

**THESE**

présentée à

l'Université des Sciences et Techniques  
de Lille Flandres-Artois

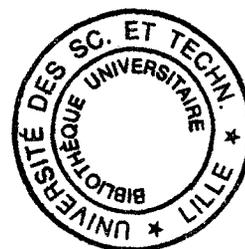
pour obtenir le grade de

**Docteur Ingénieur en Electronique**

par

**Raëd MOUGHABGHAB**

Ingénieur ISEN



**CONCEPTION DE FILTRES CONTINUS GaAs  
HAUTE PRECISION, FAIBLE CONSOMMATION**

**EN VUE DE LEUR APPLICATION DANS UN SYSTEME  
DE COMMUNICATION MOBILE**

Soutenue le 3 Février 1997, devant la commission d'examen :

<b>Président :</b>	<b>E. CONSTANT</b>
<b>Rapporteurs :</b>	<b>P. POUVIL J. VANDEWEGE</b>
<b>Examineurs :</b>	<b>A. KAISER P. KENNIS</b>

à Najwa  
au souvenir de mon Père  
à ma mère  
à toute ma famille

Mes premières pensées iront à mon père, qui aurait aimé me voir escalader les différentes marches menant à la perfection intellectuelle. Je lui donne un rendez-vous dans un futur proche pour un nouveau défi !

Mes premiers remerciements iront à Monsieur Andréas Kaiser, qui me fait l'honneur de participer au jury de cette thèse. Monsieur Kaiser, par son attention et son professionnalisme, m'a permis de mener à son terme cette étude.

J'exprime ma reconnaissance au Professeur Eugène Constant, qui a accepté la présidence du jury de cette thèse, et qui m'a soutenu dans la nouvelle direction que j'ai donnée à ma vie professionnelle.

J'adresse mes sincères remerciements aux Professeurs Pouvil et Van Dewege qui ont accepté de faire partie du jury de cette thèse.

Ma reconnaissance va au Professeur Kennis qui a accepté de juger ce travail.

Enfin, je remercie toute l'équipe de MS2 pour le soutien qu'elle m'a manifesté tout le long de la préparation de cette thèse.

### **Note à l'attention du lecteur**

L'étude décrite dans ce document a été réalisée au sein de Mixed Silicon Structures (MS2, 2 Bd du Général Leclerc, 59100 Roubaix, France), dans le cadre d'une coopération avec le Ministère de la Recherche et de la Technologie (MRT) français. MS2 détient les droits de propriété industrielle relatifs à cette étude. Toute utilisation de résultats issus de celle-ci, dans un but académique ou industriel, est soumise à l'accord préalable de la société MS2.

# TABLE DES MATIERES

<b>CHAPITRE 1: INTRODUCTION</b>	<b>1</b>
<b>CHAPITRE 2 : ETUDE DES FILTRES CONTINUS TRANSCONDUCTANCES-CAPACITES</b>	<b>4</b>
2.1 Généralités	4
2.2 Méthode de synthèse	5
2.2.1 Dénormalisation des composantes du réseau prototype	5
2.2.1.1 Simulation d'une résistance	6
2.2.1.2 Simulation d'une self-inductance	7
2.2.1.3 Expression de la fréquence de coupure	8
2.2.2 Transformation d'un prototype passe-bas en d'autres prototypes	9
2.2.2.1 Formules de transformation : passe-bas vers passe-haut	9
2.2.2.2 Formules de transformation : passe-bas vers passe-bande	10
2.2.2.3 Formules de transformation : passe-bas vers coupe-bande	11
2.3 Synthèse des différents filtres	12
2.3.1 Filtre passe-bas	12
2.3.2 Filtre passe-haut	13
2.3.3 Filtre passe-bande	15
2.3.4 Filtre coupe-bande	18
2.3.5 Egalisation des niveaux	20
2.3.6 Conclusion	23
2.4 Etude des non-linéarités de la fonction de transfert	24
2.4.1 Effets dus au gain statique fini	24
2.4.2 Influence des pôles secondaires de la transconductance	28
2.4.3 Effet d'un zéro dans le demi-plan droit	31
2.5 Etude des dérives de la fonction de transfert	32
2.5.1 Dérives du procédé de fabrication, dérives en température	32
2.5.2 Asservissement de la fréquence de coupure par la méthode directe	35
2.5.3 Asservissement de la fréquence de coupure par la méthode indirecte	37
2.5.4 Nouvelles approches d'asservissement du gain statique	44
2.5.4.1 Boucle à mélangeur	44
2.5.4.2 Boucle à redressement	46
2.5.5 Asservissement des pôles secondaires	48
2.6 Bibliographie	51

<b>CHAPITRE 3 : MODELISATION DES COMPOSANTS ACTIFS ET PASSIFS EN TECHNOLOGIE GaAs</b>	<b>52</b>
3.1 Généralités	52
3.2 La technologie utilisée	52
3.3 Modélisation des composants passifs	53
3.3.1 Résistance GaAs	53
3.3.2 Capacités M.I.M	53
3.3.3 Inductances	55
3.4 Modélisation des composants actifs	56
3.4.1 La modélisation linéaire des transistors MESFET GaAs	57
3.4.1.1 Le modèle de Curtice	58
3.4.1.2 Le modèle de Statz	58
3.4.1.3 Le TOM modèle	58
3.4.1.4 Définition des paramètres des modèles	58
3.4.2 Modèle simplifié utilisé pour le transistor MESFET	60
3.4.2.1 Région Saturée	60
3.4.2.2 Région Linéaire	61
3.4.3 La modélisation RF des transistors MESFET GaAs	61
3.4.3.1 Le transistor N Naturellement Passant (Normally ON)	62
3.4.3.2 Le transistor N Naturellement Bloqué Froid (Normally OFF)	63
3.4.3.3 Le transistor N Naturellement Bloqué Chaud (Normally OFF)	64
3.5 Conclusion	65
3.6 Bibliographie	66
<b>CHAPITRE 4 : ETUDE DU COMPOSANT DE BASE : LA TRANSCONDUCTANCE</b>	<b>67</b>
4.1 Généralités	67
4.2 La transconductance développée	68
4.2.1 Introduction	68
4.2.2 La transconductance de base	69
4.2.3 Expression de la valeur de la transconductance	70
4.2.4 Expression de la fréquence de coupure de la transconductance	71
4.2.5 Expression du gain de la transconductance	71
4.2.6 Le principe de la résistance négative	72
4.2.7 Etage de sortie	76
4.2.8 L'asservissement en fréquence	78
4.2.9 La correction de phase	79
4.3 Etage de régulation du mode commun	80
4.3.1 La structure de l'amplificateur opérationnel	81

4.3.2 Explication du fonctionnement	82
4.3.3 Expression de la fréquence de coupure de l'amplificateur	82
4.3.4 Expression du gain de l'amplificateur	83
4.4 Résultats de simulation	84
4.4.1 L'asservissement en fréquence	84
4.4.2 Le contrôle du gain	85
4.4.3 La correction de phase	88
4.4.4 Le mode commun	89
4.4.5 La transconductance idéale	91
4.4.6 Le bruit, la distorsion, le taux d'intermodulation	92
4.5 Conclusion	97
4.6 Bibliographie	98

## **CHAPITRE 5 : LA SYNTHÈSE DES FILTRES CONTINUS** **99**

5.1 Généralités	99
5.2 Le filtre développé	100
5.2.1 Introduction	100
5.2.2 Le filtre et ses asservissements	100
5.2.3 Les résultats de simulation	102
5.3 Le filtre « NAUTA »	112
5.3.1 L'approche « inverseur »	112
5.3.2 Le filtre étudié	115
5.4 Conclusion	122
5.5 Bibliographie	123

## **CHAPITRE 6 : RÉALISATIONS EXPÉRIMENTALES** **124**

6.1 Généralités	124
6.2 Les amplificateurs de test	126
6.2.1 Le convertisseur « single-ended/différentiel »	126
6.2.2 Le convertisseur « différentiel/single-ended »	127
6.2.3 La structure de test	128
6.3 Le filtre passe-bas du premier ordre	131
6.3.1 L'asservissement en fréquence	133
6.3.2 Le contrôle du gain	134
6.3.3 Le taux de distorsion et le facteur de bruit	135
6.3.4 Conclusion	136
6.4 Le filtre passe-bande du second ordre	137
6.4.1 L'asservissement en fréquence	138

6.4.2 Le contrôle du gain	140
6.4.3 Le contrôle de la phase	141
6.4.4 Le taux de distorsion et le facteur de bruit	142
6.4.5 Conclusion	143
6.5 Le filtre « NAUTA »	145
6.6 Conclusions générales	148
6.7 Bibliographie	149

## **CHAPITRE 7 : APPLICATION DES FILTRES CONTINUS DANS UN SYSTEME DE COMMUNICATION SANS FIL GSM**

**150**

7.1 Généralités	150
7.2 La chaîne de réception	150
7.2.1 Introduction	150
7.2.2 Interprétation des différentes spécifications	151
7.2.3 L'amplificateur faible bruit	153
7.2.4 Le filtre radiofréquence	155
7.2.5 Le mélangeur	156
7.2.6 Le VCO	157
7.2.7 Le filtre coupe offset	158
7.2.8 Le filtre basse fréquence	159
7.2.9 Les simulations globales	161
7.2.10 Conclusion	162
7.3 Bibliographie	163

## **CHAPITRE 8: CONCLUSION**

**164**

# CHAPITRE 1

## INTRODUCTION

Le travail présenté au cours des prochains chapitres se veut une contribution à l'élaboration d'une première analyse complète de la conception de filtres continus intégrés, utilisant l'approche transconductances-capacités dans une technologie MESFET sur des substrats en Arséniure de Gallium (GaAs). Ces filtres ont pour vocation de remplacer les filtres à ondes de surface qui équipent jusqu'à maintenant exclusivement les systèmes de filtrage aux fréquences RF (RadioFréquences : Des fréquences situées au-delà du GHz).

Les filtres à ondes de surface sont des composants discrets, externes au circuit intégré, d'où la nécessité d'avoir des ports d'entrée et de sortie pour pouvoir accéder à leur pouvoir de filtrage. Ces composants occasionnent des pertes d'insertion importantes, utilisent une plus grande surface et imposent une rigidité de la fréquence de travail puisque la fréquence de coupure de ces filtres n'est pas accordable. D'où l'idée de l'intégration de ces filtres en tant que fonctions de filtrage accordables par des circuits d'asservissement, pouvant apporter une meilleure agilité en fréquence et une diminution de la surface utilisée. Ces filtres joueront le rôle d'étage d'entrée dans les systèmes de télécommunications sans fil et dans les têtes de réception de tout système de transfert d'information.

Dans la majorité des systèmes de traitement du signal, il est indispensable d'isoler le signal utile et de rejeter les signaux parasites. Pour extraire proprement l'information à traiter, des fonctions de filtrage sont donc nécessaires. Dans la littérature, on rencontre plusieurs types de filtres :

- des filtres à base d'inductances, de capacités et de résistances.
- des filtres à base d'amplificateurs opérationnels, de capacités et de résistances.
- des filtres à capacités commutées.
- des filtres à base de transconductances et de capacités : Gm-C.

Pour réaliser des filtres RF, les trois premières techniques précédemment citées sont à exclure, car trop limitées en fréquence. La technique de filtrage continu basée sur les structures Gm-C est sans aucun doute, celle qui permet d'atteindre les fréquences les plus élevées. Cette technique utilise des transconductances qui, associées deux par deux, réalisent des gyrateurs, lesquels, associés à des capacités, permettent d'obtenir des filtres actifs inductance-capacité en échelle, ci-après notés LC, à très haut pouvoir de filtrage.

Ces filtres souffrent d'une grande imprécision dans la valeur de leur tension continue en sortie, de leur fréquence de coupure, de leur impédance de sortie, et de leur comportement en phase au voisinage de leur fréquence de coupure. Ces imprécisions occasionnent des déformations dans leur fonction de transfert. Ceci nécessite d'avoir plusieurs boucles d'asservissement capables d'ajuster les différents décalages.

Le chapitre 2 présente de façon synthétique la technique de filtrage continu. Nous y rappelons les principes de base et étudions différentes variantes de filtres continus existants. Cette présentation est suivie d'une étude détaillée des filtres à base de transconductance, incluant une analyse des limitations inhérentes à ce genre de circuits.

Dans le chapitre 3, l'élément de base de la conception - le transistor MESFET GaAs - est étudié. Une modélisation prenant en compte les différents éléments parasites est présentée. Cette modélisation de l'élément de base est suivie d'une caractérisation approfondie de tous les éléments passifs fréquemment utilisés dans les technologies GaAs.

Le chapitre 4 introduit la nouvelle transconductance utilisée, avec une nouvelle approche pour augmenter le gain en boucle ouverte. La possibilité d'atteindre des fréquences de coupure élevées, de fonctionner sous de faibles tensions d'alimentation, et de dissiper de faibles puissances est démontrée.

Le chapitre 5 est consacré à la synthèse d'un filtre continu complet avec ces différents réglages de mode commun, de gain en boucle ouverte, de fréquence de coupure et de phase. A la fin de ce chapitre, une comparaison avec une approche basée sur une structure d'inverseurs proposée dans les technologies MOSFET Si et transposée dans les technologies MESFET GaAs est présentée.

Le chapitre 6 présente les résultats expérimentaux obtenus à partir d'une réalisation pratique de l'approche décrite dans les chapitres 4 et 5. Les filtres conçus sont un filtre passe-bas du premier ordre et un filtre passe-bande du deuxième ordre travaillant sous une tension d'alimentation de 1.9 V, ayant une fréquence de coupure variable, et présentant une consommation de 17 mW et de 43 mW respectivement. Les résultats expérimentaux de l'approche « inverseur » étudiée au chapitre 5 sont analysés.

Dans le chapitre 7, une application industrielle mettant en oeuvre le filtre décrit dans le chapitre 5 est présentée. Il s'agit d'une tête de réception fonctionnant à 1 GHz utilisée pour la communication sans fil GSM (Global System for Mobile communication). Grâce à la technique de filtrage continu en GaAs, il a été possible de remplacer les filtres à ondes

de surface. Ceci permet une réduction considérable de la surface utilisée, de la puissance consommée et du coût de ce genre de circuit.

## CHAPITRE 2

### ETUDE DES FILTRES CONTINUS TRANSCONDUCTANCES-CAPACITES

#### 2.1 Généralités

L'intégration des filtres analogiques se heurte à plusieurs problèmes technologiques au niveau de la réalisation des éléments passifs. Les couches d'interconnexion en technologie GaAs ont une faible résistivité, et la réalisation de résistances de grande valeur nécessite une surface importante [2.1], [2.2]. Les capacités sont intégrables mais au prix de l'association de plusieurs couches technologiques et souffrent d'une linéarité assez médiocre. La réalisation des inductances est également possible dans ces technologies mais au prix d'une surface exorbitante. De plus, aussi bien les résistances, les capacités que les inductances présentent des tolérances importantes en valeur absolue. Des filtres RLC actifs ou passifs intégrés peuvent avoir des dispersions de la fréquence de coupure allant jusqu'à 50% par rapport à la valeur nominale.

L'approche des filtres continus consiste à utiliser uniquement des éléments actifs (amplificateurs opérationnels ou transconductances) et des capacités pour la réalisation des filtres analogiques intégrés non-échantillonnés [2.3]. Le choix de la méthode de synthèse dite directe à partir de la transcription du polynôme de filtrage en un réseau LC prototype a été adopté dans cette étude. La transconductance a été préférée à l'amplificateur comme élément actif de base, car l'utilisation de ce dernier dans la réalisation de fonctions de filtrage engendre énormément de contraintes de linéarité. Ces amplificateurs doivent aussi présenter une bande passante supérieure aux fréquences naturelles de l'intégrateur, ce qui limite fortement les potentialités d'utilisation de cette structure pour des hautes fréquences.

La méthode de synthèse directe utilisant l'ensemble transconductances-capacités présente plusieurs avantages : elle repose sur la simulation de selfs à l'aide de capacités et de gyrateurs réalisés par l'association de deux transconductances. Dans ce cas, la transformation est directe à partir du prototype LC selon des règles détaillées plus loin dans ce chapitre. La plage d'accord est susceptible d'atteindre une décade et les potentialités d'utilisation en haute fréquence ont été démontrées par plusieurs travaux. Ceci est essentiellement dû au fait que la valeur de la transconductance intervient directement dans l'expression des constantes de temps intrinsèques au filtre et non au niveau d'un pôle secondaire. La principale limitation de cette méthode est liée au fait que ces transconductances travaillent en boucle ouverte avec, pour conséquence, de grandes difficultés à obtenir une linéarité satisfaisante.

C'est sur la base de cette méthode de synthèse que nous allons proposer une nouvelle structure de transconductance ainsi qu'une approche originale pour l'augmentation du gain DC en boucle ouverte.

## 2.2 Méthode de synthèse

Le point de départ de l'approche directe n'est pas une fonction de transfert décrite sous forme de polynôme, mais un filtre prototype de type LC en échelle. Ce réseau dont la structure et la complexité dépendent du type de la fonction de transfert et de l'ordre du filtre, est issu soit d'algorithmes de synthèse automatique, soit de tables numériques [2.4]. Dans la plupart des cas, ces outils fournissent un prototype passe-bas dont les composants sont normalisés pour une pulsation de coupure unitaire  $\omega_c = 2\pi f_c$ . Quel que soit le type de réalisation envisagé, deux étapes sont nécessaires pour passer du filtre prototype au réseau réel. Ces étapes sont décrites ci-dessous.

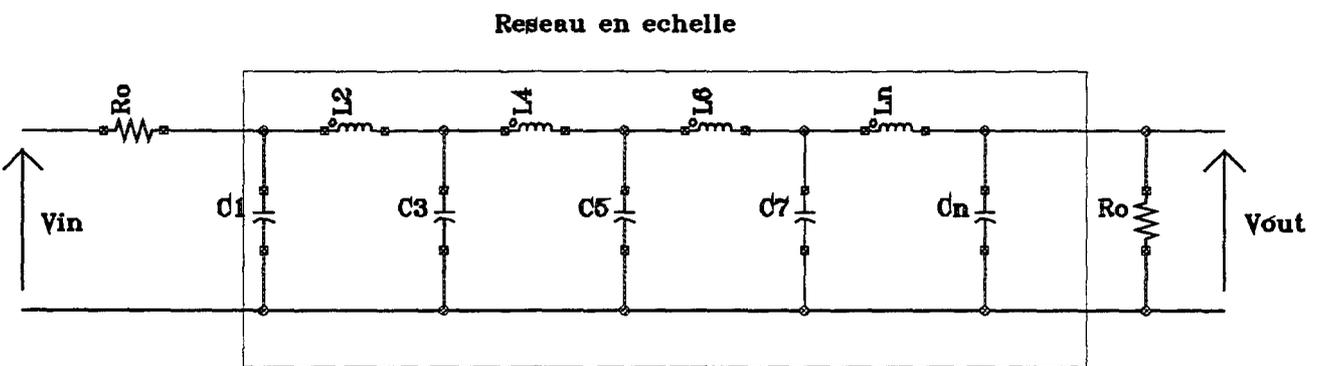
### 2.2.1 Dénormalisation des composantes du réseau prototype

La dénormalisation fait correspondre aux valeurs normalisées sans dimension  $L_n$  et  $C_n$  du réseau prototype donné à la figure 2.2.1, des valeurs physiques  $L$  et  $C$ , définies par les relations ci-dessous :

$$L = \frac{R_o * L_n}{\omega_c} \quad (2.2.1)$$

et

$$C = \frac{C_n}{R_o * \omega_c} \quad (2.2.2)$$



**figure 2.2.1 : structure du filtre LC prototype**

Nous pouvons dès à présent remarquer que le choix du niveau d'impédance (valeur de  $R_o$ , voir figure 2.2.1) dont vont dépendre certaines caractéristiques du filtre, n'est pas uniquement lié à  $\omega_c$ .

Dans le cas d'une réalisation sous forme intégrée, les technologies GaAs classiques n'offrent pas de résistances de précision ni de selfs de haut facteur de qualité. Ceci implique, pour la réalisation de tels filtres, la nécessité de simuler ces composants à l'aide d'éléments actifs (transconductances).

### 2.2.1.1 Simulation d'une résistance

Une résistance peut être assimilée à un générateur de courant dépendant de la tension à ses bornes. En conséquence, le rebouclage d'une transconductance sur elle-même réalise l'équivalent d'une résistance référencée à la masse (figure 2.2.2) dont la valeur est :

$$R = \frac{1}{G_m} \quad (2.2.3)$$

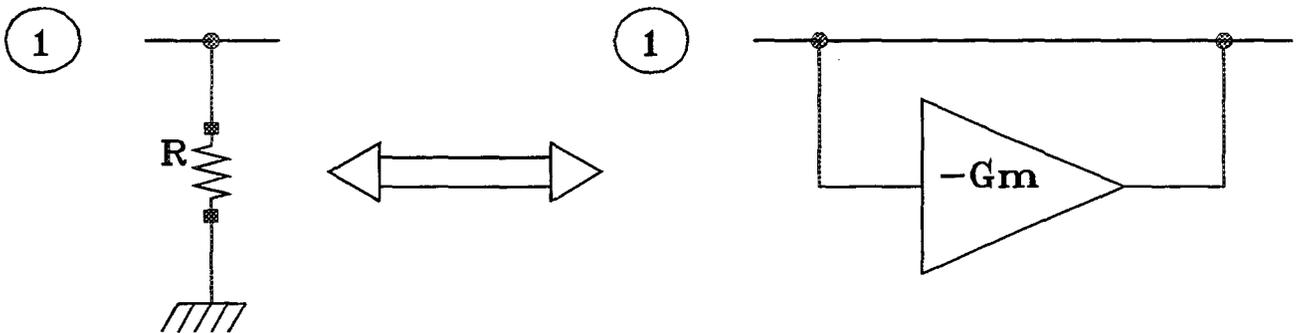


figure 2.2.2 : réalisation d'une résistance référencée à la masse

L'implémentation de filtres en échelle nécessite de disposer de résistances non reliées à la masse. Si l'on note  $V_1$  et  $V_2$ , le potentiel référencé à la masse de chacune des bornes de la résistance (figure 2.2.3a), le courant  $I$  qui la traverse peut s'écrire :

$$I = \frac{V_1}{R} - \frac{V_2}{R} = G_m * V_1 + (-G_m) * V_2 \quad (2.2.4)$$

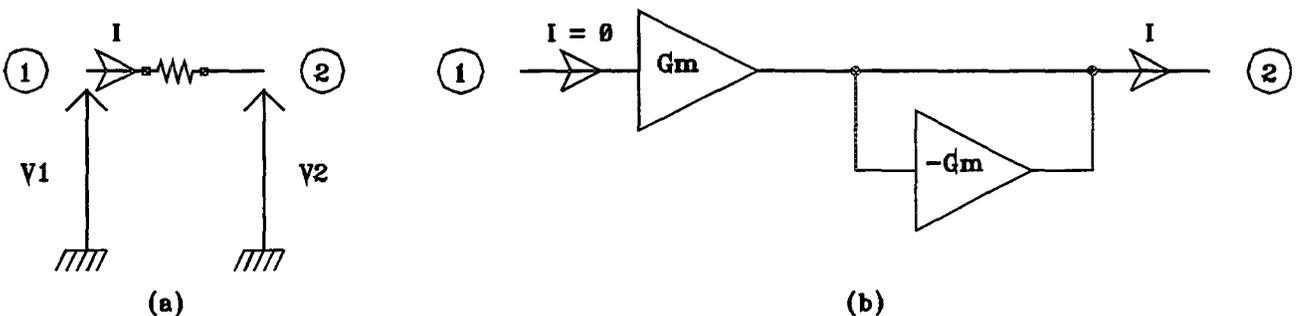


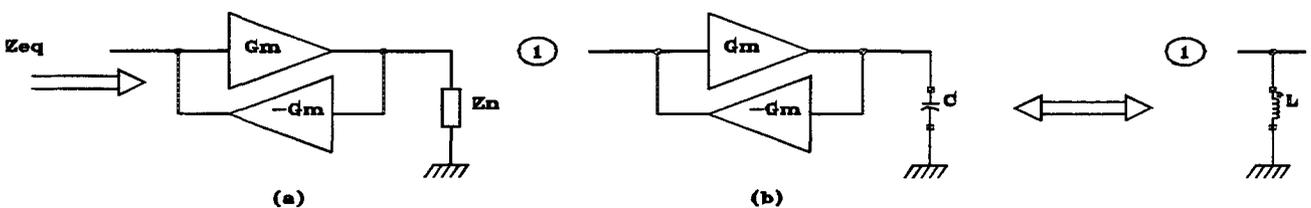
figure 2.2.3 : (a) résistance non reliée à la masse  
(b) réalisation fonctionnelle équivalente de la résistance vue du noeud 2

Ceci suggère l'implémentation décrite à la figure 2.2.3b qui offre la particularité de présenter une impédance constante au point 1, égale à l'impédance d'entrée de la transconductance. Il est à remarquer que cette dernière ne réalise pas un composant dont le comportement est identique à celui de la résistance de la figure 2.2.3a, car il s'agit en fait d'une "résistance unidirectionnelle". Cependant, l'équivalence fonctionnelle suffit à la réalisation de filtres continus avec, pour conséquence, le fait que l'impédance d'entrée du filtre ainsi réalisé soit indépendante du niveau d'impédance interne requis. Outre l'économie d'un éventuel étage d'adaptation sur l'entrée, ceci apporte un degré de liberté supplémentaire dans le choix de la valeur de  $R_o$ .

### 2.2.1.2 Simulation d'une self-inductance

Le seul composant réactif dont dispose le concepteur étant la capacité, le principe de la simulation sera donc d'inverser le signe de la partie imaginaire afin de réaliser l'équivalent d'une self. Cette inversion est réalisée selon une méthode classique utilisant des gyrateurs [2.5]. Ces derniers sont réalisés par la connexion tête-bêche de deux transconductances selon le schéma de la figure 2.2.4a. L'impédance équivalente ( $Z_{eq}$ ) vue du port d'entrée s'exprime de la façon suivante :

$$Z_{eq} = \frac{V}{I} = \frac{1}{G_m^2 * Z_n} \quad (2.2.5)$$



**figure 2.2.4 : (a) réalisation d'un gyrateur  
(b) réalisation d'une self-inductance référencée à la masse**

$Z_n$  représente l'impédance équivalente d'un réseau connecté sur le port de sortie. L'application de ce principe à la simulation d'une self (figure 2.2.4b) devient immédiate en posant :

$$Z_n = \frac{1}{C * p} \quad \text{avec } p = j * \omega \quad (2.2.6)$$

en injectant (2.2.6) dans (2.2.5), on obtient l'expression de l'impédance équivalente vue du port d'entrée :

$$Z_{eq} = \frac{C * p}{G_m^2} \quad (2.2.7)$$

Cette expression correspond à l'impédance d'une self de valeur :

$$L = \frac{C}{Gm^2} \quad (2.2.8)$$

Dans le cas de paramètres normalisés, l'expression liant la valeur de la self à réaliser à celle de la capacité à utiliser peut être obtenue en réalisant l'égalité entre les expressions (2.2.7) et (2.2.1) :

$$\frac{R_o * L_n}{\omega_c} = \frac{C}{Gm^2}$$

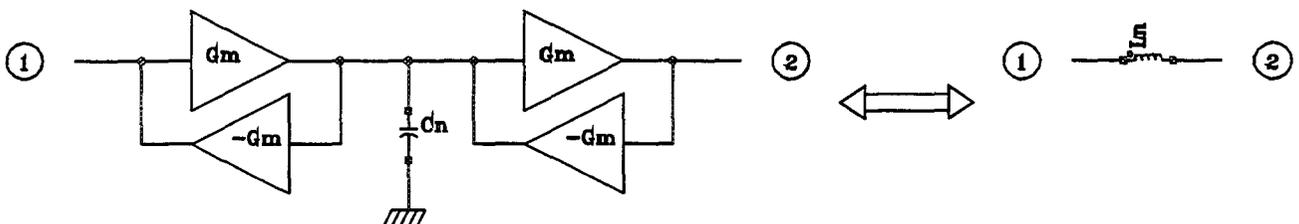
ce qui donne avec  $R_o = \frac{1}{Gm}$

$$C = \frac{Gm * L_n}{\omega_c} \quad (2.2.9)$$

C est une valeur physique. Il faut donc déterminer quelle valeur normalisée  $C_n$  lui sera équivalente, ce qui s'effectue en remplaçant C dans (2.2.9) par son expression en fonction de  $C_n$  issue de (2.2.2) :

$$C_n = L_n \quad (2.2.10)$$

Nous pouvons donc réaliser l'équivalent d'une self normalisée  $L_n$  à l'aide d'une capacité  $C_n$  connectée à un gyrateur selon la figure 2.2.4b. De même que pour la résistance, certaines configurations nécessitent des selfs flottantes. Celles-ci sont réalisées à l'aide de deux gyrateurs selon le schéma de la figure 2.2.5. La valeur de  $C_n$  est toujours définie par l'équation (2.2.10).



**figure 2.2.5 : réalisation d'une self-inductance flottante**

### 2.2.1.3 Expression de la fréquence de coupure

La fréquence de coupure d'un filtre réalisé avec les éléments précédemment décrits peut être simplement dérivée de l'équation (2.2.2) en posant  $\omega_c = 2 * \Pi * f_c$  :

$$f_c = \frac{C_n}{2 \cdot \Pi \cdot C \cdot R_o} = \frac{C_n \cdot G_m}{2 \cdot \Pi \cdot C} \quad (2.2.11)$$

En posant  $C_n = 1$  (capacité normalisée unitaire), on définit une capacité unitaire de dénormalisation  $C_u$  telle que :

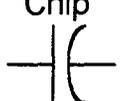
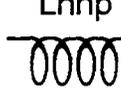
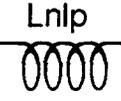
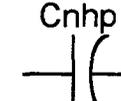
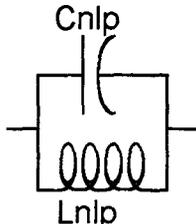
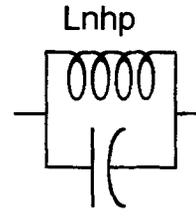
$$f_c = \frac{G_m}{2 \cdot \Pi \cdot C_u} \quad (2.2.12)$$

A une fréquence de coupure donnée, il faudra trouver un compromis entre la valeur de  $C_u$  et le niveau d'impédance du filtre. Ceci offre un degré de liberté appréciable, notamment pour atteindre les spécifications en bruit. Une fois la valeur de  $C_u$  déterminée, il est quelquefois nécessaire de prévoir une possibilité d'accord du filtre par l'utilisateur. La plage d'accord de la fréquence de coupure est cependant limitée à celle de la transconductance. Dans la pratique, les incertitudes sur la valeur absolue des capacités et des transconductances obligent le concepteur à prévoir une possibilité de variation du  $G_m$  des transconductances même dans le cas d'une synthèse à fréquence de coupure fixe. Ces derniers points seront détaillés en fin de chapitre.

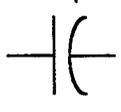
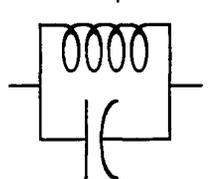
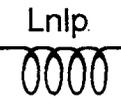
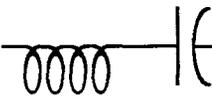
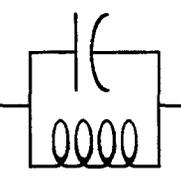
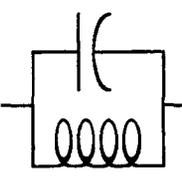
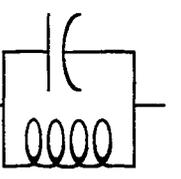
### 2.2.2 Transformation d'un prototype passe-bas en d'autres prototypes

La transformation d'un prototype passe-bas en un autre type de prototype, par exemple passe-haut, est indispensable si le filtre à réaliser n'est pas un passe-bas. Cette transformation est réalisée à l'aide des formules [2.4] détaillées ci-dessous :

#### 2.2.2.1 Formules de transformation : passe-bas vers passe-haut

Transformation passe-bas vers passe-haut		
$C_{nlp}$ 	$L_{nhp}$ 	$L_{nhp} = \frac{1}{C_{nlp}}$
$L_{nlp}$ 	$C_{nhp}$ 	$C_{nhp} = \frac{1}{L_{nlp}}$
$C_{nlp}$  $L_{nlp}$	$L_{nhp}$  $C_{nhp}$	$L_{nhp} = \frac{1}{C_{nlp}}$ $C_{nhp} = \frac{1}{L_{nlp}}$

## 2.2.2.2 Formules de transformation : passe-bas vers passe-bande

Transformation passe-bas vers passe-bande	
<p>Cnlp</p> 	<p>Lnbp</p>  <p>Lnbp = <math>\frac{1}{a * Cnlp}</math> Cnbp = <math>a * Cnlp</math></p>
<p>Lnlp</p> 	<p>Lnbp</p>  <p>Lnbp = <math>a * Lnlp</math> Cnbp = <math>\frac{1}{a * Lnlp}</math></p>
<p>Cnlp</p>  <p>Lnlp</p>	<p>Cnbp+</p>  <p>Lnbp+</p> <p>Cnbp-</p>  <p>Lnbp-</p>

$$a = \frac{\sqrt{f_2 * f_1}}{(f_2 - f_1)} > 0 \quad (2.2.13)$$

$$\Omega_\infty = \frac{1}{\sqrt{Cnlp * Lnlp}} \quad (2.2.14)$$

$$\Omega_+ = \sqrt{1 + \left(\frac{\Omega_\infty}{2 * a}\right)^2} + \frac{\Omega_\infty}{2 * a} \quad (2.2.15)$$

$$\Omega_- = \sqrt{1 + \left(\frac{\Omega_\infty}{2 * a}\right)^2} - \frac{\Omega_\infty}{2 * a} \quad (2.2.16)$$

$$Cnbp+ = \frac{1}{Lnbp-} = a * Cnlp * (1 + \Omega_-^2) \quad (2.2.17)$$

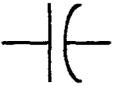
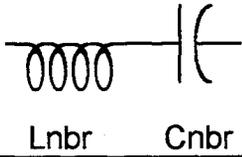
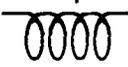
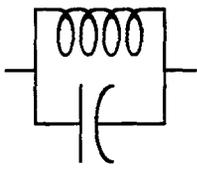
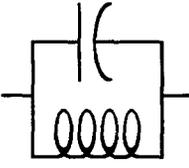
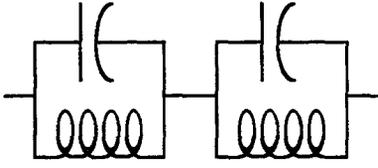
$$Cnbp- = \frac{1}{Lnbp+} = a * Cnlp * (1 + \Omega_+^2) \quad (2.2.18)$$

Ces formules de transformation permettent de réaliser des filtres sélectifs. Pour ce faire, le paramètre "a" déterminant la bande passante relative agit comme facteur correctif sur les valeurs de capacité, interdisant de ce fait un ajustement a posteriori de cette dernière. Cet inconvénient peut être évité en faisant agir "a" sur la valeur des transconductances qui, elle, est ajustable dans une certaine mesure. Cette nouvelle transformation se fait évidemment à fréquence centrale  $\omega_c$  constante, ce qui implique que le même facteur s'applique à Gm et à C. La démarche est la suivante :

1. diviser par "a" tous les composants (Gm et C) du réseau. Cette opération a pour conséquence que certaines capacités sont fonction de  $1/a^2$ .
2. multiplier par  $a^2$  les capacités en  $1/a^2$  et par "a" les transconductances reliées à celles-ci, afin de conserver la valeur des constantes de temps.

Arrivé à ce stade, les composants fixes (capacités) ne dépendent plus de "a". Une action sur les transconductances en "Gm" modifie la fréquence centrale ainsi que la bande passante relative qui peut être réajustée à la valeur désirée par action sur les transconductances en "Gm/a". Une modification de ces dernières uniquement change la bande passante relative à fréquence centrale constante. Un exemple de transformation est donné ci-après.

### 2.2.2.3 Formules de transformation : passe-bas vers coupe-bande

Transformation passe-bas vers coupe-bande	
$C_{nlp}$ 	 $L_{nbr} = \frac{a}{C_{nlp}}$ $C_{nbr} = \frac{C_{nlp}}{a}$
$L_{nlp}$ 	 $L_{nbr} = \frac{L_{nlp}}{a}$ $C_{nbr} = \frac{a}{L_{nlp}}$
$C_{nlp}$  $L_{nlp}$	 $C_{nbr+}$ $C_{nbr-}$ $L_{nbr+}$ $L_{nbr-}$

$$a = \frac{\sqrt{f_2 * f_1}}{(f_2 - f_1)} > 0 \quad (2.2.19)$$

$$\Omega_{\infty} = \frac{1}{\sqrt{C_{nlp} * L_{nlp}}} \quad (2.2.20)$$

$$\Omega_{+} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2 * a * \Omega_{\infty}}\right)^2} + \frac{\Omega_{\infty}}{2 * a} \quad (2.2.21)$$

$$\Omega_{-} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2 * a * \Omega_{\infty}}\right)^2} - \frac{\Omega_{\infty}}{2 * a} \quad (2.2.22)$$

$$C_{nbr+} = \frac{1}{L_{nbr-}} = \frac{a \cdot (1 + \Omega^{-2})}{L_{nlp}} \quad (2.2.23)$$

$$C_{nbr-} = \frac{1}{L_{nbr+}} = \frac{a \cdot (1 + \Omega^{+2})}{L_{nlp}} \quad (2.2.24)$$

### 2.3 Synthèse des différents filtres

Après la description des deux étapes nécessaires pour passer du filtre prototype au réseau réel (§2.2.1 et §2.2.2), la synthèse des différents types de filtres devient immédiate, en utilisant les formules de dénormalisation et de transformation (si nécessaire) et puis en remplaçant les éléments passifs (résistances et selfs) par leur équivalent Gm-C.

#### 2.3.1 Filtre passe-bas

Cette synthèse est la plus directe puisqu'elle se limite à remplacer chaque élément du filtre prototype par son équivalent Gm-C. La figure 2.3.1 montre un exemple basé sur la synthèse d'un filtre CAUER du troisième ordre. L'extension du principe à des ordres supérieurs est immédiate et n'appelle pas de commentaire particulier. Il est cependant à remarquer que la perte de 6 dB en bande passante propre aux filtres LC en échelle peut être compensée en doublant la valeur de Gm1. Dans ce cas, la synthèse d'un filtre d'ordre "n" nécessite 2n+2 transconductances.

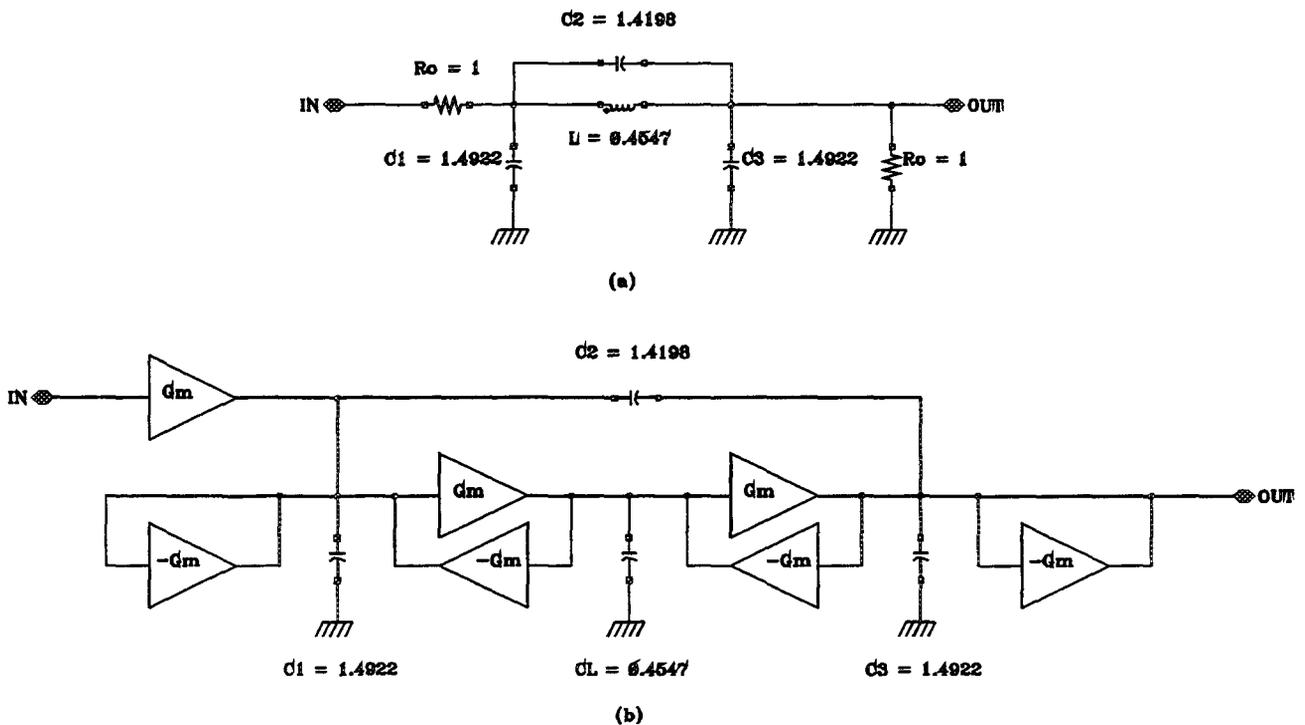


figure 2.3.1 : (a) prototype du passe-bas CAUER 3ème ordre ( $\omega_c = 1$ )  
(b) synthèse à gyrateur

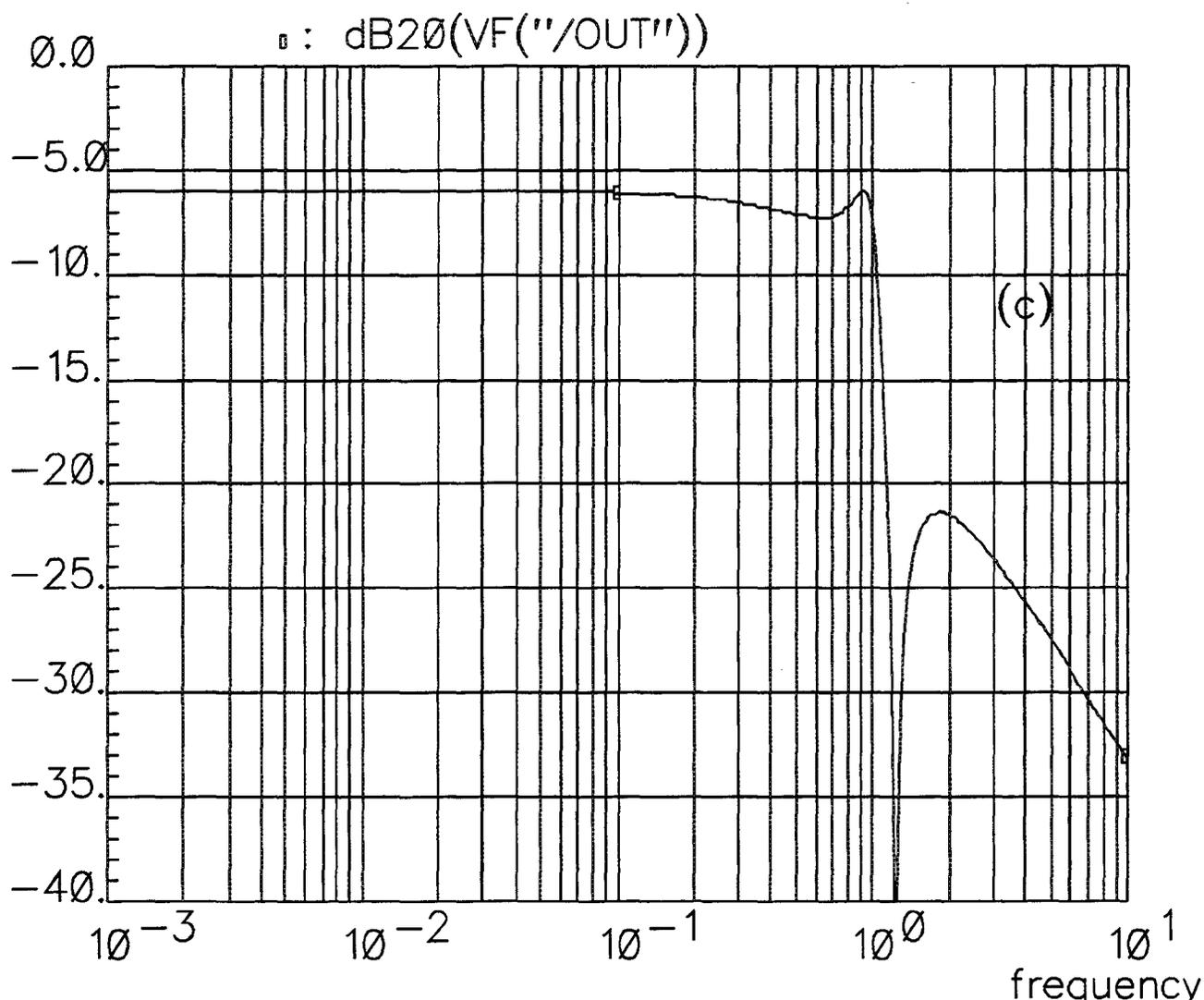


figure 2.3.1 : (c) fonction de transfert du filtre passe-bas

### 2.3.2 Filtre passe-haut

Sa synthèse s'effectue en partant du prototype passe-bas. La première étape est la transformation en filtre passe-haut à l'aide des règles exposées dans le §2.2.2.1 (figure 2.3.2a), puis le remplacement de chaque élément par son équivalent Gm-C (figure 2.3.2b). Cette approche conduit à un nombre relativement élevé de transconductances. Une alternative à ce problème consiste à utiliser la forme duale du prototype passe-bas (figure 2.3.2c). Après transformation, le nombre d'inductances est minimal et il en découle une économie de transconductances non négligeable (figure 2.3.2d). Un inconvénient certain de cette approche est la sensibilité de la fonction de transfert à une capacité parasite connectée aux noeuds à haute impédance (1 et 2). La figure 2.3.2e montre la dégradation causée par de tels éléments dont la valeur est relativement importante ( $C_{par} = 10\%$  de  $C_1$ ). Pour des fréquences suffisamment élevées, les composants du filtre passe-haut ( $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$ ,  $L$ ) n'interviennent plus et le réseau se

résume à un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est essentiellement déterminée par la valeur des capacités parasites.

