$$\begin{cases} 1. i_1 = Y_{11}V_1 + Y_{13}V_3 \\ 2. i_2 = Y_{22}V_2 + Y_{24}V_4 \\ 3. i_3 = Y_{31}V_1 + Y_{33}V_3 + Y_{34}V_4 + Y_{35}V_5 \\ 4. i_4 = Y_{42}V_2 + Y_{43}V_3 + Y_{44}V_4 + Y_{45}V_5 \\ 5. i_5 = Y_{53}V_3 + Y_{54}V_4 + Y_{55}V_5 \end{cases} \quad (1)$$

En appliquant la loi des nœuds à chaque accès du modèle figure 1, nous pouvons écrire le système suivant :

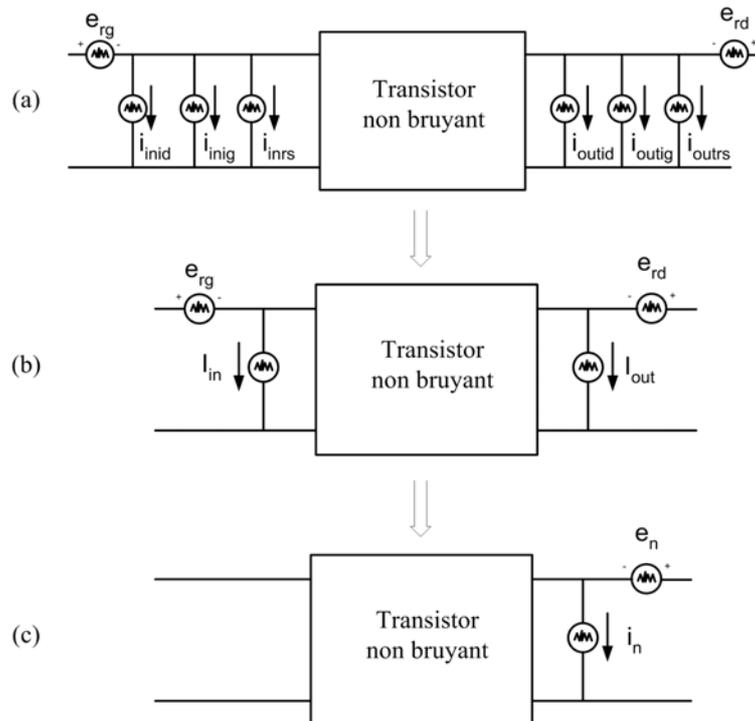
$$\begin{cases} i_3 = i_g \\ i_4 = i_d \\ i_5 = -(i_g + i_d + i_{rs}) \end{cases} \quad (2)$$

En considérant les relations du système (2) et les équations 3, 4, et 5 du système (1), les équations 1 et 2 de ce même système peuvent s'écrire :

$$\begin{cases} i_1 = Y_{T11}V_1 + Y_{T12}V_2 + k_{in_{id}}i_d + k_{in_{ig}}i_g + k_{in_{rs}}i_{rs} \\ i_2 = Y_{T21}V_1 + Y_{T22}V_2 + k_{out_{id}}i_d + k_{out_{ig}}i_g + k_{out_{rs}}i_{rs} \end{cases} \quad (3)$$

$k_{in_{id}}$ ,  $k_{in_{ig}}$ ,  $k_{in_{rs}}$ ,  $k_{out_{id}}$ ,  $k_{out_{ig}}$ , et  $k_{out_{rs}}$  sont des coefficients fonction des éléments  $Y_{ij}$  décrivant le dispositif à cinq accès (figure 1). Les termes  $Y_{Tij}$  sont les éléments de la matrice admittance du transistor à deux accès.

Nous pouvons alors représenter le transistor par un transistor non bruyant ayant en entrée et en sortie les sources de bruit issues des sources internes (figure 2(a)).