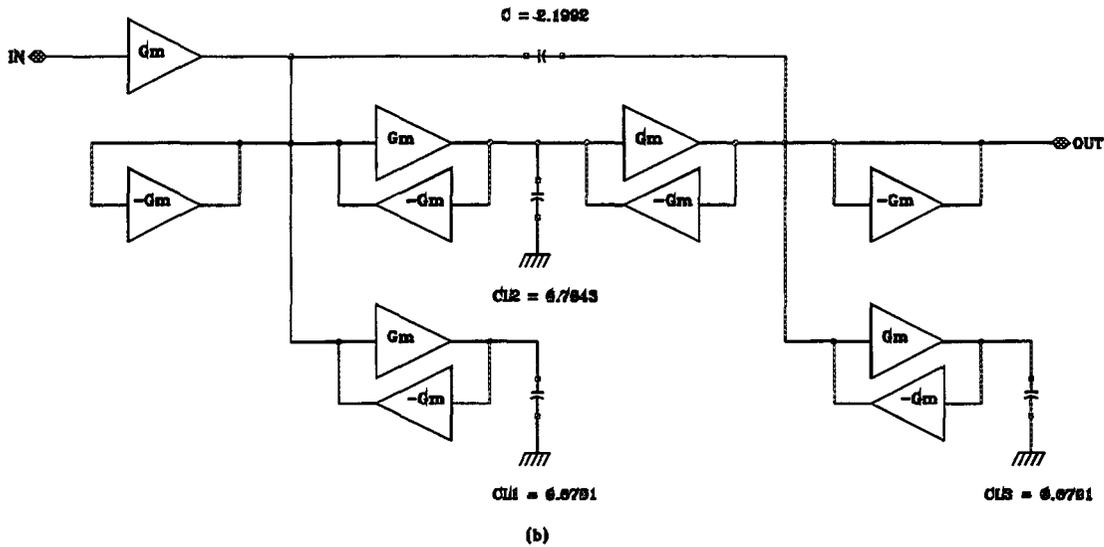
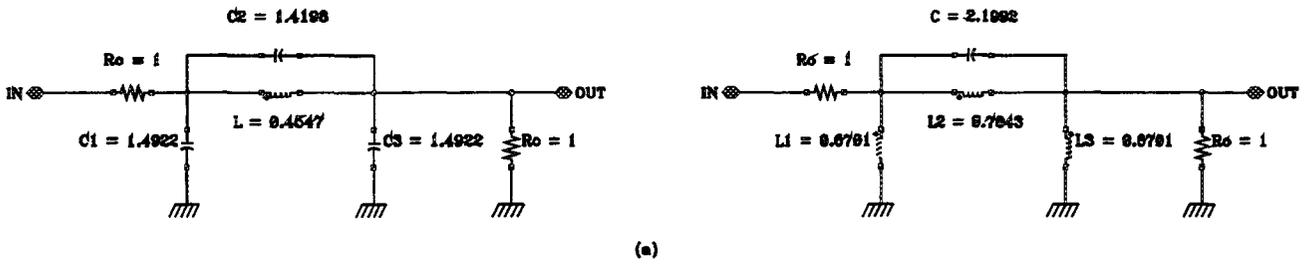


figure 2.3.2 : (a) transformation du prototype passe-bas  
(b) synthèse à gyrateur

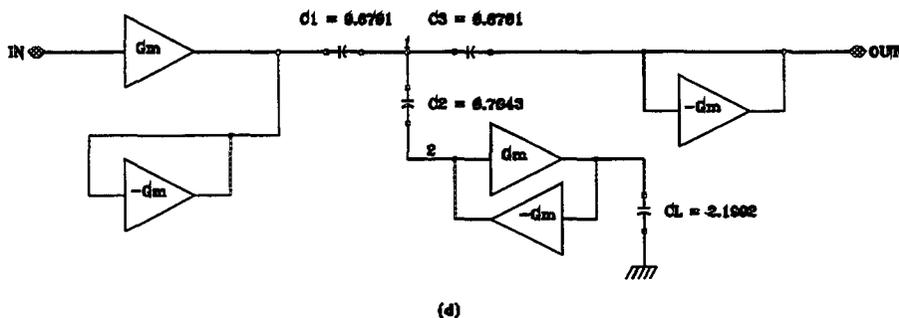
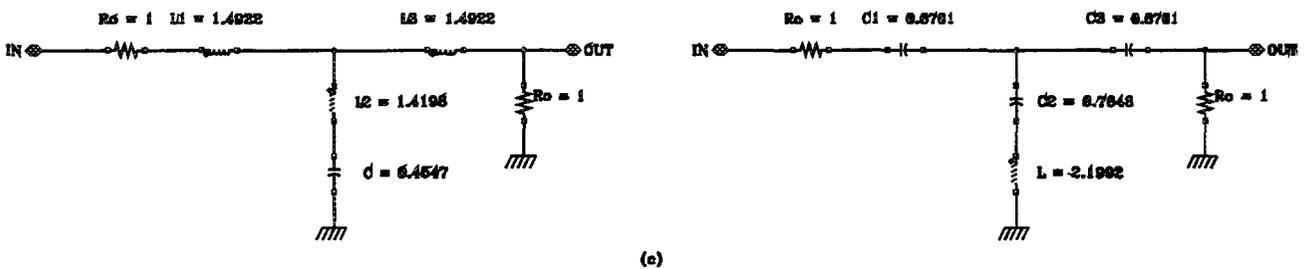


figure 2.3.2 : (c) transformation de la forme duale du prototype passe-bas  
(d) synthèse à gyrateur de la forme duale

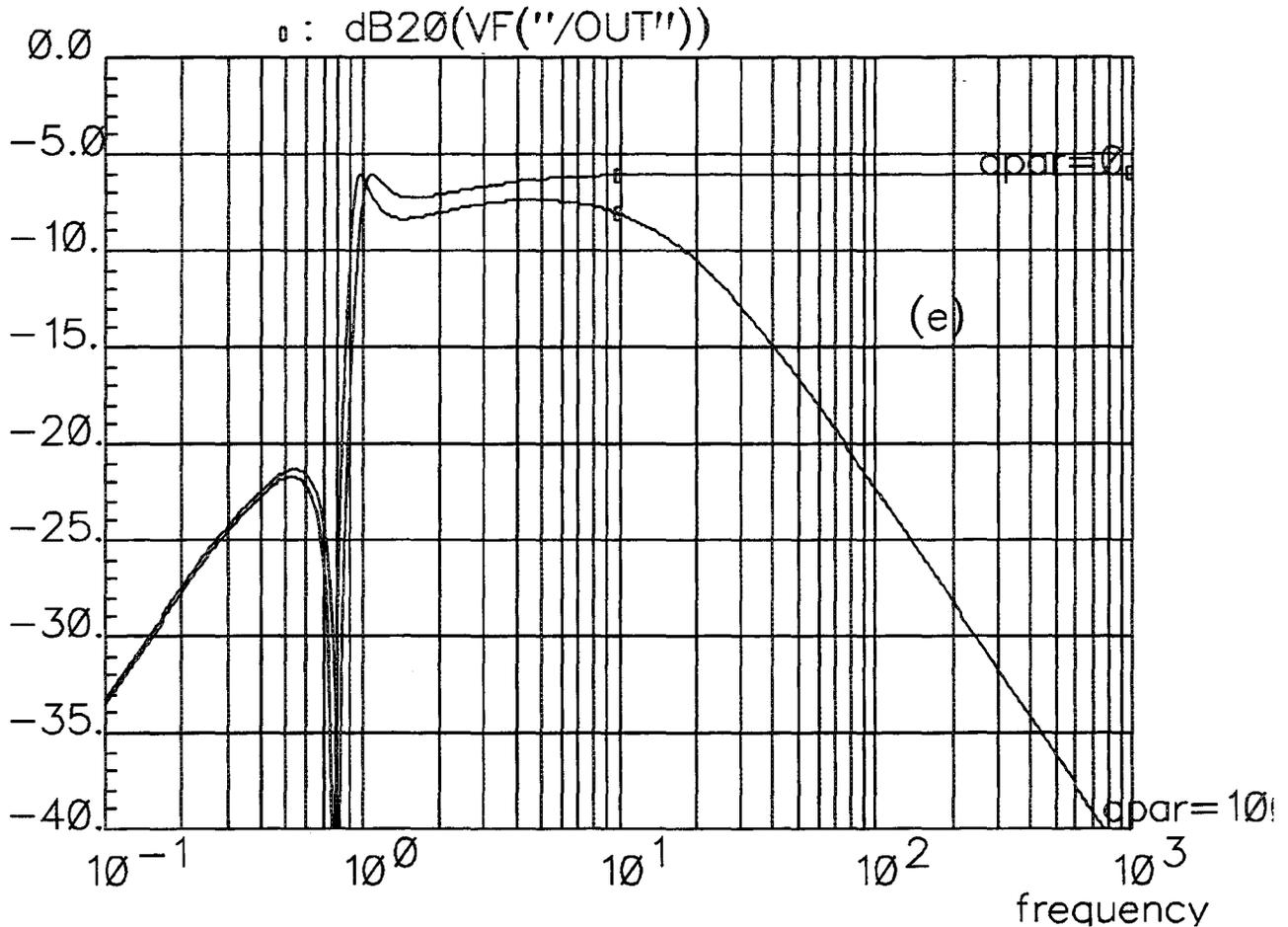


figure 2.3.2 : (e) fonction de transfert du filtre passe-haut

### 2.3.3 Filtre passe-bande

De même que pour le filtre passe-haut, le prototype passe-bas sert de point de départ. Cependant, les formules de transformation (§2.2.2.2) font intervenir un nouveau paramètre qui est la bande passante relative définie de la façon suivante :

$$\frac{1}{a} = \frac{f_2 - f_1}{\sqrt{f_2 * f_1}} \quad (2.3.1)$$

L'expression ci-dessus est valide pour des bandes passantes relatives inférieures à 10 %. Dans le cas contraire, une méthode numérique d'optimisation doit être employée, en utilisant comme jeu initial de paramètres les valeurs issues des formules de transformation. La figure 2.3.3a donne un exemple de filtre passe-bande dérivé d'un filtre prototype passe-bas de type EQUIRIPPLE du troisième ordre, dont l'équivalent direct sous la forme Gm-C est donné à la figure 2.3.3b. Il est cependant possible, dans le cas d'un filtre ne présentant pas de zéro de transmission, de rendre la largeur de bande relative ajustable, et ce indépendamment de la fréquence de coupure. La méthode de

transformation, présentée au §2.2.2.2, conduit au schéma de la figure 2.3.3c. La fréquence de coupure est ajustée par action sur les transconductances de valeur  $G_m$ , alors que la largeur de bande relative est fixée en agissant sur celles de valeur  $G_m/a$ . Ceci n'est possible qu'au prix d'une complexité accrue des circuits d'asservissement, mais peut s'avérer indispensable si une grande précision sur la largeur de bande relative est souhaitée, ou si l'on désire réaliser un filtre dont les caractéristiques sont modifiables par l'utilisateur. En ce qui concerne les filtres présentant un zéro de transmission, l'ajustement de la bande relative est plus délicat car la valeur des composants réalisant le zéro est fonction de la position relative de celui-ci par rapport à la fréquence de coupure (paramètres  $\Omega_+$  et  $\Omega_-$ , §2.2.2.2).

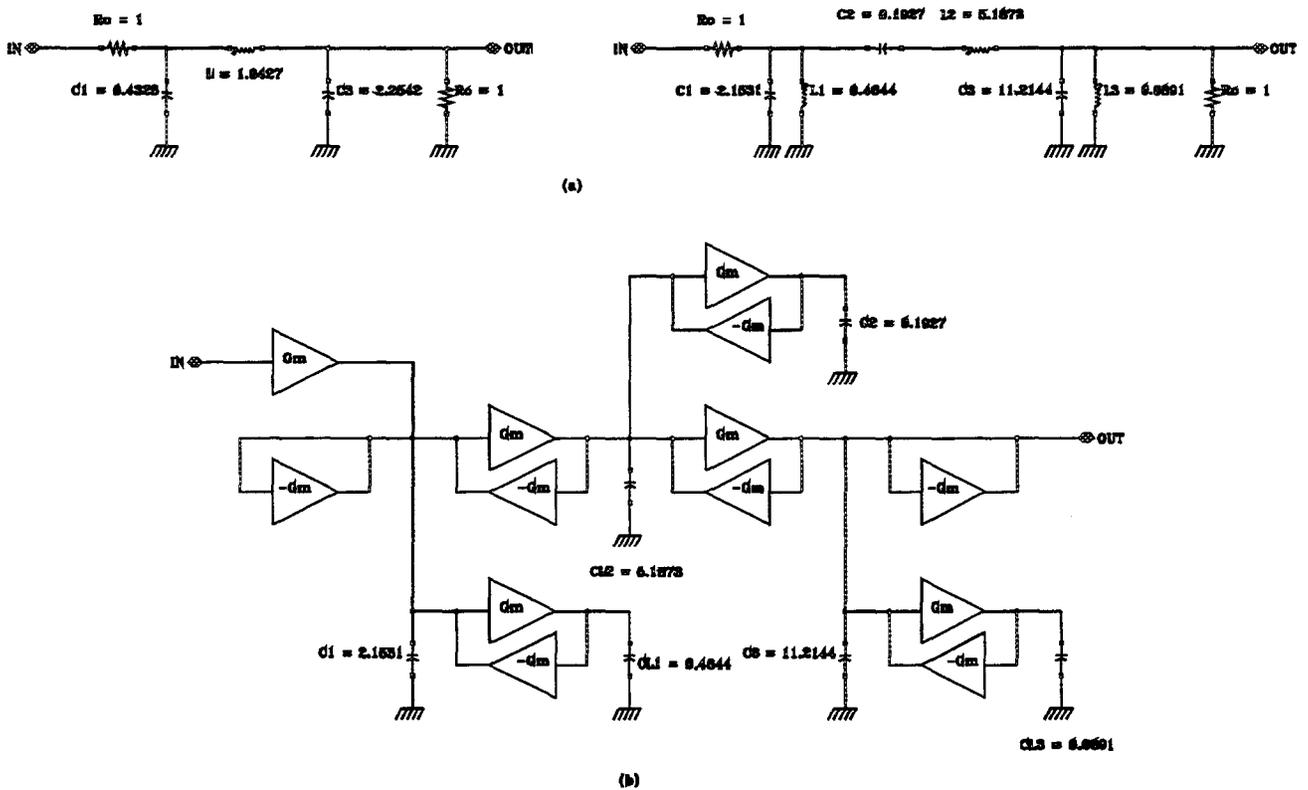


figure 2.3.3 : (a) transformation du prototype passe-bas  
(b) synthèse à gyrateur (largeur de bande fixe)

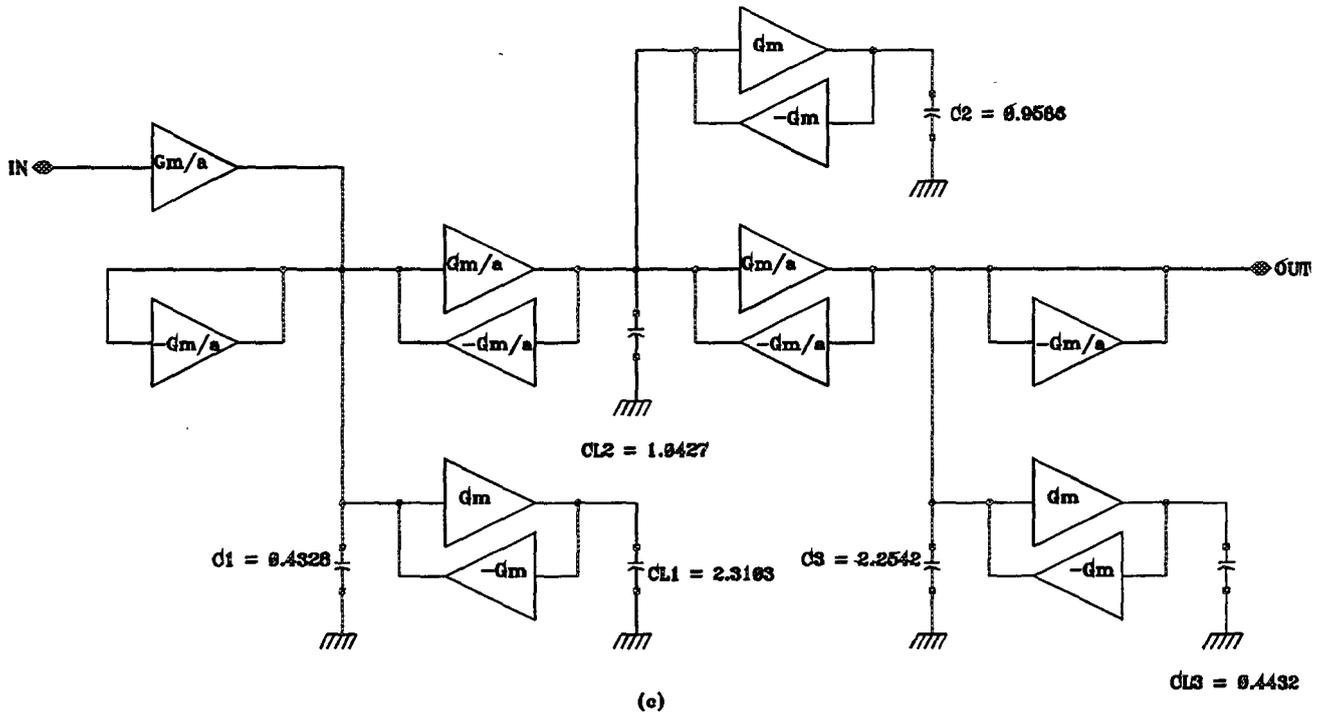


figure 2.3.3 : (c) synthèse à gyrateur (largeur de bande variable)

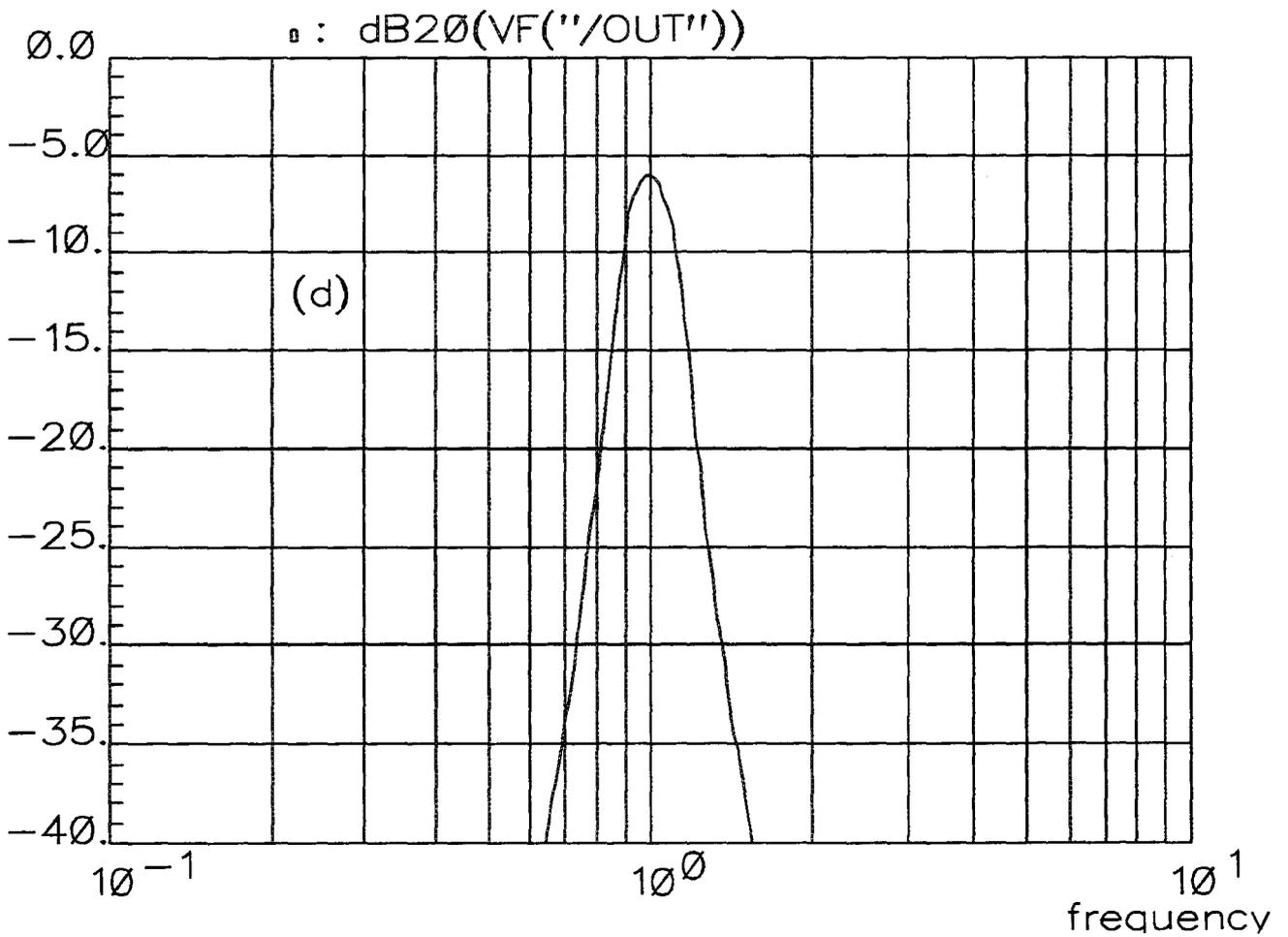


figure 2.3.3 : (d) fonction de transfert du filtre passe-bande

### 2.3.4 Filtre coupe-bande

La synthèse est similaire à celle du filtre passe-bande, à l'aide des formules du §2.2.2.3. Les figures 2.3.4a à 2.3.4c donnent un exemple de réalisation possible, aussi bien en bande passante fixe que variable. La figure 2.3.4d présente une partie de la fonction de transfert. La simulation ayant été effectuée avec des transconductances idéales (gain statique infini), la profondeur du puits n'est limitée que par la précision numérique de la simulation. Par la suite, une discussion sera menée pour montrer l'influence de la valeur finie du gain sur la limitation de l'atténuation réalisable.

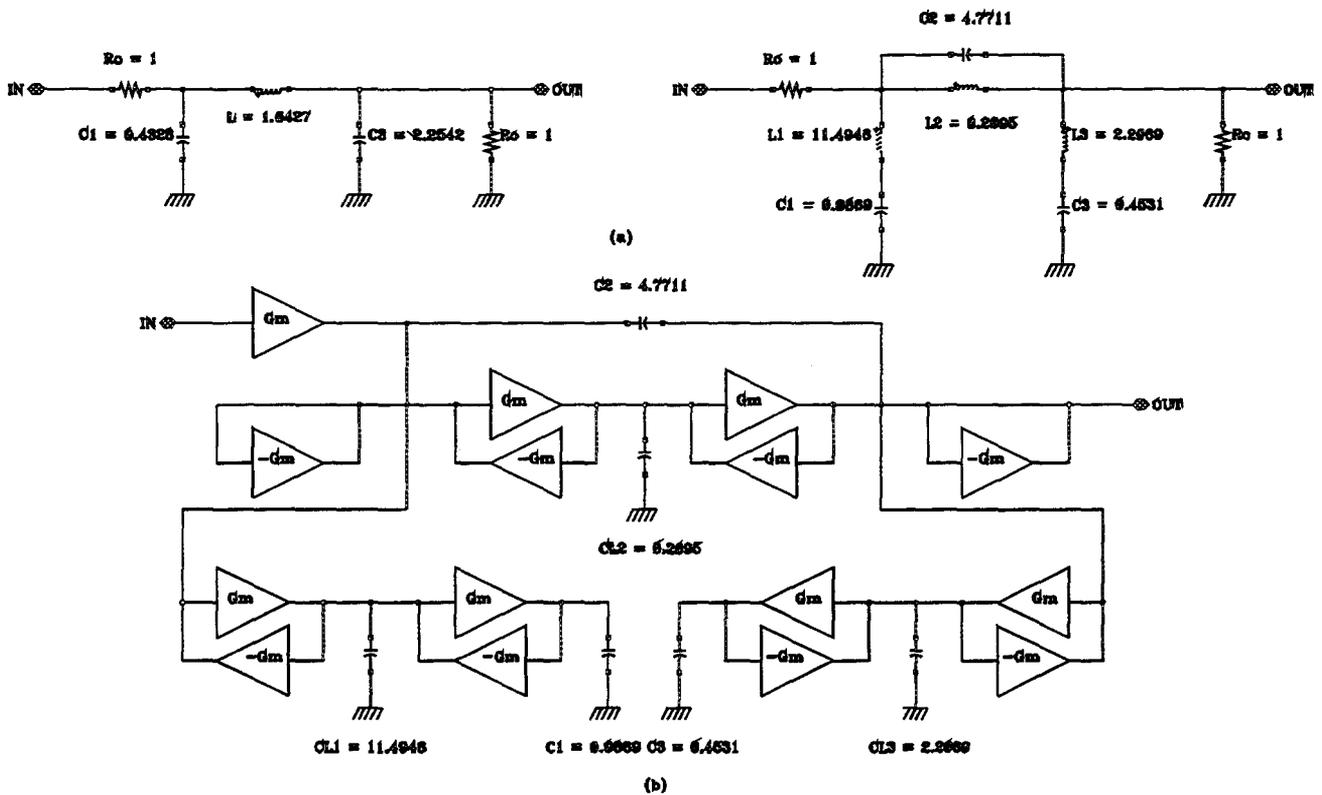


figure 2.3.4 : (a) transformation du prototype passe-bas  
(b) synthèse à gyrateur (bande coupée fixe)

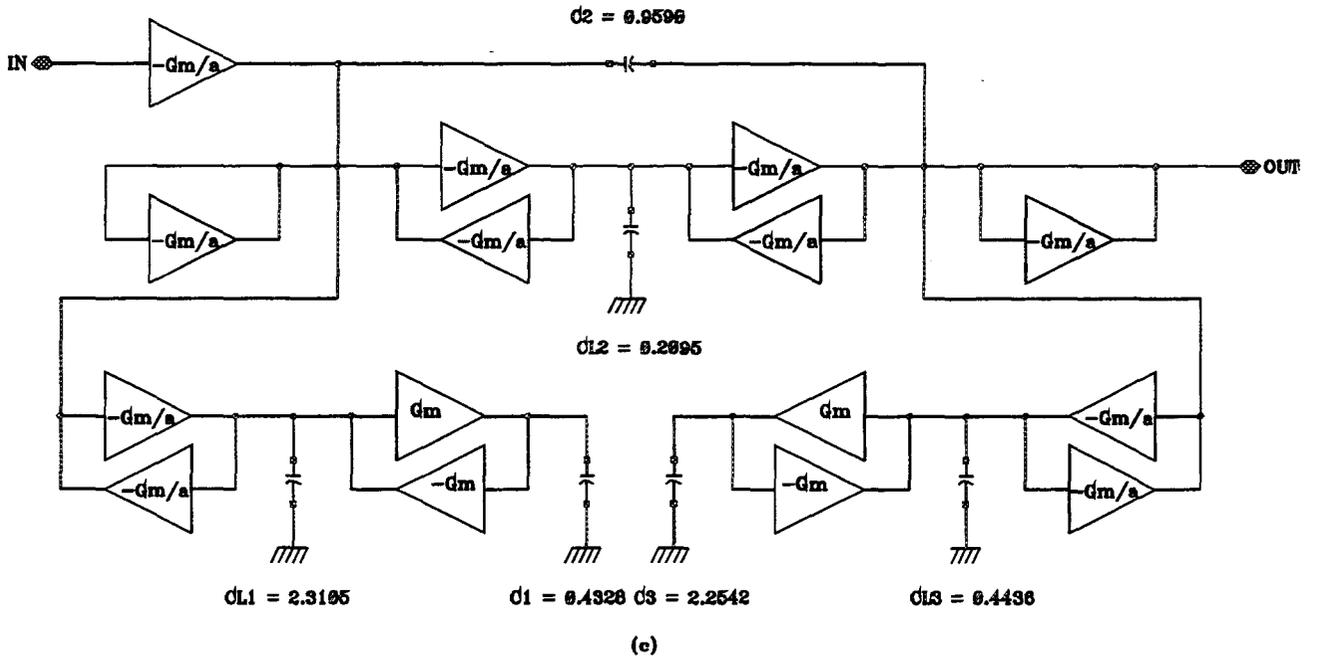


figure 2.3.4 : (c) synthèse à gyrateur (bande coupée variable)

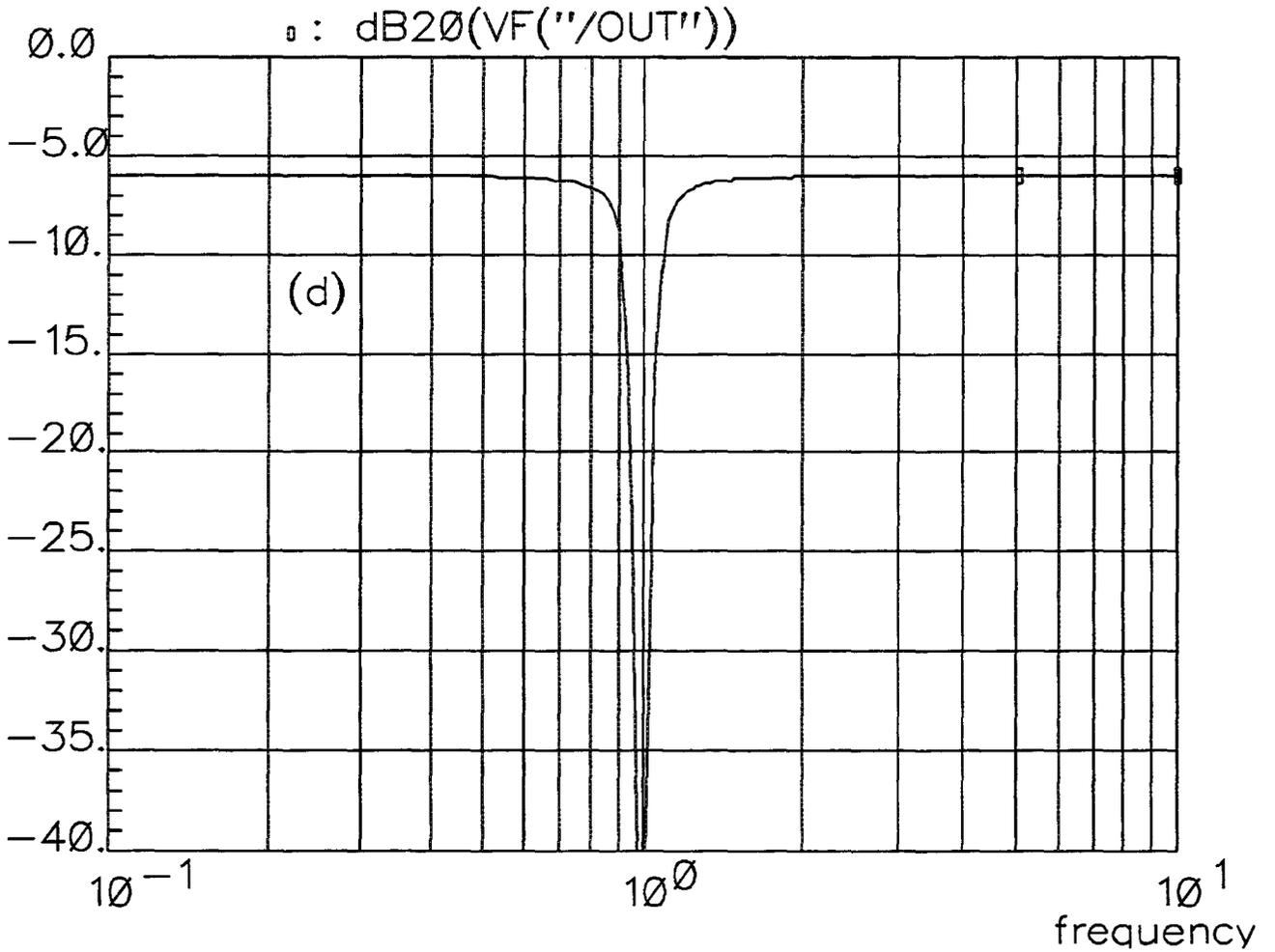


figure 2.3.4 : (d) fonction de transfert du filtre coupe-bande

### 2.3.5 Egalisation des niveaux

De même qu'au sein du filtre prototype, certains noeuds internes du réseau Gm-C présentent des surtensions pouvant être assez importantes au voisinage de la fréquence de coupure. La figure 2.3.5b montre ce phénomène sur un exemple de filtre EQUIRRIPPLE du troisième ordre (figure 2.3.5a), le dépassement pouvant atteindre 95 % sur le noeud numéro 2. Cet effet doit être pris en compte lors de l'étude de la transconductance afin de ne pas altérer la dynamique de signal applicable sur l'entrée du filtre. Pour des raisons évidentes d'appariement, il ne peut être question d'optimiser chaque transconductance en fonction de la tension appliquée sur ses entrées. Il est donc nécessaire de limiter l'excursion de la tension sur les noeuds les plus critiques afin de ramener les dépassements à des niveaux acceptables, ou mieux encore de les éliminer.

Le niveau de surtension  $\beta$  sur un noeud  $n$  est défini de la façon suivante :

$$\beta = \max \left( \frac{V_n}{V_{in}} \right) \quad (2.3.2)$$

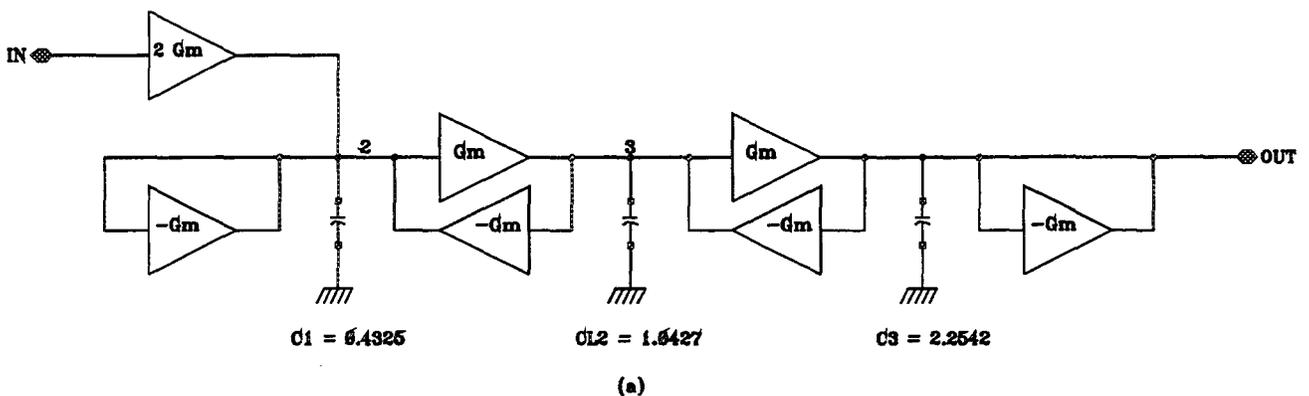


figure 2.3.5 : (a) réseau Gm-C passe-bas EQUIRRIPPLE 3ème ordre

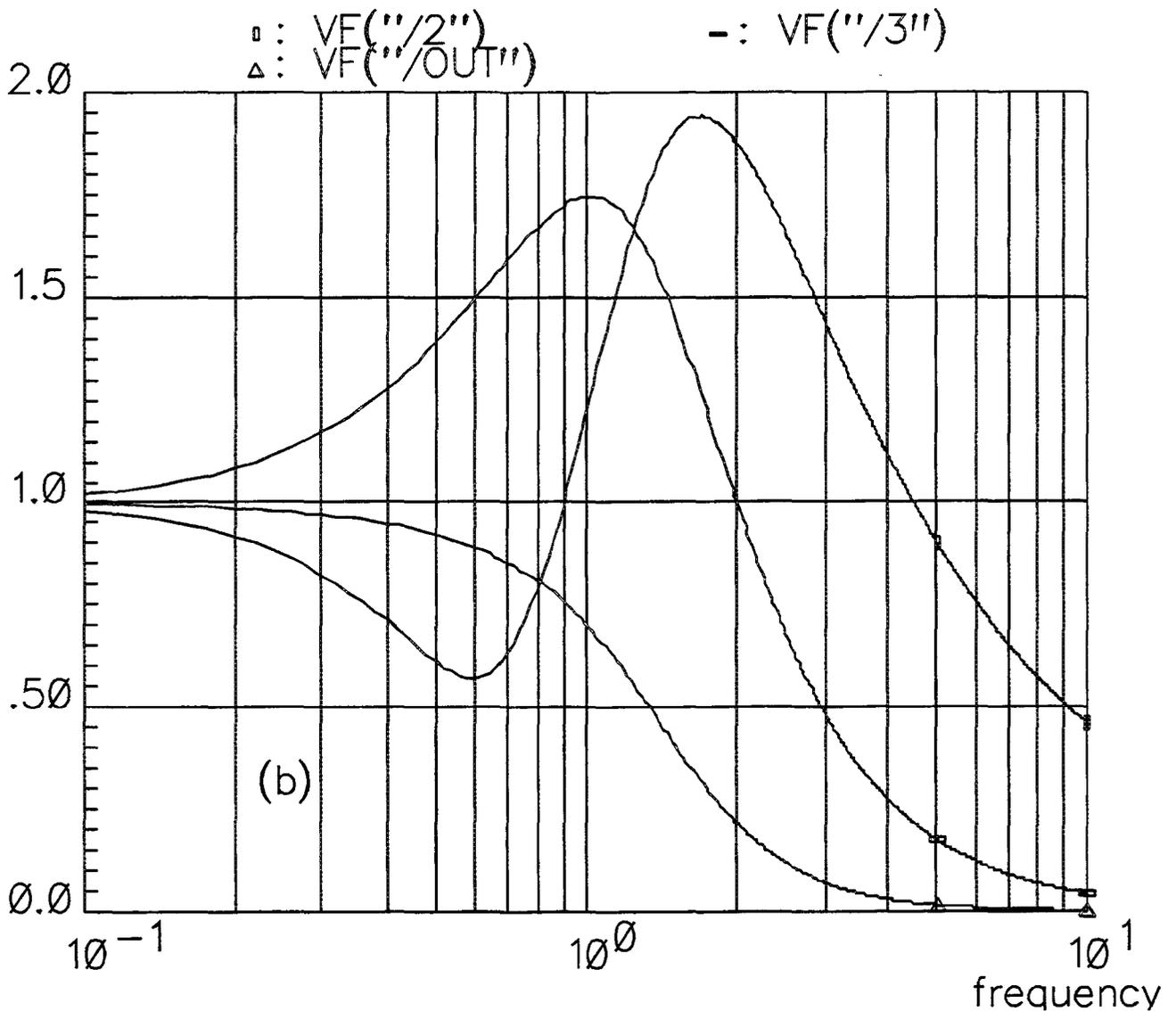


figure 2.3.5 : (b) réponse en fréquence aux différents noeuds internes

Considérons à présent un noeud typique tel que celui de la figure 2.3.6a :

$$V_n = \frac{G_m \cdot (V_{n-1} - V_{n+1})}{C_n \cdot p} \quad (2.3.3)$$

Il suffit, afin d'éliminer les surtensions, de multiplier la capacité  $C_n$  par le facteur  $\beta$  associé à ce noeud. Cependant, la conservation de la valeur du courant d'attaque sur les noeuds  $n-1$  et  $n+1$  implique d'affecter ce même facteur  $\beta$  aux transconductances TC3 et TC4. La topologie ainsi modifiée est présentée figure 2.3.6b. Toutefois, la nécessité de conserver un bon appariement entre les transconductances interdit que les valeurs de  $\beta$  soient rationnelles. Il faut donc choisir l'entier le plus proche en tenant compte néanmoins des inévitables compromis à réaliser entre gain en performances et place occupée.

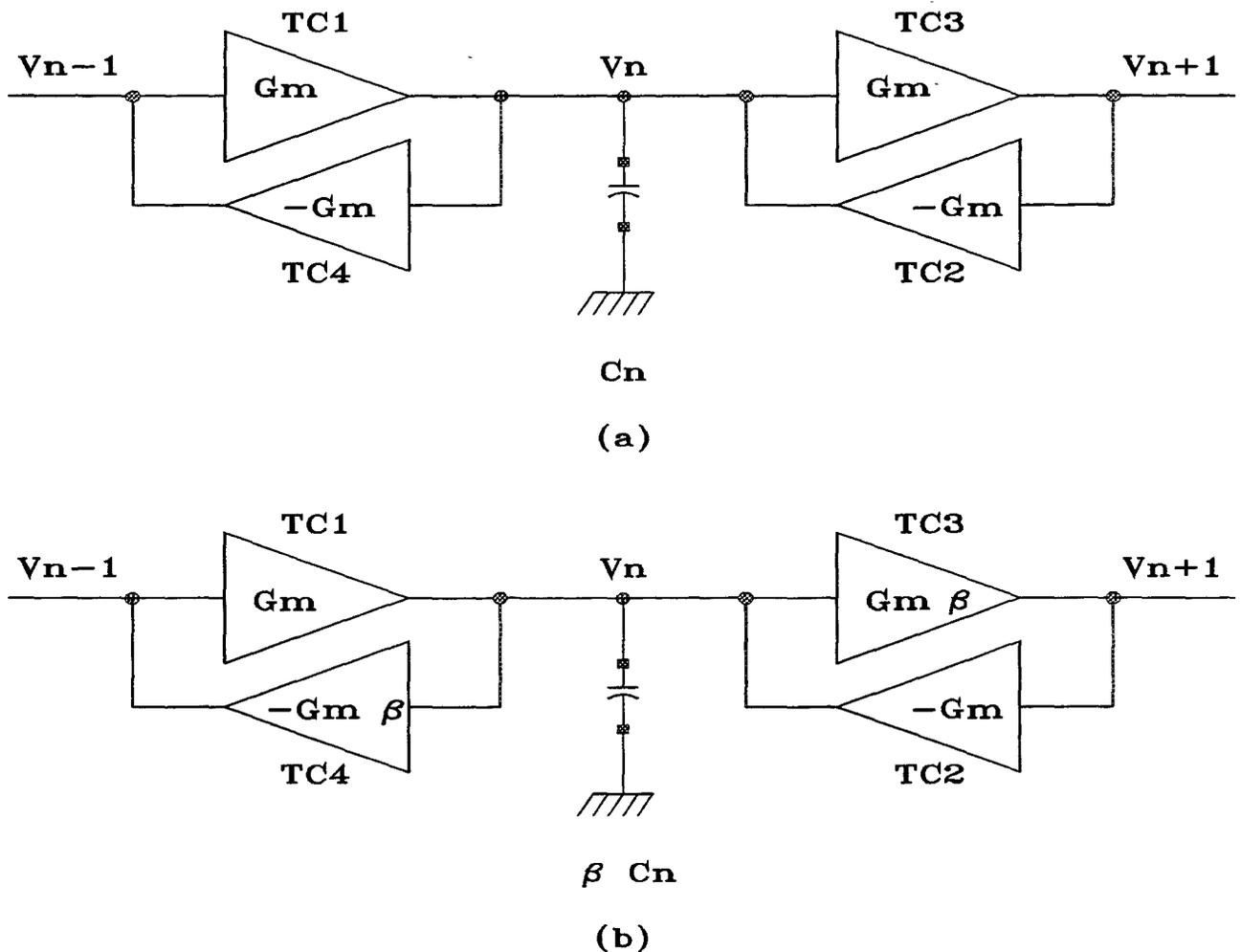


figure 2.3.6 : topologie d'un noeud typique : (a) avant compensation des surtensions (b) après compensation des surtensions

Un exemple d'égalisation est proposé à la figure 2.3.7a ; un facteur correctif  $\beta = 2$  (au lieu de 1,60) a été appliqué sur le noeud 2 (figure 2.3.7b). Il n'a pas été jugé utile d'effectuer cette opération sur le noeud 3 car l'amélioration ainsi réalisée ne justifierait une complexité aussi accrue du circuit.

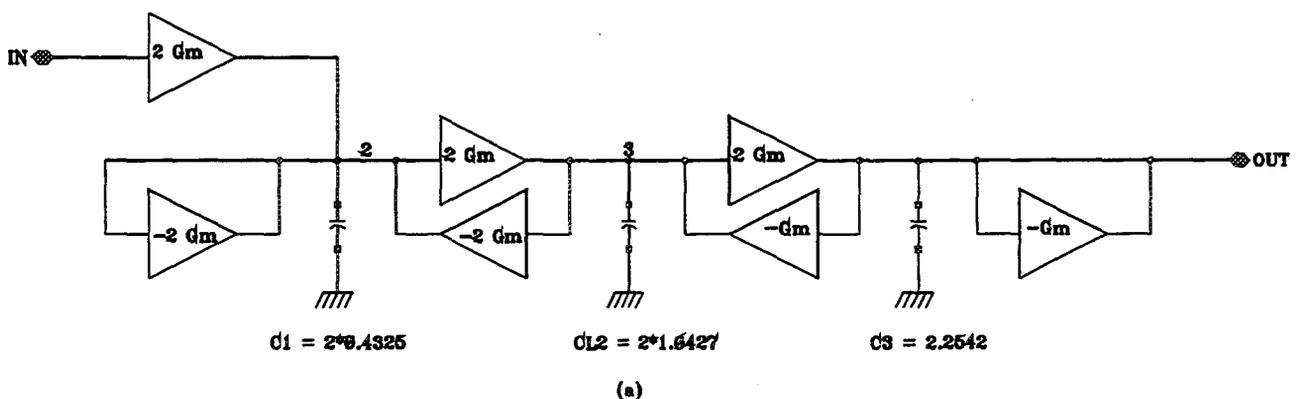


figure 2.3.7 : (a) réseau de la figure 2.3.5a après compensation

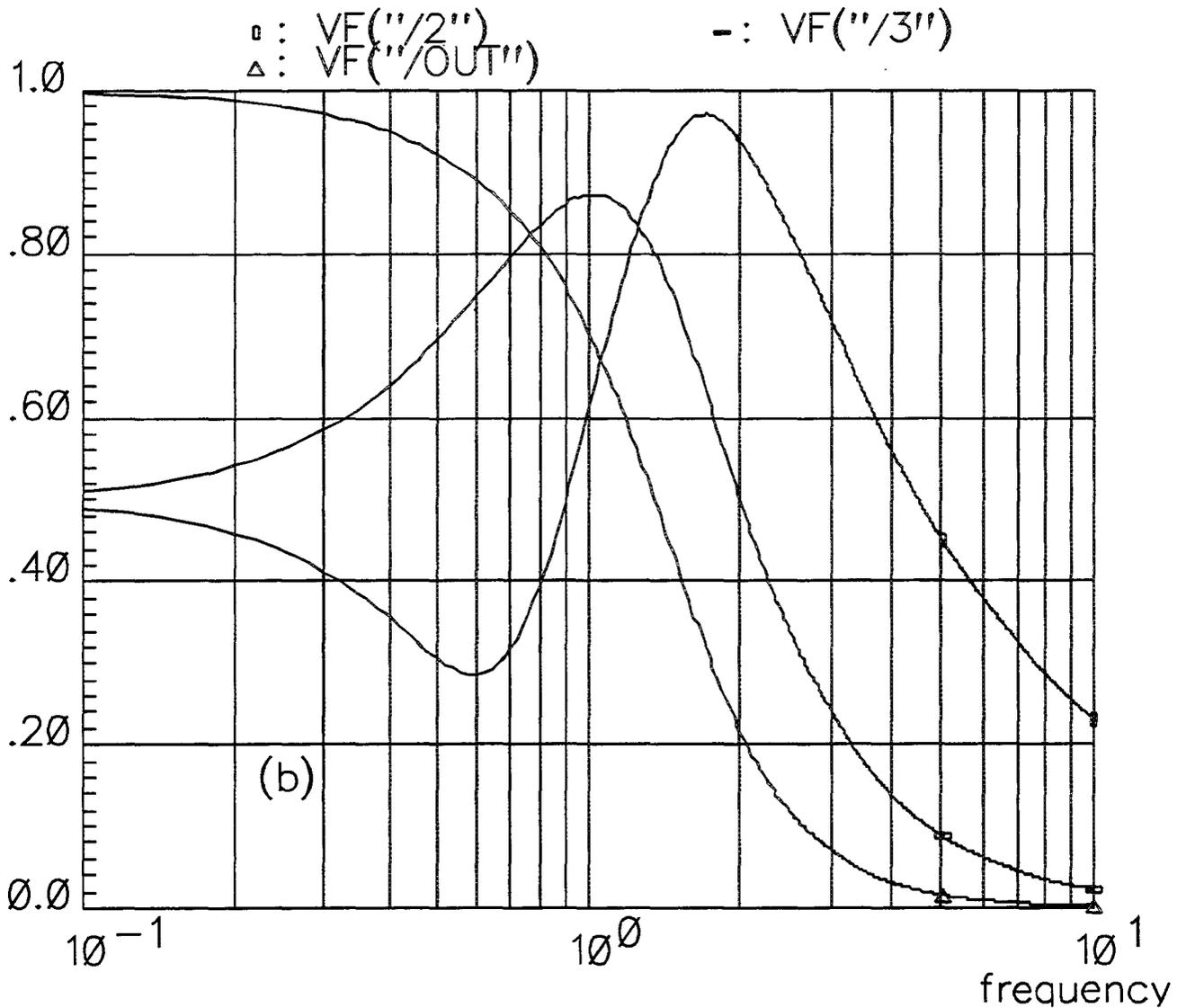


figure 2.3.7 : (b) réponse aux différents noeuds internes après égalisation

### 2.3.6 Conclusion

Cette présentation montre que tout élément constituant un filtre, quel que soit son type, peut être réalisé à l'aide de deux composants de base qui sont la transconductance et la capacité. Ceci rend la conception plus aisée, puisque limitée à l'étude du seul composant actif existant, à savoir la transconductance.

## 2.4 Etude des non-linéarités de la fonction de transfert

La première partie du chapitre a montré comment obtenir des inductances, supposées idéales, nécessaires à la synthèse des filtres. Dans cette partie, les effets des non-linéarités liées aux transconductances sur la fonction de transfert sont exposés.

### 2.4.1 Effets dus au gain statique fini

Du point de vue des petits signaux, une transconductance peut être modélisée pour les "basses fréquences" (i.e : les pôles internes sont négligés) selon la figure 2.4.1.  $Z_{in}$  représente l'impédance vue à l'entrée de la transconductance et  $Z_o$  l'impédance vue sur sa sortie.

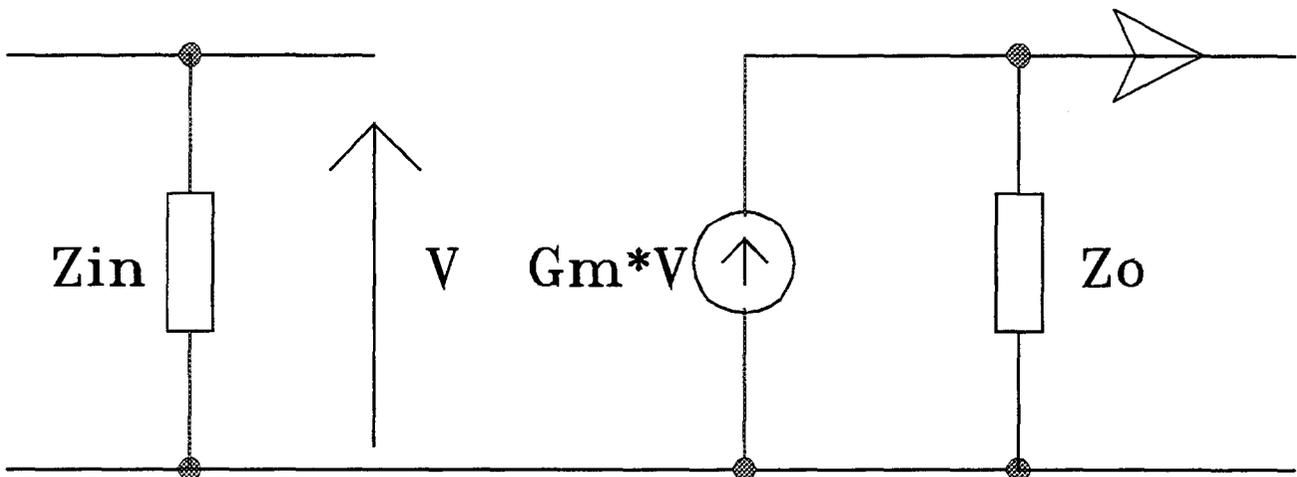


figure 2.4.1 : modélisation de la transconductance

Dans le cas d'un étage d'entrée de type GaAs,  $Z_{in}$  se réduit en général à une capacité répartie suivie en série d'une résistance répartie. L'utilisation d'un tel composant dans un filtre va associer à chaque noeud interne "n" de ce dernier une admittance ( $Y_n$ ) qui sera fonction du nombre de transconductances connectées au noeud considéré. Cette admittance sera de la forme :

$$Y_n = G_n + p \cdot C_n \quad (2.4.1)$$

La présence d'une conductance  $G_o$  sur la sortie de la transconductance fixe une valeur finie à son gain statique en tension  $A_{dc}$  selon la relation suivante :

$$A_{dc} = \frac{G_m}{G_o} \quad (2.4.2)$$

La conductance résultante au noeud n s'écrira donc sous la forme :

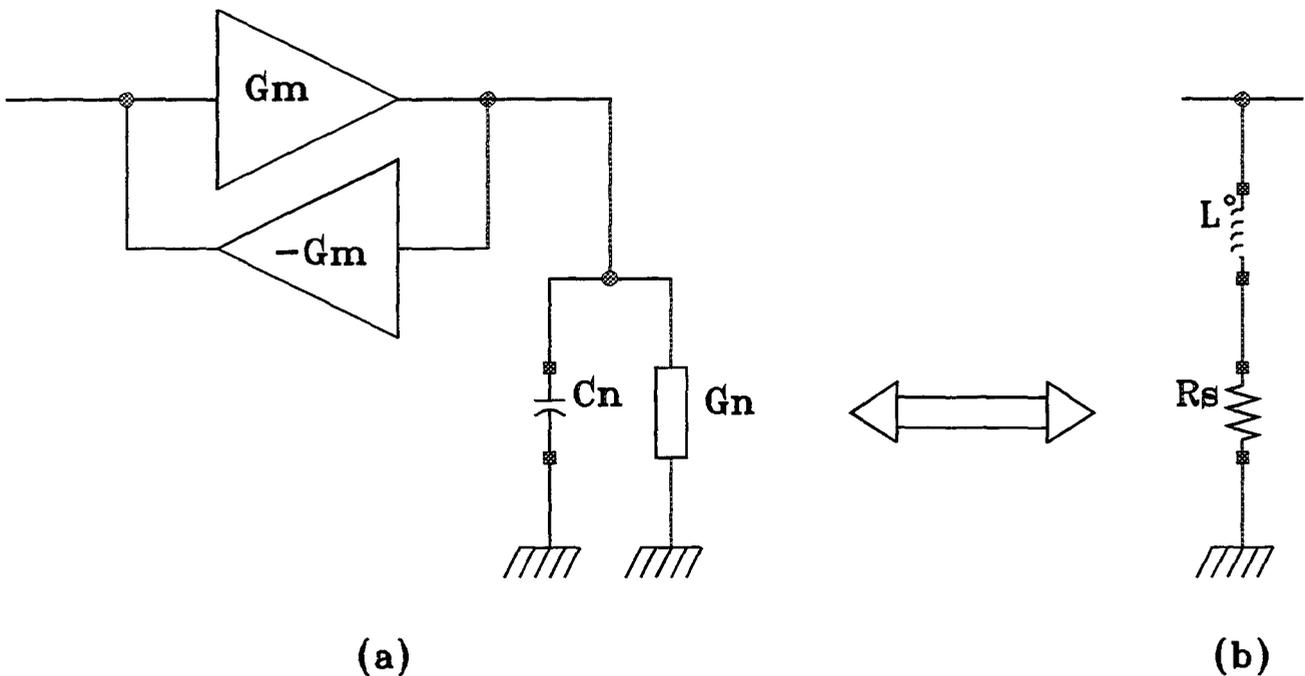
$$G_n = N_{TSn} * G_o + N_{TEn} * G_{in} \quad (2.4.3)$$

avec  $N_{TSn}$  = Nombre de sorties au noeud n.

et  $N_{TEn}$  = Nombre d'entrées reliées au noeud n.

L'application de ce résultat au calcul d'une self (figure 2.4.2.a) conduit au schéma équivalent de la figure 2.4.2.b où nous voyons apparaître une résistance de pertes positives  $R_s$  de valeur :

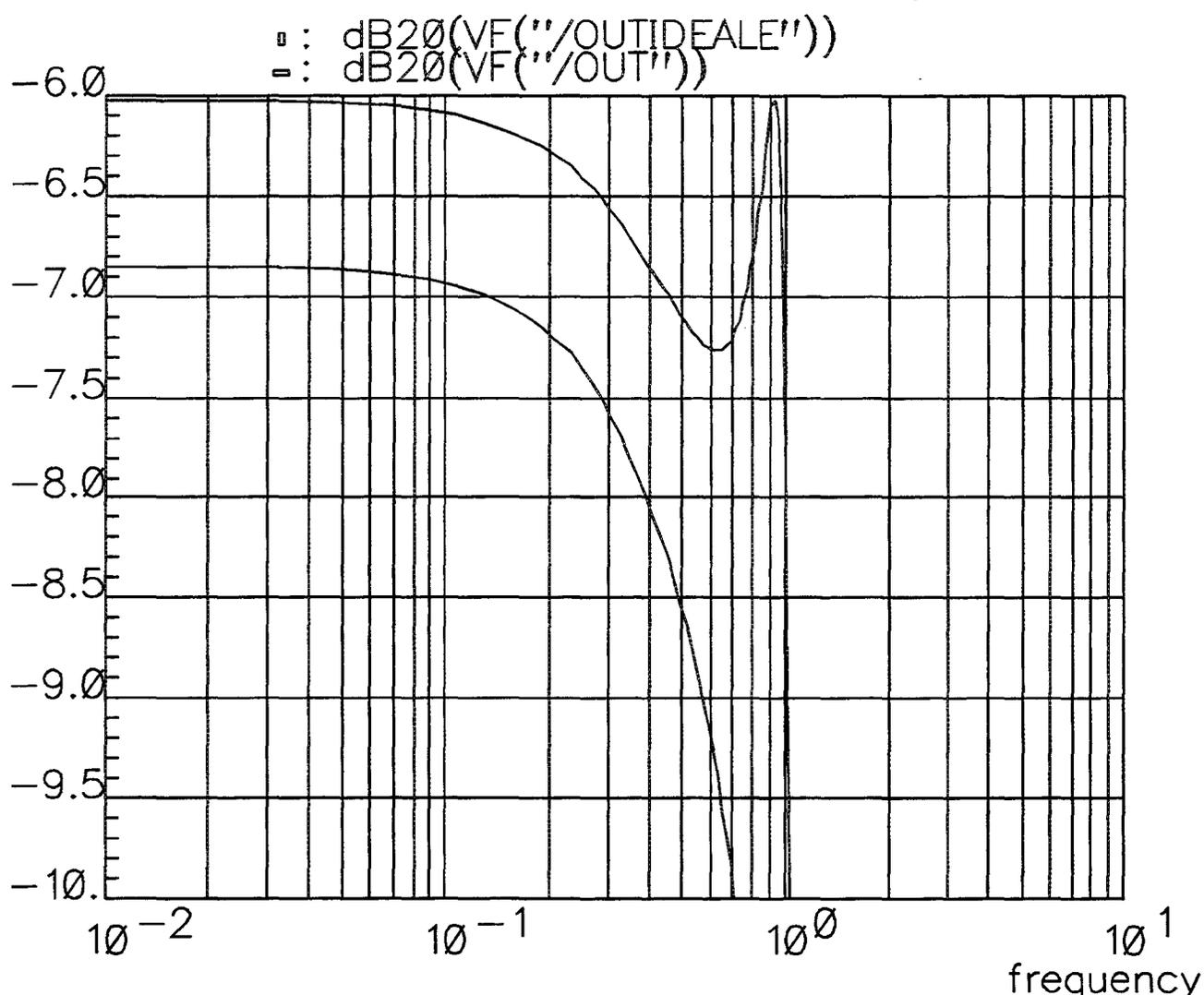
$$R_s = \frac{G_n}{Gm^2} = \frac{N_{TSn}}{Adc * Gm} + \frac{N_{TEn} * G_{in}}{Gm^2} \quad (2.4.4)$$



**figure 2.4.2 : pertes dans la self-inductance**

Cette résistance de pertes a deux effets distincts mis en évidence sur la figure 2.4.3. Nous pouvons observer :

- ▣ une erreur de gain en bande passante.
- ▣ une déformation de la caractéristique de transfert au voisinage de la fréquence de coupure.



**figure 2.4.3 : effets des pertes sur la fonction de transfert d'un filtre passe-bas CAUER du troisième ordre**

La fonction de transfert en bande passante peut être approximée par :

$$H(0) = \frac{1}{2+e} \quad (2.4.5)$$

L'expression de  $e$  dépend évidemment du type de fonction de transfert réalisé, mais son module est inversement proportionnel au gain statique  $Adc$  des transconductances. Nous pouvons donc en déduire une mesure de l'erreur de gain en bande passante :

$$He(0) = -20 \cdot \log\left(1 + \frac{e}{2}\right) \quad (2.4.6)$$

Cette mesure est bien entendu approximative et valide pour des valeurs de  $Adc$  supérieures à quelques dizaines, ce qui est réalisable en pratique. L'intérêt principal de

cette mesure est de pouvoir déterminer a priori et sans simulation quelle valeur minimale du gain statique doit être réalisée pour atteindre la précision souhaitée, ou, le cas échéant, quelle plage de variation est à prévoir pour un amplificateur à gain variable destiné à compenser ces pertes, et placé en amont du filtre.

La déformation de la fonction de transfert du filtre au voisinage de la fréquence de coupure est due à l'apparition d'un pôle basse fréquence qui occasionne une erreur de phase gênante lors de la réalisation d'intégrateurs. Cet aspect sera mentionné plus loin. Les filtres coupe-bande se comportent de la même façon en bande passante, l'expression de  $e$  étant celle du filtre passe-bas pour les fréquences inférieures à  $\omega_c$  et celle du filtre passe-haut dans le cas contraire. De plus, le gain statique fini a pour effet de diminuer la valeur de l'atténuation en bande coupée qui est idéalement infinie (figure 2.4.4).

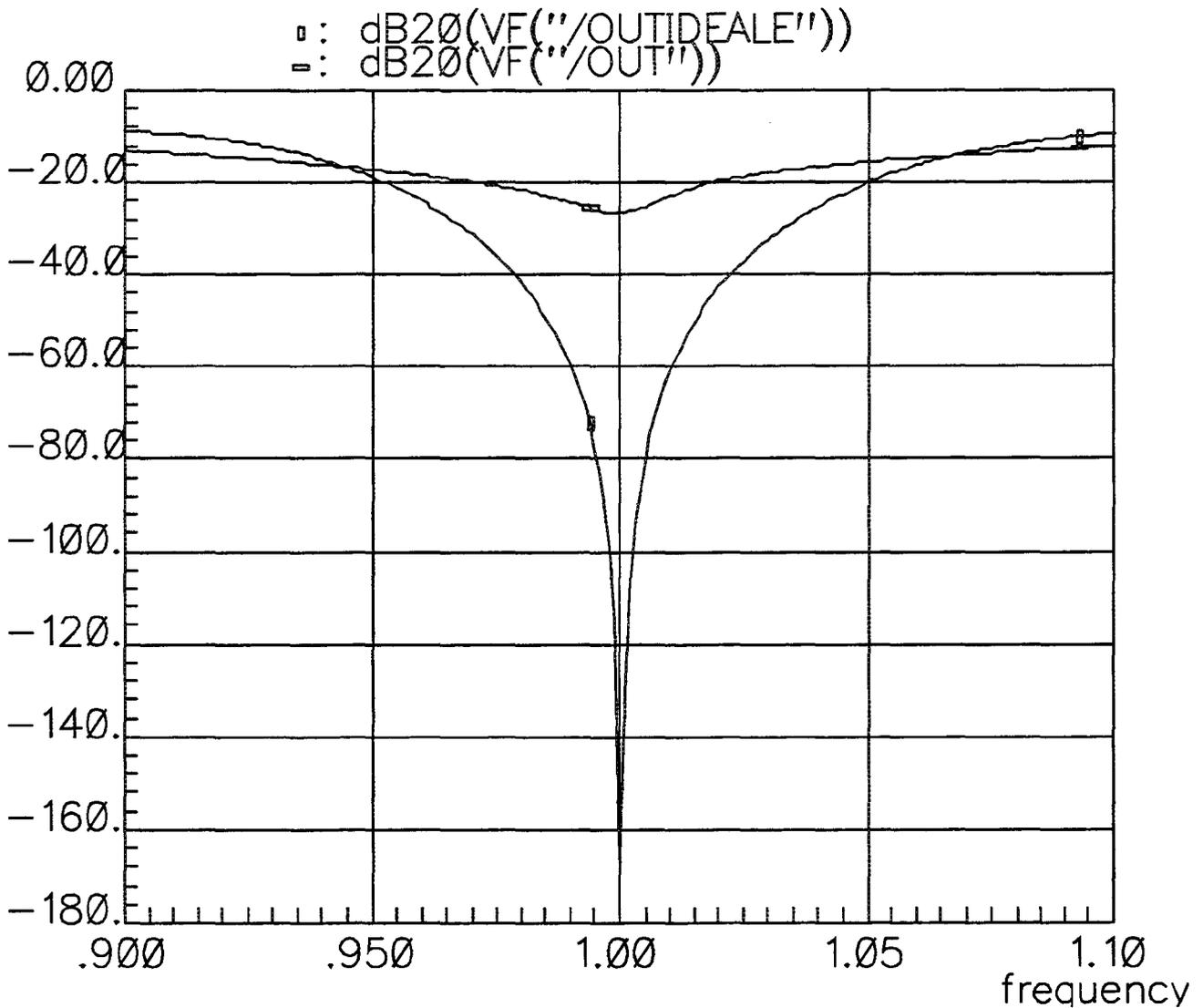


figure 2.4.4 : effets des pertes dans la self sur la fonction de transfert d'un filtre coupe-bande

Une fois le gain statique fixé, la distorsion de la caractéristique au voisinage de la fréquence de coupure peut être compensée soit par la méthode de prédistorsion dans le cas où le filtre est issu de tables numériques [2.4], soit par ajustement des valeurs de la capacité à l'aide de tout logiciel disposant de la fonction d'optimisation [2.6]. Dans ce dernier cas, l'optimisation n'est valide qu'à une fréquence de coupure donnée car la valeur de la résistance de pertes  $R_s$  est fonction de  $G_m$ .

#### 2.4.2 Influence des pôles secondaires de la transconductance

De la même façon que tout autre élément actif, la transconductance possède des pôles dits "secondaires", mais dont l'influence peut dans certains cas s'avérer gênante aux alentours de la fréquence de coupure du filtre (figure 2.4.5).

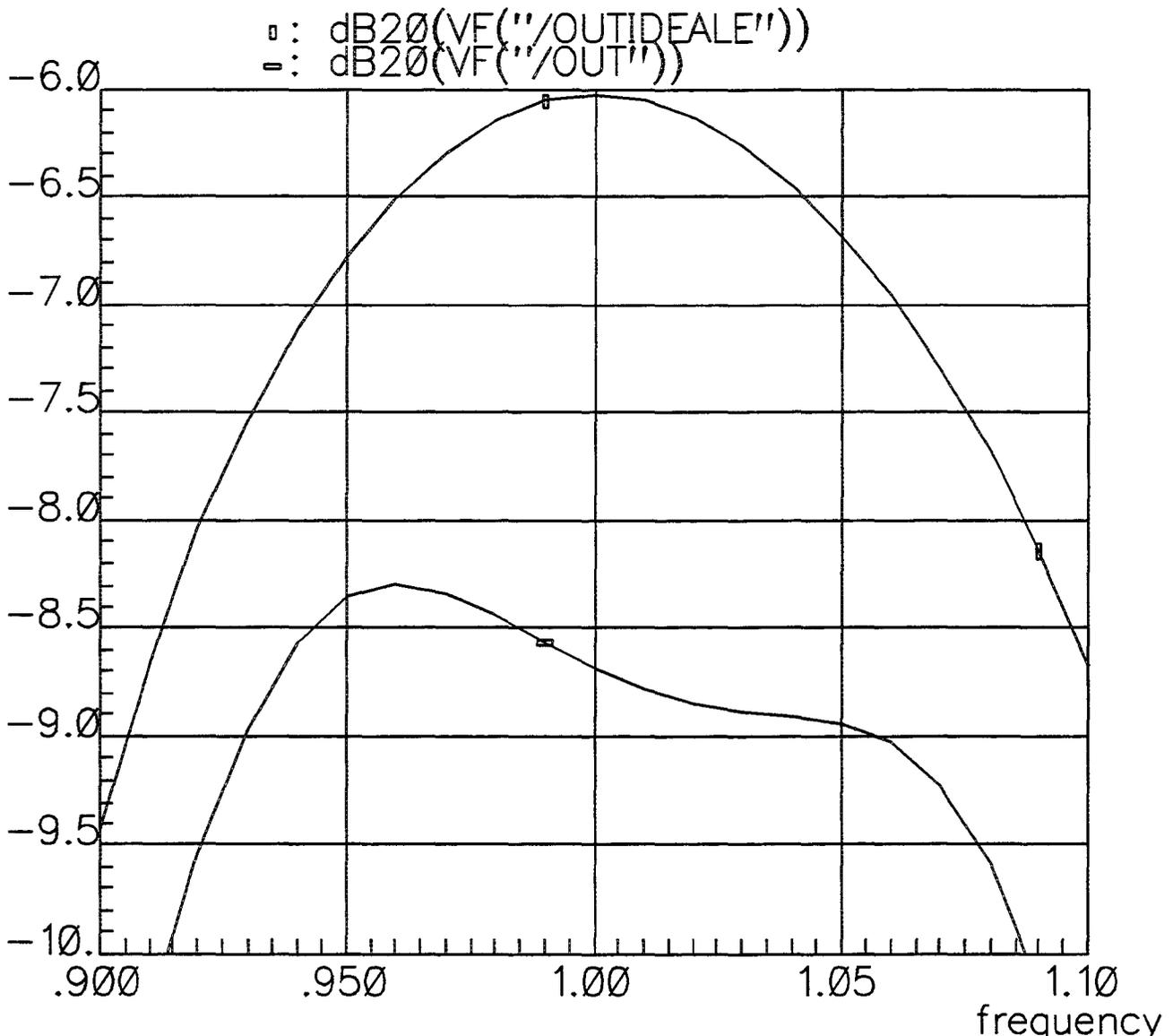


figure 2.4.5 : effets des pôles secondaires sur la fonction de transfert d'un filtre passe-bande

L'importance de cet effet dépend de la valeur relative de ces pôles par rapport à la fréquence de coupure. Il est fréquemment associé aux filtres haute fréquence, mais peut se rencontrer dans le cas de filtres "basse fréquence" à très faible niveau de bruit du fait des surfaces actives importantes des transistors.

Si l'on prend en compte le pôle secondaire  $\omega_p$ , la transconductance s'exprime de la façon suivante :

$$G_m = \frac{G_{m_{dc}}}{\left(1 + \frac{p}{\omega_p}\right)} \quad (2.4.7)$$

Cependant, il existe dans la plupart des cas plusieurs pôles pouvant parfois être proches. Un raisonnement similaire est applicable dans le cas de  $n$  pôles secondaires en introduisant la notion de pôle effectif ( $\omega_{pe}$ ), pour peu que  $\omega_{pi} \gg \omega$  avec  $i = 1 \dots n$  et que les  $\omega_{pi}$  soient suffisamment espacés. En effet, dans ce cas, les termes d'ordre élevé sont négligeables et :

$$\prod_{i=1}^n \left(1 + \frac{p}{\omega_{pi}}\right) \approx \left(1 + \sum_{i=1}^n \frac{p}{\omega_{pi}}\right) \approx \left(1 + \frac{p}{\omega_{pe}}\right) \quad (2.4.8)$$

$$\frac{1}{\omega_{pe}} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{\omega_{pi}} \quad (2.4.9)$$

L'impédance équivalente d'une self réalisée à l'aide d'un tel élément est dérivée de l'équation 2.2.7 :

$$Z_{eq} = \frac{C * p}{G_{m_{dc}}^2} * \left(1 + \frac{p}{\omega_{pe}}\right)^2 \quad (2.4.10)$$

$$Z_{eq} = \frac{C * p}{G_{m_{dc}}^2} - \frac{2 * C}{G_{m_{dc}}^2} * \left(\frac{\omega}{\omega_{pe}}\right)^2 - \frac{C * p}{G_{m_{dc}}^2} * \left(\frac{\omega}{\omega_{pe}}\right)^2 \quad (2.4.11)$$

Le premier terme de l'équation précédente correspond à la self idéale que l'on désire réaliser. Le second correspond à une résistance de pertes négative dont la valeur dépend de la fréquence. Son influence se traduit par un pic de surtension au voisinage de la fréquence de coupure, ce qui s'explique par la perturbation du coefficient de qualité du pôle associé à cet élément. Le troisième terme est généralement négligeable en bande passante et correspond à une self dépendante de la fréquence. Il pourrait cependant

devenir gênant en bande coupée, notamment pour les filtres présentant des zéros de transmission hauts en fréquence. .

Ces différentes pertes ne sont pas compensables par la méthode de prédistorsion précédemment évoquée, car elles sont fortement dépendantes de la fréquence. Leur minimisation requiert donc l'utilisation de réseaux de compensation, dont plusieurs versions basées sur différentes approches ont été publiées.

KHORRAMABADI et GRAY [2.7], et plus récemment CZARNUL et TSIVIDIS [2.8] ont proposé une méthode simple de compensation de l'effet du pôle secondaire par ajustement de la conductance de sortie. En effet, nous avons vu au paragraphe 2.4.1 que l'action de cette dernière équivaut à des pertes réelles positives. L'équation 2.4.11 montre clairement que celles liées au pôle secondaire sont réelles et négatives. L'action combinée de ces deux effets se traduit dans l'expression de l'impédance d'une self :

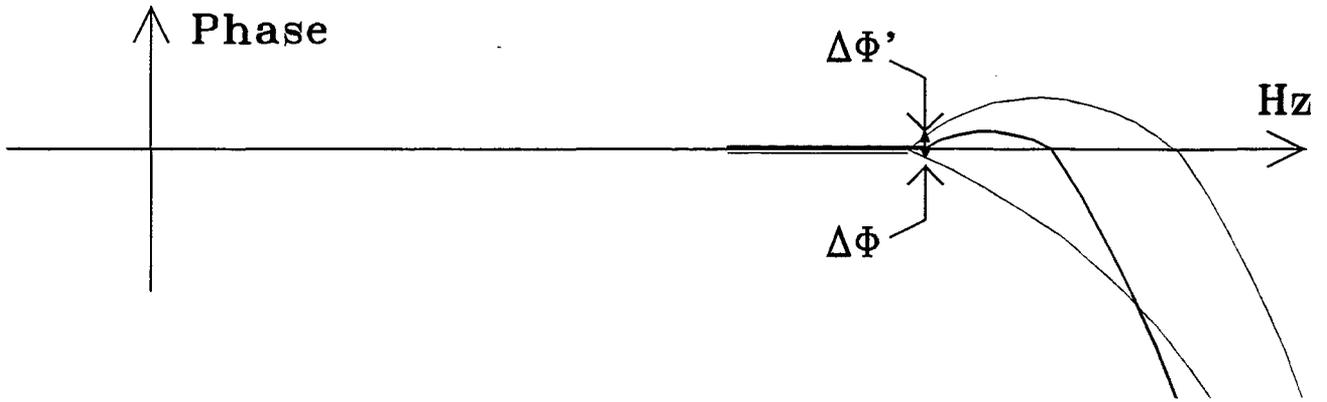
$$Z_{eq} = \frac{C * p}{G_{m_{dc}}^2} + \frac{G_o}{G_{m_{dc}}^2} - \frac{2 * C}{G_{m_{dc}}^2} * \left(\frac{\omega}{\omega_{pe}}\right)^2 \quad (2.4.12)$$

L'annulation a lieu pour :

$$G_o = 2 * C * \frac{\omega^2}{\omega_{pe}} \quad (2.4.13)$$

Elle n'est effective qu'à une fréquence bien définie (on choisira par exemple  $\omega = \omega_c$ ). Cependant, cet inconvénient n'est pas nécessairement rhédibitoire car, au voisinage de la pulsation de coupure, le coefficient de qualité peut rester suffisamment élevé pour l'application envisagée. Par contre, cela suppose que la conductance de sortie soit ajustable indépendamment de la valeur du  $G_m$ , ce qui n'est pas forcément possible pour toutes les structures de transconductance et limite de ce fait le domaine d'application de la méthode.

Afin de pallier l'inconvénient précédent, un principe basé sur l'action d'une paire pôle-zéro ajustable a été présentée par GOPINATHAN et al [2.9]. L'idée est de compenser le retard de phase  $\Delta\phi$  dû au pôle par une avance de phase  $\Delta\phi'$  dont l'amplitude est réglable par l'écart relatif entre le pôle et le zéro (figure 2.4.6). De plus, ce doublet est placé au voisinage immédiat de la fréquence de coupure. L'écart de phase  $\Delta\phi'$  est donc faible ce qui a pour conséquence de minimiser à la fois la sensibilité de la correction aux variations des éléments et la dynamique de réglage nécessaire.



**figure 2.4.6 : méthode de compensation par avance de phase**

En pratique, ce réseau de compensation est implémenté sous la forme de deux circuits R-C série dont la résistance est simulée par un transistor MOSFET opérant en régime triode. L'action sur les tensions de grille permet de régler l'écart relatif entre les constantes de temps. En réalité, un tel dispositif crée deux doublets pôle-zéro, mais un choix judicieux des éléments permet de rejeter hors bande le pôle et le zéro non désirés. Bien que séduisante, cette méthode peut poser des problèmes de réalisation pratique du zéro, selon la structure de transconductance utilisée. Ce problème nous a conduits à développer une méthode équivalente qui sera présentée au chapitre 4.

### 2.4.3 Effet d'un zéro dans le demi-plan droit

Les inévitables capacités de recouvrement  $C_{rec}$  entre la grille et la source ou le drain des transistors MOSFET ou MESFET, ou la capacité  $C_u$  des bipolaires (figure 2.4.7) utilisés sur les entrées de la transconductance, créent dans certains cas de figure un zéro à partie réelle positive, dont l'influence sur  $G_m$  est décrite par :

$$G_m = G_{m_{dc}} \left( 1 - \frac{p}{\omega_z} \right) \quad (2.4.14)$$

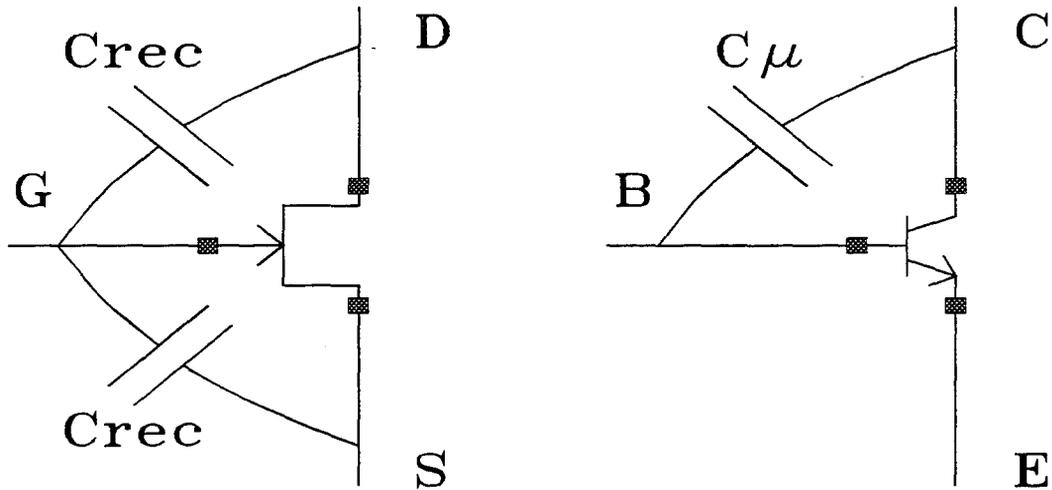


figure 2.4.7 : capacités parasites sur les transistors  
MESFET ou MOSFET et BIPOLAIRE

Pour  $\omega_z \gg \omega$ , l'impédance de la self réalisée à l'aide d'une capacité C et d'un gyrateur est dérivée de l'équation 2.4.11 :

$$Z_{eq} = \frac{C * p}{Gm_{dc}^2} - \frac{2 * C}{Gm_{dc}^2} * \left(\frac{\omega}{\omega_z}\right)^2 - \frac{C * p}{Gm_{dc}^2} * \left(\frac{\omega}{\omega_z}\right)^2 \quad (2.4.15)$$

Les conclusions de la partie précédente s'appliquent aussi dans ce cas. Cependant, la valeur généralement très faible des constantes de temps fait que cet effet est le plus souvent négligé. Notons dès à présent que la méthode de compensation qui sera décrite par la suite annule totalement l'effet de cette capacité.

## 2.5 Etude des dérives de la fonction de transfert

Nous allons à présent donner un aperçu des problèmes qui se posent lorsque l'on considère la fonction de filtrage dans son ensemble et du point de vue d'un produit fini. Les contraintes liées aux dispersions des caractéristiques du procédé de fabrication seront évoquées, ainsi que les sources possibles de désappariement dont les effets se répercutent sur la fonction de transfert.

### 2.5.1 Dérives du procédé de fabrication, dérives en température

Du fait de dispersions sur divers paramètres technologiques, un filtre fabriqué n'a que peu de chances de présenter les caractéristiques en fréquence définies lors de sa conception. En effet, les incertitudes sur la valeur des capacités servant à réaliser les capacités fonctionnelles, ainsi que les variations du paramètre de transconductance  $\beta$  ( $\text{Amp/V}^2$ ) et

de la tension de seuil  $V_T$  des transistors constituant la transconductance sont à l'origine de fortes dérives de la fréquence de coupure  $f_0$  du filtre. Cette dernière s'exprime comme suit :

$$f_0 = \frac{G_m}{2 * \Pi * C} \quad (2.5.1)$$

Nous pouvons à partir de l'équation précédente exprimer les variations relatives de  $f_0$  induites par les dérives du procédé dans le cas le plus défavorable :

$$\frac{\Delta f_0}{f_0} = \frac{\Delta G_m}{G_m} + \frac{\Delta C}{C} \quad (2.5.2)$$

La valeur de  $\Delta C/C$  est spécifiée par le fondeur pour le cas le plus défavorable, et vaut typiquement +/- 20 %. En pratique cependant, cette variation est moindre et se situe autour de quelques unités pour cent, en fonction de la maîtrise du procédé du fabricant.

Par contre, l'estimation de  $\Delta G_m/G_m$  n'est pas directe car ce paramètre dépend du type de transconductance choisi. En effet, dans le cas où cette dernière est basée sur des transistors MESFET en régime de saturation (par exemple une paire différentielle simple polarisée par un courant constant  $I_D$ ), la transconductance s'écrit :

$$G_{m_s} = \sqrt{\beta_s * I_b * \frac{W}{L}} \quad (2.5.3)$$

et dans le cas où le transistor est utilisé en régime triode (paire différentielle dégénérée), l'expression devient :

$$G_{m_t} = \beta_t * \frac{W}{L} * (V_c - V_T)^2 \quad (2.5.4)$$

Les paramètres de transconductance  $\beta_s$  (Amp/V<sup>2</sup>) et  $\beta_t$  (Amp/V) dépendent de la structure,  $V_c$  est la tension de commande appliquée sur la grille du transistor,  $V_T$  est la tension de seuil du transistor.

En supposant le courant  $I_D$  et la tension  $V_c$  fixés a priori, nous pouvons exprimer les variations relatives de la façon suivante :

$$\frac{\Delta G_{m_s}}{G_{m_s}} = \frac{1}{2} * \left( \frac{\Delta \beta_s}{\beta_s} + \frac{\Delta W/L}{W/L} \right) \quad (2.5.5)$$

et :

$$\frac{\Delta G_{m_t}}{G_{m_t}} = \frac{\Delta \beta_t}{\beta_t} + \frac{\Delta W/L}{W/L} - 2 \frac{\Delta V_T}{V_T} \quad (2.5.6)$$

Le cas le plus défavorable correspond à un effet cumulatif des différentes erreurs dans l'équation (2.5.6). Il est clair, au vu de ces expressions, que la transconductance réalisée à l'aide de transistors en régime triode présente une sensibilité supérieure aux variations des paramètres technologiques. Leur mesure au premier ordre permet de définir une plage minimale de variation du Gm capable de compenser à coup sûr ces erreurs. Nous pouvons en première approximation négliger les erreurs dimensionnelles sur W et L. Une application numérique avec les valeurs numériques suivantes :

$$\frac{\Delta \beta_s}{\beta_s} = \pm 25 \% ; \frac{\Delta \beta_t}{\beta_t} = \pm 25 \% \text{ et } \frac{\Delta V_T}{V_T} = \pm 55\% \quad (2.5.7)$$

donne, dans le cas le plus défavorable :

$$\frac{\Delta G_{m_s}}{G_{m_s}} = \pm 12.5 \% \text{ et } \frac{\Delta G_{m_t}}{G_{m_t}} = \pm 135 \%$$

De même, il convient de prendre en compte l'effet des dérives induites par les variations de la température de fonctionnement du circuit. Ces dérives affectent notamment la tension de seuil  $V_T$  et les paramètres de transconductance  $\beta_s$  et  $\beta_t$ . Posons :

$$\beta(T) = \beta_o * 1.01^{\text{betatce}(T-Tnom)} \quad (2.5.8)$$

soit :

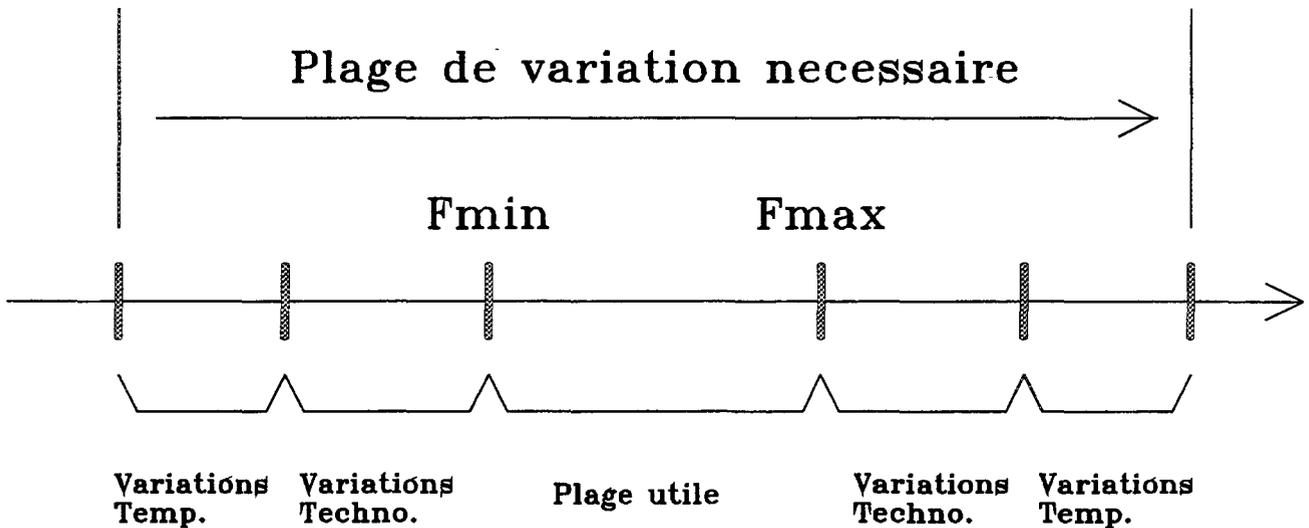
$$\frac{\Delta \beta}{\Delta T} = \text{betatce} * \ln(1.01) * \beta(T) \quad (2.5.9)$$

$$V_T(T) = V_{T_o} - v_{totc} * (T - Tnom) \quad (2.5.10)$$

soit :

$$\frac{\Delta V_T}{\Delta T} = - v_{totc} \quad (2.5.11)$$

L'indice "o" s'applique aux grandeurs définies à température ambiante, betatce est compris entre -0.26 et -0.28 tandis que v<sub>totc</sub> est compris entre 0.9 mV/°K et 1.18 mV/°K. D'un point de vue pratique, la plage de variation nécessaire de la fréquence de coupure schématisée à la figure 2.5.1 devra tenir compte de ces différents effets.



**figure 2.5.1 : détermination de la plage d'accord nécessaire**

Afin d'assurer le contrôle de la fréquence de coupure du filtre, le circuit doit comporter un système d'asservissement des constantes de temps internes à une référence extérieure. A cette fin, il existe deux méthodes connues sous les dénominations d'asservissement direct et indirect.

### 2.5.2 Asservissement de la fréquence de coupure par la méthode directe

Le premier principe est schématisé à la figure 2.5.2a. Il consiste en la comparaison de la référence externe avec l'information issue du filtre attaqué par cette dernière au cours d'une phase dite de calibrage. La grandeur de commande  $V_c$  ainsi générée est stockée à l'aide de la fonction HOLD afin d'être présente lors de la phase active de fonctionnement. L'inconvénient majeur de ce cas de figure est la nature discontinue du point de vue système de la fonction de filtrage, et ce malgré l'utilisation d'un filtre continu. Ce dernier, rhédibitoire pour certaines applications, est partiellement éliminé par la configuration de la figure 2.5.2b qui met à profit le fonctionnement entrelacé de deux filtres. Ceci s'effectue bien entendu au prix d'une surface et d'une complexité accrues de l'ensemble du circuit. A contrario, la précision de l'asservissement est optimale dans ces deux cas, ceci étant dû au fait que l'action d'asservissement s'effectue directement sur l'élément qui réalise la fonction de filtrage. Cependant, les filtres utilisés étant à réponse impulsionnelle infinie, il convient dans les deux cas précédents d'attendre un temps relativement long afin que le circuit se stabilise après la commutation. Ceci limite le domaine d'application de cette méthode à quelques circuits très spécifiques.

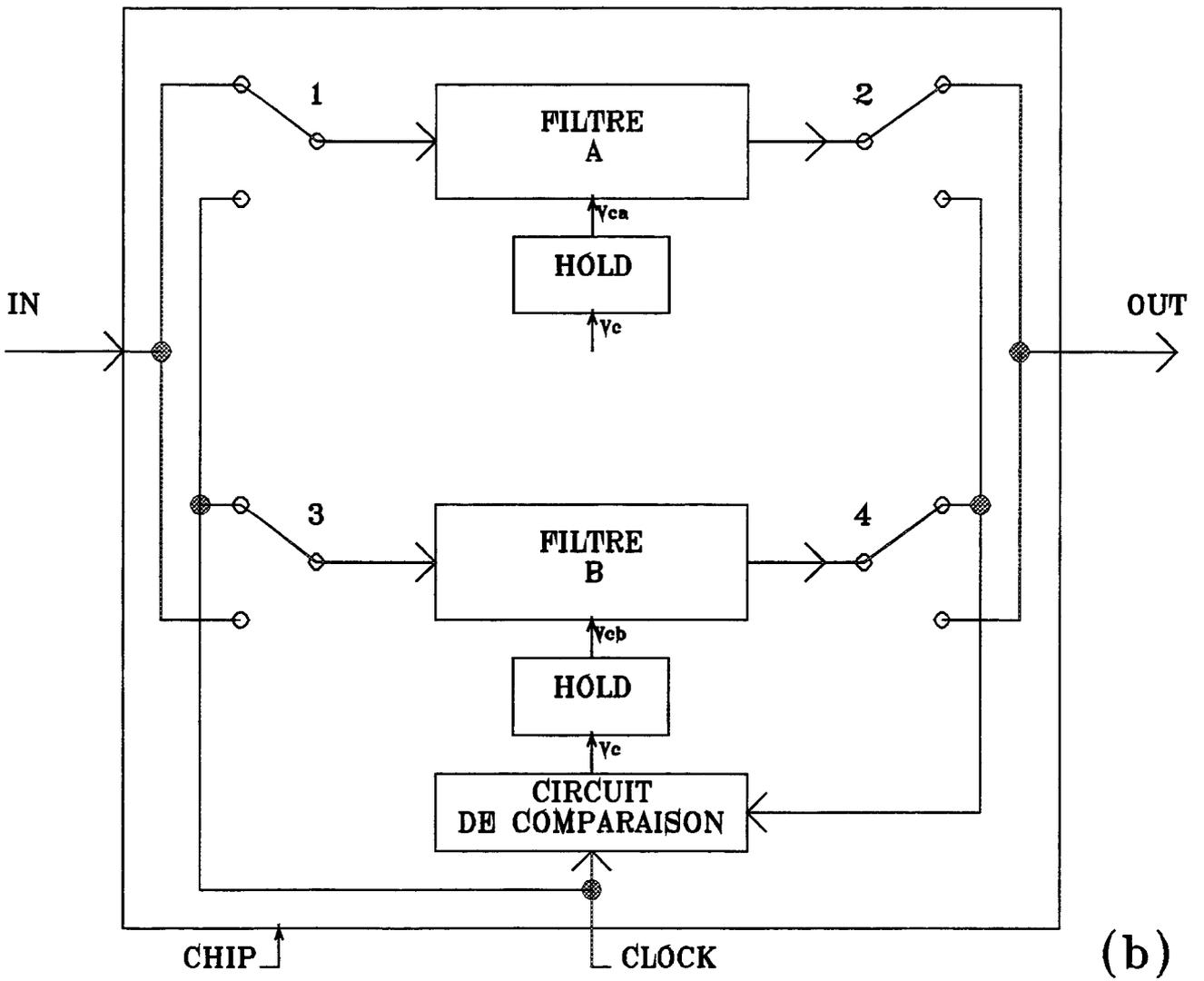
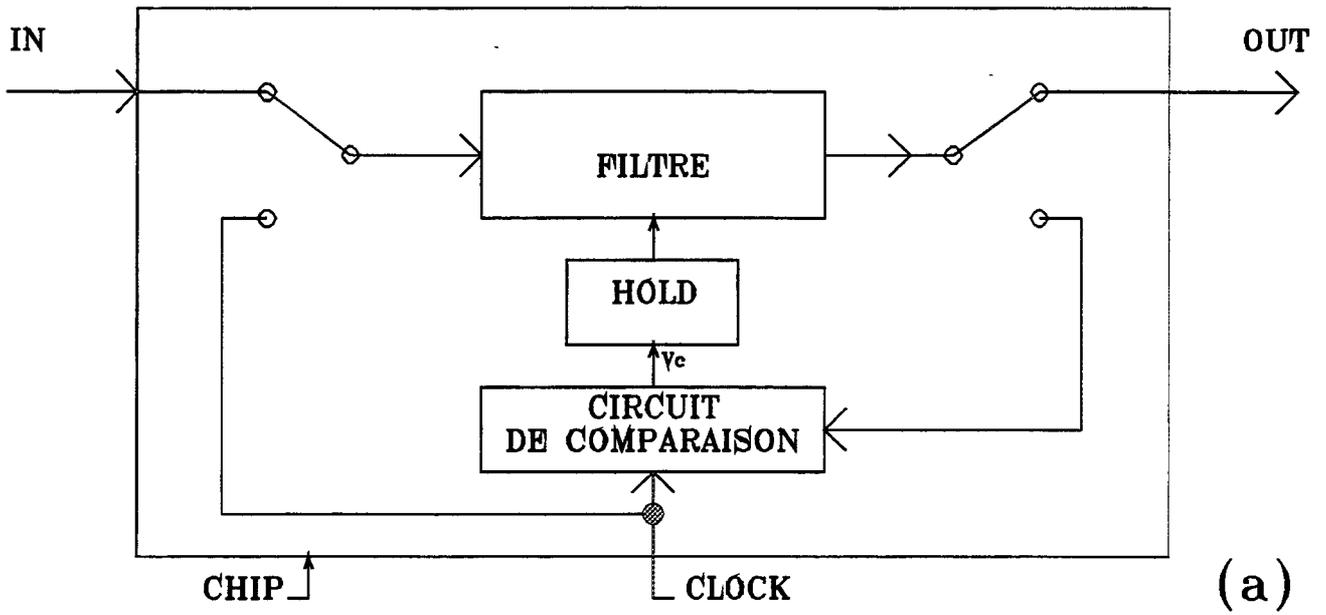
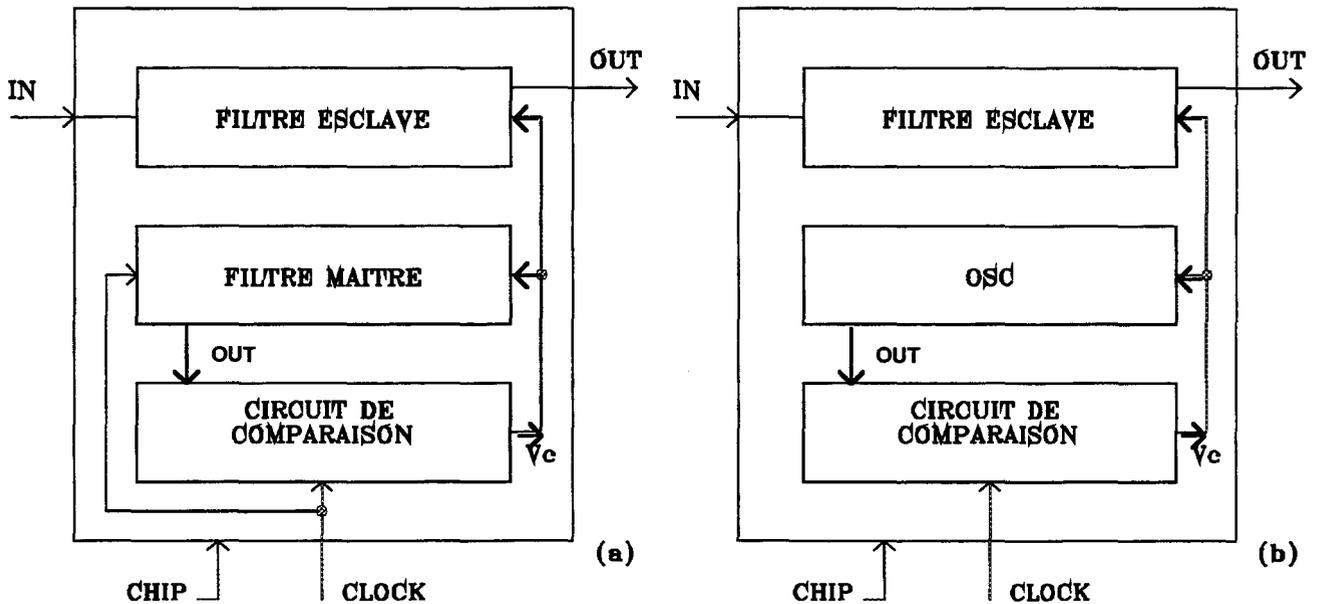


figure 2.5.2 : méthodes d'asservissement direct :  
 (a) échantillonnée (b) continue

### 2.5.3 Asservissement de la fréquence de coupure par la méthode indirecte

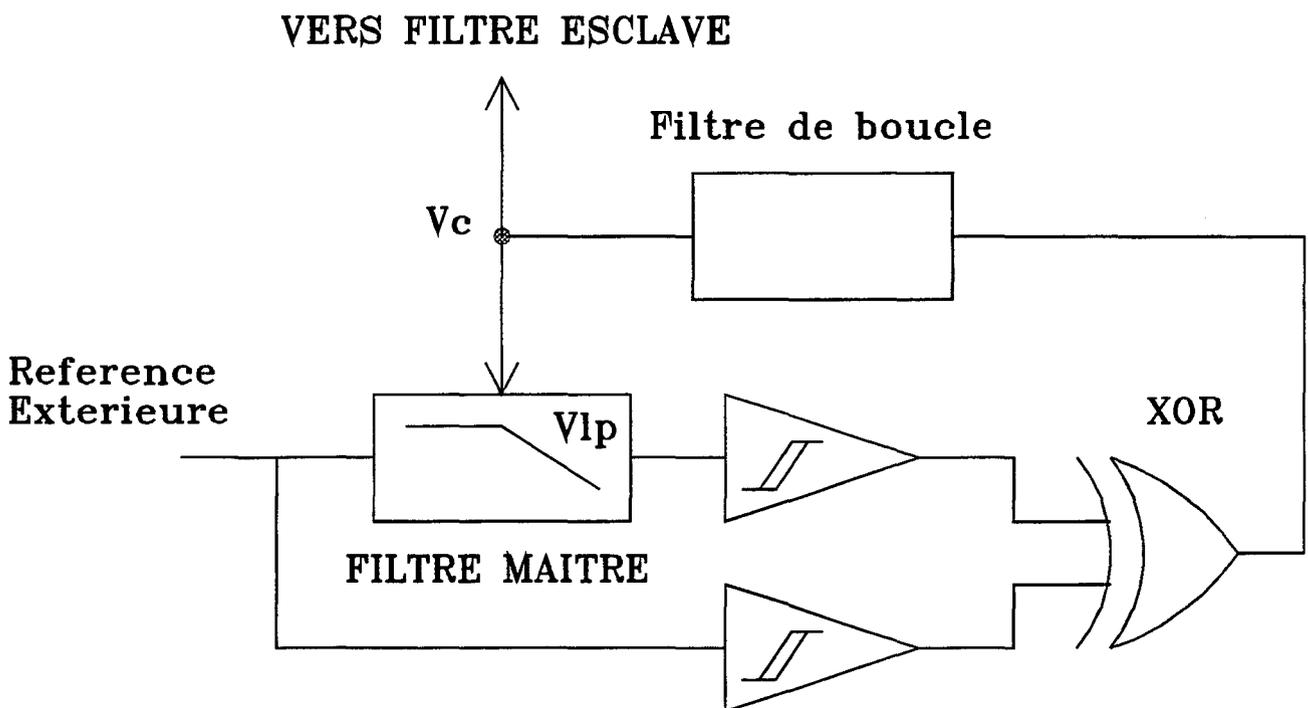
Nous étudierons plus en détail le cas de la méthode indirecte pour laquelle l'asservissement à la référence extérieure est réalisé sur un élément indépendant dit "maître". Ce dernier peut être soit un filtre (figure 2.5.3a), donnant lieu à une boucle verrouillée en fréquence (FLL), soit un oscillateur contrôlé en tension (VCO) (figure 2.5.3b) inséré dans une boucle à verrouillage de phase (PLL). Comme précédemment, la comparaison génère une grandeur de commande  $V_c$  qui est directement copiée sur le filtre esclave. Ce dernier n'est donc plus affecté par une phase de calibrage et le système présente de ce fait un fonctionnement totalement continu.