**Figure H.2 :** Représentations du transistor avec ses sources extraites

Les expressions de  $I_{in}$  et  $I_{out}$ , figure 2(b), sont :

$$\begin{cases} I_{in} = k_{in_{id}} i_d + k_{in_{ig}} i_g + k_{in_{irs}} i_{rs} \\ I_{out} = k_{out_{id}} i_d + k_{out_{ig}} i_g + k_{out_{irs}} i_{rs} \end{cases} \quad (4)$$

Le passage de la représentation de la figure 2(b) à 2(c) se fait grâce aux relations suivantes :

$$\begin{cases} e_n = -\frac{I_{in}}{Y_{T12}} + \frac{Y_{T11}}{Y_{T12}} e_{rg} + e_{rd} \\ i_n = \frac{Y_{T22} Y_{T11} - Y_{T12} Y_{T21}}{Y_{T12}} e_{rg} + I_{out} - \frac{Y_{T22}}{Y_{T12}} I_{in} \end{cases}$$

# **BIBLIOGRAPHIE**



## BIBLIOGRAPHIE

- [1] **L. BILLONNET, B. JARRY**  
"Active filtes : overview of active filters structures"  
*Wiley Encyclopedia of RF and Microwave Engineering, ISBN : 0-471-27053, Mars 2005*
  - [2] **H. TRABELSI, C. CRUCHON**  
"A varactor tuned active microwave bandpass filter"  
*IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol.2, n°6, june 1992, pp.231-232*
  - [3] **X.H. JIAO, P. GUILLON, B. JARRY, B. MADRANGEAS**  
"Microwave Frequency Agile active filters for MIC and MMIC applications"  
*IMS'90, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 1990, pp.503-508*
  - [4] **A. BRUCHER AND AL.**  
"Several methodologies for active filter design at microwaves"  
*International Journal of RFMICAE, RF and Microwave Computer-Aided Engineering, vol.7, n°3, may 1997, pp.250-267*
  - [5] **H. MATSUMURA, Y. KONISHI**  
"An active microwave filter with dielectric resonator"  
*MTT-S International Microwave Symposium Digest, 1979, pp.323-325*
  - [6] **F. DELPINO, V. MADRANGEAS, L. BILLONNET, B. JARRY, P. GUILLON**  
"Dual mode dielectric resonator microwave active filters"  
*Microwave Opt. Technology Letters, 1994, pp.330-332*
  - [7] **J. TISSIER, W. MOUZANNAR, L. BILLONNET, B. JARRY, P. GUILLON**  
"A new design concept for wideband frequency tunable and high ordre MMIC microwave active resursive filters"  
*Microwave Opt. Technology Letters, 2000, pp.379-380*
  - [8] **S.E. SUSSMAN-FORT**  
'Computer simulated design of an active microwave all-pass network"  
*IEEE Transsactions on MTT, vol.27, n°12, Dec. 1979, pp.1023-1025*
  - [9] **S.E. SUSSMAN-FORT**  
"A realization of a GaAs FET microwave active filters"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.38, n°10, oct. 1990, pp.1524-1526*
  - [10] **W. SCHWAB, W. MENZEL**  
"A low noise active band pass filter"  
*IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol.3, Jan. 1993, pp.1-2*
  - [11] **D. EYLLIER, S. DARDILLAC, B. ALBERT, L. BILLONNET, B. JARRY**  
"Design techniques for active filters on Ga As"  
*International Workshop on Microwave Filters, 13-15 septembre 2004, CNES Toulouse*
-