**figure 2.5.3 : méthodes d'asservissement indirect :**  
**(a) filtre maître (FLL) (b) VCO maître (PLL)**

Dans le premier cas, il s'agit d'un filtre passe-bas généralement du second ordre. La comparaison s'effectue sur la phase existant entre le signal de référence de fréquence connue et la sortie du filtre attaqué par ce même signal. Le comparateur agit sur la commande  $V_c$  jusqu'à ce que la phase entre les signaux ait atteint une valeur prédéterminée  $\phi_{ref}$ . A ce moment là, les constantes de temps internes au maître et à l'esclave sont identiques (à un coefficient près le cas échéant) et la fréquence de coupure de l'esclave est ainsi fixée avec précision. Il est clair que cette méthode nécessite un appariement aussi parfait que possible entre maître et esclave, ce qui impose le choix des mêmes structures de base dans les deux cas. Un schéma typique plus détaillé d'une telle boucle est donné à la figure 2.5.4. La comparaison de phase est effectuée à l'aide d'une porte logique de type OU exclusif complémenté (XNOR), la mise en forme des signaux à comparer étant assurée par des comparateurs de tension. Cette configuration est donc théoriquement insensible à l'amplitude des signaux. Par contre, tout décalage de phase

présent sur l'entrée du comparateur sera à l'origine d'une erreur sur la fréquence d'accord du filtre esclave puisque le filtre maître sera forcé d'ajuster sa pulsation de coupure  $\omega_0$  afin que la somme des déphasages égale la valeur prédéterminée  $\phi_{ref}$ . Ce décalage de phase a de multiples origines. Par exemple, une différence entre les niveaux de basculement sur chaque entrée créera un retard dans le changement d'état des comparateurs qui sera perçu comme un déphasage par le OU exclusif. De la même façon, les temps de montée et de descente des circuits de mise en forme (qui ne sont pas nécessairement identiques) ne sont plus négligeables à des hautes fréquences et seront la cause de délais dans les changements d'état qui auront les mêmes conséquences que précédemment. Il est de la plus grande importance que la structure du comparateur de phase soit aussi peu sensible que possible à ces effets.



**figure 2.5.4 : synoptique d'une boucle FLL**

Pour peu que l'on connaisse la fonction de transfert du filtre maître, il est facile de chiffrer l'erreur d'accord résultante d'un décalage de phase ( $\phi_{off}$ ). Un exemple de réalisation à base de transconductances d'un tel circuit est proposé figure 2.5.5. Sa fonction de transfert s'écrit :

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = \frac{Gm1/Gm4}{1 + \frac{Gm2 * C2 * p}{Gm3 * Gm4} + \frac{C1 * C2 * p^2}{Gm3 * Gm4}} \quad (2.5.12)$$

que l'on peut écrire sous la forme canonique :

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = \frac{K_{LP}}{1 + \frac{2 * m * p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}} \quad (2.5.13)$$

$$\text{avec } \omega_0 = \sqrt{\frac{Gm3 * Gm4}{C1 * C2}}$$

$$m = \frac{1}{2} * \sqrt{\frac{Gm2^2 * C2}{Gm3 * Gm4 * C1}} \text{ et } K_{LP} = \frac{Gm1}{Gm4}$$

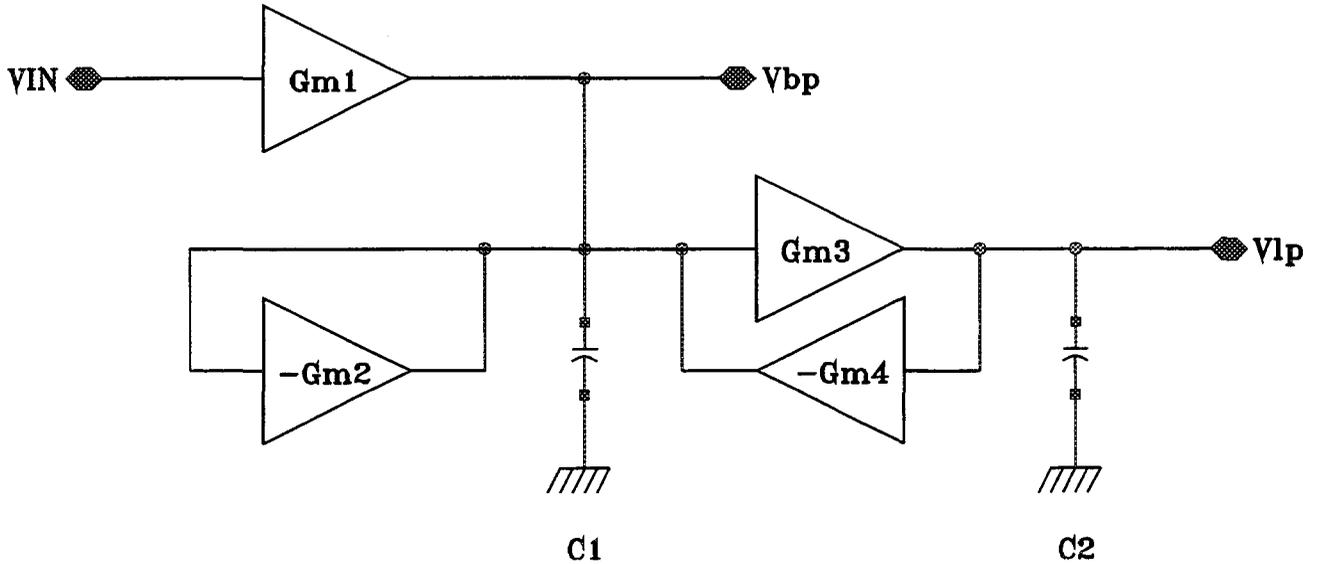


figure 2.5.5 : exemple de réalisation du filtre maître

L'erreur en fréquence  $\Delta f = \omega_{ext} - \omega_0$  occasionnée par  $\phi_{off}$  est déterminée par l'expression suivante :

$$-\tan(\phi_{ref} - \phi_{off}) = \frac{2 * m * \omega / \omega_0}{1 - (\omega / \omega_0)^2} \quad (2.5.14)$$

Il est donc souhaitable d'utiliser des circuits peu amortis ( $m < 0.5$ ) afin que la rotation de phase très rapide qui les caractérise rende les offsets de phase peu influents. Ceci est réalisé en diminuant d'un facteur  $F$  la valeur de  $Gm1$  et  $Gm2$  ( $Gm3 = Gm4$ ,  $Gm1 = Gm2 = Gm3/F$ ).  $Gm3$  et  $Gm4$  restent par ailleurs inchangés afin de fixer la fréquence de coupure tout en maintenant un bon degré d'appariement avec le filtre esclave. La valeur exacte de  $F$  importe peu pourvu qu'elle soit suffisante pour satisfaire aux contraintes de précision sur l'asservissement. Une solution alternative consiste en l'utilisation d'une boucle à verrouillage de phase (PLL) pour réaliser l'élément maître. Le schéma de principe est présenté à la figure 2.5.6.

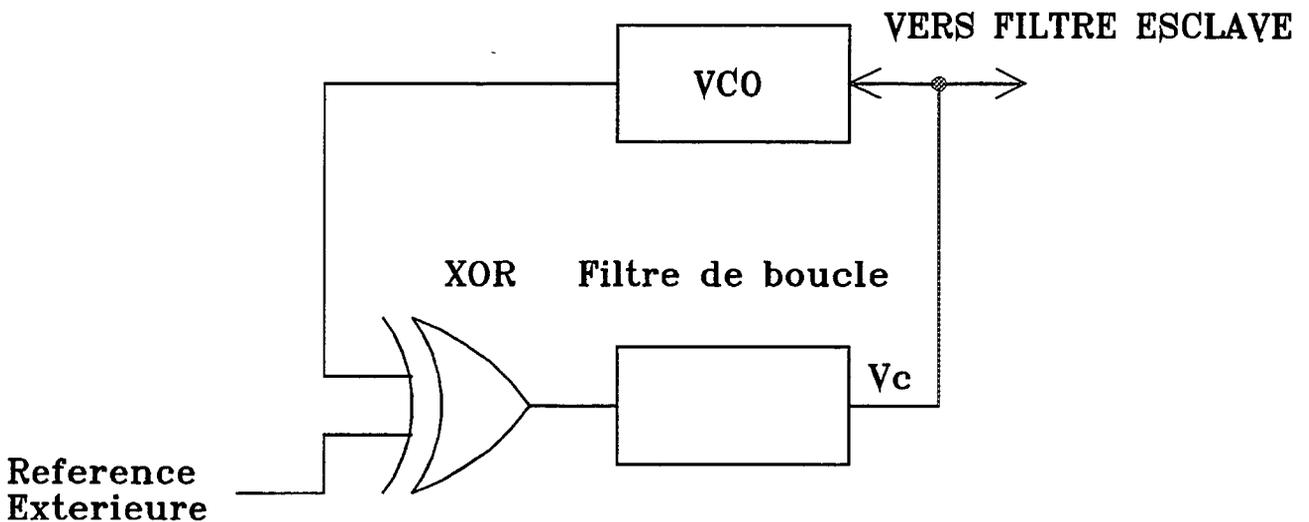


figure 2.5.6 : synoptique de la PLL

Comme précédemment, la comparaison s'effectue sur la phase entre le signal issu de l'oscillateur commandé (VCO) et la référence externe, mais dans ce cas précis, la commande  $V_c$  agit tant que les deux fréquences ne sont pas identiques. Une fois l'égalité réalisée, les constantes de temps internes du maître et de l'esclave sont identiques et la fréquence de coupure de ce dernier est ainsi fixée. De la même façon qu'auparavant, le paramètre critique est le degré d'appariement que l'on peut atteindre entre maître et esclave. Notons dès à présent que d'éventuels décalages de phase au niveau du comparateur n'affectent en rien la précision de l'asservissement puisque celui-ci est réalisé par égalisation de deux fréquences, ce qui constitue un avantage par rapport à la configuration précédente.

Dans la pratique, la difficulté de réalisation se situe notamment au niveau de l'obtention d'un oscillateur de bonne qualité. Il est en effet fondamental que la fréquence d'oscillation ne soit pas influencée par la valeur de son amplitude, condition difficile à satisfaire du fait des inévitables non-linéarités des composants actifs mis en oeuvre. La figure 2.5.7 présente une structure possible qui est en fait l'équivalent d'un circuit LC accordé, la self étant simulée par le réseau  $Gm1$ ,  $Gm2$  et  $C2$ .

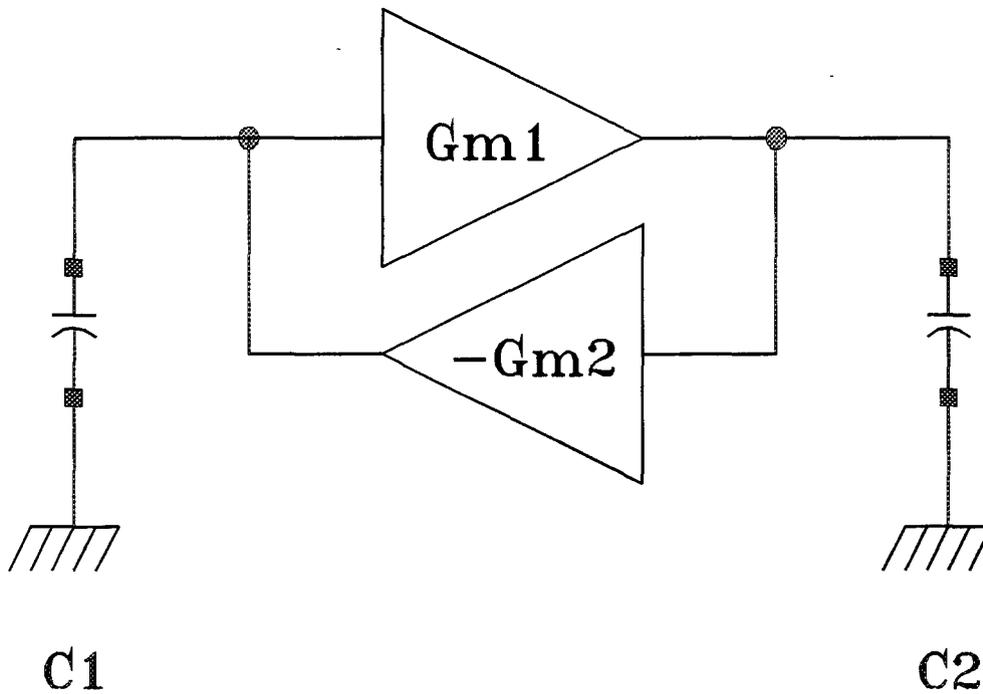


figure 2.5.7 : oscillateur Gm-C idéal

La pulsation d'oscillation est donnée par :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L * C}} = \sqrt{\frac{Gm1 * Gm2}{C1 * C2}} \quad (2.5.15)$$

Cependant, la valeur finie de la conductance de sortie  $g_0$  des transconductances est à l'origine de pertes qui amortissent très rapidement l'oscillation. Il est donc nécessaire de prévoir un réseau de compensation destiné à entretenir l'oscillation par le biais d'une fourniture d'énergie égale à la somme des pertes, toutes origines confondues. Ces dernières sont modélisées par la conductance  $G_{eq}$ . Ce réseau est implémenté sous la forme d'une conductance négative  $-G$  mise en parallèle sur le circuit LC (figure 2.5.8) et dont la valeur satisfait en première approximation à l'équation suivante :

$$G = G_{eq}(\omega_0) = g_{01} + k * g_{02} \text{ avec } k = \frac{C1}{C2} \quad (2.5.16)$$

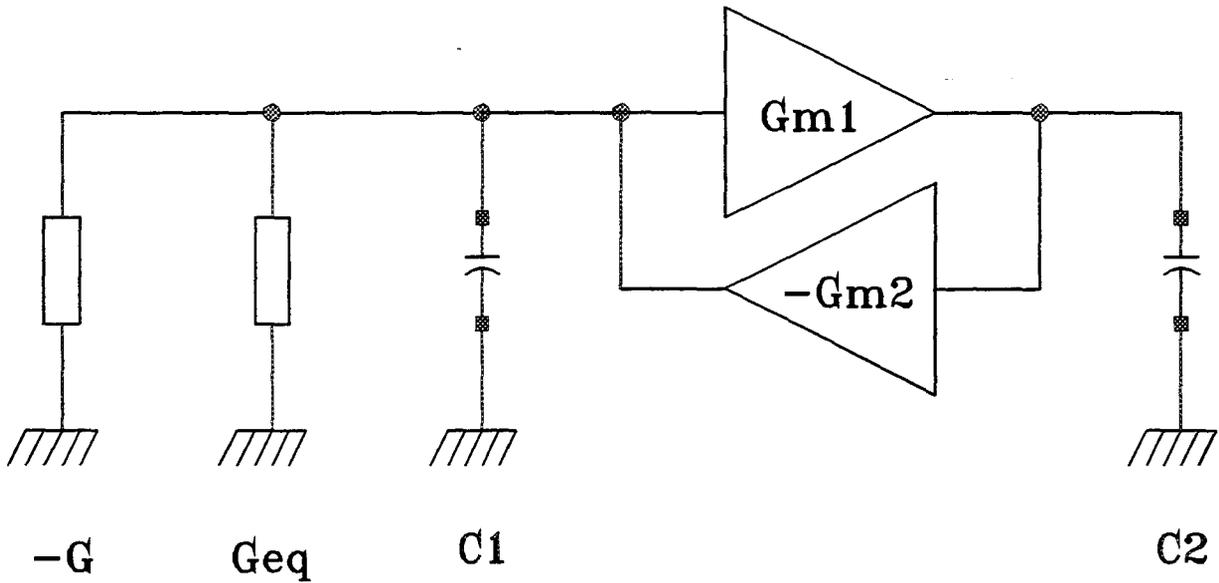


figure 2.5.8 : oscillateur Gm-C avec pertes

Il est évidemment illusoire d'espérer satisfaire cette égalité dans un circuit réel, et il faut par conséquent considérer que l'expression précédente donne la valeur minimale de la conductance négative nécessaire à l'obtention d'une oscillation. Nous nous trouvons alors en présence d'un circuit surcompensé et l'amplitude de l'oscillation augmente jusqu'à saturation des éléments actifs provoquant l'écrêtage du signal. De ce fait, un système permettant la conservation d'un bilan énergétique nul doit être ajouté à cet élément afin de garantir l'obtention d'un signal aussi parfaitement sinusoïdal que possible. Cette fonction de limitation est réalisée à l'aide d'une conductance non-linéaire dont la caractéristique est présentée figure 2.5.9. La zone de pente négative ( $-G$ ) garantit le démarrage de l'oscillateur, alors que celle de pente positive ( $G'$ ) agit en tant que régulateur d'énergie, et donc d'amplitude. Il y a fourniture d'énergie dans les quadrants  $W+$  et absorption dans les quadrants  $W-$ . L'oscillation d'amplitude  $V_0$  est obtenue une fois l'égalité des énergies réalisée, et dépend des paramètres  $G$ ,  $G'$  et  $V_k$  ( $V_z$  étant fonction linéaire de  $G$ ,  $G'$  et  $V_k$ ).

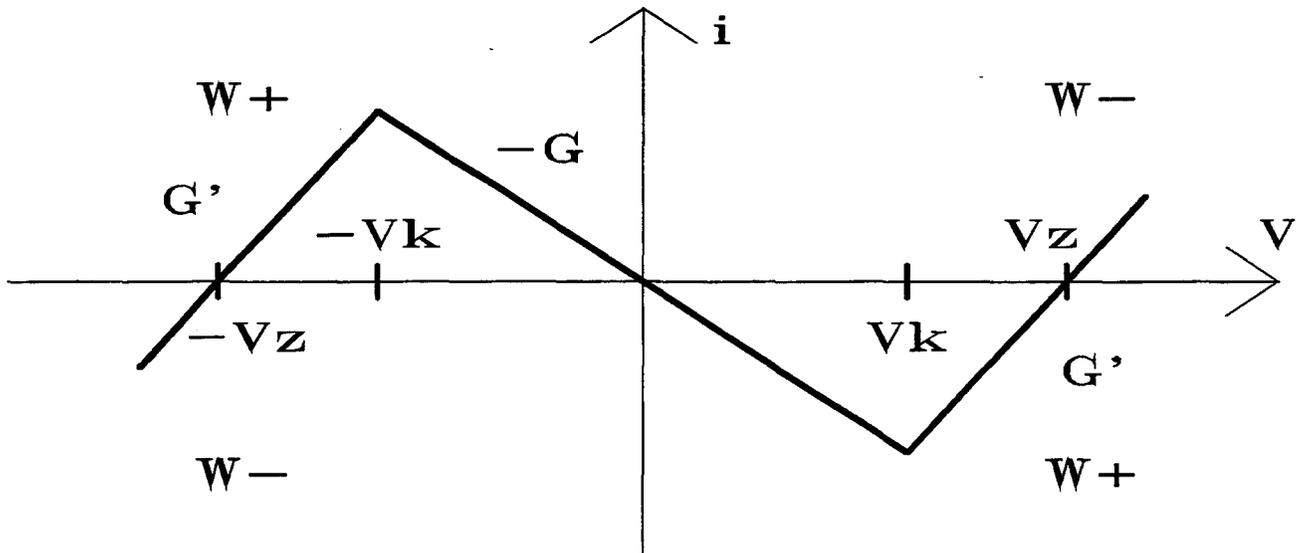


figure 2.5.9 : conductance non linéaire (limiteur)

Un exemple de réalisation pratique de limiteur a été proposé par KRUMMENACHER et JOEHL (figure 2.5.10a) [2.10]. Il met à profit une transconductance identique à celles utilisées dans le filtre ( $G_2$ ) pour la réalisation de la partie positive de la caractéristique. Une paire différentielle non dégénérée ( $G_1$ ) réalise quant à elle la partie négative (figure 2.5.10b). Dans le cas de composants idéaux, nous obtenons :

$$G' = G_2 \quad (2.5.17a)$$

$$G = G_2 - G_1 - G_{eq} \quad (G_1 > G_2) \quad (2.5.17b)$$

$$V_k = \frac{2 \cdot I_p}{G_1} \quad (2.5.17c)$$

$$V_z = \frac{G_1 \cdot V_k}{G_2} \quad (2.5.17d)$$

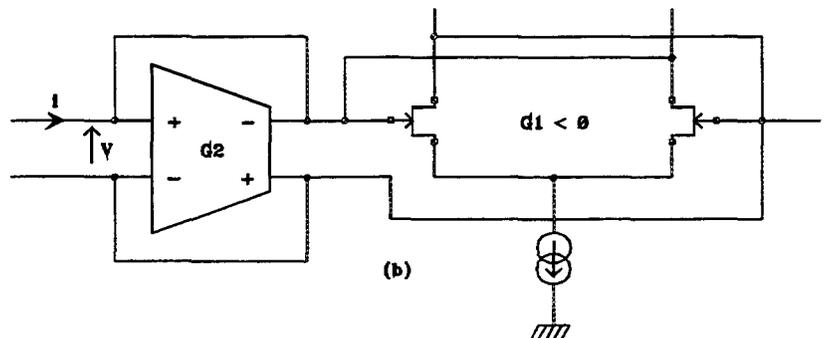
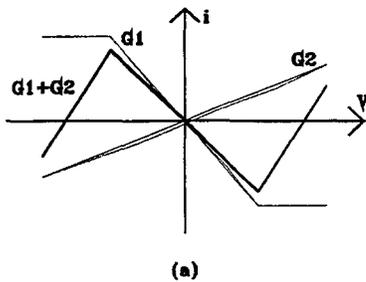


figure 2.5.10 : implémentation du limiteur  
(a) principe (b) exemple de réalisation

### 2.5.4 Nouvelles approches d'asservissement du gain statique

Nous avons vu dans la partie 2.4.1 que le gain statique fini occasionne une erreur de gain en bande passante et une déformation de la fonction de transfert au voisinage de la fréquence de coupure. Certains auteurs ont proposé de compenser cette perte dans le cas d'une technologie CMOS par la mise en parallèle d'une conductance négative fixe sur chaque noeud critique [2.12], [2.13]. Bien que théoriquement intéressante, l'efficacité de cette méthode est limitée par l'appariement entre les valeurs absolues des conductances. En effet, un écart relatif de 1% limite la valeur de  $A_{dc}$  à environ 40dB, ce qui est comparable voire inférieur à ce que l'on peut obtenir avec des transconductances dont l'étage de sortie est de type cascade.

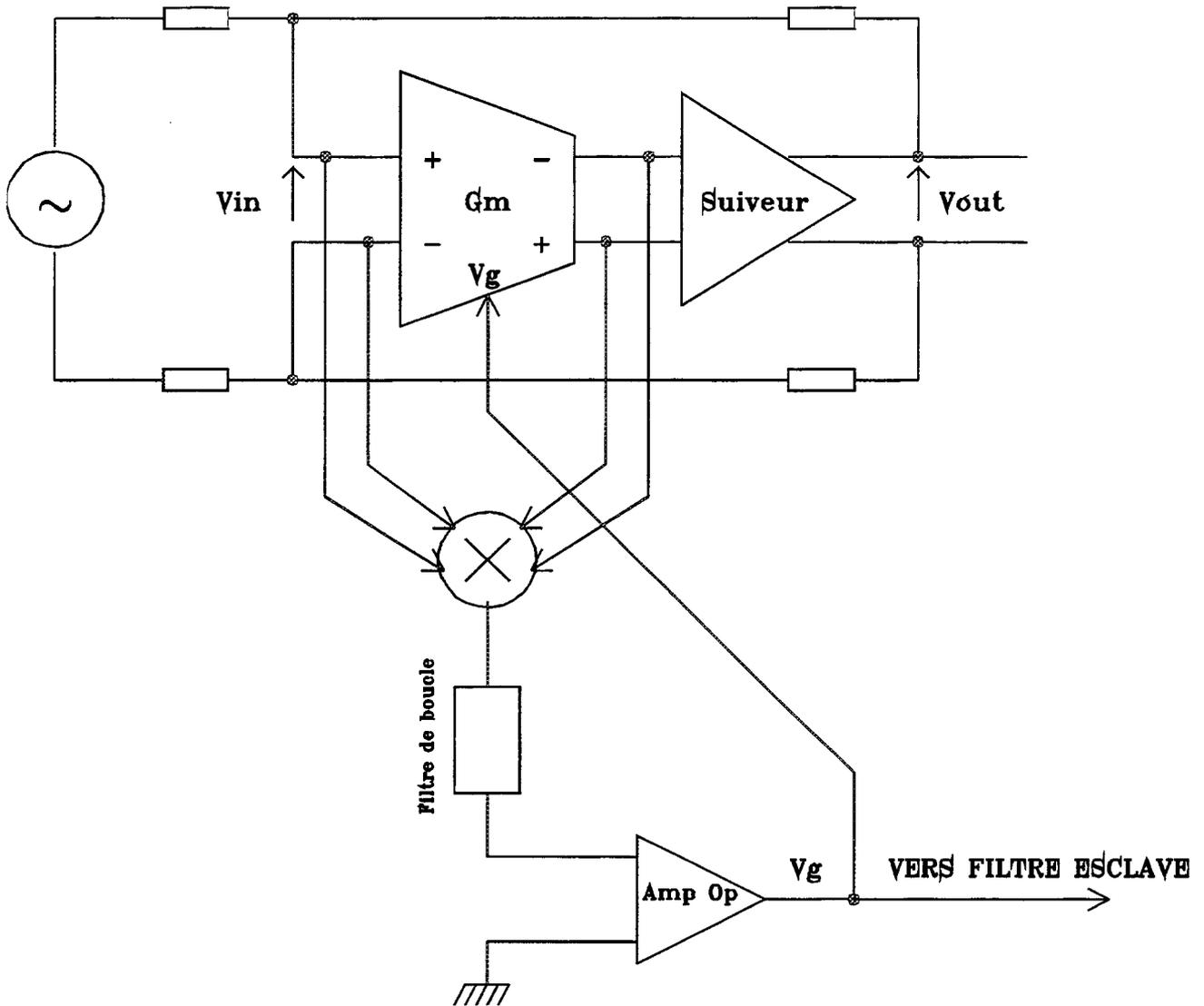
Etant donné qu'en technologie GaAs la conductance de sortie d'un transistor est très élevée, le gain maximum que nous pouvons espérer avoir à des fréquences élevées ne dépasse guère les 10 dB ; d'où l'utilité de montages d'amélioration de gain statique, par exemple les folded cascode. Or, la plupart des technologies GaAs à faible coût ne possèdent pas de transistors P [2.14]. La majorité de ces technologies est en effet munie de transistors N déplétés et enrichis qui ne facilitent pas les structures cascode. Les structures à résistances négatives dont nous nous servons dans cette étude s'avèrent donc très utiles, car elles permettent de résoudre les problèmes de gain statique sans pour autant exiger une grande tension d'alimentation.

L'originalité de l'approche consiste à associer à ces étages de résistances négatives une boucle d'asservissement [2.15] capable de fournir un gain suffisant à la réalisation de fonctions de filtrage sans pour autant conduire à une instabilité du filtre, car une conductance négative trop importante peut conduire dans certains cas à une oscillation. Nous présentons ci-après deux *nouvelles* boucles d'asservissement utilisables à cette fin.

#### 2.5.4.1 Boucle à mélangeur

La première boucle d'asservissement proposée est celle dont le synoptique est donné à la figure 2.5.11. La transconductance utilisée est identique à celle utilisée dans les filtres, ce qui est favorable à l'obtention d'un bon appariement. Cette boucle est basée sur un montage de type amplificateur de tension, où la tension en entrée et celle de sortie de ce montage sont comparées par l'intermédiaire d'un mélangeur. La résultante de ce mélange est filtrée dans un filtre passe-bas de boucle, afin de pouvoir extraire l'information relative à la différence d'amplitude des signaux d'entrée et de sortie. La tension filtrée est appliquée à un amplificateur opérationnel, dont la sortie  $V_g$  est la commande de régulation du gain de la transconductance.

A noter que les signaux en entrée de cette boucle doivent être en basse fréquence (autour de 1 KHz) d'une part pour pouvoir extraire le gain DC de la transconductance, et d'autre part pour ne pas affecter la phase du signal en sortie de la transconductance. Ceci implique un filtre de boucle très bas en fréquence, et par conséquent une stabilisation très lente de la boucle, ce qui favorise la stabilité du montage, et minimise les risques de transition abrupte entre différentes zones de fonctionnement.



**figure 2.5.11 : synoptique de la boucle à mélangeur**

La fonction de transfert de ce circuit s'écrit :

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{G_m}{G_o + p * C_o} \quad (2.5.18)$$

où  $G_m$  et  $G_o$  sont respectivement la transconductance et la conductance de sortie du transconducteur utilisé,  $C_o$  étant la capacité d'intégration de la transconductance.

L'expression 2.5.18 peut s'écrire sous la forme fréquentielle suivante :

$$V_{in}(p) = \frac{G_o}{G_m} * V_{out}(p) + \frac{p * C_o}{G_m} * V_{out}(p) \quad (2.5.19)$$

si  $V_{out}(t) = A * \cos(\omega t)$  :

$$V_{in}(t) = \frac{G_o}{G_m} * A * \cos(\omega t) - \frac{A * \omega * C_o}{G_m} * \sin(\omega t) \quad (2.5.20)$$

En multipliant  $V_{in}(t)$  et  $V_{out}(t)$  par l'intermédiaire du mélangeur, on obtient :

$$V_{in}(t) * V_{out}(t) = \frac{G_o}{G_m} * A^2 * \cos^2(\omega t) - \frac{A^2 * \omega * C_o}{2 * G_m} * \sin(2\omega t)$$

ce qui donne :

$$\begin{aligned} V_{in}(t) * V_{out}(t) &= A^2 * \frac{G_o}{G_m} * (\sin(2\omega t) + 1) / 2 - \frac{A^2 * \omega * C_o}{2 * G_m} * \sin(2\omega t) \\ &= A^2 * \frac{G_o}{2 * G_m} - A^2 * \frac{G_o - \omega * C_o}{2 * G_m} * \sin(2\omega t) \end{aligned} \quad (2.5.21)$$

La composante DC résiduelle de cette expression après filtrage par le filtre de boucle passe-bas est :

$$A^2 * \frac{G_o}{2 * G_m} \quad (2.5.22)$$

Quand  $V_g > V_{crit}$ ,  $G_o$  est positif et quand  $V_g < V_{crit}$ ,  $G_o$  est négatif.

La boucle doit se stabiliser de façon à obtenir  $V_g = V_{crit}$ . Cette tension résultante est appliquée à la transconductance utilisée dans cette boucle, et à toutes les transconductances similaires utilisées dans les fonctions de filtrage se trouvant sur le même circuit intégré. Ces filtres, se trouvant à une certaine distance de la boucle d'asservissement précédemment décrite, la précision de la régulation du gain statique est tributaire du degré d'appariement pouvant exister entre ces structures.

#### 2.5.4.2 Boucle à redressement

La deuxième boucle d'asservissement proposée est celle dont le synoptique est donné à la figure 2.5.12. Les transconductances utilisées sont identiques à celles utilisées dans les filtres, ce qui est favorable à l'obtention d'un bon appariement. Cette boucle est basée

sur un montage de type amplificateur de tension, où la tension en entrée et celle de sortie de ce montage sont comparées après redressement. La résultante de cette comparaison est filtrée dans un filtre passe-bas de boucle, afin de pouvoir extraire l'information relative à la différence d'amplitude des signaux d'entrée et de sortie. La tension filtrée obtenue  $V_g$  est la commande de régulation du gain de la transconductance.

A noter que les signaux en entrée de cette boucle doivent être en basse fréquence (autour de 1 KHz) d'une part pour pouvoir extraire le gain DC de la transconductance, et d'autre part pour ne pas affecter la phase du signal en sortie de la transconductance. Ceci implique un filtre de boucle très bas en fréquence, et par conséquent une stabilisation très lente de la boucle, ce qui favorise la stabilité du montage, et minimise les risques de transition abrupte entre différentes zones de fonctionnement.

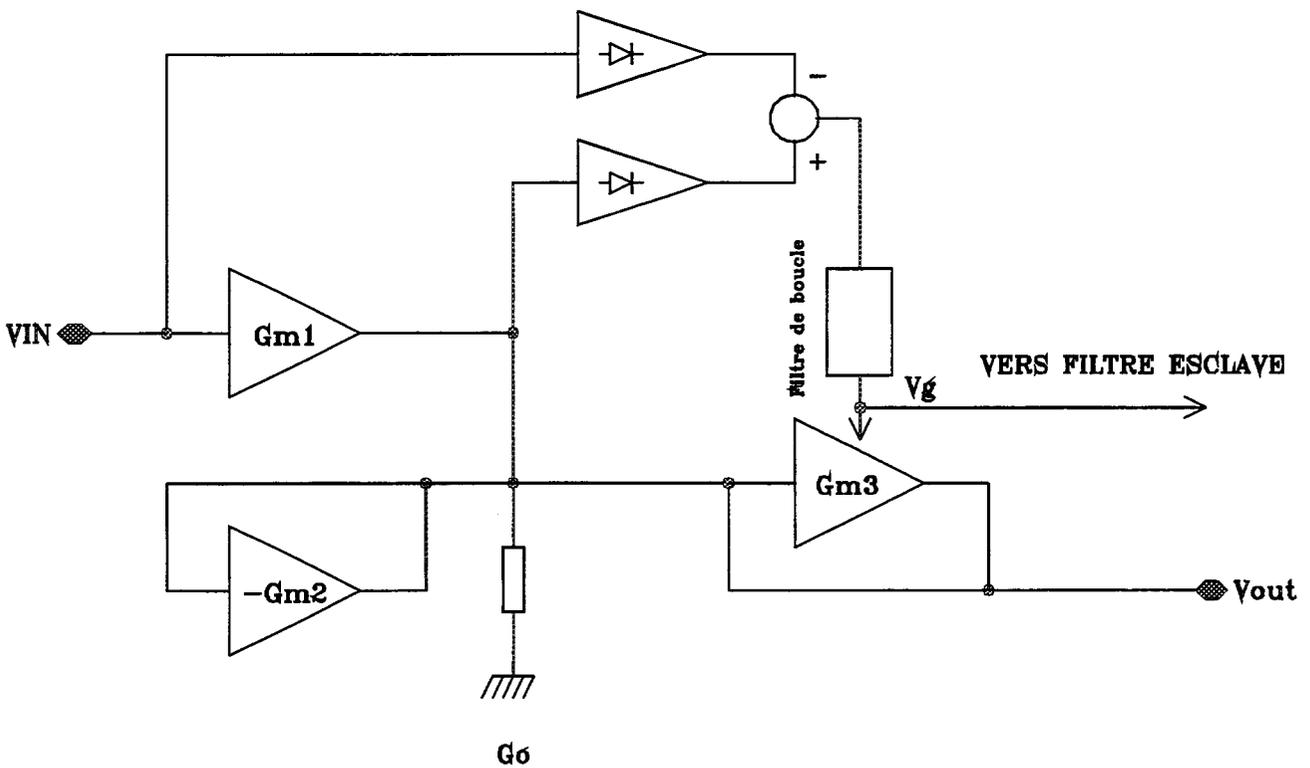


figure 2.5.12 : synoptique de la boucle à redressement

La fonction de transfert de ce circuit s'écrit :

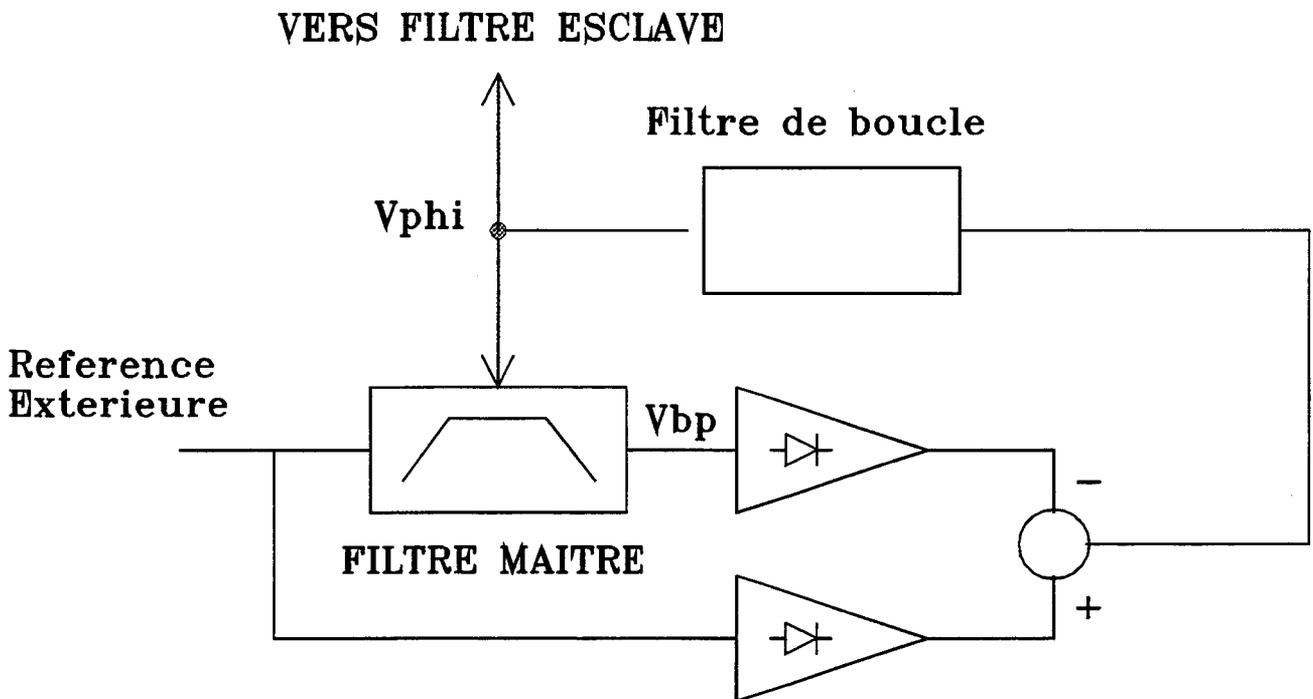
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{Gm1}{Gm2 + G_o} \quad (2.5.23)$$

Par conséquent, le gain de cette structure est entaché d'une erreur introduite par la conductance de sortie  $G_o$ . Pour supprimer l'effet de cette perte, la boucle est utilisée pour assigner la sortie  $V_{out}$  à l'entrée  $V_{in}$ , en augmentant le gain de la transconductance par

l'utilisation d'une résistance négative  $G_{m3}$ . La tension de commande  $V_g$  va se stabiliser quand  $G_{m3} = G_o$ . Cette tension résultante est appliquée à toutes les transconductances similaires utilisées dans les fonctions de filtrage se trouvant sur le même circuit intégré.

### 2.5.5 Asservissement des pôles secondaires

Nous avons vu dans la partie 2.4.2 que les pôles secondaires occasionnent de forts dépassements d'amplitude en bande passante au niveau de la fréquence de coupure. La solution préconisée consiste en l'adjonction d'une paire pôle-zéro dont la position est contrôlée par une tension de commande  $V_p$ . Le problème se résume donc à trouver un moyen simple de déterminer cette dernière. Plusieurs publications font état d'un tel dispositif de contrôle [2.7], [2.9], [2.16] dont le schéma synoptique est donné figure 2.5.13.



**figure 2.5.13 : synoptique de la boucle d'asservissement des pôles secondaires**

Le principe est sensiblement identique à celui utilisé pour l'asservissement de la fréquence de coupure présenté figure 2.5.3a. La sortie passe-bande du filtre maître ( $V_{BP}$ ) est comparée à la référence extérieure après redressement. Dans le cas idéal,  $V_{BP}$  est en phase et de même amplitude que la référence. L'effet de pôles secondaires sera de créer un déphasage et éventuellement de modifier l'amplitude créant ainsi une tension d'erreur qui sera intégrée pour fournir la tension  $V_p$  nécessaire à la commande de la paire pôle-zéro de compensation. Le filtre utilisé est présenté figure 2.5.14, il s'agit de la même structure que celle utilisée pour le contrôle de la fréquence de coupure.

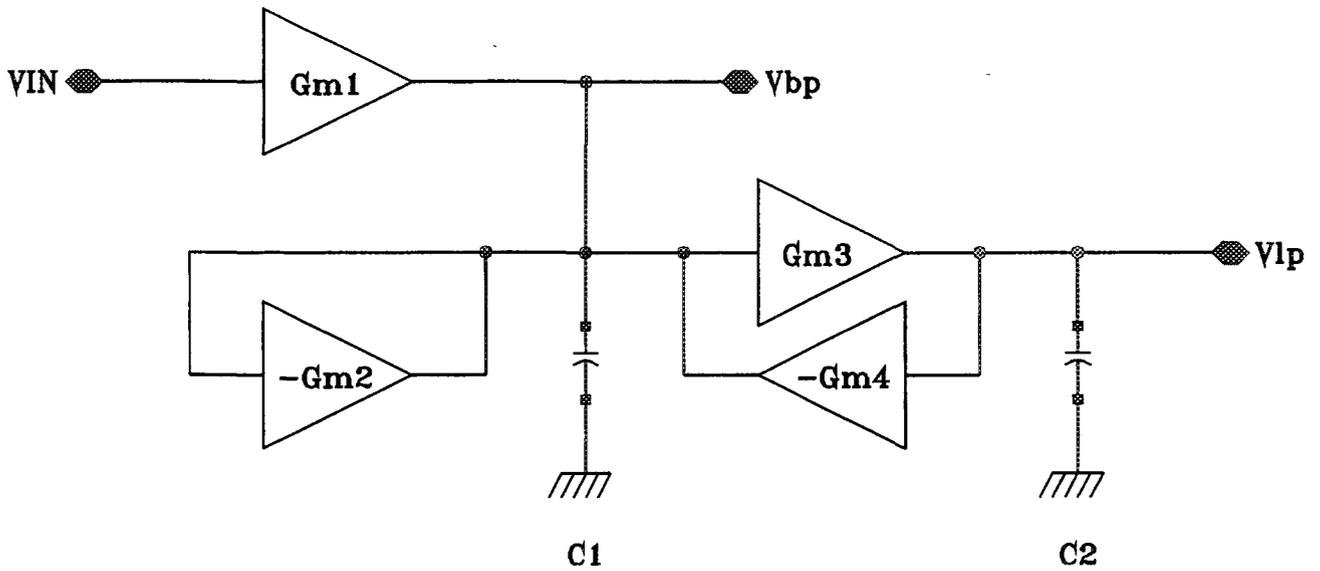


figure 2.5.14 : implémentation du filtre passe-bas

Dans le cas idéal, sa fonction de transfert est donnée par :

$$\frac{V_{BP}}{V_{in}} = \frac{\frac{Gm1 * C2 * p}{Gm3 * Gm4}}{1 + \frac{Gm2 * C2 * p}{Gm3 * Gm4} + \frac{C1 * C2 * p^2}{Gm3 * Gm4}} \quad (2.5.24)$$

que l'on peut écrire sous la forme canonique :

$$\frac{V_{BP}}{V_{in}} = \frac{2 * K_{BP} * m * p / \omega_0}{1 + \frac{2 * m * p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}} \quad (2.5.25)$$

$$\text{avec } \omega_0 = \sqrt{\frac{Gm3 * Gm4}{C1 * C2}}$$

$$m = \frac{1}{2} * \sqrt{\frac{Gm2^2 * C2}{Gm3 * Gm4 * C1}} \quad \text{et } K_{LP} = \frac{Gm1}{Gm2}$$

Il est donc nécessaire que  $Gm1 = Gm2$ , ce qui ne crée pas de contrainte particulière dans le cas où ce même filtre serait utilisé pour l'asservissement de la fréquence de coupure. Cette condition est par ailleurs tout à fait favorable à l'obtention d'un bon appariement des valeurs de transconductance.

La fonction de redressement, bien que difficile à réaliser pour des fréquences de l'ordre de quelques MHz, n'a que peu d'influence sur le fonctionnement de la boucle. En effet, la

soustraction des deux informations de même amplitude et forme annule, du moins au premier ordre, les non-idéalités inhérentes à ces fonctions sous réserve d'un bon appariement. Par contre, une éventuelle différence entre les composantes continues du signal de référence et du signal sortant du filtre introduira une erreur sur la compensation du filtre esclave. Il est à noter que l'utilisation de circuits purement différentiels permet de réaliser la soustraction par simple croisement des connexions, sans nécessiter de composant supplémentaire.

## 2.6 Bibliographie

- [2.1] Vitesse Semiconductor Corporation, « Foundry Design Manual », Version 5.0, Mars 1991.
- [2.2] Rapport interne Thomson-CSF Semiconducteurs Spécifiques, « Modèles de la filière HGaAsII (RF) », FIT 480, V2.0, Décembre 1993.
- [2.3] M.S. Ghauri, K.R. Laker, « Modern Filter Design, Active RC and Switched Capacitor », Prentice Hall, 1981.
- [2.4] A.I. Zverev, « Handbook of Filter Synthesis », Willey, 1967
- [2.5] J.O. Voorman, « The Gyrator as a Monolithic Circuit in Electronic Systems », Thèse de Doctorat, Université de NIMEGUE, 1977.
- [2.6] HSPICE User's Manual, Meta-Software, 1996.
- [2.7] H. Khorramabadi, P.R. Gray, « High-Frequency CMOS Continuous-Time Filters », IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 19, No. 6, pp. 939-948, Décembre 1984.
- [2.8] Z. Czarnul, Y.P. Tsividis, « Independant Tuning of Quality Factor and Unity-Gain Frequency in a Transconductor-Capacitance Integrator », Electronics Letters, Vol 22, No. 9, 11 Septembre 1986.
- [2.9] V. Gopinathan, Y.P. Tsividis, K.S. Tan, R.K. Hester, « Design Considerations for High-Frequency Continuous-Time Filters and implementation of an Antialiasing Filter for Digital Video », IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 25, No. 6, pp. 1368-1378, Décembre 1990.
- [2.10] Y.P. Tsividis and al., « Continuous-Time MOSFET-C Filters in VLSI », IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 21, No. 1, pp. 15-30, Février 1986.
- [2.11] F. Krummenacher, N. Joel, « A 4 MHz CMOS Continuous-Time Filter with On-Chip Automatic Tuning », IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 23, No. 3, pp. 750-758, Juin 1988.
- [2.12] B. Nauta, « A CMOS Transconductor-C Filter Technique for Very High Frequencies », IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 27, No. 2, pp. 142-153, Février 1992.
- [2.13] B. Nauta and E. Seevinck, « Automatic tuning of quality factors for VHF CMOS Filters », Proceedings ISCAS, New Orleans, U.S.A., pp. 1147-1150, Mai 1990.
- [2.14] C. Toumazou and D.G. Haigh, « Integrated Microwave Continuous-Time Active Filters Using Fully Tunable GaAs Transconductors », Proceedings ISCAS, pp. 1765-1768, 1991.
- [2.15] R. Moughabghab, S. Hembert, « Dispositif transconducteur intégré et circuit intégré de filtrage continu correspondant », Brevet No. 2.723.670.
- [2.16] C.F. Chiou, R. Schaumann, « Design and Performance of a Fully Integrated Bipolar 10.7 MHz Analog Bandpass Filter », IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol. 33, No. 2, pp. 116-124, Février 1986.