- 
- [12] **D. EYLLIER, S. DARDILLAC, L. BILLONNET, B. JARRY**  
"A novel approach for pseudo-multipole filter design using active impedance profile"  
*European Microwave Conference, 11-15 octobre 2004*
- [13] **S. DARDILLAC, L. BILLONNET, B. JARRY**  
"Selective tuneable active filter with gain using active impedance profile technique"  
*German Microwave Conference, 5-7 april 2005*
- [14] **S. DARDILLAC, L. BILLONNET, B. JARRY**  
"Filtre actif sélectif utilisant la notion de profil d'impédance active"  
*14èmes Journées Nationales Microondes, 11-13 mai 2005*
- [15] **S. DARDILLAC, L. BILLONNET, B. JARRY**  
"Active impedance profile technique for selective tuneable active filter with gain"  
*International Microwave Symposium, 12-17 june 2005*
- [16] **C. LEIFS, J.W. MASLETT**  
"A fully tuneable inductance and serie-loss resistance"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.49, n°4, april 2001, pp.671-675*
- [17] **G. D'ANGELO AND AL**  
"High quality active inductors"  
*Electronics Letters, 30 septembre 1999, vol.35, n°20, pp.1727-1728*
- [18] **S. KOLEV, B. DELACRESSONIERE, J.L. GAUTIER**  
"Using a negative capacitance to increase the tuning range of a varactor diode in MMIC technology"  
*IEEE MTT Symposium Digest, 2001, pp.1581-1584*
- [19] **A. CENAC, L. BILLONNET, B. JARRY, P. GUILLON**  
"Broad band monolithic analog phase shifter and gain circuit for frequency tunable microwave active filters"  
*MTT-S International Microwave Symposium Digest, 1998, vol.2, pp.869-872*
- [20] **S.E. SUSSMAN-FORT**  
"An NIC based negative resistance circuit for microwave filter"  
*International Journal of Microwave and Millimeter Wave Computer Aided Engineering Letters, 1993, vol.29, n°4, pp.379-380*
- [21] **B.P. HOPF, I. WOLF, M. GUGLIELMI**  
"Coplanar MMIC active band pass filters using negative resistance circuits"  
*IEEE MTT, vol.42, dec. 1994*
- [22] **Y. SEN, N. YILDIRIM**  
"MMIC active filter with negative resistance"  
*IEEE 1996, pp.1415-1418*
- [23] **U. KARACAOGLUY AND I.D. ROBERTSON**  
"MMIC active band pass filter using negative resistance elements"  
*IEEE Microwave and Millimeter Wave Monolithic Circuit, 1995, pp.171-174*
-

- 
- [24] **F. BIRON AND AL**  
"Several applications of MMIC negative resistance topologies for microwave band stop and band pass filter"  
*Second IEEE Russie Conference, High Power Microwave Electronics : Measurement, Identification*
- [25] **S. BASWA, A.J. LOPEZ-MARTIN, F. RAMIREZ-ANGULO, R.G. CARJAVAL**  
"Low voltage micropower super class AB CROS OTA"  
*Electronics Letters, vol.40, april 2004, pp.259-260*
- [26] **E. RODRIGUEZ-VILLEGAS, A. YUFERA, A. RUEDA**  
"A 1,25 V Micropower  $G_m$ -c filter based on FGMOS transistors operating in weak inversion"  
*IEEE Journal of Solid State Circuits, vol.39, n°1, january 2004, pp.100-111*
- [27] **M. ATARADI, I. JR CHOMA**  
"High frequency fully integrated OTA-C filters using a 7,2 GHz bipolar OTA"  
*Circuits and Systems, Proceedings of the 36<sup>th</sup> Midwest Symposium on, 1993, pp.1027-1030*
- [28] **S.E. SUSSMAN-FORT**  
"Design concept for microwave GaAs FET active filters"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.37, n°9, Sept. 1989, pp.1418-1424*
- [29] **C. RYAN AND AL**  
"Wide band agile transversal filter"  
*IEEE MTT-S Digest, 1993, pp.355-357*
- [30] **M.J. SCHINDLER, Y. TAJIMA**  
"A novel MMIC active filter with lumped and transversal elements"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.37, n°12, dec. 1989*
- [31] **L. BILLONNET, B. JARRY, P. GUILLON**  
"Filtres actifs microondes récurifs accordables"  
*8èmes Journées Nationales Microondes, Mai 1993*
- [32] **L. BILLONNET, B. JARRY, P. GUILLON**  
"New design techniques for high-orders Narrow band microwave filters derived from low frequency recursive concepts"  
*Microwave and Optical Technology Letters, vol.6, n°14, Novembre 1993*
- [33] **C. GALY, J. GRAFFEUIL, J. LARROQUE, S. VIGNERON**  
"A Ku band MMIC transversal bandpass active filter"  
*EuMC, 1994*
- [34] **L. BILLONNET, B. JARRY, P. GUILLON**  
"Stabilité des structures récursives microondes par la méthode de la NDF"  
*9èmes Journées Nationales Microondes, avril 1995*
-

- 
- [35] **M. DELMOND, L. BILLONNET, B. JARRY, P. GUILLON**  
"Etude d'un filtre actif récuratif accordable fonctionnant en bande X suivant les principes basses fréquences"  
*9èmes Journées Nationales Microondes, avril 1995*
- [36] **M. DELMOND, L. BILLONNET, B. JARRY AND P. GUILLON**  
"Hybrid and monolithic tunable recursive filter design at microwave including a new stability procedure"  
*Microwave and Optical Technology Letters, vol.10, n°5, dec. 1995*
- [37] **K.W. TAM, P. VITER, R.P. MARTINS**  
"MMIC active filter with tuned transversal element"  
*IEEE International Symposium on Circuits and Systems, June 1997*
- [38] **D. DENIS, L. NENERT, L. BILLONNET, B. JARRY, P. GUILLON**  
"Structures de filtres actifs microondes réjecteurs de bande utilisant des résonateurs planaires en anneaux microrubans couplés"  
*11èmes Journées Nationales Microondes, Arcachon 1999*
- [39] **H. EZZEDINE, W. MOUZANNAR, L. BILLONNET, B. JARRY, P. GUILLON**  
"High order low noise microwave active recursive filters"  
*29<sup>th</sup> EuMC, Munich, 1999*
- [40] **H. EZZEDINE, W. MOUZANNAR, L. BILLONNET, B. JARRY, P. GUILLON**  
"Low noise first-order active recursive filter"  
*IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 1999*
- [41] **W. MOUZANNAR, L. BILLONNET, B. JARRY, P. GUILLON**  
"A new design concept for wide band frequency tunable and high order MMIC microwave active recursive filter"  
*Microwave and Optical Technology Letters, vol.24, n°6, March 2000*
- [42] **H. EZZEDINE, L. BILLONNET, B. JARRY, P. GUILLON**  
"Optimization of noise performance for various topologies of planar microwave active filters using noise wave techniques"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.46, n°12, dec. 1998*
- [43] **M. DANESTIG, H. JOHANSSON, A. OUACHA, S. RUDNER**  
"Low noise active recursive MMIC filters"  
*IEEE MTT-S, 1997*
- [44] **M. DOUSTI, B. DELACRESSONIERE, F. TEMCAMANI, J.L. GAUTIER**  
"New design approach for active filter using MMIC technology"  
*Microwave and Optical Letters, vol.19, n°1, sept.1998*
- [45] **H. ROTBU, W. DAHLAKE**  
"Theory of noisy four poles"  
*Proceedings of the IRE, vol.44, pp.811-812, June 1996*
- [46] **R. GOMEZ-GARCIA, C. BRISO-RODRIGUEZ, M. MAHFOUDI, J.I. ALONSO**  
"MMIC tunable transversal bandpass active filter at 9-12 GHz"  
*11<sup>th</sup> GaAs Symposium, Munich 2003*
-