## CHAPITRE 3

### MODELISATION DES COMPOSANTS ACTIFS ET PASSIFS EN TECHNOLOGIE GaAs

#### 3.1 Généralités

La modélisation des composants actifs et passifs en technologie GaAs doit être aussi complète que possible pour permettre une conception analogique se basant sur des éléments se rapprochant au plus près de la réalité. On sait que dans toute technologie intégrée, la dispersion des caractéristiques sur les éléments passifs et actifs est d'environ +/- 30%. L'ajout d'incertitudes liées à une mauvaise modélisation ou à une méconnaissance des différents effets de haute fréquence (au-delà du GHz) ne simplifie pas les choses, et tend même à rendre la tâche du concepteur impossible. Par conséquent, toute tentative de conception en GaAs passe impérativement par un travail de modélisation, précédé de mesures approfondies de tous les éléments de la technologie, de telle façon à prendre en compte la plupart des phénomènes électriques intervenant au niveau de l'élément de base.

#### 3.2 La technologie utilisée

La technologie MESFET utilisée durant la conception est celle de la fonderie VITESSE installée aux Etats-Unis [3.1]. C'est une technologie à faible coût, qui a été initialement dédiée à des applications digitales. Elle est spécialement conçue pour les applications à faible tension d'alimentation et permet d'obtenir de grands rendements de fabrication. Ces rendements sont rendus possibles par l'utilisation d'une approche technologique simple pour fabriquer les éléments actifs : l'auto-alignement pour définir les zones de drain/source et les zones de grille du transistor. Les autres approches technologiques minimisant les risques de perte de rendement sont : la suppression des contacts substrat profonds (Via Hole) et les ponts à air utilisés dans les technologies RF pour réaliser des interconnexions.

Dans les paragraphes qui suivent, une explication générale de l'effort de modélisation en fréquences RF est présentée [3.2]. Tous les paramètres numériques donnés correspondent à la technologie VITESSE utilisée durant la conception.

### 3.3 Modélisation des composants passifs

Les composants passifs disponibles dans une technologie GaAs sont au nombre de trois : les résistances, les capacités et les selfs.

#### 3.3.1 Résistance GaAs

Les résistances GaAs utilisent la résistance de la couche active. Elles sont définies géométriquement par leur longueur  $L$  (en  $\mu\text{m}$ ) et leur largeur  $W$  (en  $\mu\text{m}$ ), sur un substrat d'épaisseur  $H$  (en  $\mu\text{m}$ ). La figure 3.3.1 donne le schéma équivalent de ces résistances :

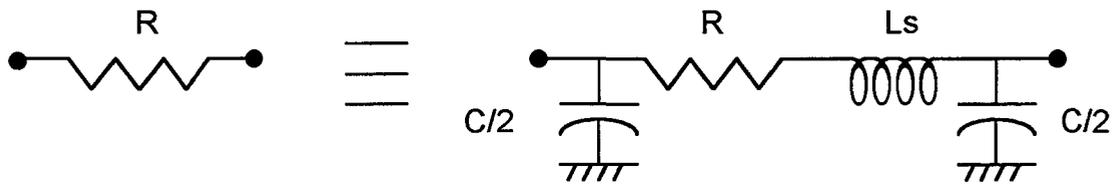


figure 3.3.1 : schéma équivalent d'une résistance GaAs

La valeur de la résistance  $R$  est donnée par la relation suivante :

$$R(\Omega) = \frac{R_c * L}{W} + \frac{2 * R_{co}}{W} \quad (3.3.1)$$

où  $R_c$  est la résistance par carreau de la couche active  $N^+$  et  $R_{co}$  la résistance du contact. Dans la technologie utilisée, la valeur de  $R_{co}$  est de  $200 \Omega$  et celle de  $R_c$  de  $235 \Omega/\square$ . La dispersion observée sur cette résistance est de  $\pm 28\%$ .

L'inductance série  $L_s$  peut s'exprimer par :

$$L_s(\text{nH}) = 200e-06 * L(\mu\text{m}) * \ln\left(\frac{8 * H}{W} + \frac{W}{4 * H}\right) \quad (3.3.2)$$

Les capacités en entrée et en sortie peuvent être calculées par :

$$C(\text{fF}) = 200e-06 * L(\mu\text{m}) * W(\mu\text{m}) + 2 * 0.05 * (L+W) \quad (3.3.3)$$

#### 3.3.2 Capacités M.I.M

Les capacités M.I.M. sont obtenues en utilisant les niveaux de diélectrique présents entre les différentes métallisations : Grille (GM), Métal 1 (M1), Métal 2 (M2) et Métal 3 (M3).

Trois types de capacités peuvent être ainsi définies :

- entre GM et M1 : GM/M1
- entre GM reliée à M2 et M1 : GM-M2/M1
- entre GM reliée à M2 et M1 reliée à M3 : GM-M2/M1-M3

Le schéma équivalent utilisé est donné figure 3.3.2 :

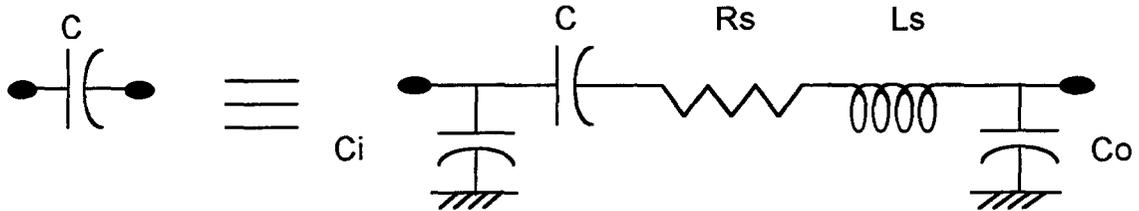


figure 3.3.2 : schéma équivalent d'une capacité M.I.M

La valeur de la capacité est donnée par la relation suivante :

$$C(\text{fF}) = C_s * S + C_p * \text{Péri} \quad (3.3.4)$$

où  $C_s$  et  $C_p$  sont respectivement la capacité surfacique et la capacité linéique.

Les éléments parasites sont définis par :

$$L_s(\text{pH}) = L(\mu\text{m}) * (1.3 - 0.22 * \ln(W)) \quad (3.3.5)$$

$$C_i(\text{fF}) = C_o = C_c / 2 \quad (3.3.6)$$

$$C_c(\text{fF}) = 200e-06 * L(\mu\text{m}) * W(\mu\text{m}) + 2 * 0.05 * (L+W) \quad (3.3.7)$$

$$R_s(\Omega) = (R_o * L + g) / W \quad (3.3.8)$$

La valeur de la capacité est calculée par rapport aux grandeurs physiques :

- la longueur de la capacité  $L$  en  $\mu\text{m}$
- la largeur de la capacité  $W$  en  $\mu\text{m}$
- la surface des métallisations en regard :  $S = L * W$  en  $\mu\text{m}^2$
- la périphérie de la capacité :  $\text{Péri} = 2 * (L+W)$  en  $\mu\text{m}$

où  $C_s$ ,  $C_p$ ,  $R_o$  et  $g$  sont donnés ci-dessous pour différents types de capacité :

Type de Capacité	$C_s$ fF/ $\mu\text{m}^2$	$C_p$ fF/ $\mu\text{m}$	$R_o$	$g$
GM/M1	0.055	0.1	0.333	105
GM-M2/M1	0.086	0.14	0.101	80
GM-M2/M1-M3	0.106	0.17	0.025	66

La dispersion observée sur les valeurs de capacités est de l'ordre de +/- 20%.

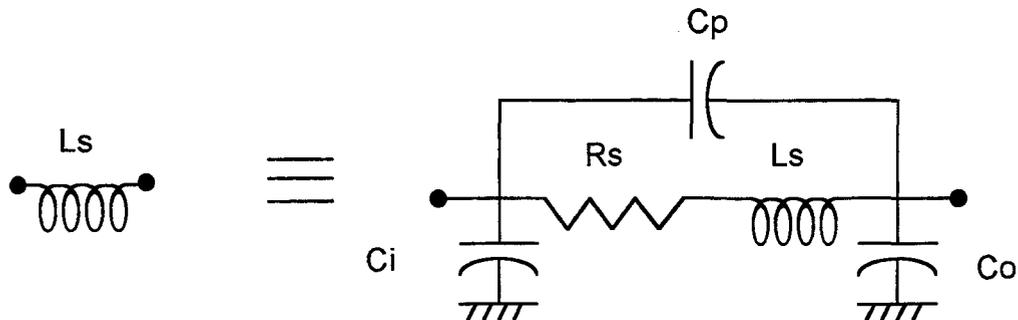
### 3.3.3 Inductances

Les inductances sont obtenues en utilisant les niveaux métalliques : Métal 2 (M2) ou Métal 3 (M3). Deux types de selfs peuvent ainsi être définis : les selfs carrées et les selfs octogonales.

Ces inductances sont caractérisées physiquement par les paramètres suivants :

- Largeur de piste :  $W$  en  $\mu\text{m}$
- Espace entre les spires :  $S$  en  $\mu\text{m}$
- Rayon du mandrin central :  $\text{RAY}$  en  $\mu\text{m}$
- Nombre de tours :  $\text{NB}$
- Longueur développée de la self :  $L$  en  $\mu\text{m}$ , y incluant la piste d'accès.

Le schéma équivalent d'une telle inductance est donné à la figure 3.3.3 :



**figure 3.3.3 : schéma équivalent d'une inductance**

La self est caractérisée électriquement par les paramètres suivants :

- Valeur de l'inductance :  $L_s$  en nH
- Résistance série :  $R_s$  en  $\Omega$
- Capacités distribuées entre piste et masse :  $C_i, C_o$  en fF
- Capacités inter-pistes :  $C_p$  en fF

Les valeurs de  $L_s$ ,  $R_s$ ,  $C_i$ ,  $C_o$  et  $C_p$  sont déterminées à partir des paramètres physiques définis auparavant. La longueur développée  $L$  de la self en fonction du nombre de tours  $\text{NB}$  est donnée par :

$$L(\mu\text{m}) = K \cdot \pi \cdot (W+S) \cdot \text{NB} \cdot (\text{NB} + 2 \cdot \text{No}) \quad (3.3.9)$$

où  $\text{No} = \frac{\text{RAY} + W/2}{W + S}$  et  $K$  est une constante variant de 1.069 à 1.095 selon que la self est carrée ou octogonale.

La valeur de l'inductance  $L_s$  peut se calculer à partir de la longueur développée de la self :

$$L_s(\text{nH}) = \frac{a * 1e-04}{(W + S)^{0.89}} * L^{(1.488 - d/(W+S))} \quad (3.3.10)$$

La valeur de la résistance série  $R_s$ , qui dépend de la fréquence et de la longueur développée de la self, est donnée par :

$$R_s(\Omega) = b * \frac{L_s * R_c}{W} + a_l * L_s * W * \text{FREQ}(\text{GHz}) \quad (3.3.11)$$

Les différentes capacités  $C_i$ ,  $C_o$  et  $C_p$  sont données par :

$$C_i(\text{fF}) = 5 + 4.1 * 1e-03 * L * \sqrt{W} \quad (3.3.12)$$

$$C_c(\text{fF}) = 10 + 2 * 1e-03 * L * \sqrt{W} \quad (3.3.13)$$

$$C_p(\text{fF}) = p * (1 - e^{-0.45 * L_s}) \quad (3.3.14)$$

Où  $a$ ,  $b$ ,  $d$ ,  $a_l$  et  $p$  sont des constantes dépendant de  $W$  et de la forme de la self (carrée ou octogonale).  $R_c$  est la résistance par carreau du matériau utilisé (M2 ou M3) ;  $R_c(\text{M2}) = 0.035 \Omega/\square$  ou  $R_c(\text{M3}) = 0.026 \Omega/\square$ .

### 3.4 Modélisation des composants actifs

Les composants actifs disponibles dans une technologie GaAs sont au nombre de trois : les diodes, les transistors MESFET Normally OFF, et les transistors MESFET Normally ON, dont les symboles électriques sont donnés à la figure 3.4.1.

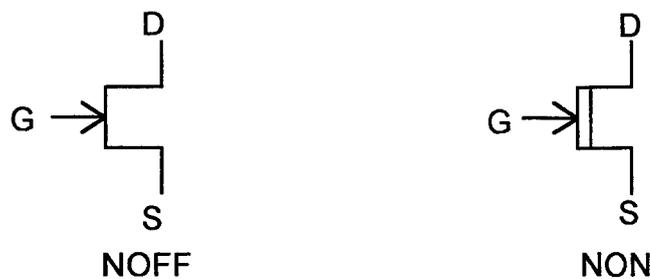
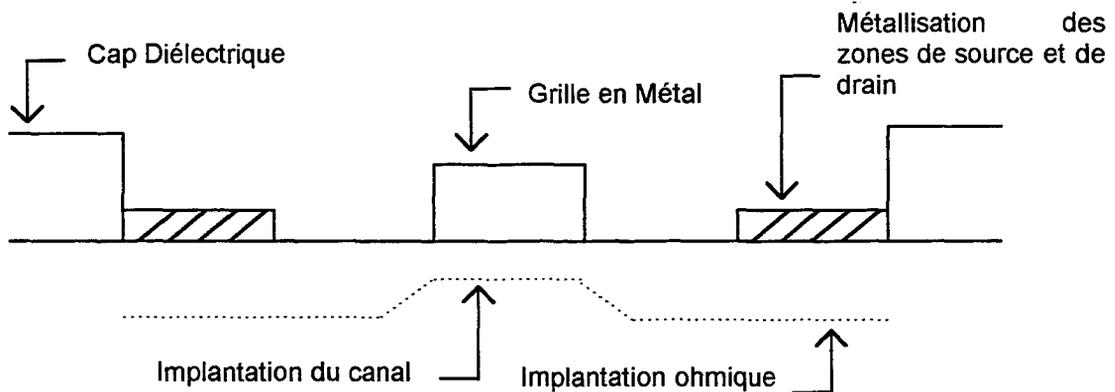


figure 3.4.1 : symboles électriques des transistors MESFET NON et NOFF

Les principaux paramètres de ces transistors sont :

- la tension de seuil du transistor Normally OFF :  $V_{TO} = -0.83\text{V} \pm 0.21\text{V}$ .
- la tension de seuil du transistor Normally ON :  $V_{TO} = 0.215\text{V} \pm 0.115\text{V}$ .
- le paramètre de transconductance du transistor Normally OFF :  $BETA = 0.28 \text{ mA/V}^2$ .
- le paramètre de transconductance du transistor Normally ON :  $BETA = 0.22 \text{ mA/V}^2$ .

Une coupe décrivant les étapes principales de la fabrication des transistors dans la technologie est donnée ci-dessous à la figure 3.4.2 :



**figure 3.4.2 : coupe technologique du transistor MESFET**

On se limitera dans ce qui suit à la description des transistors MESFET. Les modèles de simulation communément utilisés sont rappelés ci-dessous.

### 3.4.1 La modélisation linéaire des transistors MESFET GaAs

Le transistor MESFET GaAs est formé par l'application d'une couche de métal sur une région de grille, afin de former une diode Schottky. Dans cette technologie, on contrôle le flux des porteurs par une modulation de la zone déplétée située au-dessous de la grille. Ces transistors à effet de champ sont catalogués en tant que composants à effet semi-conducteur substrat comme les transistors bipolaires. Par comparaison aux composants à effet de surface comme les MOSFETs, les composants à effet semi-conducteur substrat tendent à avoir un gain plus grand. Ceci est dû au fait que la mobilité du semi-conducteur formant le substrat est toujours supérieure à celle de la surface du semi-conducteur. A cet avantage des composants à effet semi-conducteur par rapport aux composants MOSFET, s'ajoutent deux caractéristiques intéressantes : la meilleure performance de bruit, et la plus grande immunité aux radiations.

Trois approches sont actuellement utilisées pour modéliser le transistor MESFET : une première approche basée sur le modèle de Curtice [3.3], [3.4], une deuxième basée sur celui de Statz [3.5], et une troisième basée sur le modèle TOM (TriQuint's Own Model) [3.6].

Ces modèles électriques sont généralement limités en fréquence. Ils seront utilisés pour des applications fréquentielles ne dépassant pas le GHz, et seront nommés modèles linéaires.

### 3.4.1.1 Le modèle de Curtice

Les caractéristiques DC du modèle électrique du MESFET selon Curtice sont représentées par une source de courant contrôlée par une tangente hyperbolique non linéaire. La valeur du courant DC  $I_{ds}$  est déterminée par des équations rappelées dans le § 3.4.1.4.

### 3.4.1.2 Le modèle de Statz

Les caractéristiques DC du modèle électrique du MESFET selon Statz sont représentées par une source de courant contrôlée par une approximation cubique du modèle de Curtice. La valeur du courant DC  $I_{ds}$  est déterminée par des équations rappelées dans le § 3.4.1.4.

### 3.4.1.3 Le TOM modèle

Les caractéristiques DC du modèle électrique du MESFET selon celui de TOM sont représentées par une source de courant contrôlée par une approximation cubique du modèle de Curtice (modèle de Statz), à laquelle on rajoute un coefficient de contre-réaction dans l'expression du courant. La valeur du courant DC  $I_{ds}$  est déterminée par des équations rappelées dans le § 3.4.1.4

### 3.4.1.4 Définition des paramètres des modèles

La liste des paramètres électriques utilisés dans les différents modèles électriques, ainsi qu'une brève définition de ceux-ci est donnée ci-dessous :

$V_{xy}$  : la tension existant entre les bornes x et y du composant :  $V_{gs}$  est la tension existant entre la grille et la source du transistor

$V_{TO}$  : la tension de seuil

$GAMDS$  : le facteur de réduction de la tension de seuil relativement à  $V_{ds}$

$K1$  : la sensibilité de la tension de seuil relativement à  $V_{bs}$

$BETA$  : le paramètre de la transconductance, gain

$VGEXP$  : l'exposant de la tension de grille

$DELTA$  : le coefficient de contre réaction du courant  $I_{ds}$

$UCRIT$  : le champ critique pour la dégradation de la mobilité

$I_{ds\text{subthreshold}}$  : le courant en dessous du seuil

$NG$  : le facteur de grille relatif au courant en dessous du seuil

$ND$  : le facteur de drain relatif au courant en dessous du seuil

$LAMBDA$  : le paramètre de la modulation de la longueur du canal

ALPHA : le facteur de saturation

SATEXP : l'exposant de la tension de drain

Is : le courant de saturation de la jonction de grille

N : le coefficient d'émission pour les diodes GD et GS

Vt :  $V_t = K \cdot T / q = 25.68 \text{mV} @ 25^\circ\text{C}$

**a. Si  $V_{ds} > 0$  : Cas de polarisation directe**

$$V_{gst} = V_{gs} - (V_{TO} + G_{AMDS} \cdot V_{ds} + K_1 \cdot V_{bs}) \quad (3.4.1)$$

$$\text{Beta} = \frac{\text{BETA}}{1 + \text{UCRIT} \cdot V_{gst}} \quad (3.4.2)$$

a.1. Si  $V_{gst} < 0$  : Le canal est totalement pincé :

$$I_{ds} = I_{\text{subthreshold}}(N_G, N_D, V_{gs}, V_{ds}) = I_0 \cdot e^{N_D \cdot V_{ds}} \cdot e^{-N_G \cdot V_{gs}} \quad (3.4.3)$$

Courant $I_{ds}$ suivant les différents modèles : Cas de polarisation $V_{gs} < 0$	
Modèle de Curtice	$I_{\text{subthreshold}}$
Modèle de Statz	idem
Le TOM Modèle	idem

a.2. Si  $V_{gst} > 0$  : Le canal est ouvert :

Le courant $I_{ds}$ suivant les différents modèles : Cas de polarisation $V_{gs} < 0$	
Modèle de Curtice	$\text{Beta} \cdot (V_{gst}^{V_{GEXP}} \cdot (1 + \text{LAMBDA} \cdot V_{ds}) \cdot \tanh(\text{ALPHA} \cdot \frac{V_{ds}}{V_{gst}}))$ $+ I_{\text{subthreshold}} \quad (3.4.4)$
Modèle de Statz : Région linéaire	$\text{Beta} \cdot (V_{gst}^{V_{GEXP}} \cdot (1 + \text{LAMBDA} \cdot V_{ds}) \cdot [1 - (1 - \text{ALPHA} \cdot \frac{V_{ds}}{\text{SATEXP}})^{\text{SATEXP}}])$ $+ I_{\text{subthreshold}} \quad \text{pour } V_{ds} < 3/\text{ALPHA} \quad (3.4.5)$
Modèle de Statz : Région saturée	$\text{Beta} \cdot (V_{gst}^{V_{GEXP}} \cdot (1 + \text{LAMBDA} \cdot V_{ds}))$ $+ I_{\text{subthreshold}} \quad \text{pour } V_{ds} > 3/\text{ALPHA} \quad (3.4.6)$
TOM Modèle : Région linéaire	$I_{ds0} = \text{BETA} \cdot (V_{gst}^{V_{GEXP}} \cdot (1 + \text{LAMBDA} \cdot V_{ds}) \cdot [1 - (1 - \text{ALPHA} \cdot \frac{V_{ds}}{\text{SATEXP}})^{\text{SATEXP}}])$ $(3.4.7)$ <p>et</p> $I_{ds} = \frac{I_{ds0}}{1 + \text{DELTA} \cdot V_{ds} \cdot I_{ds0}}$ $+ I_{\text{subthreshold}} \quad \text{pour } V_{ds} > 3/\text{ALPHA} \quad (3.4.8)$

<b>TOM Modèle :</b>	$I_{ds1} = BETA * (V_{gst}^{V_{GEXP}} * (1 + LAMBDA * V_{ds}))$	(3.4.9)
<b>Région saturée</b>	et $I_{ds} = \frac{I_{ds1}}{1 + DELTA * V_{ds} * I_{ds1}}$	
	+ $I_{ds_{subthreshold}}$ pour $V_{ds} > 3/ALPHA$	(3.4.10)

Les courants grille-drain  $I_{gd}$  et grille-source  $I_{gs}$  sont donnés par :

$$I_{gd} = I_s * (e^{\frac{V_{gd}}{N * V_t}} - 1) \text{ pour } V_{gd} > -10 * N * V_t \quad (3.4.11)$$

$$I_{gd} = -I_s \text{ pour } V_{gd} \leq -10 * N * V_t \quad (3.4.12)$$

et

$$I_{gs} = I_s * (e^{\frac{V_{gs}}{N * V_t}} - 1) \text{ pour } V_{gs} > -10 * N * V_t \quad (3.4.13)$$

$$I_{gs} = -I_s \text{ pour } V_{gs} \leq -10 * N * V_t \quad (3.4.14)$$

### b. Si $V_{ds} < 0$ : Cas de polarisation inverse

Le drain et la source sont permutés dans les équations précédentes.

#### 3.4.2 Modèle simplifié utilisé pour le transistor MESFET

Dans les paragraphes et les chapitres qui suivent, le modèle défini selon les expressions ci-dessous est utilisé pour les calculs du premier ordre et les évaluations des performances :

##### 3.4.2.1 Région Saturée

$$I_{ds} = Beta * (V_{gs} - V_{TO})^2 * (1 + LAMBDA * V_{ds}) \quad (3.4.15)$$

avec

$$Beta = \frac{BETA}{1 + UCRIT * (V_{gs} - V_{TO})} * \frac{W}{L} \quad (3.4.16)$$

La transconductance linéaire du transistor s'écrit :

$$G_m = \frac{dI_{ds}}{dV_{gs}} = 2 * \sqrt{Beta * I_{ds} * (1 + LAMBDA * V_{ds})} \quad (3.4.17)$$

Sa conductance de sortie s'écrit :

$$g_o = \frac{LAMBDA * I_{ds}}{1 + LAMBDA * V_{ds}} \quad (3.4.18)$$

### 3.4.2.2 Région Linéaire

$$I_{ds} = \text{Beta} \cdot (V_{gs} - V_{TO})^2 \cdot (1 + \text{LAMBDA} \cdot V_{ds}) \cdot [1 - (1 - V_{ds})^3] \quad (3.4.19)$$

La transconductance linéaire du transistor s'écrit :

$$G_m = \frac{dI_{ds}}{dV_{gs}} = 2 \cdot \sqrt{\text{Beta} \cdot I_{ds} \cdot (1 + \text{LAMBDA} \cdot V_{ds}) \cdot [1 - (1 - V_{ds})^3]} \quad (3.4.20)$$

Sa conductance de sortie s'écrit :

$$g_o = \frac{\text{LAMBDA} \cdot I_{ds}}{1 + \text{LAMBDA} \cdot V_{ds}} + \frac{3 \cdot I_{ds} \cdot (1 - V_{ds})^2}{1 - (1 - V_{ds})^3} \quad (3.4.21)$$

Les différents paramètres électriques intervenant dans ces deux expressions sont donnés pour les deux types de transistors dans le tableau ci-dessous :

	Normally OFF (NOFF)	Normally ON (NON)
VTO	0.24 V	-0.85 V
BETA	0.26 mA/V <sup>2</sup>	0.085 mA/V <sup>2</sup>
LAMBDA	0.41 1/V	0.063 1/V
UCRIT	0.3 V/cm	0.05 V/cm

### 3.4.3 La modélisation RF des transistors MESFET GaAs

Les modèles électriques décrits ci-dessous sont spécialement développés pour des applications haute fréquence allant jusqu'à 10 GHz [3.2]. Ils sont basés sur un coeur de transistor pouvant être celui de Curtice, Statz, ou TOM autour duquel on vient insérer les différents composants passifs modélisant les différents effets haute fréquence (éléments parasites d'accès, conductance dynamique de sortie...). Ils seront nommés modèles RF.

### 3.4.3.1 Le transistor N Naturellement Passant (Normally ON)

Le coeur de ce modèle électrique hybride est un transistor MESFET dont les équations de courant sont données par le modèle TOM. Le schéma équivalent est donné à la figure 3.4.3. Les composants passifs rajoutés sont :

Référence	Désignation	Expression
R1	Résistance d'accès du drain	$1920 \Omega \cdot \mu\text{m}$
R2	Résistance de grille	$0.01875 \Omega / \mu\text{m}$
R3	Résistance d'accès de la source	$1920 \Omega \cdot \mu\text{m}$
R4	Résistance Dynamique	$88 \text{ K}\Omega \cdot \mu\text{m}$
Ld	Self de drain	14 pH
Lg	Self de grille	27 pH
Ls	Self de source	7 pH
C1	Capacité parasite Grille Drain	$0.19375 \text{ fF} / \mu\text{m}$
C2	Capacité parasite Grille Source	$0.03125 \text{ fF} / \mu\text{m}$
C3	Capacité Drain Source	$0.24375 \text{ fF} / \mu\text{m}$
C4	Capacité de coupure	$312.5 \text{ pF} / \mu\text{m}$

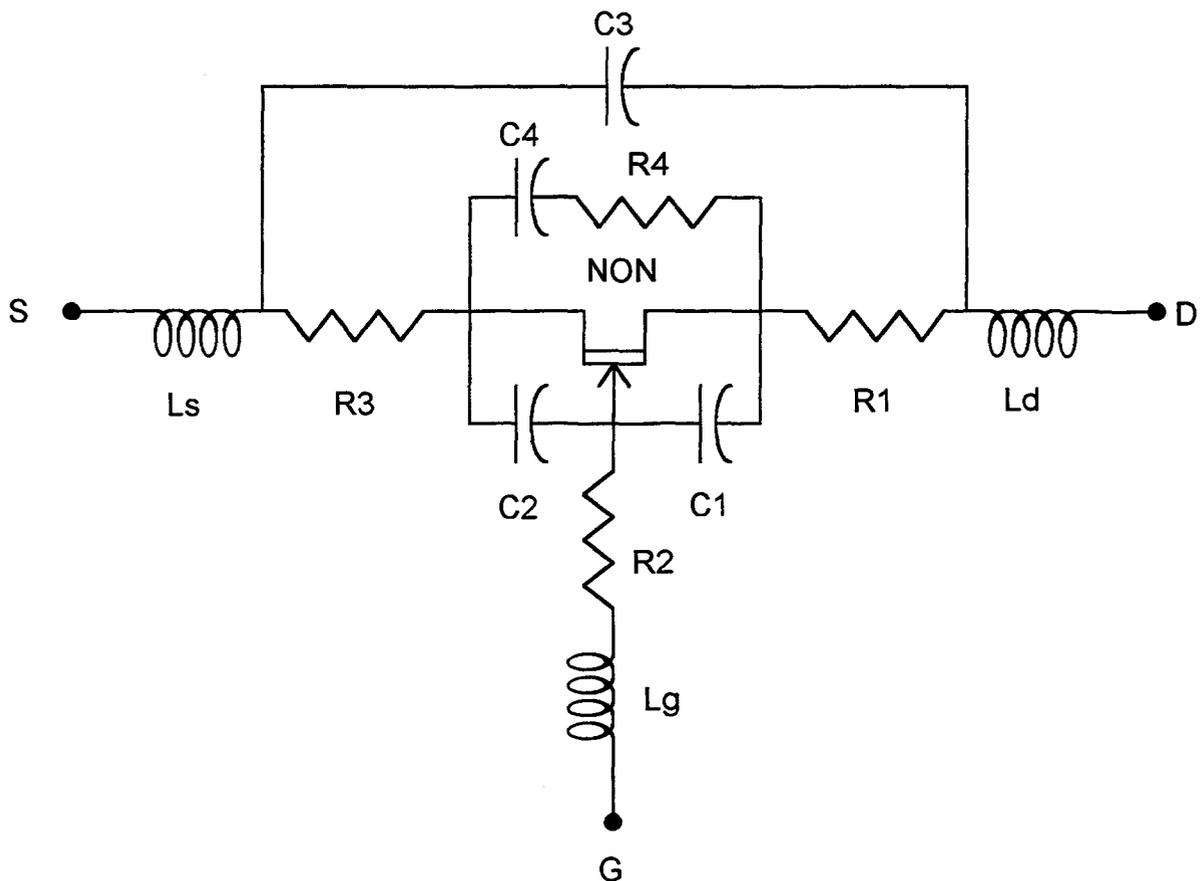


figure 3.4.3 : schéma électrique équivalent du transistor NON

### 3.4.3.2 Le transistor N Naturellement Bloqué Froid (Normally OFF)

Ce transistor est modélisé pour des applications où  $V_{ds} = 0$  (zone linéaire). Le schéma équivalent est donné à la figure 3.4.4. Le coeur de ce modèle électrique hybride est un transistor MESFET dont les équations de courant sont données par le modèle Curtice. Les composants passifs rajoutés sont :

Référence	Désignation	Expression
R1	Résistance d'accès du drain	$1920 \Omega \cdot \mu\text{m}$
R2	Résistance de grille	$0.01875 \Omega / \mu\text{m}$
R3	Résistance d'accès de la source	$1920 \Omega \cdot \mu\text{m}$
R4	Résistance Dynamique	$400 \text{ K}\Omega \cdot \mu\text{m}$
C1	Capacité parasite Grille Drain	$0.1687 \text{ fF} / \mu\text{m}$
C2	Capacité parasite Grille Source	$0.3062 \text{ fF} / \mu\text{m}$
C3	Capacité Drain Source	$0.2437 \text{ fF} / \mu\text{m}$
C4	Capacité de coupure	$312.5 \text{ pF} / \mu\text{m}$

On remarque que dans ce modèle, les selfs d'accès n'ont pas été prises en compte. Ces modèles ayant été mis au point par la fonderie, et ayant été livrés dans cet état, il ne nous a pas semblé opportun de les modifier, vu le risque que cela pouvait comporter.

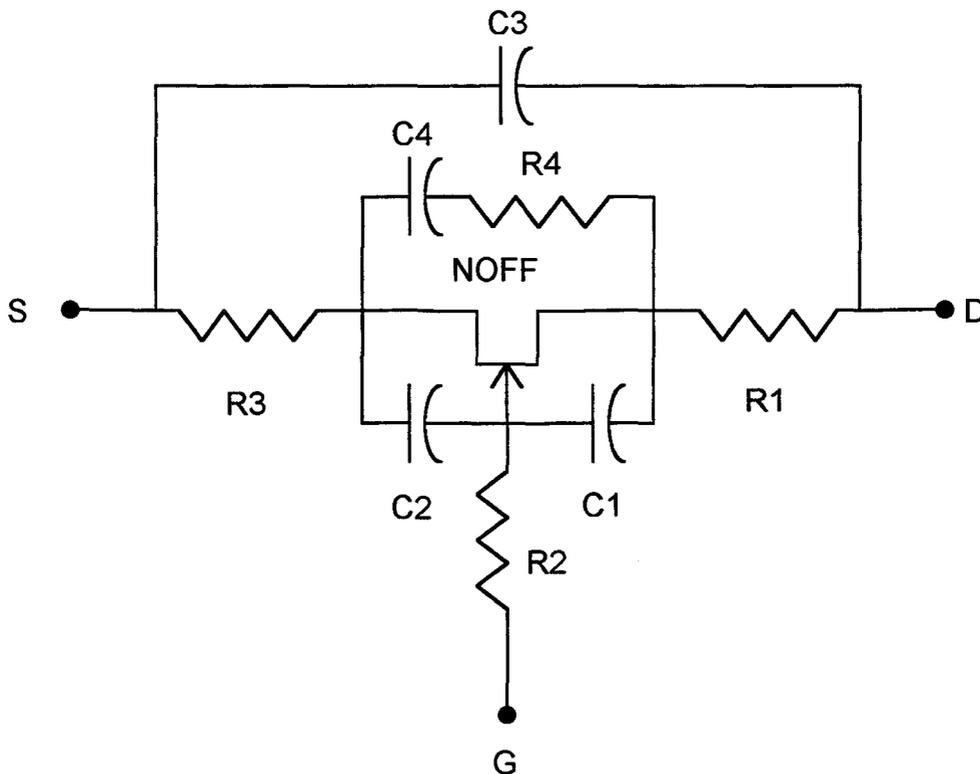


figure 3.4.4 : schéma électrique équivalent du transistor NOFF froid

### 3.4.3.3 Le transistor N Naturellement Bloqué Chaud (Normally OFF)

Ce transistor est modélisé pour des applications où  $V_{ds} \neq 0$  (zone saturée). Le schéma équivalent est donné à la figure 3.4.5. Le coeur de ce modèle électrique hybride est un transistor MESFET dont les équations de courant sont données par le modèle Curtice. Les composants passifs rajoutés sont :

Référence	Désignation	Expression
R1	Résistance d'accès du drain	$1920 \Omega \cdot \mu\text{m}$
R2	Résistance de grille	$0.01875 \Omega / \mu\text{m}$
R3	Résistance d'accès de la source	$1920 \Omega \cdot \mu\text{m}$
R4	Résistance Dynamique	$88 \text{ K}\Omega \cdot \mu\text{m}$
S4	Résistance Dynamique contrôlée par $V_{gs}$	$R_{ON} = 19.2 \text{ K}\Omega \cdot \mu\text{m}$ ; $V_{ON} = 0.6$ $R_{OFF} = 120 \text{ K}\Omega \cdot \mu\text{m}$ ; $V_{OFF} = 0.4$
C1	Capacité parasite Grille Drain	$0.19375 \text{ fF} / \mu\text{m}$
C2	Capacité parasite Grille Source	$0.03125 \text{ fF} / \mu\text{m}$
C3	Capacité Drain Source	$0.24375 \text{ fF} / \mu\text{m}$
C4	Capacité de coupure	$312.5 \text{ pF} / \mu\text{m}$

On remarque que dans ce modèle, comme dans le modèle précédent, les selfs d'accès n'ont pas été prises en compte. Pour les mêmes raisons, il ne nous a pas semblé opportun de les modifier.

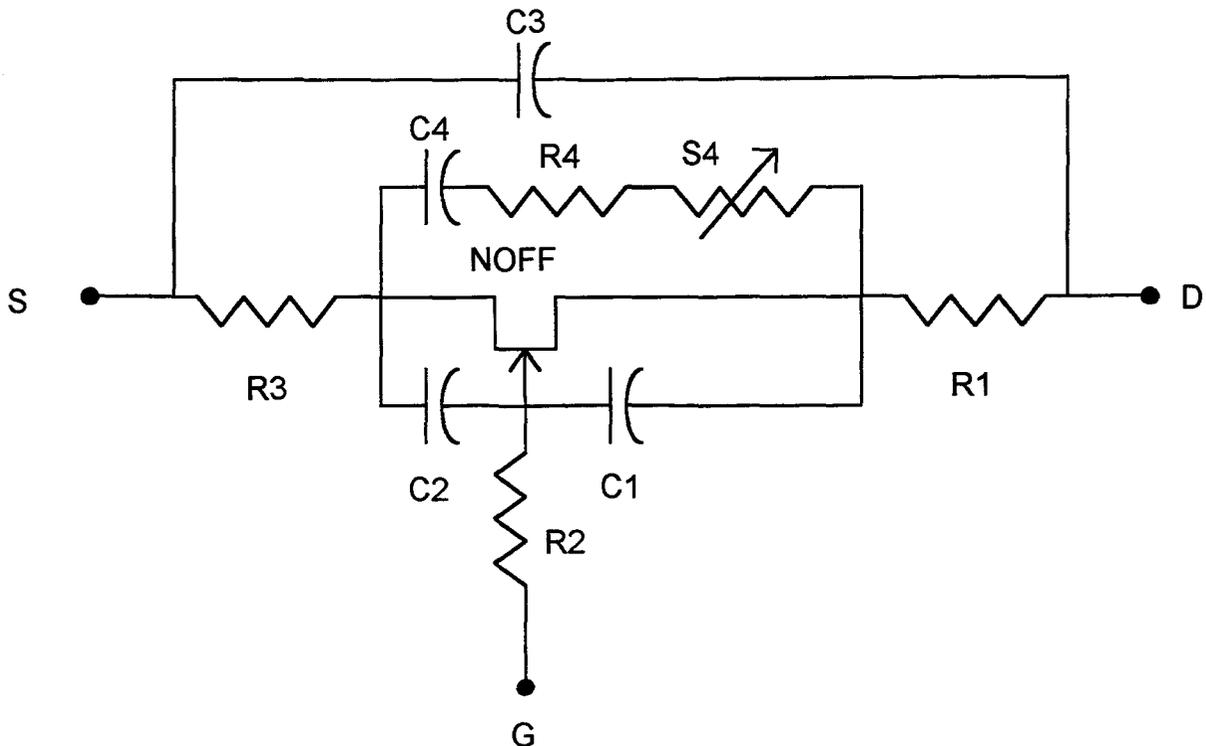


figure 3.4.5 : schéma électrique équivalent du transistor NOFF chaud

### 3.5 Conclusion

La modélisation RF des composants n'est pas une tâche facile. Ce chapitre a montré la complexité de l'approche et le soin apporté au moindre détail électrique. Cependant, il subsiste des différentes limitations en haute fréquence impossibles à modéliser d'une façon simple et compatible avec des simulateurs électriques. De plus, aux fréquences RF, les interconnexions entre un noeud et un autre contribuent à la complexité de cet ensemble fait de capacités, de selfs et de résistances parasites dont leurs effets deviennent prépondérants par rapport au circuit actif avoisinant. Une grande rigueur dans le dessin topologique est obligatoire. De plus, une certaine prudence par rapport aux résultats de mesure doit être gardée à tout moment dans l'esprit des concepteurs.

### 3.6 Bibliographie

- [3.1] Vitesse Semiconductor Corporation, « Foundry Design Manual », Version 5.0, Mars 1991.
- [3.2] Rapport interne Thomson-CSF Semiconducteurs Spécifiques, « Modèles de la filière HGaAsII (RF) », FIT 480, V2.0, Décembre 1993.
- [3.3] W.A. Curtice, « A MESFET model for use in the design of GaAs integrated circuits », IEEE Transactions on Microwaves Theory and Techniques, MTT-28, pp. 448-456, Mai 1980.
- [3.4] S.E. Sussman-Fort, S. Narasimhan, and K. Mayaram, « A complete GaAs MESFET computer model for SPICE », IEEE Transactions on Microwaves Theory and Techniques, MTT-32, pp. 471-473, 1984.
- [3.5] H. Statz, P. Newman, I.W. Smith, R.A. Pucel, and H.A. Haus, « GaAs FET Device and Circuit Simulation in SPICE », IEEE Transactions on Electron Devices, ED-34, pp. 160-169, Février 1987.
- [3.6] A.J. McCamant, G.D. McCormack, and D.H. Smith, « An Improved GaAs MESFET Model for SPICE », IEEE Transactions on Microwaves Theory and Techniques, MTT-38, pp. 822-824, Juin 1980.

## CHAPITRE 4

### ETUDE DU COMPOSANT DE BASE : LA TRANSCONDUCTANCE

#### 4.1 Généralités

Afin que les filtres réalisés soient utilisables, il est indispensable que les éléments qui le constituent (notamment les transconductances) possèdent certaines propriétés [4.1], [4.2], [4.3]. En effet, les filtres sont utilisés dans des systèmes pointus ; il est donc nécessaire que ceux-ci aient des fréquences de coupure parfaitement connues et reproductibles, et des gabarits qui soient aussi proches que possible des filtres théoriques voulus. Pour obtenir ces propriétés, il faut absolument que soient réunies les quatre conditions suivantes :

- La réalisation doit se faire en circuit intégré car toutes les transconductances et les capacités du filtre doivent être parfaitement appareillées.
- Les transconductances différentielles utilisées doivent pouvoir être pilotées par un moyen quelconque (courant ou tension), afin de permettre un asservissement de la tension du mode commun en sortie. En effet, les niveaux continus, en entrée et en sortie de la transconductance, doivent être les mêmes pour permettre la mise en cascade des transconductances. Cet asservissement est appelé la régulation du mode commun.
- Les transconductances utilisées doivent pouvoir être pilotées par un moyen quelconque (courant ou tension), afin de permettre un asservissement de la fréquence de coupure, car toute variation de procédé ou de température induit des variations de fréquence de coupure qui peuvent atteindre  $\pm 50 \%$ .
- Les transconductances utilisées doivent avoir des conductances de sortie les plus faibles possibles, car si les pertes occasionnées par les transconductances sont trop importantes, le gain du filtre n'est plus parfaitement contrôlé [4.4], et il peut apparaître des pics de surtension au voisinage de la fréquence de coupure. De même, La phase des transconductances utilisées doit être la plus proche possible de  $90^\circ$  (intégrateur idéal), car toute variation de phase introduit des pics de surtension au voisinage de la fréquence de coupure (quelques degrés d'écart peuvent entraîner des pics de surtension de quelques dB).

L'obtention de toutes ces propriétés est relativement aisée en technologie CMOS. Cependant, au-delà de 100 MHz, il devient pratiquement impossible d'avoir un bon

comportement fréquentiel des transconductances dans ces technologies. Il y a donc un besoin réel d'un filtre continu en technologie Arséniure de Gallium, ci-après notée GaAs. L'utilisation de la technologie GaAs dans les techniques de filtrage est néanmoins loin de résoudre tous les problèmes. En effet, si elle permet d'utiliser des transistors ayant des fréquences de transition  $f_t$  de l'ordre de 25 GHz, elle ne possède par contre pas de transistors complémentaires [4.5], [4.6]. Ceci constitue un inconvénient majeur de cette technologie puisque cela rend impossible l'utilisation de montages tels que "folded cascode" (utilisés couramment en silicium) qui ont pour propriété d'augmenter considérablement le gain DC en boucle ouverte des transconductances.

## 4.2 La transconductance développée

### 4.2.1 Introduction

La transconductance présentée dans les paragraphes qui suivent, est utilisée dans un système radiofréquence dont les fréquences utiles sont limitées à 2 GHz, et dont l'un des objectifs primordiaux est d'optimiser la consommation. D'où la nécessité d'utiliser une structure simple comprenant le nombre minimal de transistors pour limiter le nombre de noeuds capacitifs, et donc pour pouvoir monter en fréquence. Cette transconductance doit aussi aligner le nombre minimum de transistors en série afin de limiter la valeur de la tension d'alimentation.

Le résultat obtenu consiste en une structure simple, pouvant fonctionner à quelques GHz, et ayant une faible dissipation en puissance.

Dans les paragraphes qui suivent, le modèle simplifié défini au CHAPITRE 3, §3.4.2 est utilisé pour les calculs du premier ordre et les évaluations des performances. Les différents paramètres électriques des transistors NON et NOFF sont donnés dans le tableau ci-dessous :

	Normally OFF (NOFF)	Normally ON (NON)
VTO	0.24 V	-0.85 V
BETA	0.26 mA/V <sup>2</sup>	0.085 mA/V <sup>2</sup>
LAMBDA	0.41 1/V	0.063 1/V
UCRIT	0.3 V/cm	0.05 V/cm

## 4.2.2 La transconductance de base

Le coeur de la transconductance est présenté à la figure 4.2.1.

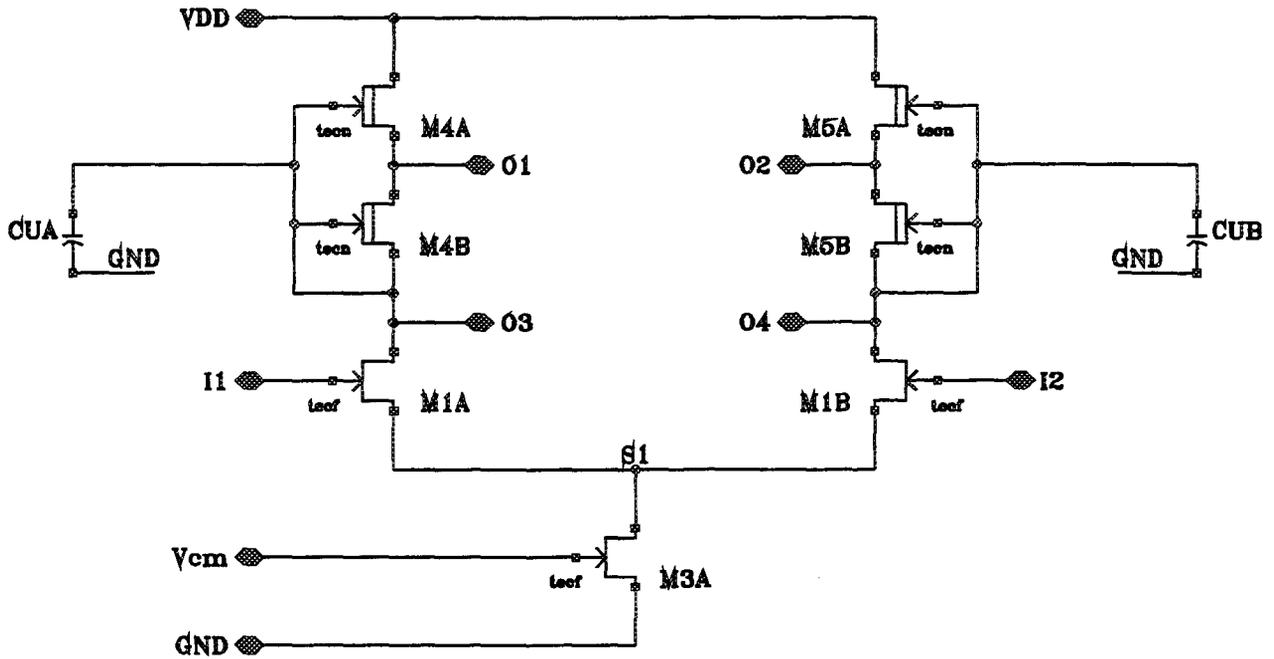


figure 4.2.1 : la transconductance de base

La structure transistor-noeuds de connexion (drain, grille, source) sera ci-après notée :  $M_{xy}$  ( $u, v, w$ ). La structure capacité-noeuds de connexion (pôle positif, pôle négatif) sera ci-après notée :  $C_{xy}$  ( $u, v$ ).

Le coeur de la transconductance est constitué des transistors  $\{M1A (O3, I1, S1), M1B (O4, I2, S1)\}$  qui forment une paire différentielle principale garantissant une valeur de transconductance  $G_{m0}$  capable de fournir de bonnes performances de filtrage en radiofréquence. Ces transistors sont des transistors normalement bloqués (NOFF : Normally OFF) et possèdent une valeur de transconductance  $G_{m1}$  et une résistance de sortie  $R_{o1}$ .

Le transistor M3A ( $S1, V_{cm}, GND$ ) est un transistor NOFF qui tire le courant de cette paire différentielle au noeud S1, et la polarise.

Les transistors  $\{M4A (VDD, O3, O1), M4B (O1, O3, O3)\}$  et  $\{M5A (VDD, O4, O2), M5B (O2, O4, O4)\}$  injectent le courant dans cette paire différentielle respectivement aux noeuds O3 et O4. Ces transistors normalement passants (NON : Normally ON) possèdent une valeur de transconductance ( $G_{mA}, G_{mB}$ ), une résistance de sortie ( $R_{oA}, R_{oB}$ ), et constituent la charge de la paire différentielle. Dans le cas présent, ces transistors fonctionnent en zone triode. Ceci implique des valeurs très faibles pour  $G_{mA}$  et  $G_{mB}$ .

Les capacités {CuA (O3, GND), CuB (O4, GND)} intègrent le courant « alternatif current » ci-après noté AC, aux noeuds (O3, O4).

#### 4.2.3 Expression de la valeur de la transconductance

La transconductance étudiée est celle présentée à la figure 4.2.1. Le courant de polarisation  $I_p$  circule dans chacune des branches de la paire différentielle. En appliquant une tension différentielle  $V_d = V_{gs1} - V_{gs2}$  aux bornes de cette paire, un courant différentiel  $\Delta I$  est généré autour du point de repos  $I_p$ .

$$I_{p+\Delta I} = \text{Beta} * (V_{gs1} - V_{TO})^2 \text{ et } I_{p-\Delta I} = \text{Beta} * (V_{gs2} - V_{TO})^2 \quad (4.2.1)$$

$$\sqrt{(I_p + \Delta I)} - \sqrt{(I_p - \Delta I)} = \sqrt{\text{Beta}} * V_d \quad (4.2.2)$$

et

$$\Delta I = \sqrt{\text{Beta} * I_p} * V_d * \sqrt{\left(1 - \frac{\text{Beta} * V_d^2}{4 * I_p}\right)} \quad (4.2.3)$$

Le premier terme  $\sqrt{\text{Beta} * I_p}$  est la partie linéaire de la transconductance  $G_{m0}$  de cette paire différentielle. Le terme perturbateur proportionnel à  $V_d^2$  caractérise la non-linéarité du circuit, cause de distorsion pour de fortes amplitudes.

Le développement en série de Taylor jusqu'à l'ordre 5 de l'expression 4.2.3 donne :

$$\Delta I = \sqrt{\text{Beta} * I_p} * V_d * \left(1 - \frac{\text{Beta} * V_d^2}{8 * I_p} - \frac{\text{Beta} * V_d^4}{32 * I_p}\right) \quad (4.2.4)$$

Les différents termes présents dans l'expression 4.2.4 donnent une idée de la distorsion du courant à des valeurs de tension d'entrée grandes. Le terme prédominant est la distorsion harmonique d'ordre 3 (l'harmonique d'ordre 2 est éliminée par la structure différentielle), dont la valeur, pour un signal en entrée d'amplitude  $V_{in}$ , est donnée par :

$$HD3 = \frac{\text{Beta} * V_{in}^2}{4 * 8 * I_p} \quad (4.2.5)$$

Afin de fixer un ordre de grandeur pour l'amplitude maximale du signal en entrée, on détermine la tension d'entrée pour laquelle on obtient un écart de 1% par rapport à la pente  $G_{m0}$  idéale. Cette tension d'entrée maximale est donnée par :

$$V_{in_{max}} = \sqrt{\frac{32 * I_p}{\text{Beta}}} \quad (4.2.6)$$

Pour  $I_p = 2 \text{ mA}$ ,  $W/L = 400/1.2$  et un transistor NOFF, la tension d'entrée maximale est de 79 mV. La faible dynamique d'entrée rend la paire différentielle utilisable uniquement dans des systèmes à faible niveau d'entrée.

L'utilisation des transconductances linéarisées pour améliorer le taux de distorsion est évidemment envisageable. Néanmoins, dans le cadre de cette thèse, seule la fonctionnalité des structures Gm-C dans les domaines radiofréquences fait l'objet d'une démonstration, et une éventuelle continuité de cette étude serait de projeter l'approche présentée sur des structures plus complexes et ayant de meilleures performances en terme de linéarité.

#### 4.2.4 Expression de la fréquence de coupure de la transconductance

La fréquence de coupure de cette structure est donnée par la relation ci-dessous :

$$F_c = \frac{G_{m1}}{2 \cdot \Pi \cdot C_{uA}} \quad (4.2.7)$$

Avec  $G_{m1}$  la valeur de la transconductance linéaire d'un des transistors de la paire différentielle donnée par :

$$G_{m1} = 2 \cdot \sqrt{\text{Beta} \cdot I_{ds} \cdot (1 + \text{LAMBDA} \cdot V_{ds})}$$

Comme on peut facilement le noter, cette fréquence de coupure est directement contrôlable par un ajustement de la valeur du courant, piloté par la tension  $V_{cm}$ .

Pour  $I_p = 2 \text{ mA}$ ,  $W/L = 400/1.2$  et un transistor NOFF, la valeur de  $G_{m1}$  est de 32 mS. En considérant une capacité  $C_{uA} = 1 \text{ pF}$ , la fréquence de coupure est égale à 5.09 GHz.

#### 4.2.5 Expression du gain de la transconductance

Le gain  $G1$  de la structure est calculé par la relation suivante :

$$G1 = \frac{G_{m1}}{g_{o1} + G_{eq}} \quad (4.2.8)$$

où

$$G_{eq} = \left( \frac{1}{g_{oA}} + \frac{1 + G_{mA} / g_{oA}}{g_{oB}} \right)^{-1}$$

$$g_{o1} = 1/R_{o1} ; g_{oA} = 1/R_{oA} ; g_{oB} = 1/R_{oB}$$

avec

$$G_{m1} = 2 * \sqrt{\text{Beta} * I_{ds} * (1 + \text{LAMBDA} * V_{ds})}$$

$$g_{o1} = \frac{\text{LAMBDA}(\text{NOFF}) * I_{ds}}{1 + \text{LAMBDA}(\text{NOFF}) * V_{ds}}$$

Les expressions  $G_{m1}$  et  $g_{o1}$  correspondent à un transistor NOFF utilisé dans sa région saturée. Les transistors {M4A, M4B}, {M5A, M5B} sont utilisés dans leur zone linéaire de telle façon à pouvoir diminuer la tension d'alimentation, et donc optimiser la puissance de consommation. Dans ce cas, les expressions suivantes sont appliquées pour calculer  $G_{mA}$ , et  $g_{oA,B}$  :

$$G_{mA} = \frac{dI_{ds}}{dV_{gs}} = 2 * \sqrt{\text{Beta} * I_{ds} * (1 + \text{LAMBDA} * V_{ds}) * [1 - (1 - V_{ds})^3]}$$

$$g_{oA,B} = \frac{\text{LAMBDA} * I_{ds}}{1 + \text{LAMBDA} * V_{ds}} + \frac{3 * I_{ds} * (1 - V_{ds})^2}{1 - (1 - V_{ds})^3}$$

Une application numérique donne les valeurs suivantes :

$$G_{m1} = 32 \text{ mA/V}^2, \text{ et } G_{mA} = 5.86 \text{ mS}$$

$$g_{o1} = 640 \text{ } \mu\text{S}, g_{oA} (V_{dsA} = 0.2\text{V}) = 7.7 \text{ mS}, g_{oB} (V_{dsB} = 0.095\text{V}) = 19.35 \text{ mS}$$

et  $G1 = 6.2$ .

En conclusion, on peut remarquer que le gain obtenu est faible pour des applications de filtrage continu. Cette faible valeur de gain occasionne, comme cela a été expliqué précédemment, des pertes d'insertion dans la bande passante du filtre et de grandes déformations de la fonction de transfert autour de la fréquence de coupure. D'où la nécessité de trouver un moyen pour augmenter le gain de cette transconductance. Le principe d'amélioration du gain est exposé dans le paragraphe suivant.

#### 4.2.6 Le principe de la résistance négative

Dans ce qui suit, on propose une nouvelle approche pour augmenter le gain DC des structures MESFET [4.7], [4.8] sans pour autant affecter la réponse en fréquence de la transconductance.



Une autre solution consiste à ajouter une résistance négative en parallèle par rapport à la résistance  $R_3$  selon la figure 4.2.3 :

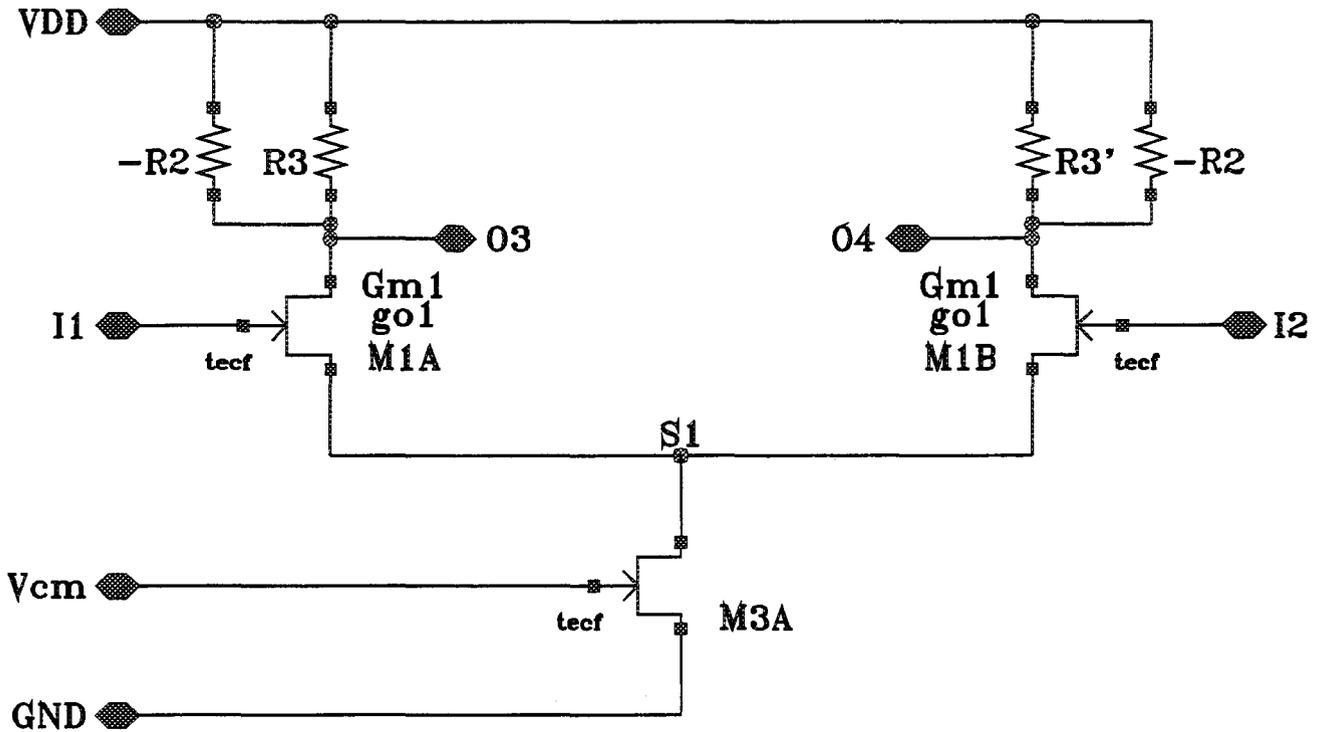


figure 4.2.3 : principe de la résistance négative

Le gain de cette structure est donnée par :

$$G = \frac{G_{m1}}{g_{o1} + 1/R_3 - 1/R_2} \quad (4.2.10)$$

Si on choisit la résistance  $R_2$  de telle façon que :

$$g_{o1} + 1/R_3 - 1/R_2 = 0 \Rightarrow g_{o1} + 1/R_3 = 1/R_2 \quad (4.2.11)$$

alors  $G$  devient infini. Un risque d'oscillation et d'instabilité est à prévoir si  $G$  devient négatif, ce qui découle du fait que  $1/R_2 > g_{o1} + 1/R_3$ . Ce risque étant présent et réel vue la dispersion des éléments technologiques, un moyen d'asservissement doit être prévu pour contrôler la valeur de cette résistance (Cf. Chapitre 2, § 2.5.4).



et M5 soient divisés en deux s'explique par le besoin de points milieux (O1, O2) pour permettre l'adjonction de la structure à augmentation de gain. Ces points milieux (O1, O2) présentant une tension continue DC différente de celle présente aux noeuds de sortie (O3, O4), rendent possible l'implémentation de la structure d'augmentation de gain en offrant des tensions DC différentes en entrée et en sortie de cette structure. Ces transistors M4 et M5 auraient pu être remplacés par des résistances sans affecter le fonctionnement global de la structure.

La structure à augmentation de gain est donc équivalente à une résistance négative égale à  $R_{o2}$  qui peut s'exprimer sous la forme d'une conductance négative  $g_{o2} = 1/R_{o2}$ . Cette conductance négative est rapportée aux noeuds (O3, O4), et est commandée par la tension d'asservissement  $V_g$ .

D'après les résultats des paragraphes précédents, la transconductance de la figure 4.2.4 possède un gain total GT donné par la relation suivante :

$$GT = G_{m1}/(g_{o1} + g_{o2} + G_{eq}/2) \quad (4.2.12)$$

Ayant présent à l'esprit que  $g_{o2}$  est une conductance négative, l'expression  $(g_{o1}+g_{o2}+G_{eq}/2)$  peut avoir une valeur infiniment proche de zéro. A ce moment, le gain GT de la structure peut croître indéfiniment. Par conséquent, les performances de la réponse en fréquence de cette transconductance autour de la fréquence de coupure s'améliorent.

La transconductance obtenue possède un contrôle de fréquence pilotée par la tension  $V_{cm}$ , et un contrôle du gain DC piloté par la tension  $V_g$ . Notons que ces performances fréquentielles ne sont quasiment pas affectées par l'adjonction de la structure à résistance négative. Par ailleurs, notons qu'elle peut fonctionner sous de faibles tensions d'alimentation vu le nombre minimal de transistors utilisés en série.

#### 4.2.7 Etage de sortie

La figure 4.2.5 donne l'étage de sortie de la transconductance [4.9].



structure, et par conséquent le courant dans la paire différentielle principale, contrôle indirectement la fréquence de coupure de cette même structure.

#### 4.2.8 L'asservissement en fréquence

La transconductance décrite précédemment présentait une fréquence contrôlée par la tension du mode commun  $V_{cm}$  qui est en même temps la borne de contrôle de la tension mode commun en sortie de la transconductance. L'inconvénient majeur de cette structure est l'interaction entre ces deux contrôles. Afin de pallier cette faiblesse, et de donner un autre degré de liberté capable de munir la transconductance d'une agilité en fréquence, limitée jusqu'à maintenant au bon fonctionnement du mode commun, une structure d'asservissement en fréquence doit être associée à la transconductance originale.

La figure 4.2.6 donne la transconductance utilisée pour l'asservissement en fréquence.

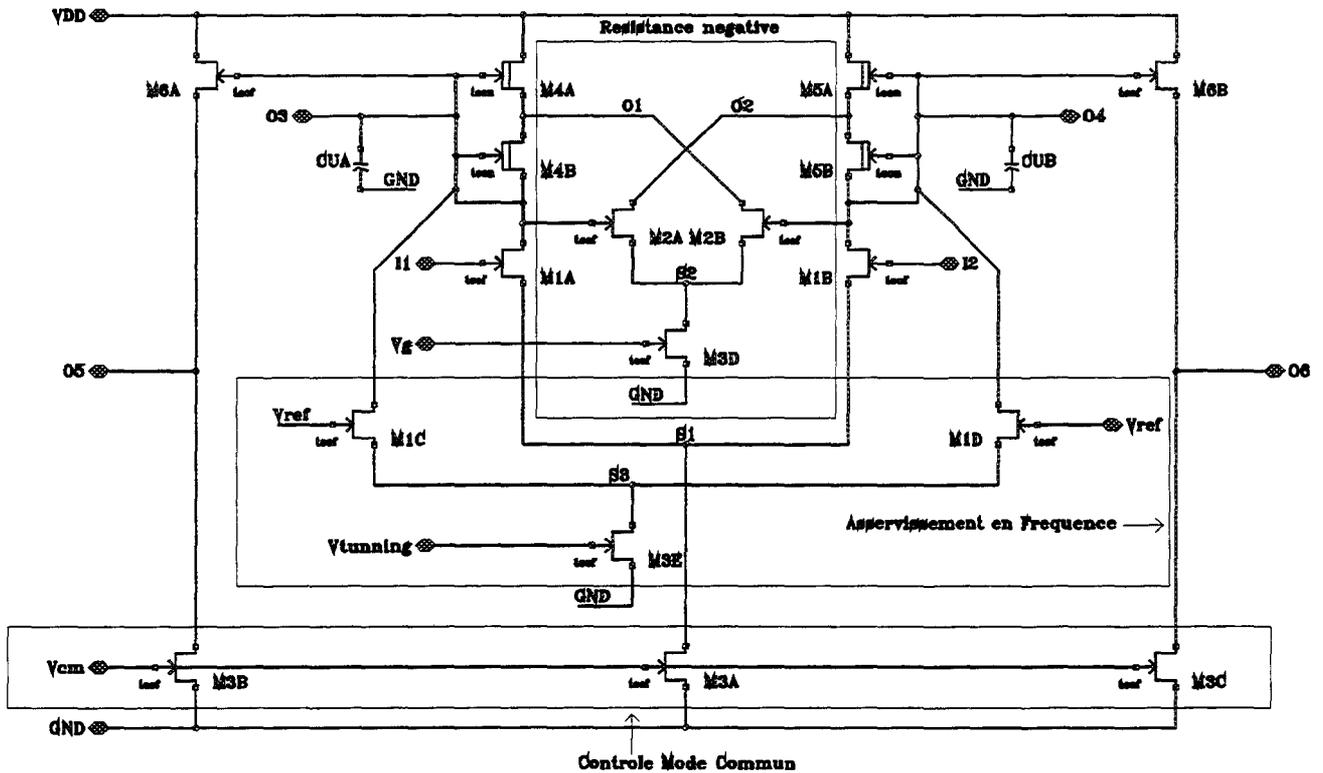


figure 4.2.6 : l'asservissement en fréquence

Les transistors NOFF {M1C (O3,  $V_{ref}$ , S3), M1D (O4,  $V_{ref}$ , S3)} forment une paire différentielle et tirent le courant des noeuds O3 et O4. La tension  $V_{ref}$  est une tension constante dont la valeur DC est égale à la tension DC sur l'entrée (I1, I2). Cette tension  $V_{ref}$  permet aux transistors {M1C, M1D} d'être passants, de fonctionner dans leur zone saturée et de véhiculer le courant tiré par le transistor M3E (S3,  $V_{tuning}$ , GND) au noeud S3.

L'ensemble des transistors ( $\{M1C, M1D\}, M3E$ ) représente une transconductance dont la sortie (O3, O4) est connectée sur la sortie (O3, O4) de la transconductance principale. Cette structure présente une valeur de transconductance égale à  $G_{mv}$ , variable en fonction de la tension d'asservissement  $V_{tunning}$ . Cette structure tire le courant aux noeuds (O3, O4). Comme déjà décrit au § 4.2.8, le mode commun régule la tension aux noeuds (O5, O6) par l'intermédiaire de  $V_{cm}$ , et par conséquent aux noeuds (O3, O4). Donc le courant délivré par les transistors ( $\{M4A, M4B\}, \{M5A, M5B\}$ ) est fixe et ne dépend que de la taille de ces transistors. Quand la structure ( $\{M1C, M1D\}, M3E$ ) tire du courant aux noeuds (O3, O4), le courant dans la paire principale  $\{M1A, M1B\}$  régulé par  $V_{cm}$ , va baisser dans les proportions de l'augmentation du courant dans la paire  $\{M1C, M1D\}$ , de telle façon à ce que le courant délivré par les transistors ( $\{M4A, M4B\}, \{M5A, M5B\}$ ) reste constant.

La fréquence de coupure  $F_c$  de la structure initiale présentée à la figure 4.2.4 est donnée par la relation :

$$F_c = 2 * \sqrt{\text{Beta} * I_1 * (1 + \text{LAMBDA} * V_{ds})} / (2 * \pi * C_{uA})$$

$$= G_m / (2 * \pi * C_{uA})$$

En lui adjoignant la structure de l'asservissement de fréquence précédemment décrite, la fréquence de coupure globale  $F_{cv}$  devient égale à :

$$F_{cv} = 2 * \sqrt{\text{Beta} * (I_1 - I_v) * (1 + \text{LAMBDA} * V_{ds})} / (2 * \pi * C_{uA})$$

$$= G_{m_v} / (2 * \pi * C_{uA}) \quad (4.2.13)$$

La valeur de la variable  $G_{m_v}$  est contrôlée par la tension de contrôle  $V_{tunning}$ . Plus le courant  $I_v$  soustrait par la structure d'asservissement est grand, plus la valeur de  $G_{m_v}$  est faible.

La structure ainsi obtenue représente une transconductance dont la tension mode commun en sortie (O5, O6) est asservie à la tension mode commun en entrée (I1, I2) par la tension d'asservissement en mode commun  $V_{cm}$ , dont le gain  $GT$  est réglable par la tension d'asservissement en gain  $V_g$ , et dont la fréquence de coupure  $F_{cv}$  est réglable par la tension d'asservissement en fréquence  $V_{tunning}$ .

#### 4.2.9 La correction de phase

La figure 4.2.7 donne le schéma de la correction de phase choisie pour compenser les pertes occasionnées autour de la fréquence de coupure de la transconductance.

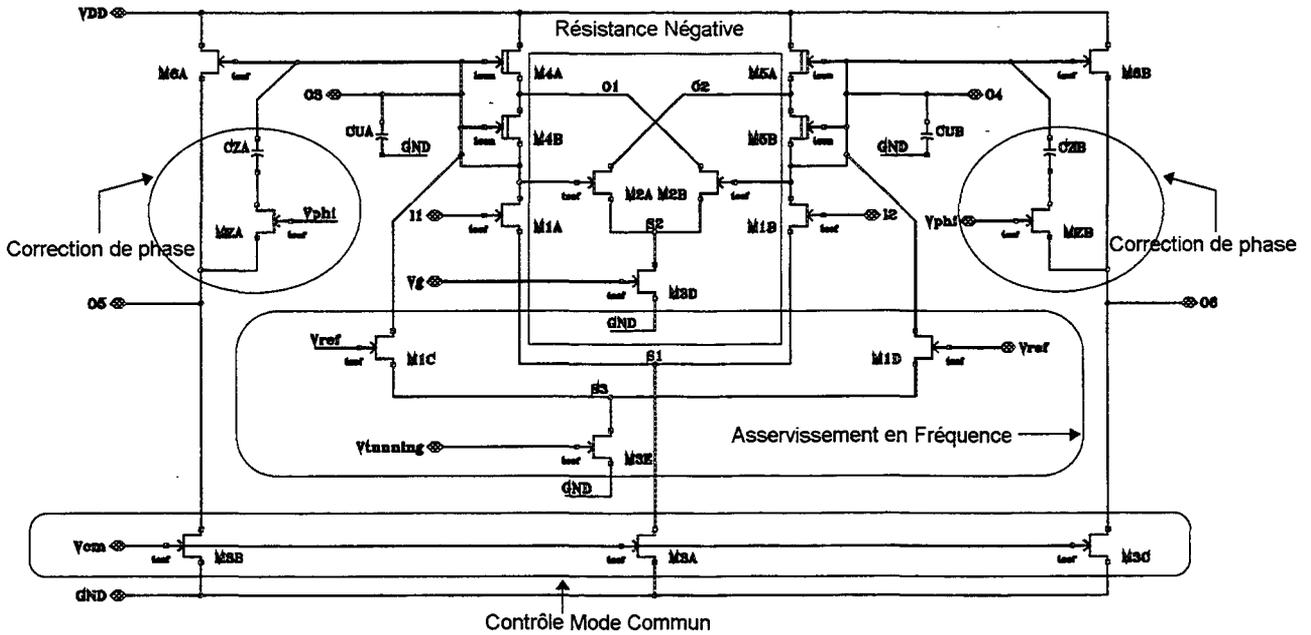


figure 4.2.7 : la correction de phase

Les capacités {CZA (O3, ZA), CZB (O4, ZB)} introduisent un zéro de transmission dans la réponse en fréquence AC de la transconductance.

Les transistors NOFF {MZA (ZA, Vphi, O5), MZB (ZB, Vphi, O6)} introduisent un pôle de transmission dans la réponse en fréquence AC de la transconductance.

L'ensemble des capacités (CZA, CZB) et des transistors (MZA, MZB) introduit un doublet pôle-zéro de transmission dont la position en fréquence est contrôlée par la tension d'asservissement en phase Vphi. Ce doublet pôle-zéro (Cf. paragraphe 2.5.5) ajustable par Vphi, contrôle la phase de la réponse en fréquence AC de la transconductance, afin d'obtenir un intégrateur idéal dont la phase à la fréquence de coupure est égale à  $90^\circ$ .

La structure finale ainsi obtenue représente une transconductance dont la tension mode commun en sortie (O5, O6) est asservie à la tension mode commun en entrée (I1, I2) par la tension d'asservissement en mode commun Vcm, dont le gain GT est réglable par la tension d'asservissement en gain Vg, dont la fréquence de coupure Fcv est réglable par la tension d'asservissement en fréquence V<sub>tunning</sub>, et dont la phase de la réponse en fréquence AC est ajustable par la tension d'asservissement en phase Vphi.

### 4.3 Etape de régulation du mode commun

La tension Vcm d'asservissement du mode commun résulte de la comparaison des tensions mode commun d'entrée (I1, I2) et de sortie (O5, O6) de la transconductance présentée. Cette comparaison se fait par l'intermédiaire d'un amplificateur opérationnel [4.10] dont l'étude est décrite ci-dessous.

Soit la structure de l'amplificateur opérationnel selon la figure 4.3.1 :

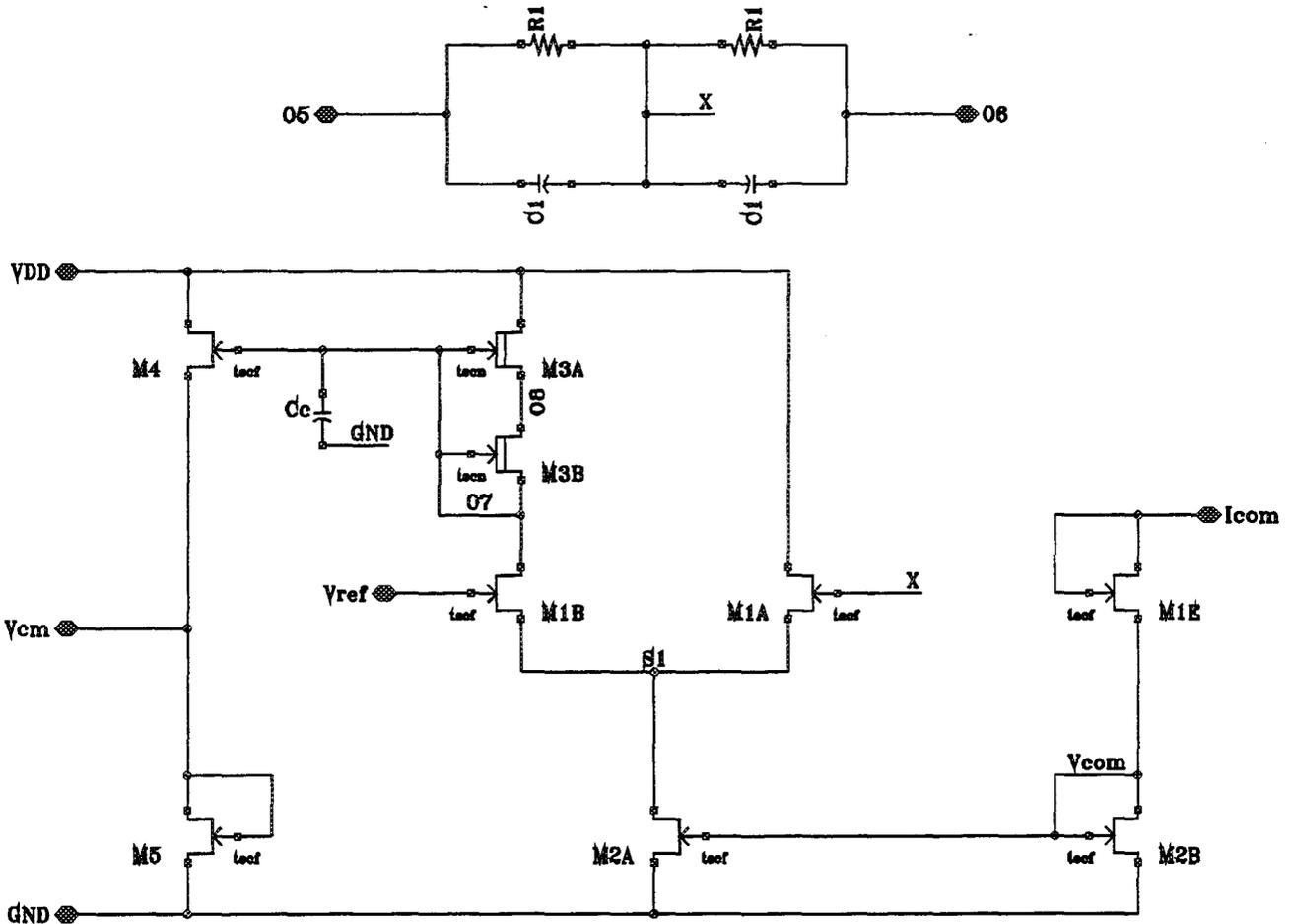


figure 4.3.1 : étage de régulation du mode commun

Les tensions de sortie (O5, O6) de la transconductance sont moyennées par l'intermédiaire de deux résistances ( $R_1$ ,  $R_2$ ). La tension résultante « X » est appliquée sur la grille de deux transistors MESFET NOFF et comparée à travers une structure de paire différentielle à une tension de consigne  $V_{ref}$  qui est la tension de référence du mode commun, cette tension  $V_{ref}$  étant contrôlée de l'extérieur.

La tension du mode commun  $V_{cm}$  est obtenue après cette comparaison à travers un décaleur de tension pour une remise à niveau indispensable. Cette tension  $V_{cm}$  obtenue aux bornes d'un transistor NOFF monté en diode est appliquée sur l'étage transducteur principal, et ajuste le courant afin d'égaliser (O5, O6) à  $V_{ref}$ .

#### 4.3.1 La structure de l'amplificateur opérationnel

La structure de régulation du mode commun est basée sur un simple amplificateur opérationnel présentée sur la figure 4.3.1. Le coeur de l'amplificateur est constitué des transistors {M1A (VDD, X, S1), M1B (O7, Vref, S1)} qui forment une paire différentielle

principale garantissant une valeur de transconductance  $G_{m1}$  capable de fournir de bonnes performances en radiofréquence. Ces transistors sont des transistors normalement bloqués NOFF et possèdent une résistance de sortie  $R_{o1}$ . Une comparaison se fait au niveau de cette paire pour ramener la valeur de la tension X à celle de  $V_{ref}$ .

Le transistor M2A (S1, Vcom, GND) est un transistor NOFF qui tire le courant de cette paire différentielle au noeud S1, et la polarise.

Les transistors {M3A (VDD, O7, O8), M3B (O8, O7, O7)} injectent le courant dans cette paire différentielle au noeud O7. Ces transistors normalement passants NON possèdent une transconductance linéaire ( $G_{mA}$ ,  $G_{mB}$ ), une résistance de sortie ( $R_{oA}$ ,  $R_{oB}$ ), et constituent la charge de la paire différentielle. Ils fonctionnent dans la zone linéaire, et permettent donc la minimisation de la tension d'alimentation.

La capacité  $C_c$  (O7, GND) est une capacité de compensation indispensable pour stabiliser la phase de l'amplificateur

Cet amplificateur est suivi d'un étage de sortie qui joue le rôle d'un décaleur de tension et qui est constitué du transistor NOFF M4 (VDD, O7, Vcm) et d'un transistor NOFF monté en diode M5 (Vcm, Vcm, GND).

#### 4.3.2 Explication du fonctionnement

Supposons que la valeur de X soit inférieure à celle de  $V_{ref}$ . Le courant dans le transistor M1B augmente et celui dans le transistor M1A diminue. La tension au noeud O7 diminue et le courant dans l'étage de sortie diminue. La valeur de la tension Vcm diminue. Cette tension, qui attaque la transconductance présentée dans le paragraphe 4.2, contrôle son courant et aussi celui de son étage de sortie. Ce courant diminue quand Vcm diminue et par conséquent les tensions de sortie (O5, O6) augmentent. Ces deux tensions moyennées par les deux résistances produisent la tension X qui augmente à son tour pour équilibrer la paire, en augmentant le courant dans le transistor M1A. Et la contre réaction a rempli pleinement son travail en agissant sur les courants pour ramener l'étage dans son état de repos initial.

#### 4.3.3 Expression de la fréquence de coupure de l'amplificateur

La fréquence de coupure de cette structure est donnée par la relation ci-dessous :

$$F_c = \frac{1}{2} * \frac{G_{m1}}{2 * \Pi * C_c} = \frac{2 * \sqrt{\text{Beta} * I_p * (1 + \text{LAMBDA} * V_{ds})}}{4 * \Pi * C_c} \quad (4.3.1)$$

Comme on peut facilement le noter, cette fréquence de coupure est directement contrôlable par un ajustement de la valeur du courant, piloté par la borne d'entrée.

Pour  $I_p = 500 \mu\text{A}$ ,  $W/L = 400/1.2$  et un transistor NOFF, la valeur de  $G_{m1}$  est de 13.7 mS. En considérant une capacité  $C_c = 2 \text{ pF}$ , la fréquence de coupure est égale à 545 MHz.

#### 4.3.4 Expression du gain de l'amplificateur

Le gain  $G1$  de la structure est calculé par la relation suivante :

$$G1 = \frac{1}{2} * \frac{G_{m1}}{g_{o1} + G_{eq}} \quad (4.3.2)$$

où

$$G_{eq} = \left( \frac{1}{g_{oA}} + \frac{1 + G_{mA} / g_{oA}}{g_{oB}} \right)^{-1}$$

où  $g_{o1} = 1/R_{o1}$  ;  $g_{oA} = 1/R_{oA}$  ;  $g_{oB} = 1/R_{oB}$

avec

$$G_{m1} = 2 * \sqrt{\text{Beta} * I_{ds} * (1 + \text{LAMBDA} * V_{ds})}$$

$$g_{o1} = \frac{\text{LAMBDA} * I_{ds}}{1 + \text{LAMBDA} * V_{ds}}$$

Les expressions  $G_{m1}$  et  $g_{o1}$  correspondent à un transistor NOFF utilisé dans sa région saturée. Les transistors {M3A, M3B} sont utilisés dans leur zone linéaire de telle façon à pouvoir diminuer la tension d'alimentation, et donc optimiser la puissance de consommation. Dans ce cas, les expressions suivantes sont appliquées pour calculer  $G_{mA}$ , et  $g_{oA,B}$  :

$$G_{mA} = \frac{dI_{ds}}{dV_{gs}} = 2 * \sqrt{\text{Beta} * I_{ds} * (1 + \text{LAMBDA} * V_{ds}) * [1 - (1 - V_{ds})^3]}$$

$$g_{oA,B} = \frac{\text{LAMBDA} * I_{ds}}{1 + \text{LAMBDA} * V_{ds}} + \frac{3 * I_{ds} * (1 - V_{ds})^2}{1 - (1 - V_{ds})^3}$$

Une application numérique donne les valeurs suivantes :

$$G_{m1} = 12.6 \text{ mA/V}^2, \text{ et } G_{mA} = 1.33 \text{ mS}$$

$$g_{o1} = 175 \mu\text{S}, g_{oA} (V_{dsA} = 0.53\text{V}) = 400 \mu\text{S}, g_{oB} (V_{dsB} = 0.2) = 2 \text{ mS}$$

et  $G1 = 16.2$

## 4.4 Résultats de simulation

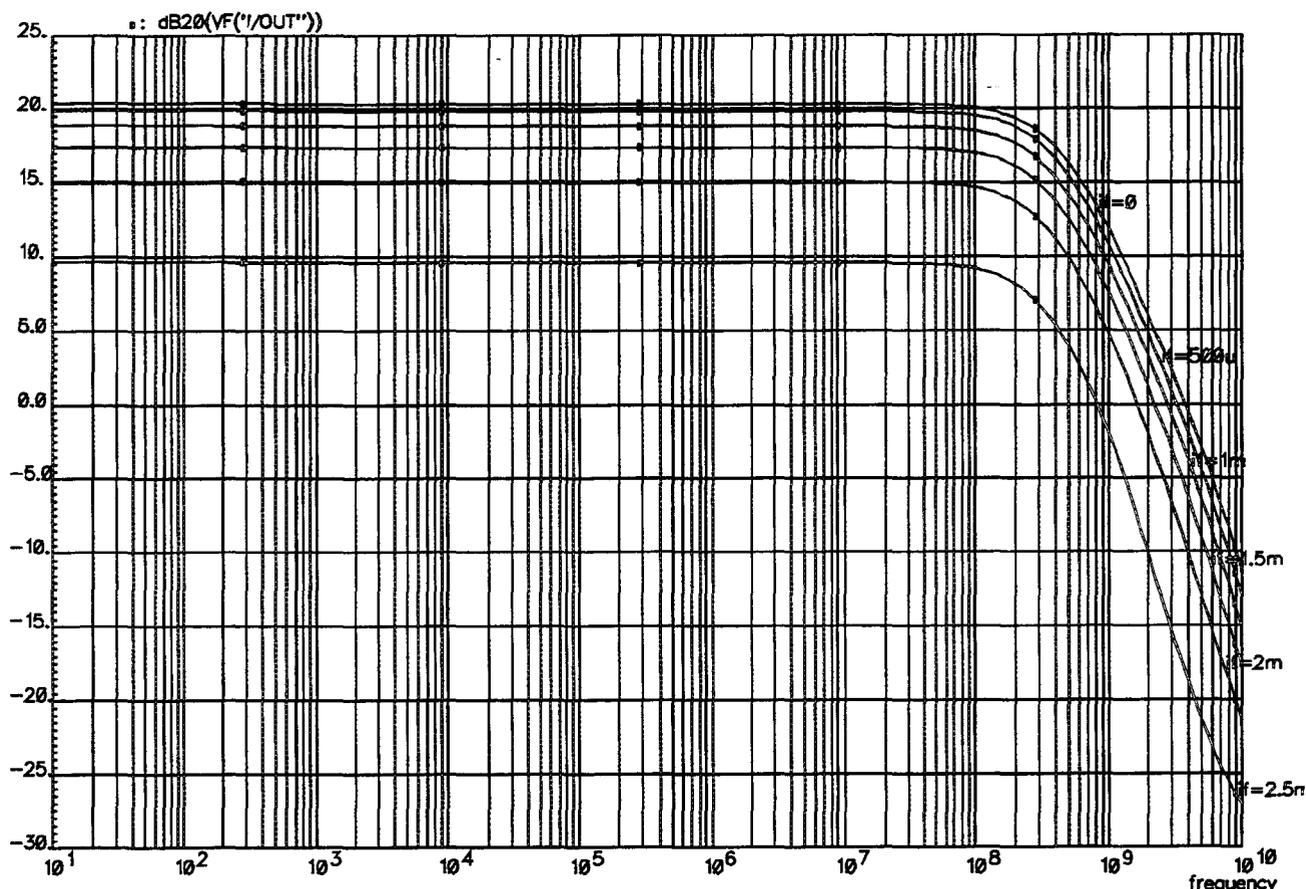
Une étude théorique complète de la transconductance développée a été présentée dans les paragraphes précédents. Dans ce qui suit, les performances obtenues en simulation de cette transconductance sont reportées d'une façon exhaustive. Sont étudiées : la plage utile de l'asservissement en fréquence, du contrôle en gain, de la correction de phase, et la plage d'accord du mode commun. Ces résultats sont extraits de simulations faites sur une transconductance en boucle ouverte.

Les aspects suivants sont aussi étudiés : le bruit généré, le taux de distorsion et le point d'intermodulation d'ordre 3. Ces résultats sont extraits de simulations faites sur une transconductance en boucle fermée.

### 4.4.1 L'asservissement en fréquence

La figure 4.4.1 donne les différentes réponses en fréquence de la transconductance pour une variation du courant d'asservissement en fréquence allant de 0 à 2.5 mA. Les conditions de simulation sont les suivantes :

1. la tension d'alimentation est fixée à 1.5 V
2. le courant de polarisation de l'amplificateur de régulation du mode commun est fixé à 550  $\mu$ A
3. la tension de référence du mode commun  $V_{ref}$  est fixée à 600 mV
4. la tension de correction de phase  $V_{phi}$  est fixée à 600 mV (fonction inhibée)
5. le courant de contrôle du gain, ajusté par  $V_g$ , est fixé à 0 (fonction inhibée)
6. le courant de contrôle de la fréquence, ajustée par  $V_{tuning}$ , varie de 0 à 2.5 mA par pas de 500  $\mu$ A



**figure 4.4.1 : réponses en fréquence de la transconductance pour une variation du courant d'asservissement en fréquence allant de 0 à 2.5 mA**

On observe une variation de la fréquence de coupure allant de 3.8 GHz jusqu'à 0.8 GHz. Cette variation d'un facteur 5 est suffisante pour rattraper la quasi-totalité des dispersions technologiques et des variations thermiques. Notons qu'elle suit parfaitement la loi donnée dans l'expression 4.2.21 : pour une variation du courant de 500  $\mu\text{A}$  à 2.0 mA, la fréquence varie de 3.32 GHz à 1.66 GHz, soit pour un facteur 4 en courant, un facteur 2 en fréquence.

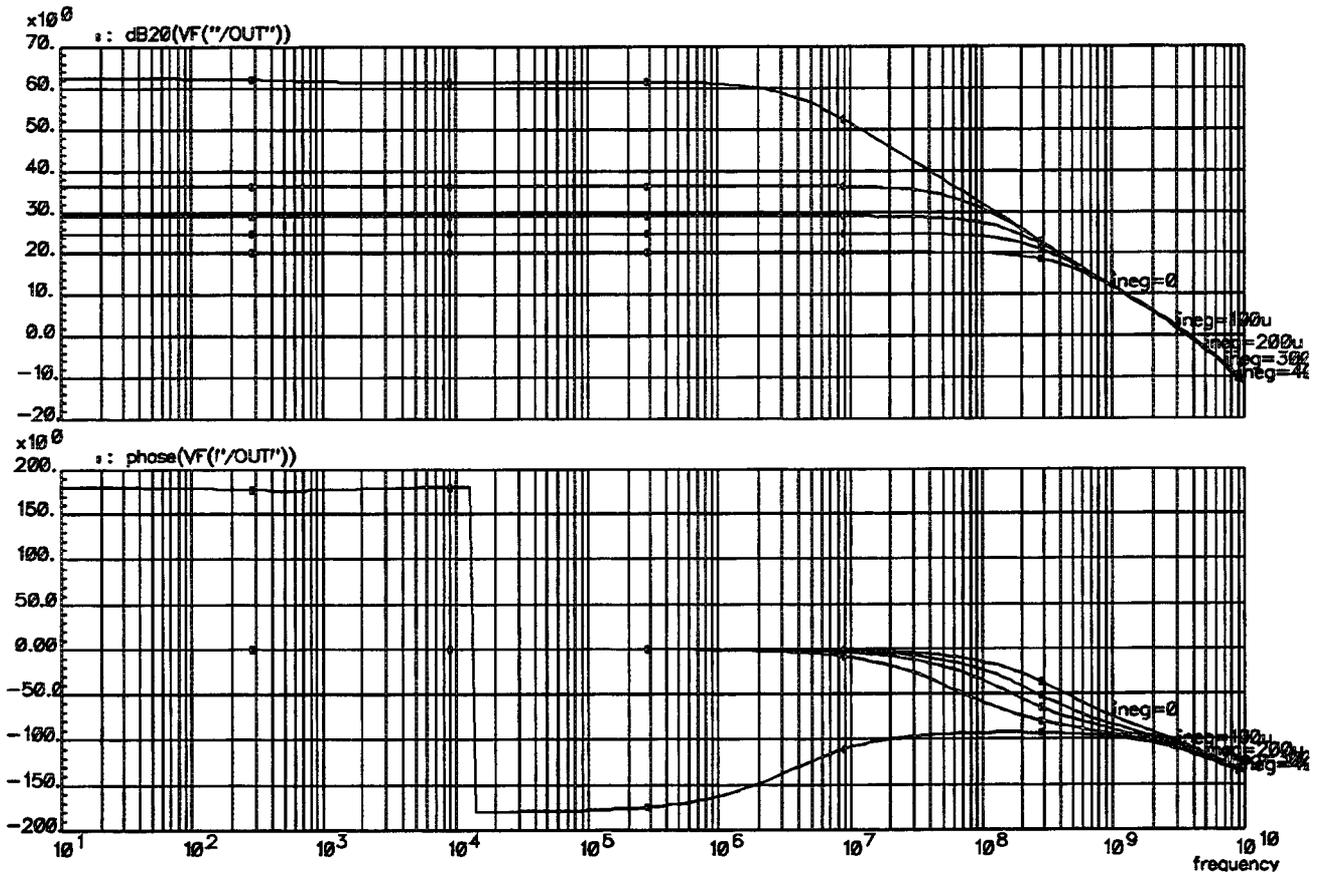
Notons que le gain DC varie avec la variation de ce courant, ceci est dû au fait que ce gain est proportionnel à la valeur de la transconductance  $G_{m1}$  de la paire différentielle, qui est contrôlée par la variation du courant d'asservissement.

#### 4.4.2 Le contrôle du gain

La figure 4.4.2 donne les différentes réponses en fréquence de la transconductance pour une variation du courant de contrôle du gain allant de 0 à 400  $\mu\text{A}$ .

Les conditions de simulation sont les suivantes :

1. la tension d'alimentation est fixée à 1.5 V
2. le courant de polarisation de l'amplificateur de régulation du mode commun est fixé à 550  $\mu\text{A}$
3. la tension de référence du mode commun  $V_{\text{ref}}$  est fixée à 600 mV
4. la tension de correction de phase  $V_{\text{phi}}$  est fixée à 600 mV (fonction inhibée)
5. le courant de contrôle de la fréquence, ajustée par  $V_{\text{tuning}}$ , est fixé à 0 (fonction inhibée)
6. le courant de contrôle du gain, ajusté par  $V_{\text{g}}$ , varie de 0 à 400  $\mu\text{A}$  par pas de 100  $\mu\text{A}$



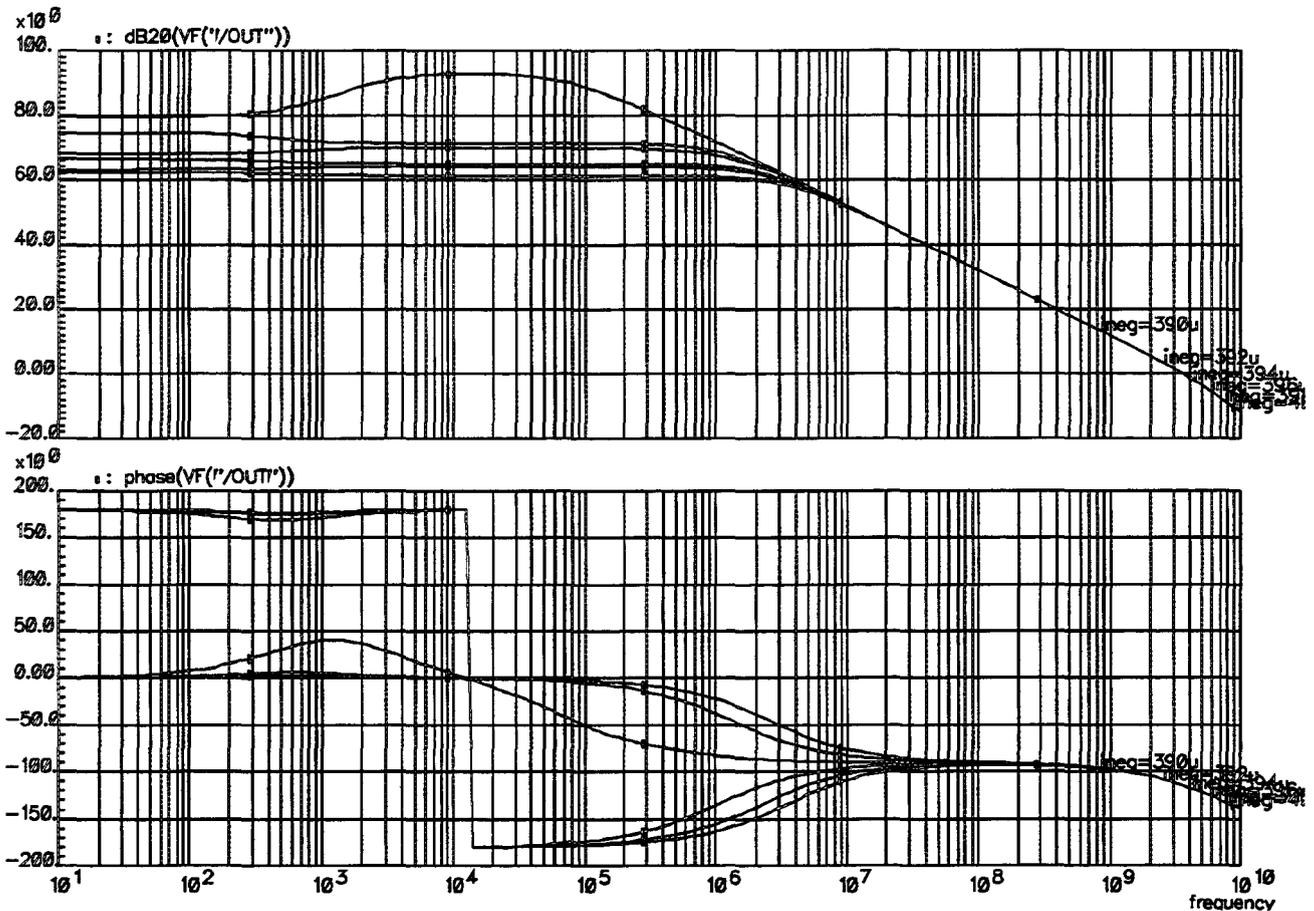
**figure 4.4.2 : réponses en fréquence de la transconductance pour une variation du courant de contrôle du gain allant de 0 à 400  $\mu\text{A}$**

On observe une variation du gain allant de 20 dB jusqu'à 60 dB. Cette variation d'un facteur 100 valide le principe de la résistance négative et assure l'obtention d'un gain suffisamment grand pour minimiser les déformations de la fonction de transfert du filtre final autour de la fréquence de coupure.