- 
- [47] **DOUGLAS R. JACKOWZSKI**  
"Passive enhancement of resonator Q in microwave notch filters"  
*IEEE MTT-S Digest*, 2004, pp.1315-1318
- [48] **K.W. TAM, P. VITER AND R.P. MARTINS**  
"MMIC active filter with tuned transversal element"  
*IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 1997, pp.305-308
- [49] **C. RAUSCHER**  
"Varactor tuned active notch filter with low passband noise and signal distortion"  
*IEEE Theory and Techniques*, 2001, vol.49, n°8, pp.1431-1437
- [50] **C. RAUSCHER**  
"Reconfigurable bandpass filter with a three to one switchable passband width"  
*IEEE Theory and Techniques*, 2003, vol.51, n°2, pp.573-577
- [51] **C. RAUSCHER**  
"Two branch microwave channelized active bandpass filters"  
*IEEE Theory and Techniques*, 2000, vol.48, n°3, pp.437-444
- [52] **C. RAUSCHER**  
"Microwave channelized active filters. A new modular approach to achieving compactness and High selectivity"  
*IEEE Theory and Techniques*, 1996, vol.44, n°1, pp.122-132
- [53] **R. GOMEZ-GARCIA, J.I. ALONSO**  
"A design technique for three branch channelized bandpass filters"  
*33<sup>rd</sup> European Microwave Conference*, 2003, pp.215-218
- [54] **R. GOMEZ-GARCIA, C. BRISO-RODRIGUEZ, J.I. ALONSO**  
"Theoretic analysis and design procedure of two branch microwave channelized filter design"  
*Proceedings of the 32th European Microwave Conference*, pp.673-676, 2002
- [55] **C. RAUSCHER**  
"A channelized limiter approach to receiver front-end protection"  
*IEEE Theory and Techniques*, 1996,; vol.44, n°7, pp.1125-1129
- [56] **R. GOMEZ-GARCIA, J.I. ALONSO, C. BRISO-RODRIGUEZ**  
"On the design of high linear and low noise two branch channelized active bandpass filter"  
*IEEE Circuits and Systems, Analog and Digital Signal Processing*, vol.50, n°10, 2003, pp.695-704
- [57] **H. EZZEDINE**  
"Méthode d'analyse et d'optimisation des performances en bruit de différentes topologies de filtres actifs microondes"  
*Thèse de Doctorat, Université de Limoges, Avril 2000*
- [58] **M.J. MC CULLAGH**  
"RF Amplifier Design"  
*IEE*, 2000, *The Institution of Electrical Engineers*
-

- 
- [59] **Y. MISSINO, M. HIRATA, K. NAKAMURA, K. SAKAMDO, Y. AOKI, S. KURODA**  
"High gain density K band P-HEMT LNA MMIC for LMDS and satellite communication"  
*IEEE RFIC Symposium, 2000, pp.209-212*
- [60] **B.G. CHOI, Y.S. LEE, K.S. YAON, H.C. SEO, C.S. PARK**  
"Low noise PHEMT and its MMIC LNA implementation for C-band applications"  
*2<sup>nd</sup> International Conference on Microwave and Millimeter-Wave Technology Proceedings, 2000, pp.56-59*
- [61] **C.Y. CHA, S.G. LEE**  
"A low power high gain LNA topology"  
*2<sup>nd</sup> International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology Proceedings, 2000, pp.420-423*
- [62] **H. MORKNER, M. FRANK, S. YAJIMA**  
"A 1,7 nA low noise amplifier with integrated bypass switch for wireless 0,05-6 GHz portable applications"  
*IEEE RFIC Symposium, 2001, pp.235-238*
- [63] **C. RAUSCHER**  
"Distributed microwave active filters with GaAs FETs"  
*IEEE MTT-S Digest, 1985*
- [64] **M.J. SCHINOLER, Y. TAJIMA**  
"A novel MMIC active filter with lumped and transversal elements"  
*IEEE MTT, vol.37, n°12, dec. 1989*
- [65] **C. RAUSCHER**  
"A new class of microwave active filters"  
*IEEE MTT-S Digest, 1994*
- [66] **MAPLE V**  
"Reference manual"  
*Waterloo Maple software, 1993*
- [67] **S.W. WEDGE, D.B. RUTLEDGE**  
"Wave techniques for noise modeling and measurement"  
*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.40, n°11, november 1992*
- [68] **Y. TAJIMA, S. KAMIHASHI**  
"Multiconductor couplers"  
*IEEE Transactions on MTT, vol.MTT-26, Oct.1978, pp.795-801*
- [69] **M. KUMAR AND AL**  
"Monolithic GaAs Interdigitated 90° hybrids with 50 and 25 ohms impedance"  
*IEEE Monolithic Circuits Symposium Digest, June 1982, pp.50-53*
- [70] **L. NENERT**  
"Etude théorique et expérimentale des structures de filtres actifs multipôles en anneaux en technologie planaire"  
*Thèse de Doctorat, Université de Limoges, Janvier 2001*
-