En analysant en détail ces résultats, on remarque que la phase de la fonction de transfert passe de 0 à 180 ° pour un courant injecté égal à 400  $\mu\text{A}$ . Cet effet de résistance négative très grande expliqué au § 4.2.7 est néfaste, et peut causer une instabilité

fréquentielle de la transconductance. Par conséquent, le courant de contrôle doit être toujours inférieur à  $400 \mu\text{A}$ .

La figure 4.4.3 donne les différentes réponses en fréquence de la transconductance pour une variation du courant de contrôle du gain allant de  $390 \mu\text{A}$  à  $400 \mu\text{A}$  par pas de  $2 \mu\text{A}$ , les conditions de simulation étant les mêmes que précédemment. On remarque que la transition de phase se fait pour un courant égal à  $396 \mu\text{A}$ . Notons que le gain maximum obtenu est autour de  $68 \text{ dB}$ , le courant injecté correspondant étant de  $392 \mu\text{A}$ .



**figure 4.4.3 : réponses en fréquence de la transconductance pour une variation du courant de contrôle du gain allant de  $390$  à  $400 \mu\text{A}$**

Il est intéressant de remarquer que la fréquence de coupure de la transconductance ne varie nullement avec le contrôle du gain, ce qui est conforme à l'étude théorique menée précédemment.

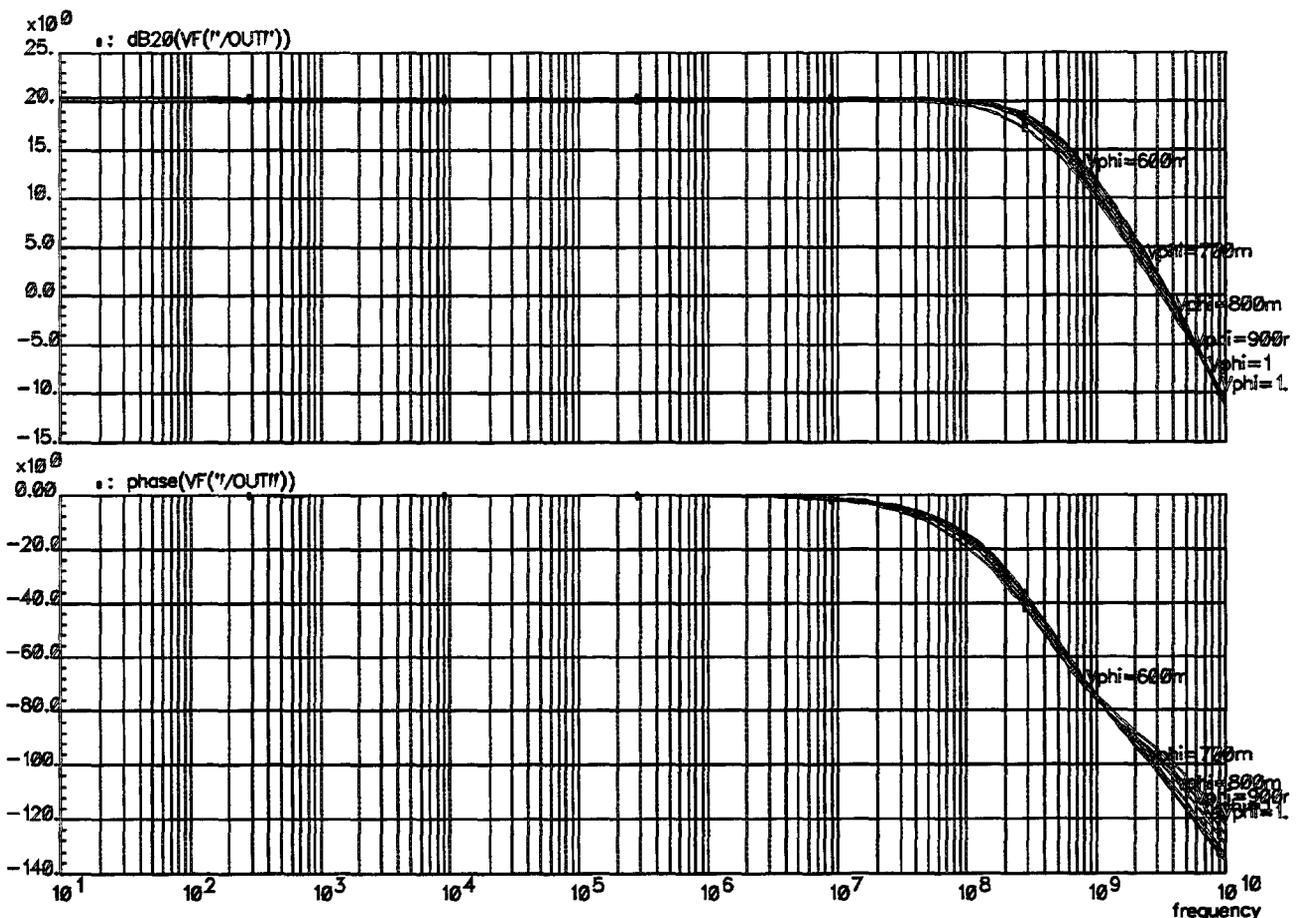
Il est à noter que la précision de ce contrôle de gain sera limitée par la précision que l'on peut obtenir sur l'appariement des transconductances. Une valeur typique de cette précision est de l'ordre de  $1\%$ , ce qui conduit à un gain DC réglable à  $1\%$  maximum, correspondant à  $40 \text{ dB}$  [4.4].

#### 4.4.3 La correction de phase

La figure 4.4.4 donne les différentes réponses en fréquence de la transconductance pour une variation de la tension de correction de phase  $V_{\text{phi}}$  allant de 0.6 V à 1.1 V.

Les conditions de simulation sont les suivantes :

1. la tension d'alimentation est fixée à 1.5 V
2. le courant de polarisation de l'amplificateur de régulation du mode commun est fixé à 550  $\mu\text{A}$
3. la tension de référence du mode commun  $V_{\text{ref}}$  est fixée à 600 mV
4. le courant de contrôle du gain, ajusté par  $V_{\text{g}}$ , est fixé à 0 (fonction inhibée)
5. le courant de contrôle de la fréquence, ajusté par  $V_{\text{tunning}}$ , est fixé à 0 (fonction inhibée)
6. la tension de correction de phase  $V_{\text{phi}}$  varie à 0.6 V à 1.1 V par pas de 0.1 V



**figure 4.4.4 : réponses en fréquence de la transconductance pour une variation de la tension de correction de phase  $V_{\text{phi}}$  allant de 0.6 V à 1.1 V**

On observe une valeur de phase égale ou supérieure à  $90^\circ$  (intégrateur parfait) jusqu'à 1.8 GHz pour  $V_{\text{phi}} = 0.6$  V, alors qu'elle reste supérieure à  $90^\circ$  jusqu'à 2.3 GHz pour  $V_{\text{phi}} = 1.1$  V, soit une augmentation de la dynamique fréquentielle de 27 %. Ce contrôle

permet de réduire les déformations de la fonction de transfert du filtre final autour de la fréquence de coupure.

#### 4.4.4 Le mode commun

La figure 4.4.5 donne la plage d'accord du mode commun obtenue pour une variation de la tension de référence  $V_{ref}$  allant de 0 V à 1 V. Les conditions de simulation sont les suivantes :

1. la tension d'alimentation est fixée à 1.5 V
2. le courant de polarisation de l'amplificateur de régulation du mode commun est fixé à 550  $\mu$ A
3. le courant de contrôle du gain, ajusté par  $V_g$ , est fixé à 0 (fonction inhibée)
4. le courant de contrôle de la fréquence, ajusté par  $V_{tuning}$ , est fixé à 0 (fonction inhibée)
5. la tension de correction de phase  $V_{phi}$  est fixée à 600 mV (fonction inhibée)
6. la tension de référence du mode commun  $V_{ref}$  varie de 0 V à 1 V

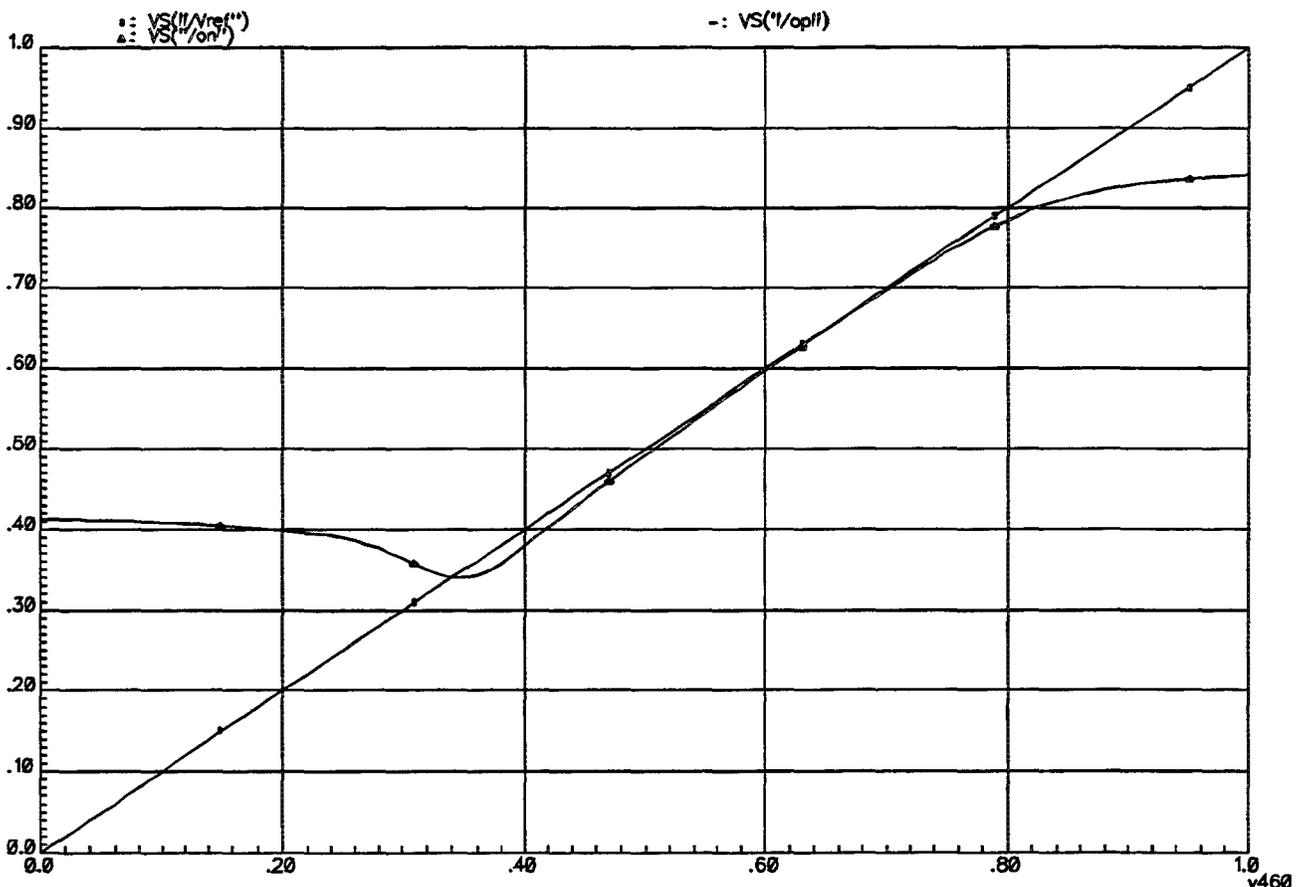


figure 4.4.5 : la plage d'accord du mode commun obtenue pour une variation de la tension de référence  $V_{ref}$  allant de 0 V à 1 V

Les deux sorties « on » et « op » suivent la tension de mode commun sur plus de 400 mV avec une valeur nominale à 600 mV. Le bon fonctionnement du mode commun permet la mise en cascade de plusieurs transconductances sans risquer de propager un offset DC perturbant.

Dans les mêmes conditions de simulation en fixant  $V_{ref}$  à 0.6 V, la figure 4.4.6 donne la réponse en fréquence (gain et phase) de l'amplificateur utilisé pour ajuster le mode commun. Ces caractéristiques sont les suivantes :

Gain DC = 29 dB

Fréquence de coupure = 355 MHz

Marge de phase de 96 °

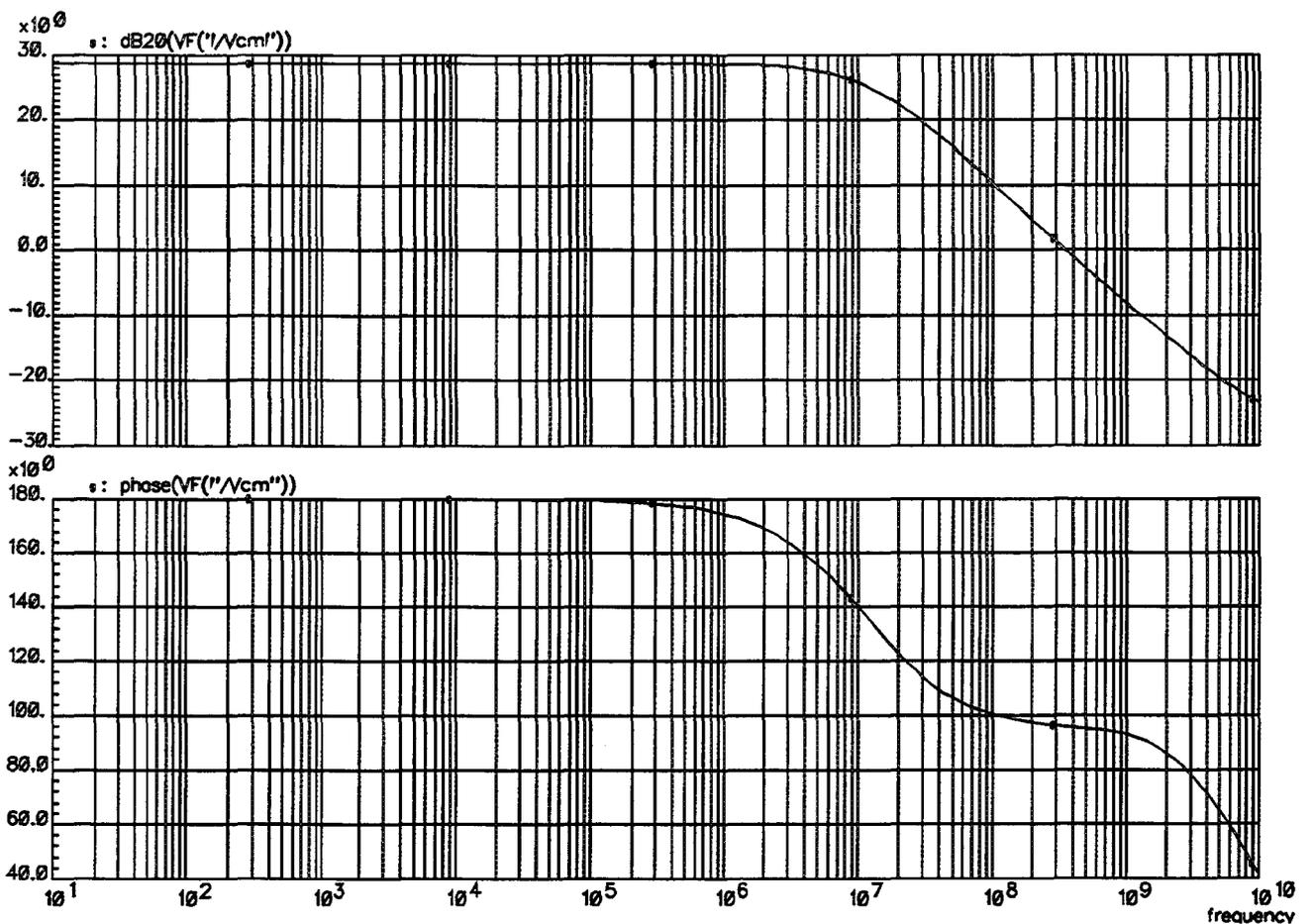


figure 4.4.6 : réponse en fréquence de l'amplificateur réglant le mode commun

#### 4.4.5 La transconductance idéale

Une optimisation de la transconductance étudiée a été menée. Le résultat de simulation lui correspondant est donné à la figure 4.4.7. Il en résulte les caractéristiques suivantes :

Gain DC = 56 dB

Fréquence de coupure  $F_c = 1.5$  GHz

Valeur de Phase@ $F_c = 85^\circ$

Ces performances ont été obtenues dans l'environnement suivant :

1. la tension d'alimentation est fixée à 1.5 V
2. le courant de polarisation de l'amplificateur de régulation du mode commun est fixé à 550  $\mu$ A
3. la tension de référence du mode commun  $V_{ref}$  est fixée à 600 mV
4. le courant de contrôle du gain, ajusté par  $V_g$ , est fixé à 290  $\mu$ A
5. le courant de contrôle de la fréquence, ajusté par  $V_{tuning}$ , est fixé à 1.6 mA
6. la tension de correction de phase  $V_{phi}$  est fixée à 1.1 V

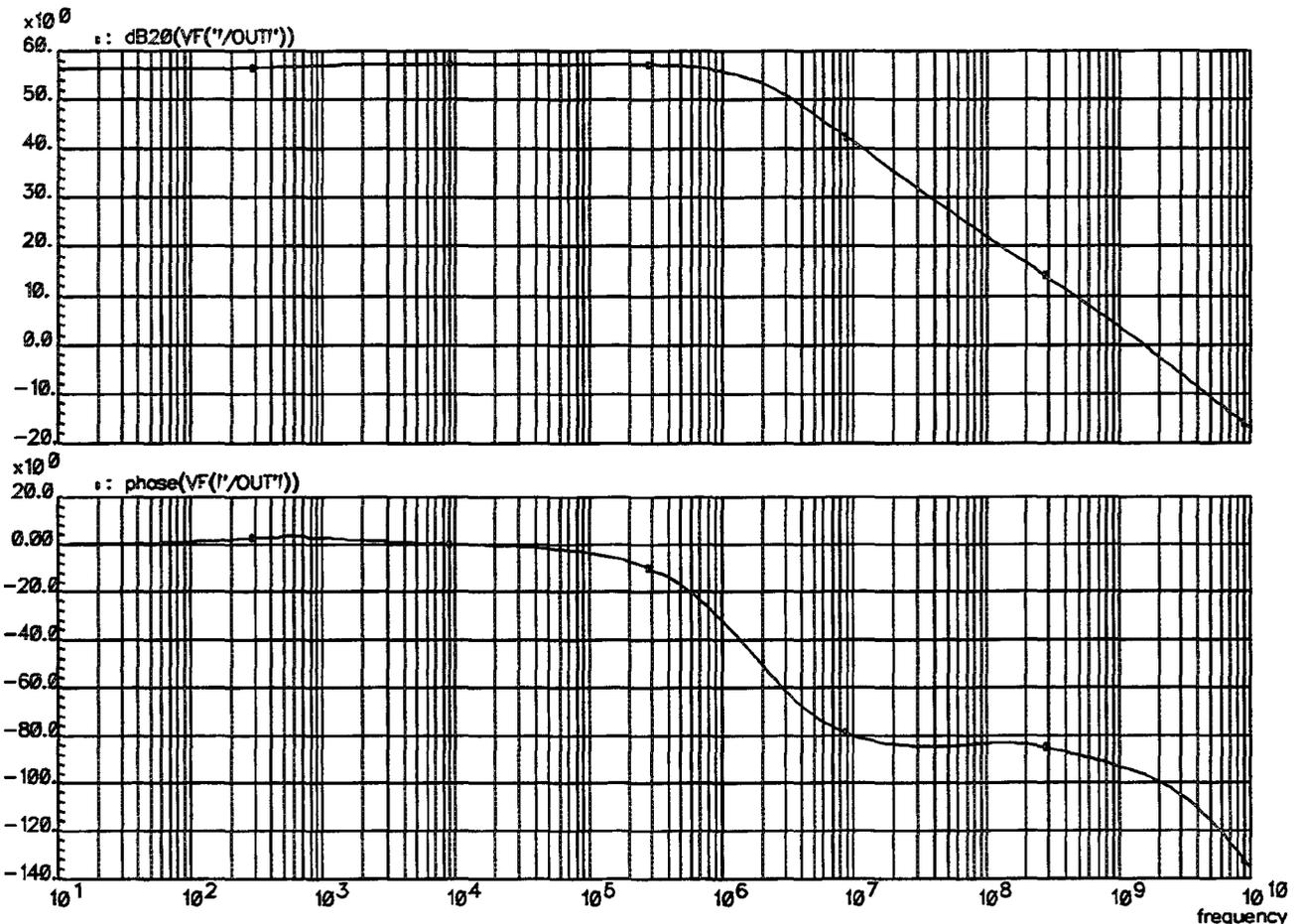


figure 4.4.7 : réponse en fréquence de la transconductance idéale

#### 4.4.6 Le bruit, la distorsion, le taux d'intermodulation

- La figure 4.4.8 donne la réponse en fréquence de la transconductance lorsqu'elle est rebouclée sur une transconductance de charge complètement identique.

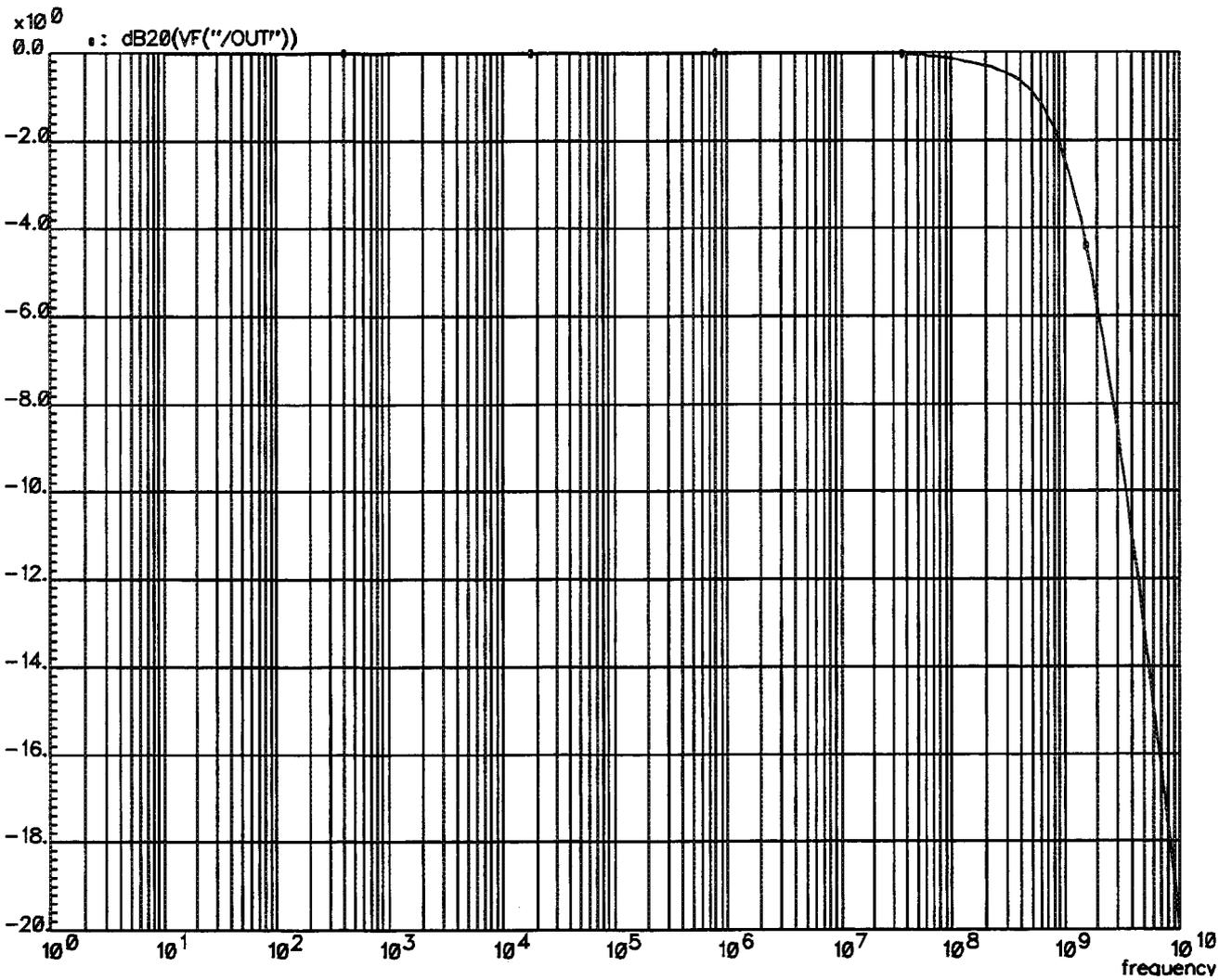


figure 4.4.8 : réponse en fréquence de la transconductance rebouclée sur elle-même

- La figure 4.4.9 donne le bruit généré par cette transconductance. Ce bruit généré est ramené en entrée. Il est de l'ordre de  $2.25 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  sur une bande allant de 10 Hz jusqu'à 100 MHz.

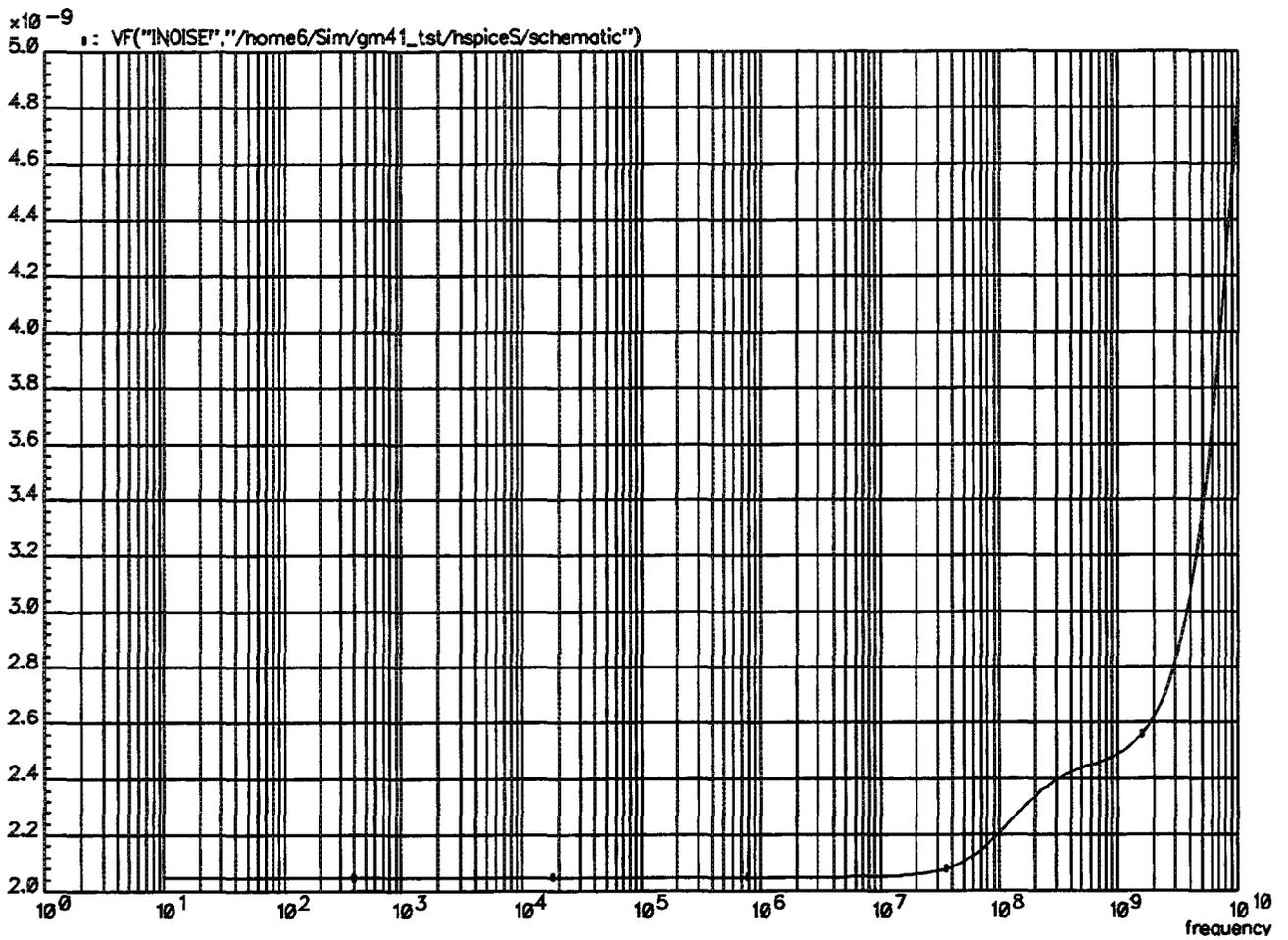
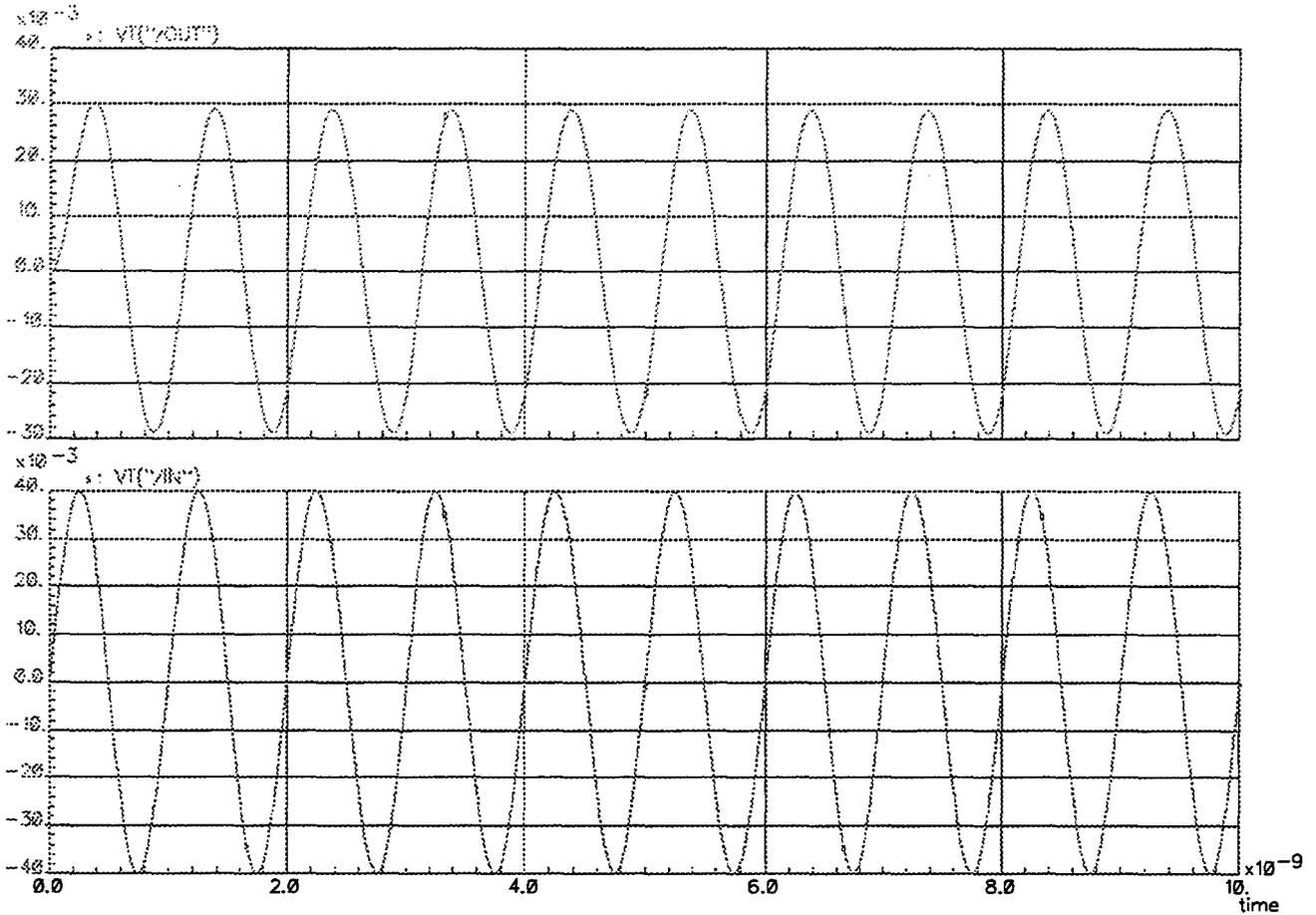


figure 4.4.9 : bruit généré par la transconductance

- La figure 4.4.10 donne l'allure des courbes en sortie en réponse à une excitation sinusoïdale en entrée, d'amplitude égale à 40 mVp@Freq=1 GHz. Les harmoniques résultantes en sortie sont données à la figure 4.4.11. Le taux de distorsion est de l'ordre de 1 % (- 40 dB) pour une amplitude effective en sortie de 28 mVp, ce qui est conforme au calcul mené au § 4.2.4.



**figure 4.4.10 : allure des courbes en sortie en réponse à une excitation sinusoïdale en entrée**

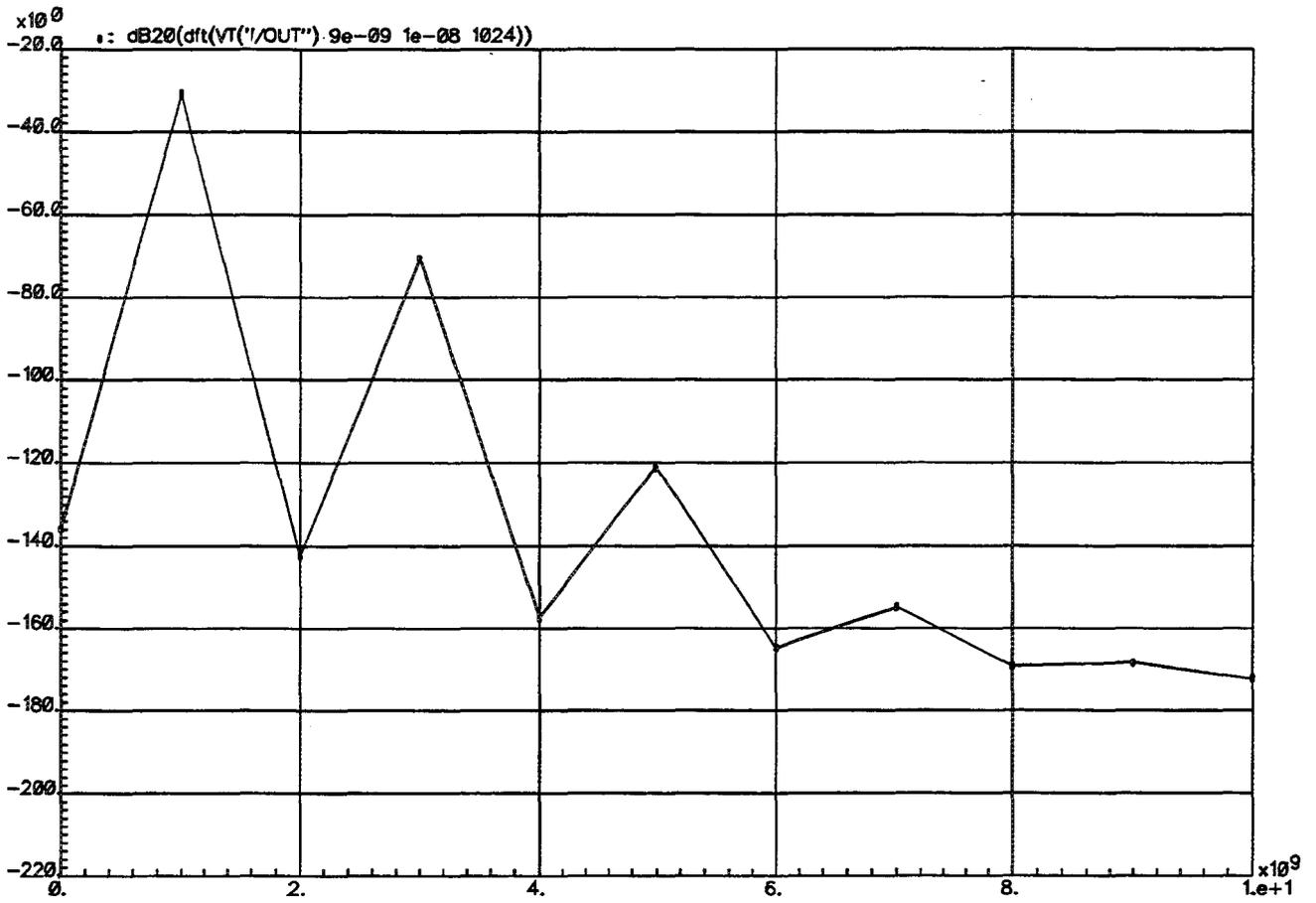


figure 4.4.11 : harmoniques résultantes en sortie

- La figure 4.4.12 donne les harmoniques résultantes en sortie en réponse à une double excitation en entrée : 40 mVp@0.9 GHz et 40 mVp@1 GHz. En sortie, les harmoniques suivantes sont présentes :

27.5 mVp@0.9 GHz

26.39 mVp@1 GHz

1.483 mVp@0.8 GHz = (2\*0.9 - 1) GHz

1.378 mVp@1.1 GHz = (2\*1 - 0.9) GHz

Le point d'intermodulation d'ordre 3 IP3 est défini de la façon suivante :

$$IP3 = V_{in} * \sqrt{\frac{Amp(\text{Signal})}{Amp(\text{Parasite})}} = 0.04 * \sqrt{\frac{26.39}{1.483}} = 0.168 \text{ V}$$

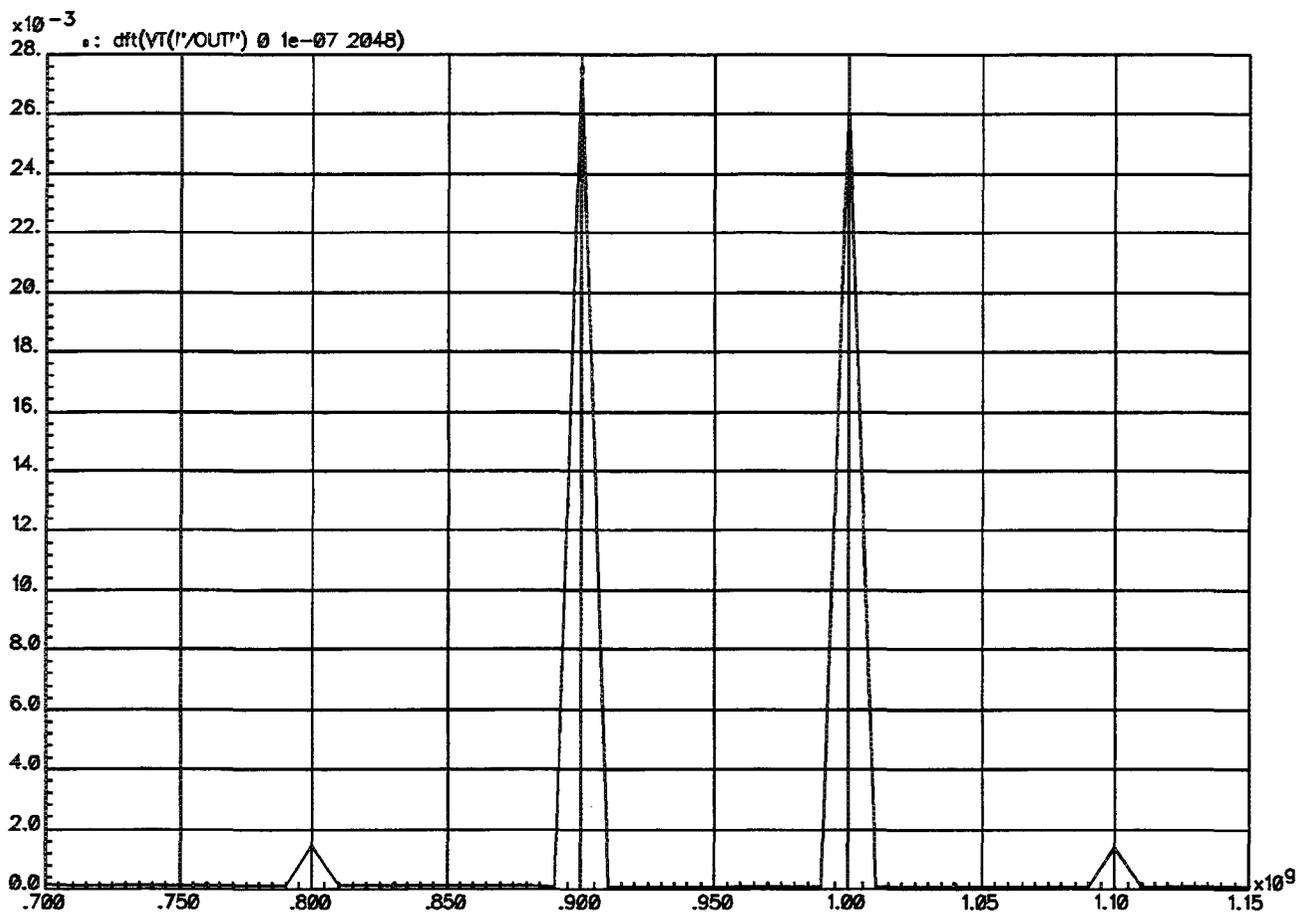


figure 4.4.12 : harmoniques résultantes en sortie

## 4.5 Conclusion

Pour avoir des gains DC suffisamment importants et un fonctionnement haute fréquence, la transconductance a été scindée en cinq parties complètement indépendantes :

1. la première partie détermine la valeur de la transconductance avec, pour caractéristique essentielle, un bon comportement fréquentiel.
2. la deuxième partie est un circuit de régulation de mode commun qui prélève la tension en sortie de la transconductance, la compare à la tension en entrée et asservit le courant injecté dans la transconductance afin d'égaliser ces deux tensions.
3. la troisième partie est un circuit d'asservissement fréquentiel qui contrôle la fréquence de coupure de la transconductance.
4. la quatrième partie est un circuit de réaction positive ou résistance négative qui tend à annuler les pertes occasionnées par la transconductance afin d'obtenir un bon gain DC.
5. la cinquième partie est un circuit d'asservissement de la phase.

Cette solution est très attractive car elle permet d'augmenter le gain sans pour autant avoir des tensions d'alimentation prohibitives (des tensions d'alimentation de l'ordre de 1.5 V peuvent être suffisantes). Cependant, en contrepartie, il faut absolument contrôler la résistance négative. Dans le cas contraire, il peut arriver que cette résistance négative soit, en valeur absolue, trop importante et entraîne, de ce fait, des oscillations qui rendent le filtre inutilisable. Pour éviter ce problème, un asservissement de cette résistance négative par un montage qui effectue une comparaison d'amplitude de signal à une fréquence suffisamment basse est prévu. De cette façon, nous pouvons obtenir des filtres ayant des fréquences de coupure de l'ordre de 500 MHz pour des consommations relativement faibles (10 mW par transconductance). Pour passer à des fréquences de coupure de l'ordre du GHz, seul le comportement en phase de la transconductance reste à améliorer. Ceci peut être obtenu en ajoutant à la transconductance l'élément correcteur de phase. Etant donné que la valeur de l'élément correcteur de phase dépend en grande partie des éléments parasites du montage, un asservissement de phase est indispensable.

## 4.6 Bibliographie

- [4.1] A. Kaiser, « Conception de Filtres Continus CMOS Micropuissance, et leur application dans un système de mesure de déplacement linéaire », Thèse de Doctorat No. 609, Université de LILLE I, 1990.
- [4.2] B. Stefanelli, « Méthode d'Optimisation des Filtres Continus CMOS, et application aux filtres à base de transconductances polarisées en régime triode », Thèse de Doctorat No. 899, Université de LILLE I, 1992.
- [4.3] P. Wu, R. Schaumann, « Design Considerations for CMOS and GaAs OTAs : Frequency Response, Linearity, Tuning, and Common-Mode Feedback », *Analog Integrated Circuits and Signal Processing* 1, pp. 248-268, 1991.
- [4.4] B. Nauta, « Analog CMOS Filters For Very High Frequencies », Kluwer Academic Publishers, 1993.
- [4.5] Vitesse Semiconductor Corporation, « Foundry Design Manual », Version 5.0, Mars 1991.
- [4.6] Rapport interne Thomson-CSF Semiconducteurs Spécifiques, « Modèles de la filière HGaASII (RF) », FIT 480, V2.0, Décembre 1993.
- [4.7] R. Moughabghab, S. Hembert, « Dispositif transconducteur intégré et circuit intégré de filtrage continu correspondant », Brevet No. 2.723.670.
- [4.8] R. Moughabghab, S. Hembert, « DC gain enhancement in GaAs MESFET transconductors », *Electronics Letters*, No. 24, pp. 2001-2003, 1994.
- [4.9] R. Moughabghab, S. Hembert, E. Leclerc, J.F. Pone, « Nouvelle Transconductance pour Utilisation en Filtrage Continu GaAs Haute Précision », Neuvièmes Journées Nationales Microondes, Section 2C3, Paris CNAM, Avril 1995.
- [4.10] P. Wu, R. Schaumann, P. Latham, « Design Considerations For Common-Mode Feedback Circuits in Fully-Integrated Differential Operational Transconductance Amplifiers with Tuning », *Proceedings ISCAS*, pp. 1363-1366, 1991.

## CHAPITRE 5

### LA SYNTHÈSE DES FILTRES CONTINUS

#### 5.1 Généralités

Dans les précédents chapitres, les différents éléments de base constituant la structure de base du filtre continu ont été étudiés : le transistor MESFET (CHAPITRE 3) et la structure de transconductance (CHAPITRE 4). Les techniques utilisées dans la conception des filtres continus ont été présentées au CHAPITRE 2. Différentes conclusions ont été tirées sur la meilleure approche à avoir dans le domaine des radiofréquences. Rappelons ci-après les plus importantes de ces conclusions :

- La réalisation doit se faire en circuit intégré car toutes les transconductances et les capacités du filtre doivent être parfaitement appareillées.
- Les transconductances utilisées doivent pouvoir être pilotées par un moyen quelconque (courant ou tension), afin de permettre un asservissement du mode commun en sortie. En effet, les niveaux continus, en entrée et en sortie de la transconductance, doivent être les mêmes pour permettre la mise en cascade des transconductances. Cet asservissement est appelé : la régulation du mode commun. Une structure d'amplificateur opérationnel proposée au paragraphe 4.3 garantit un bon fonctionnement de cet asservissement.
- Les transconductances utilisées doivent pouvoir être pilotées par un moyen quelconque (courant ou tension), afin de permettre un asservissement de la fréquence de coupure, car toute variation de procédé ou de température induit des variations de fréquence de coupure qui peuvent atteindre  $\pm 50\%$ . La structure d'asservissement de fréquence introduite au paragraphe 4.2.9 permet de contrôler sa valeur.
- Les transconductances utilisées doivent avoir des conductances de sortie les plus faibles possibles, car si les pertes occasionnées par les transconductances sont trop importantes, le gain du filtre n'est plus parfaitement contrôlé et il peut apparaître des pics de surtension au voisinage de la fréquence de coupure. Le principe de la résistance négative introduit au paragraphe 4.2.7 améliore le gain du filtre à condition d'asservir sa valeur, afin de ne pas introduire une instabilité.
- La phase des transconductances utilisées doit être la plus proche possible de  $90^\circ$  (intégrateur idéal), car toute variation de phase introduit des pics de surtension au voisinage de la fréquence de coupure (quelques degrés d'écart peuvent entraîner des

pics de surtension de quelques dB). Le réseau de compensation de phase décrit au paragraphe 4.2.10 ajuste la phase en sortie du filtre.

## 5.2 Le filtre développé

### 5.2.1 Introduction

Le filtre présenté dans les paragraphes qui suivent, est utilisé dans un système radiofréquence dont les fréquences utiles sont limitées à 2 GHz, et dont l'un des objectifs primordiaux est d'optimiser la consommation. Cette contrainte a été prise en compte au niveau de la transconductance de base afin d'aboutir à un résultat satisfaisant.

Dans les paragraphes qui suivent, les principes énoncés dans les chapitres précédents seront appliqués pour synthétiser un filtre passe-bande du deuxième ordre, étant donné que c'est le filtre le plus simple et sur lequel les actions les différents asservissements seront facilement démontrés.

### 5.2.2 Le filtre et ses asservissements

Le filtre passe-bande du deuxième ordre est constitué d'un circuit résonnant LC, la self étant une self reliée à la masse, simulée par deux transconductances rebouclées l'une sur l'autre (Cf. CHAPITRE 2), et précédée par une résistance d'entrée flottante selon la figure 5.2.1a. La synthèse à base de gyrateurs est donnée à la figure 5.2.1b. L'implémentation effective de ce filtre est donnée à la figure 5.2.2. Il est formé de deux amplificateurs pour régler le mode commun appelés « **gmcom** », de deux transconductances de type « **gm41\_BP** » contenant une capacité d'intégration interne simulant les capacités du filtre, et une transconductance de type « **gm41\_BP2** », identique aux deux autres sauf qu'elle ne contient pas ladite capacité. Ces différentes transconductances sont identiques à celles étudiées au chapitre 4, et possèdent une double entrée.