- [71] **S. QUINTANEL**  
"Contribution à la modélisation en bruit du transistor HEMT aux températures cryogéniques. Analyse du contrôle automatique des filtres actifs microondes"  
*Thèse de Doctorat, Université de Limoges, novembre 2002*
- [72] **A. PLATZKER, W. STRUBLE**  
"Rigorous determination of the stability of linear N-Node circuits from networks determinants and the appropriate role of the stability factor K of their reduced two ports"  
*INMMC Workshop, Duisburg, Germany, pp.93-107, 1994*
- [73] **A. VAN DER ZIEL**  
"Noise in Measurements"  
*1976, Wiley*
- [74] **M. DELMOND**  
"Etude de filtres actifs microondes récurrents monolithiques"  
*Thèse de Doctorat, Université de Limoges, Novembre 1996*
- [75] **K. HARTMANN**  
"Noise characterization of linear circuits"  
*IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol.CAS-23, n°10, october 1976*
- [76] **L. BILLONNET, A. BRUCHER, C. CÉNAC AND AL**  
"Monolithic design concepts for novel microwave planar active filters"  
*EMC'94, EuMC Proceedings, vol.1, sept.1994, pp.746-751*
- [77] **S. BHARJ, D. BECHTK, G. TAYLOR AND AL**  
"A MMIC based 48 TAP X Band adaptative transversal filter"  
*IEEE, MTT-S Digest, 1994*
- [78] **M. DELMOND, L. BILLONNET, B. JARRY, P. GUILLON**  
"New design approach for high order active filter using MMIC technology"  
*EMC'96, EuMC Proceedings, vol.1, sept.1996, pp.405-408*
- [79] **LIBRA AND LINECALC**  
"Reference, Applications, Utilities"  
*EESOF, Inc., 11990-1991*
- [80] **ADS AND MOMENTUM**  
*Advanced Design System, Agilent EESOF EDA Products, Décembre 2000*
- [81] **L.I. BABAK**  
"Decomposition synthesis approach to design RF and microwave active circuits"  
*IEEE MTT-S, 2001*
- [82] **L.I. BABAK, M.V. CHERKASHIN**  
"Interactive visual design of matching and compensation networks for microwave active circuits"  
*IEEE MTT-S, 2001*
-

- 
- [83] **A. PASCAUD**  
"Electronique Radio Fréquence"  
*Ellipses, 2000*
- [84] **S. MONS**  
"Etude et conception de systèmes de caractérisation fonctionnelle dans le domaine temporel des transistors de puissance radiofréquence et microondes"  
*Thèse de Doctorat, Université de Limoges, Janvier 1999*
- [85] ED02AH monolithic process, OMMIC, ED02AH Design Manual, GaAs Foundary and ASIC Design Center  
<http://www.ommic.fr> (2000)
- [86] **P. PENIFIELD**  
"Wave representation of amplifier noise"  
*IRE Trans. Circuit Theory, vol.ET-4, pp.84-86, March 1962*
-

## RESUME

Le travail présenté dans ce manuscrit concerne l'étude de faisabilité de filtres actifs analogiques microondes transversaux et stop bande. Dans un premier temps, nous nous intéressons à l'étude théorique de différentes topologies de filtres soit récurive et transversal soit mixte channélisé-transversal. Les différents degrés de liberté de la structure étudiée permettent de synthétiser la forme de la réponse (fréquence centrale et largeur de bande rejetée) et, ensuite, de réaliser son optimisation en bruit.

Dans un deuxième temps, nous présentons la conception et la réalisation d'un filtre récurif et transversal en technologie hybride, puis en technologie monolithique. Cette dernière permet de valider l'étude théorique menée précédemment. Cependant, la grande sensibilité de la topologie récurive et transversale, accentué par la faible largeur de bande rejetée, ne permet pas d'atteindre les objectifs initiaux.

Pour finir, la perspective d'une conception d'un filtre récurif et transversal tout actif est envisagée dans le but de réduire l'encombrement surfacique, et d'améliorer les performances globales du filtre considéré.