La description des différents broches du circuit est donnée ci-dessous :

INN, INP : entrées négatives et positives du filtre

OUTN, OUTP : sorties négatives et positives du filtre

ICOM1, ICOM2 : courants de contrôle des amplificateurs « **gmcom** »

IF : courant d'asservissement de la fréquence

INEG : courant d'asservissement du gain

VREF : tension de référence du mode commun

VPHI : tension de contrôle de la phase

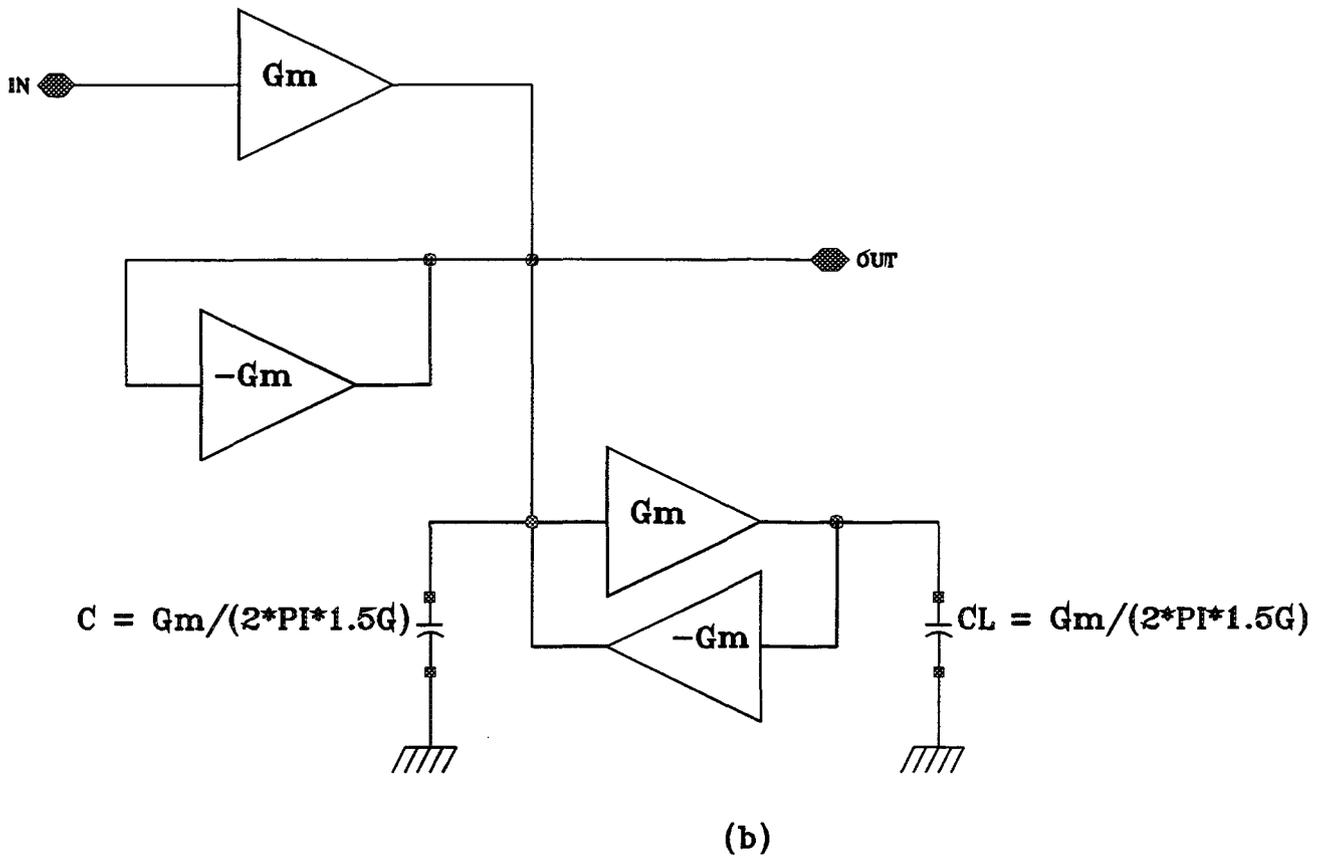
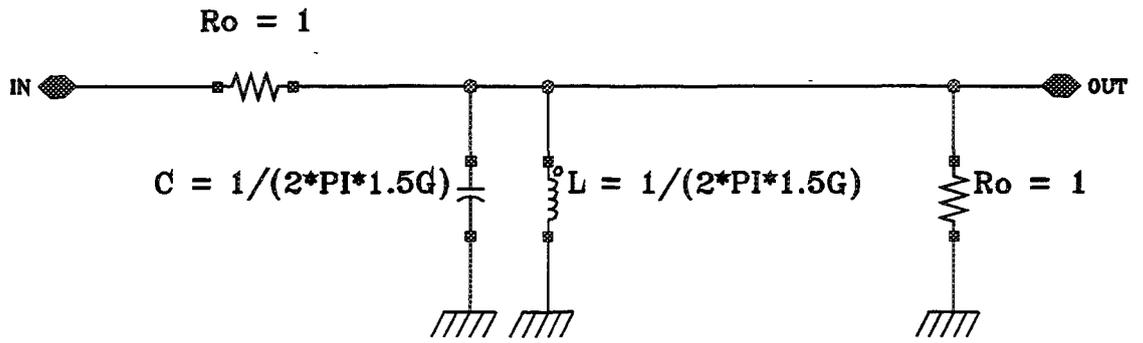


figure 5.2.1 : a) filtre passe-bande du deuxième ordre  
 b) réalisation fonctionnelle équivalente à base de transconductances

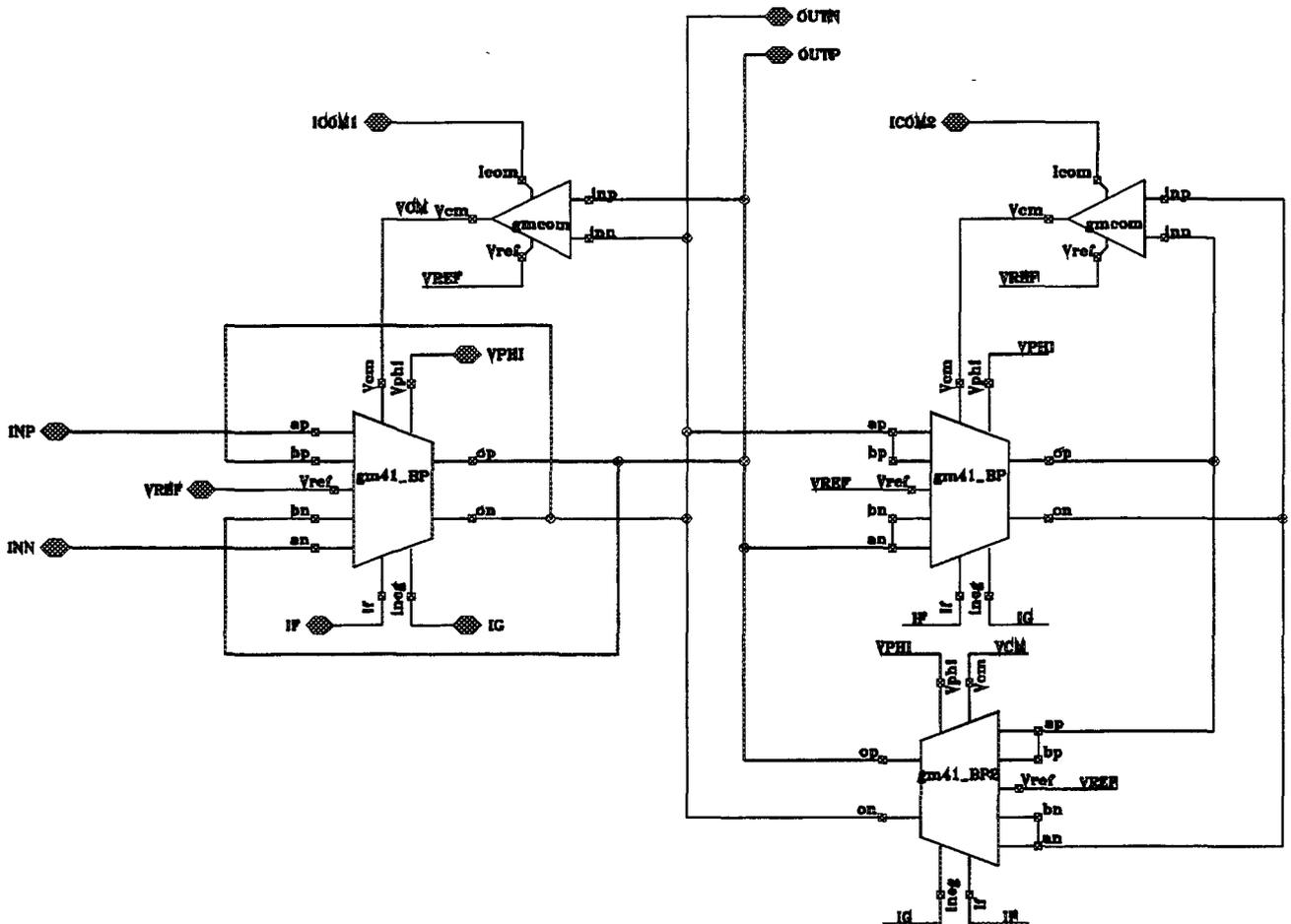


figure 5.2.2 : filtre passe-bande du deuxième ordre : implémentation finale

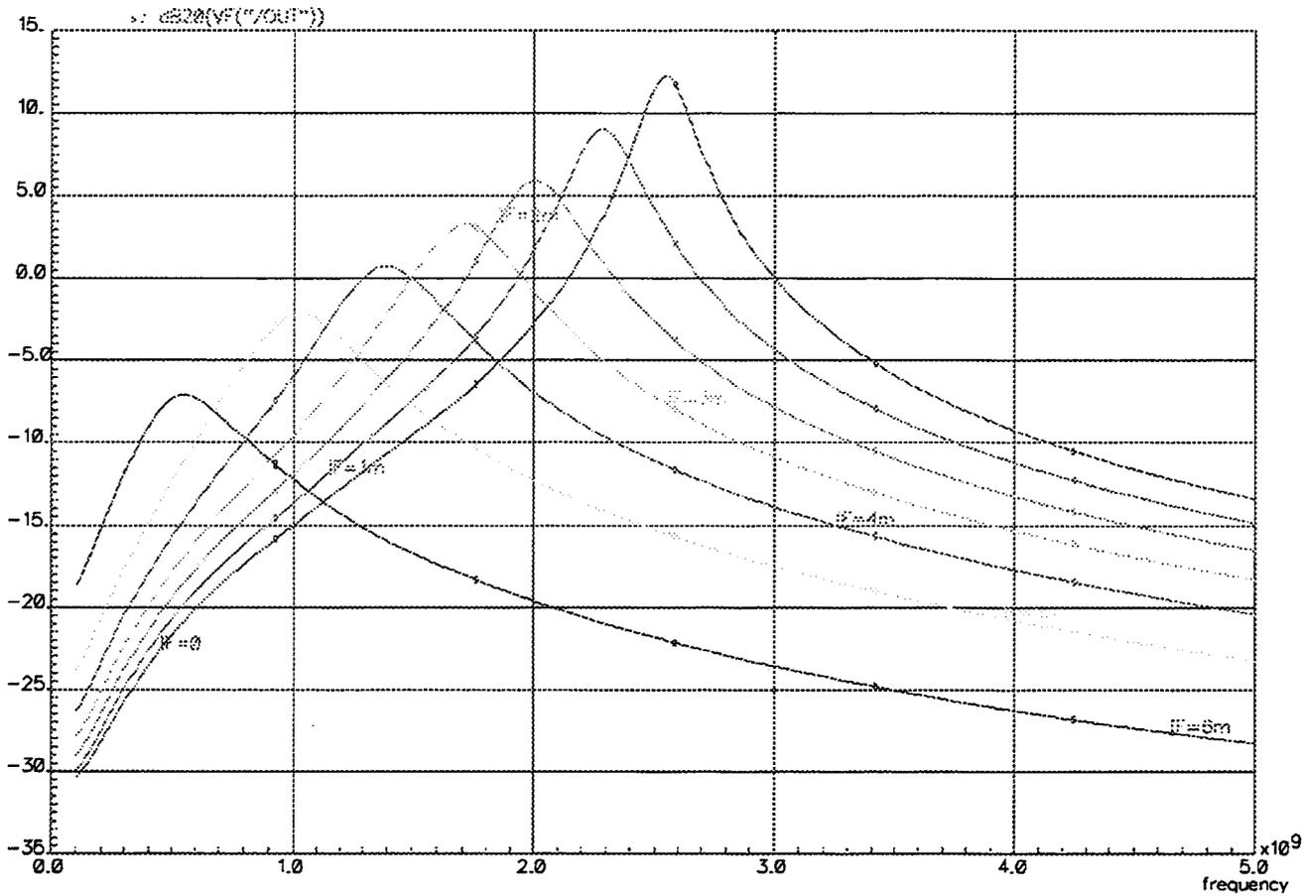
### 5.2.3 Les résultats de simulation

Dans ce qui suit, différents résultats de simulation concernant les performances du filtre seront présentés. L'analyse des résultats de simulation concernant la transconductance de base et répertoriés exhaustivement au chapitre 4, donne la démarche à suivre pour la conception de ce filtre.

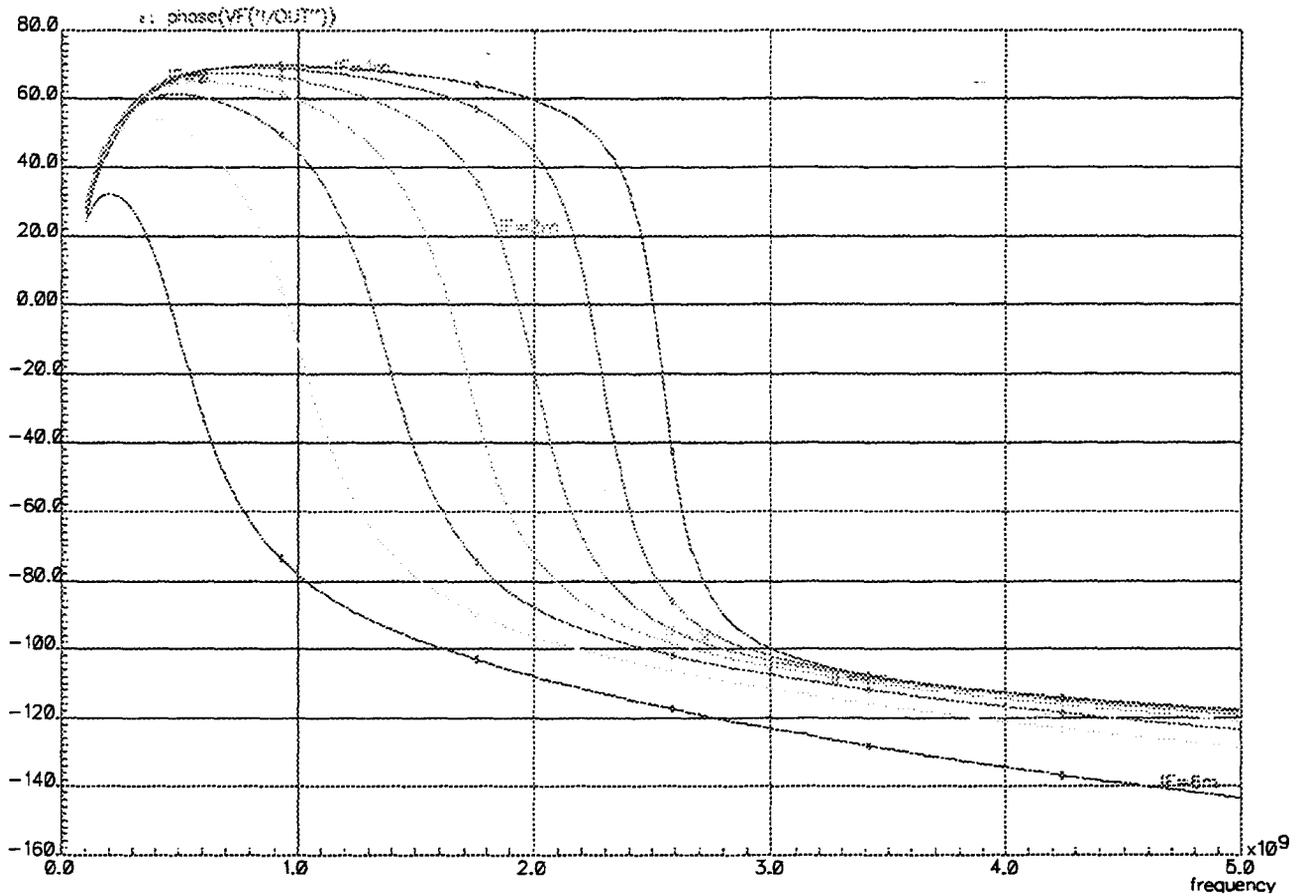
Les résultats de simulation présentés concernent : la plage utile de l'asservissement en fréquence, le bruit généré, le taux de distorsion et le point d'intermodulation d'ordre 3. Pour ces simulations, les conditions suivantes sont toujours appliquées :

1. la tension d'alimentation est fixée à 1.5 V
2. les courants de polarisation des amplificateurs de régulation du mode commun (ICOM1, ICOM2) sont fixés à 550  $\mu$ A
3. la tension de référence du mode commun VREF est fixée à 600 mV
4. la tension de correction de phase VPHI est fixée à 1 V

Les figures 5.2.3 et 5.2.4 donnent respectivement le gain et la phase des différentes réponses en fréquence du filtre pour une variation du courant  $I_F$  allant de 0 à 6 mA, par pas de 1 mA. Pour cette simulation,  $I_G$  est fixé à 0.



**figure 5.2.3 : le gain des différentes réponses en fréquence du filtre pour une variation du courant  $I_F$  allant de 0 à 6 mA**



**figure 5.2.4 : la phase des différentes réponses en fréquence du filtre pour une variation du courant IF allant de 0 à 6 mA**

On observe une variation de la fréquence de coupure allant de 2.6 GHz à 0.6 GHz. Cette variation d'un facteur 5 est suffisante pour rattraper la quasi-totalité des dispersions technologiques et des variations thermiques.

Les figures 5.2.5 et 5.2.6 donnent respectivement le gain et la phase des différentes réponses en fréquence de la transconductance pour une variation du courant  $I_G$  allant de 0 à 400  $\mu\text{A}$ , par pas de 100  $\mu\text{A}$ . Pour cette simulation,  $I_F$  est fixé à 0.

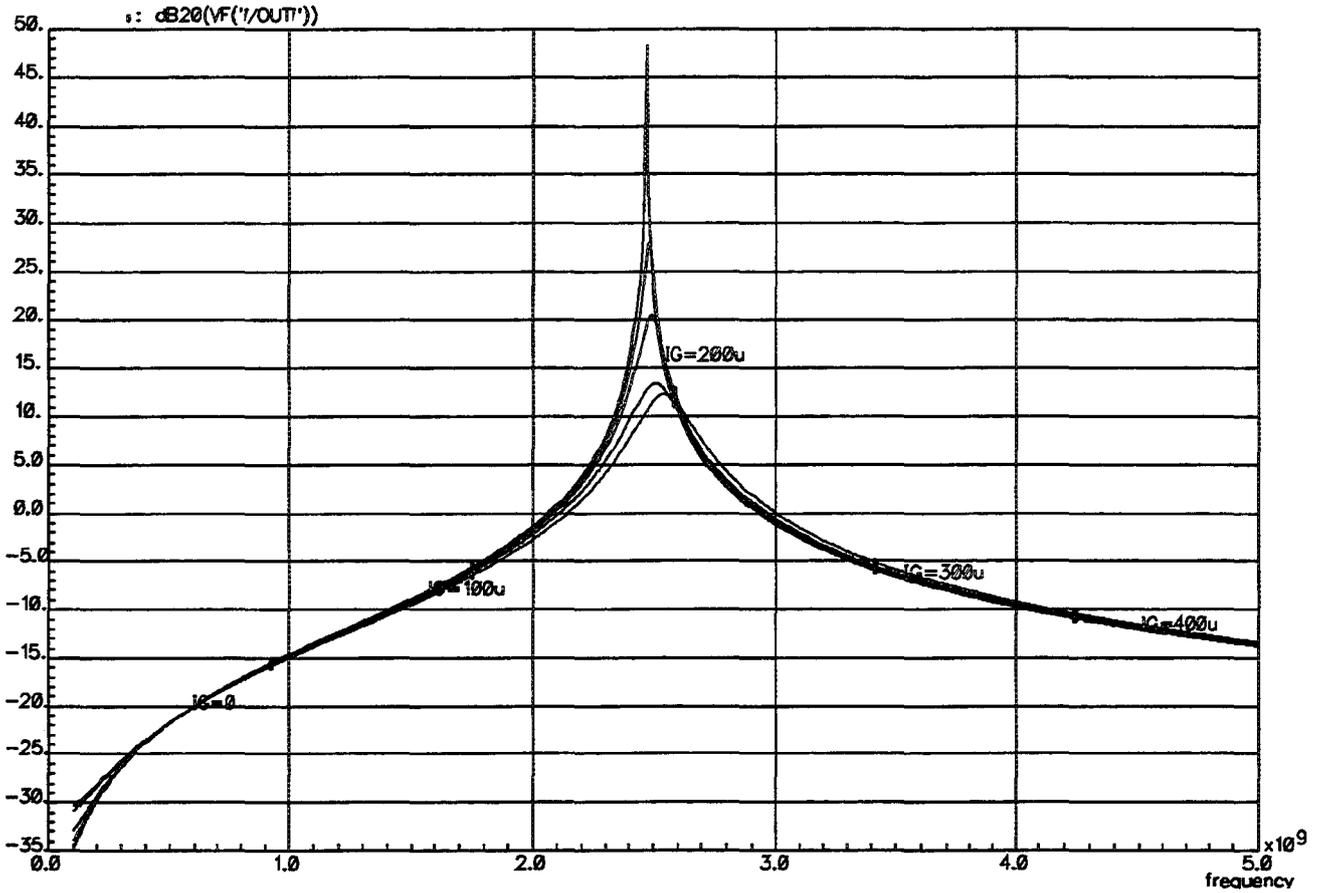
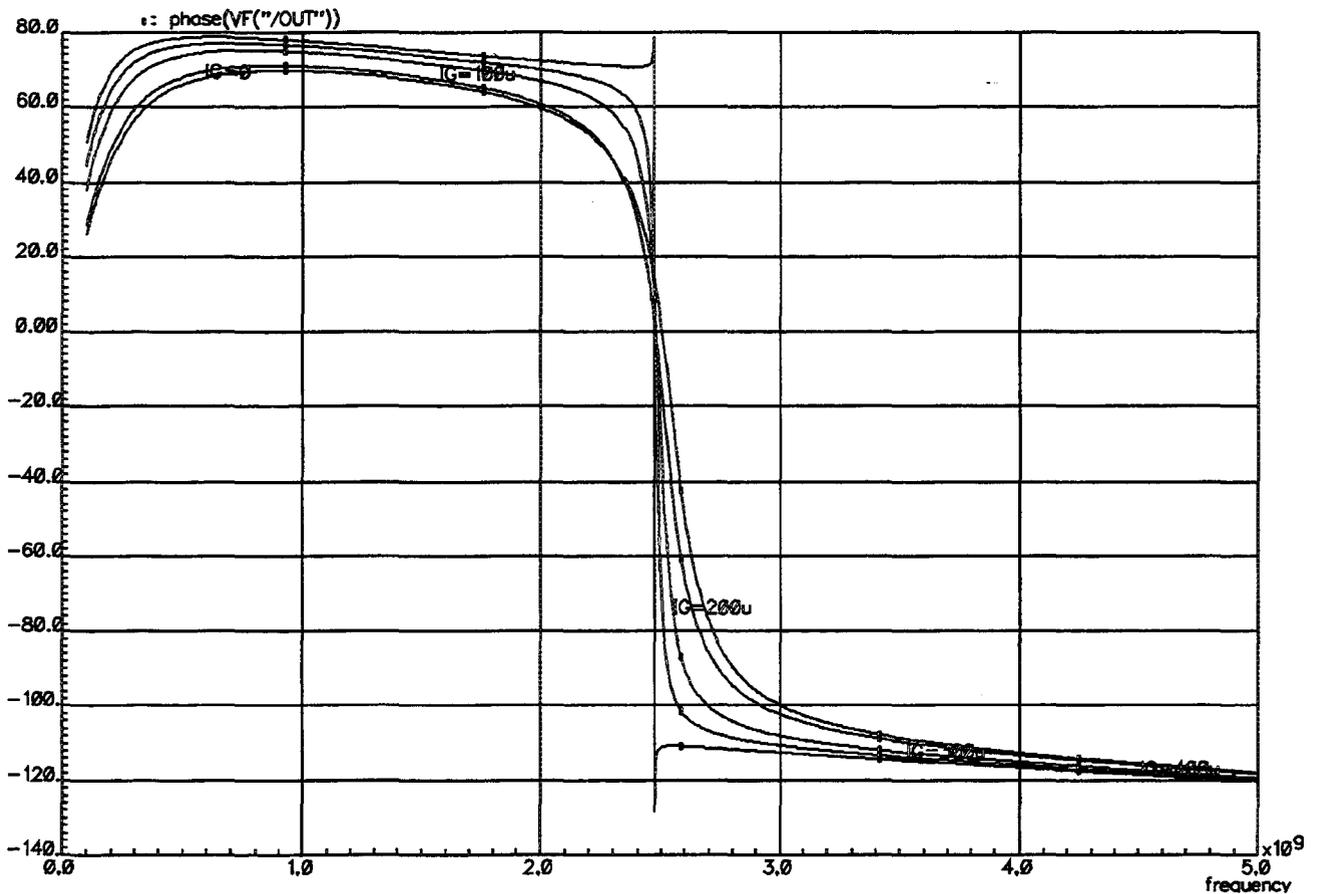


figure 5.2.5 : le gain des différentes réponses en fréquence du filtre pour une variation du courant  $I_G$  allant de 0 à 400  $\mu\text{A}$



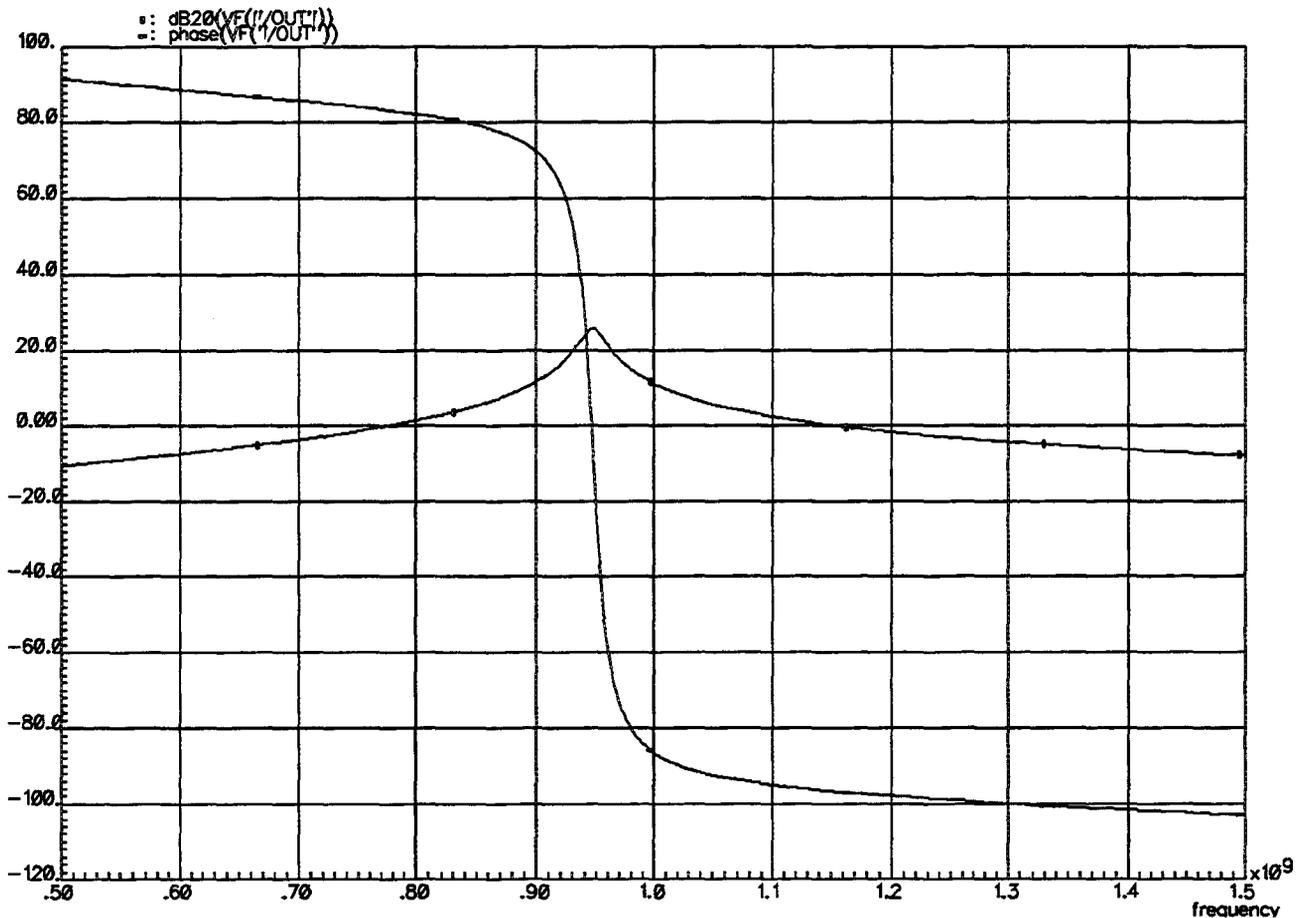
**figure 5.2.6 : la phase des différentes réponses en fréquence du filtre pour une variation du courant  $I_G$  allant de 0 à 400  $\mu\text{A}$**

On observe une variation du gain dans la bande utile allant de 12 dB jusqu'à 48 dB, alors que la fréquence reste quasiment invariable autour de 2.5 GHz. La réponse en fréquence du dernier point de simulation correspondant à  $I_G = 400 \mu\text{A}$ , montre une phase tournante autour de la fréquence de coupure. Ce point est un point instable pour lequel la résistance négative contrôlée par le courant  $I_G$ , devient trop grande.

Cette variation du gain dans la bande dans le cas où le filtre reste stable ( $I_G < 400 \mu\text{A}$ ), dénote une variation de son facteur de qualité. Entre la première simulation où  $I_G = 0$ , et la dernière où  $I_G = 300 \mu\text{A}$ , le facteur de qualité varie de 11.8 à 70.8. Dans ce dernier cas, la bande passante est de 35 MHz autour de 2.479 GHz.

Une optimisation du filtre étudié a été menée pour une fréquence centrale de 947 MHz. Le résultat de simulation lui correspondant est donné à la figure 5.2.7. Il en résulte les caractéristiques suivantes, qui ont été obtenues pour un courant  $I_F = 4.2 \text{ mA}$ , et un courant  $I_G = 1.245 \text{ mA}$  :

Fréquence centrale = 947.5 MHz  
 Gain DC dans la bande = 25.6 dB  
 Bandes latérales ( - 3 dB ) :  $\pm 12.5$  MHz.  
 Facteur de qualité = 38  
 Atténuation@ $\pm 32.5$  MHz = 11 dB



**figure 5.2.7 : le gain et la phase du filtre optimisé pour une fréquence centrale de 947 MHz**

La puissance consommée est de 45 mW sous 1.5 V de tension d'alimentation, dont 6 mA dans les amplificateurs de contrôle du mode commun, et 24 mA dans les six transconductances utilisées. Ce qui revient à dire qu'une transconductance et son mode commun, consomment en moyenne 7 mA à 1 GHz. La consommation par pôle ramenée à la fréquence d'utilisation donne l'équivalent de 22.5 pJ/(Hz\*nombre de pôles).

La figure 5.2.8 donne le bruit généré par ce filtre. Ce bruit ramené en entrée est de l'ordre de  $6.9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  sur une bande allant de 0.5 GHz à 1.5 GHz, ce qui donne une puissance équivalente du bruit en entrée de  $218.2 \mu\text{V}_{\text{RMS}}$ . Cette puissance de bruit en sortie est de l'ordre de  $700 \mu\text{V}_{\text{RMS}}$ .

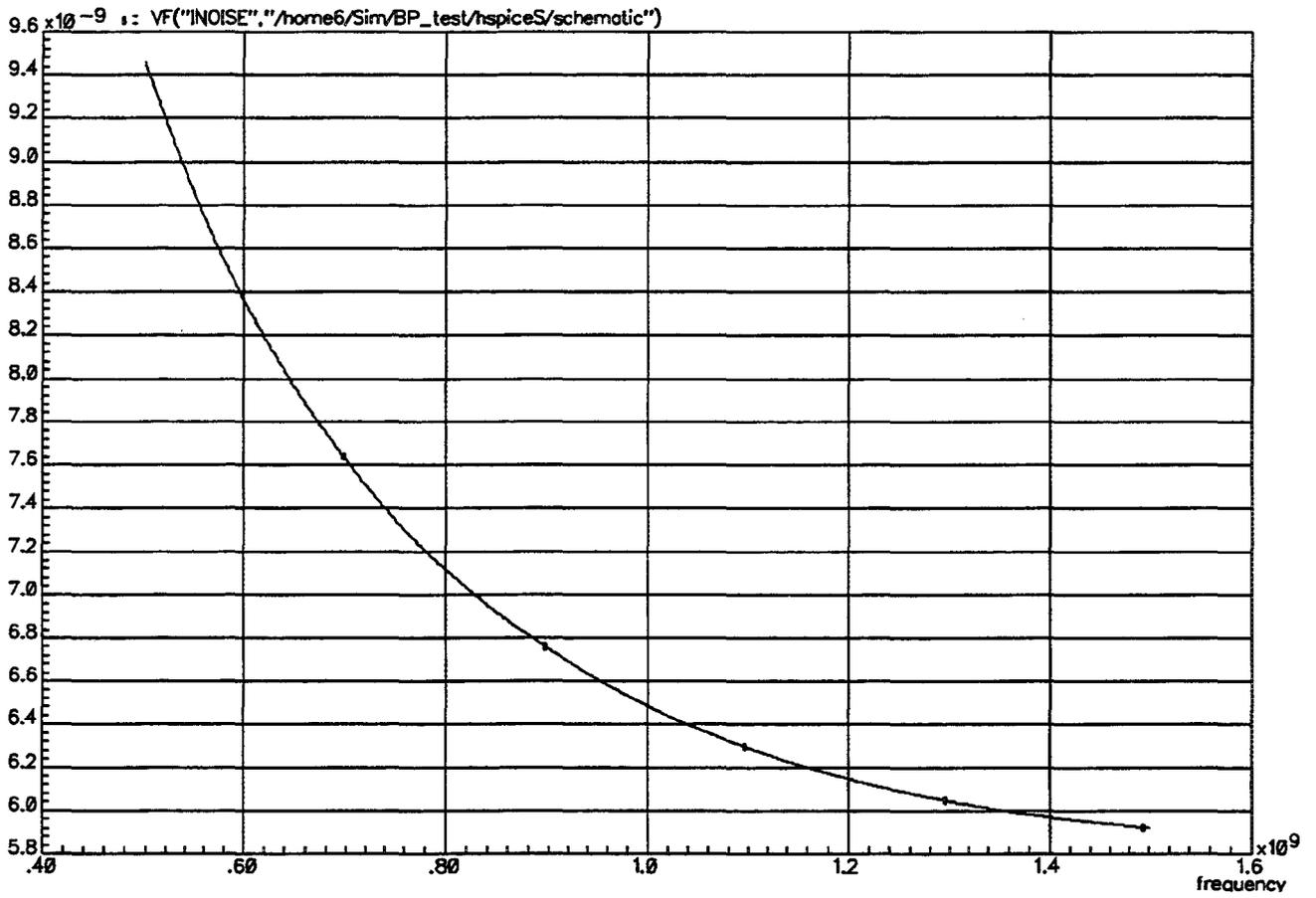
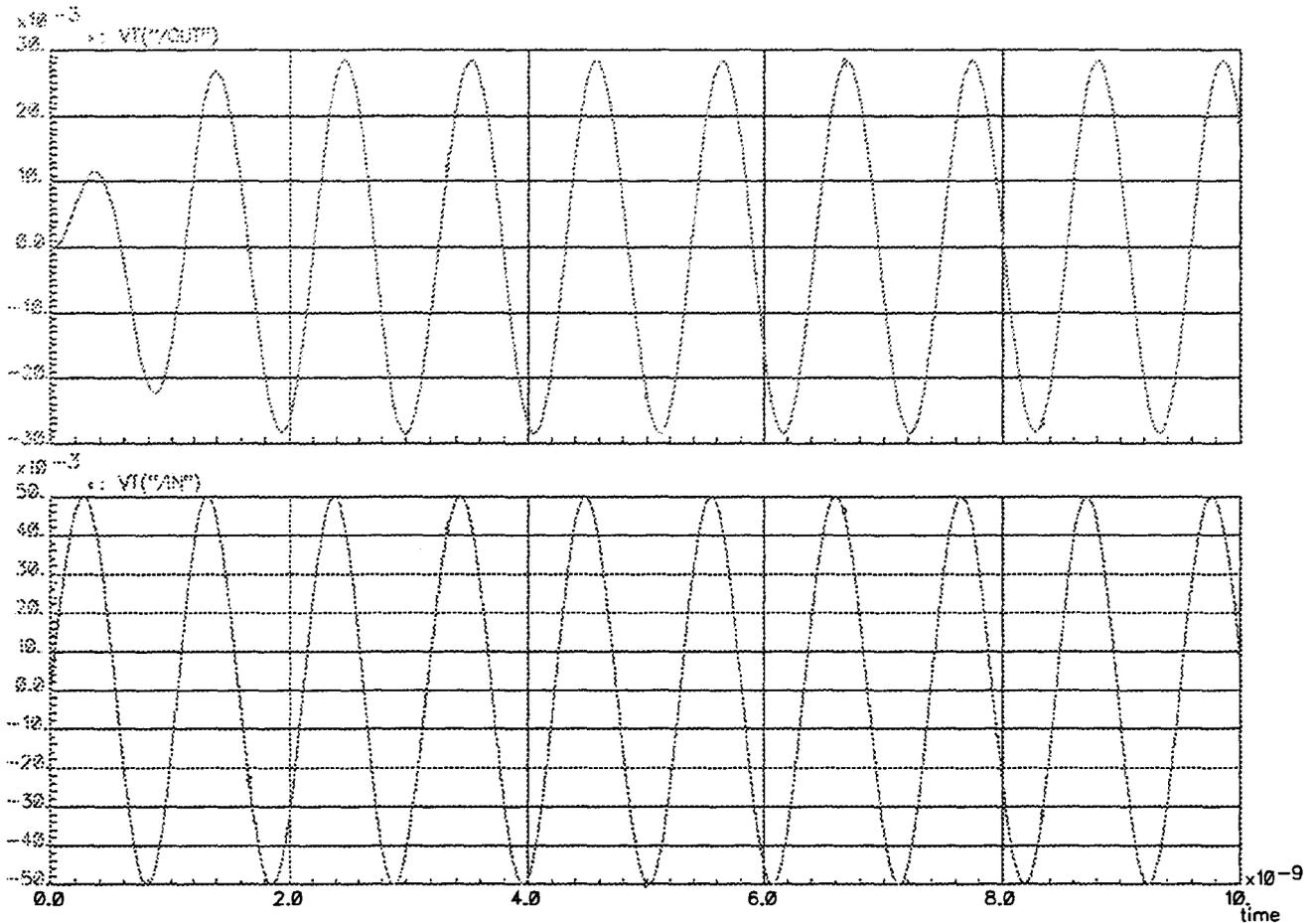


figure 5.2.8 : le bruit généré par le filtre ramené en entrée

La figure 5.2.9 donne l'allure des courbes en sortie en réponse à une excitation sinusoïdale en entrée, d'amplitude égale à 50 mVp@Freq=947 MHz. Les harmoniques résultantes en sortie sont données à la figure 5.2.10. Le taux de distorsion est de l'ordre de 0.36 % (- 48.7 dB) pour une amplitude résultante en sortie de 28 mVp.



**figure 5.2.9 : allure des courbes en sortie en réponse à une excitation sinusoïdale en entrée**

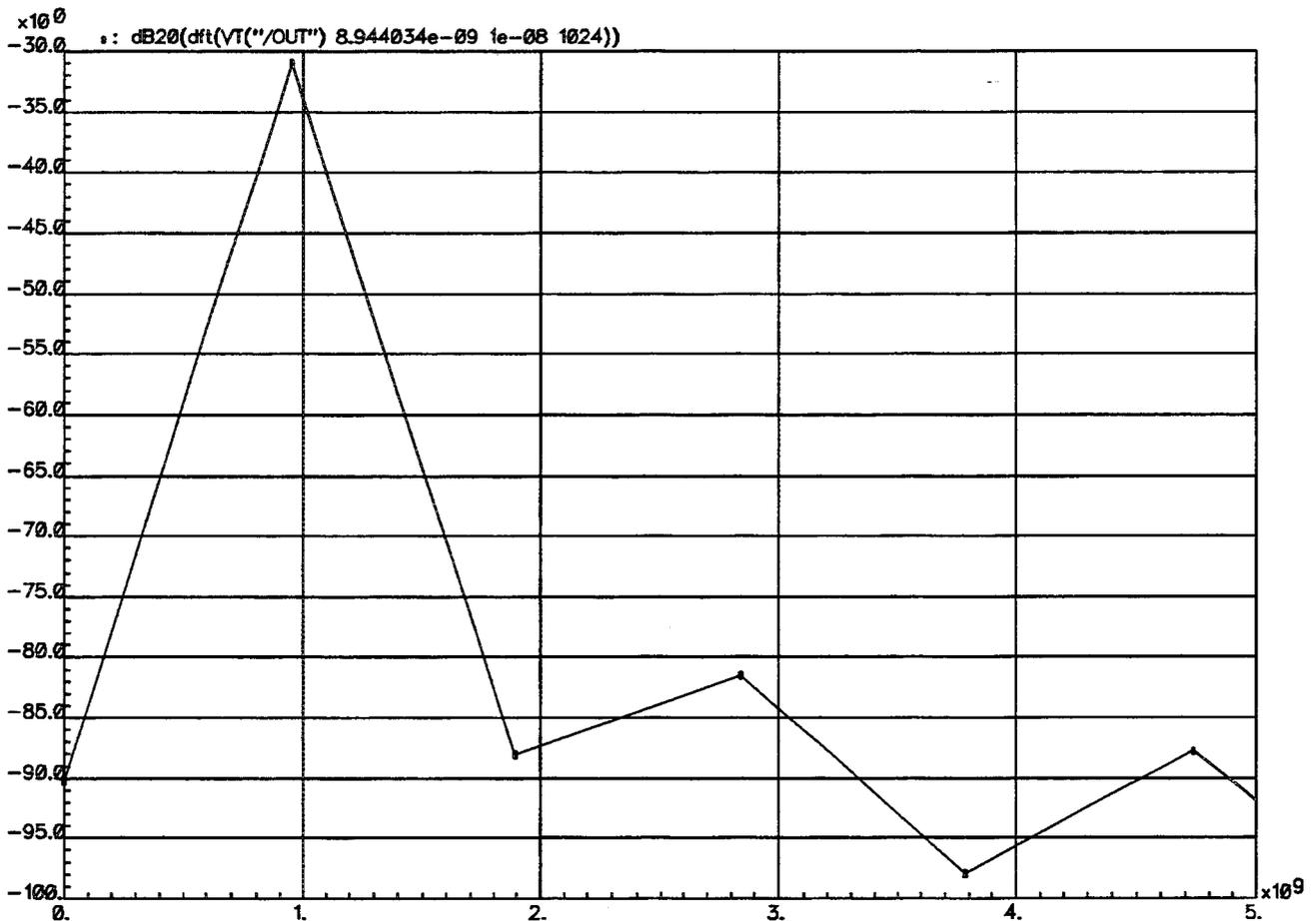


figure 5.2.10 : harmoniques résultantes en sortie

La figure 5.2.11 donne les harmoniques résultantes en sortie en réponse à une double excitation en entrée : 50 mVp@960 MHz et 50 mVp@915 MHz. En sortie, les harmoniques suivantes sont présentes :

- 23.88 mVp@960 MHz
- 24.91 mVp@915 MHz
- 2.206 mVp@1005 MHz = (2\*960 - 915) MHz
- 2.420 mVp@870 MHz = (2\*915 - 960) MHz

Le point d'intermodulation d'ordre 3 IP3 est défini de la façon suivante :

$$IP3 = V_{in} * \sqrt{\frac{Amp(\text{Signal})}{Amp(\text{Parasite})}} = 0.05 * \sqrt{\frac{23.88}{2.42}} = 0.157 \text{ V}$$

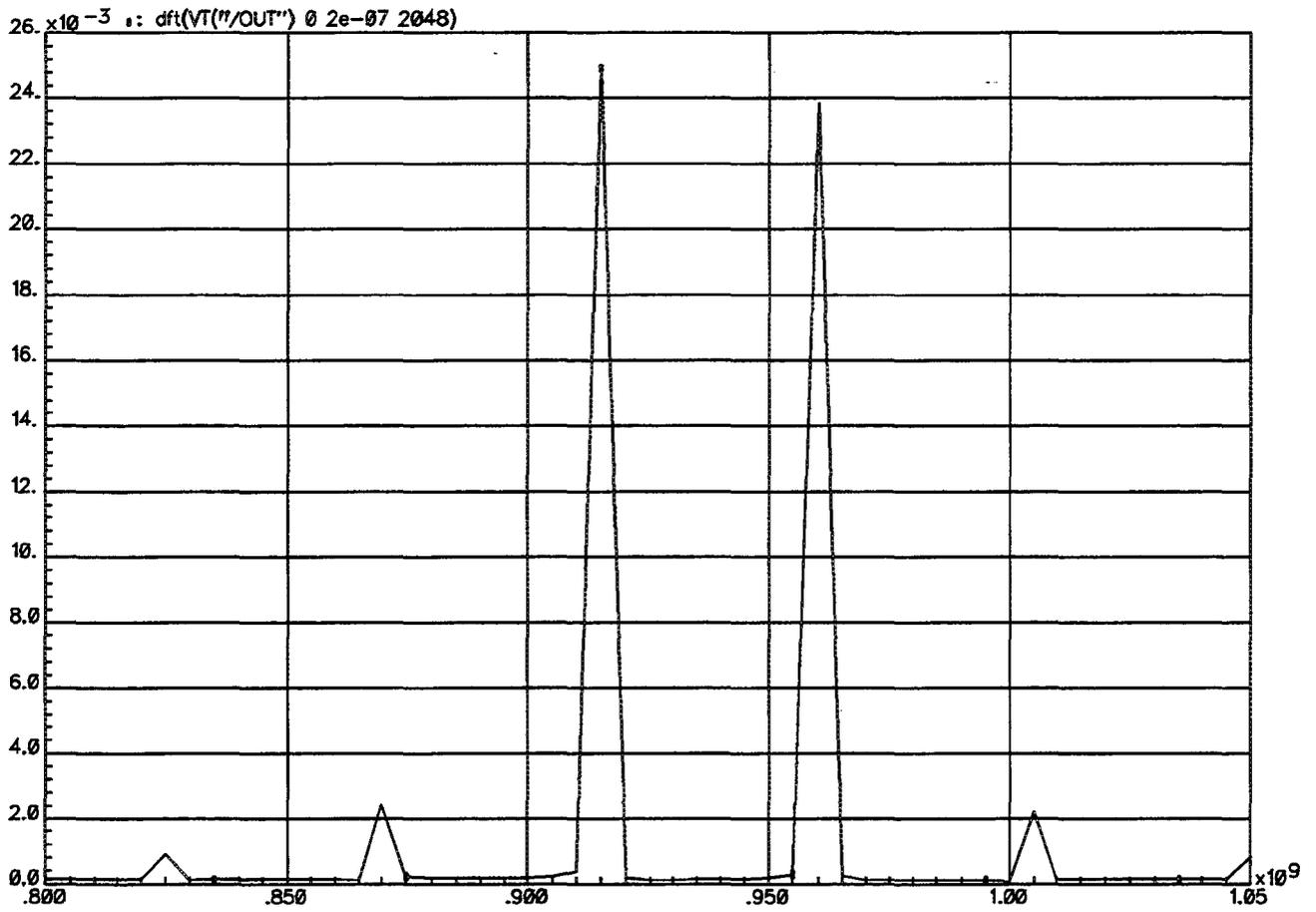


figure 5.2.11 : harmoniques résultantes en sortie

### 5.3 Le filtre « NAUTA »

L'approche décrite dans les chapitres précédents a été étudiée d'une façon approfondie. Elle a montré ses avantages et ses limites ; parmi ses avantages, la possibilité de régler son mode commun, d'ajuster sa phase, etc. Et parmi ses limites : la complexité de la mise en oeuvre de trois boucles pour ajuster simultanément le gain, la phase et la fréquence.

Une autre approche proposée par NAUTA [5.1], [5.2] en 1991, et adaptée aux applications hautes fréquences peut être envisageable. Cette approche basée sur une structure d'inverseurs est facile à mettre en oeuvre et présente plusieurs avantages. Dans ce qui suit, cette approche est étudiée, et une synthèse de filtre est proposée.

#### 5.3.1 L'approche « inverseur »

La structure de transconductance proposée par « NAUTA » est illustrée à la figure 5.3.1.

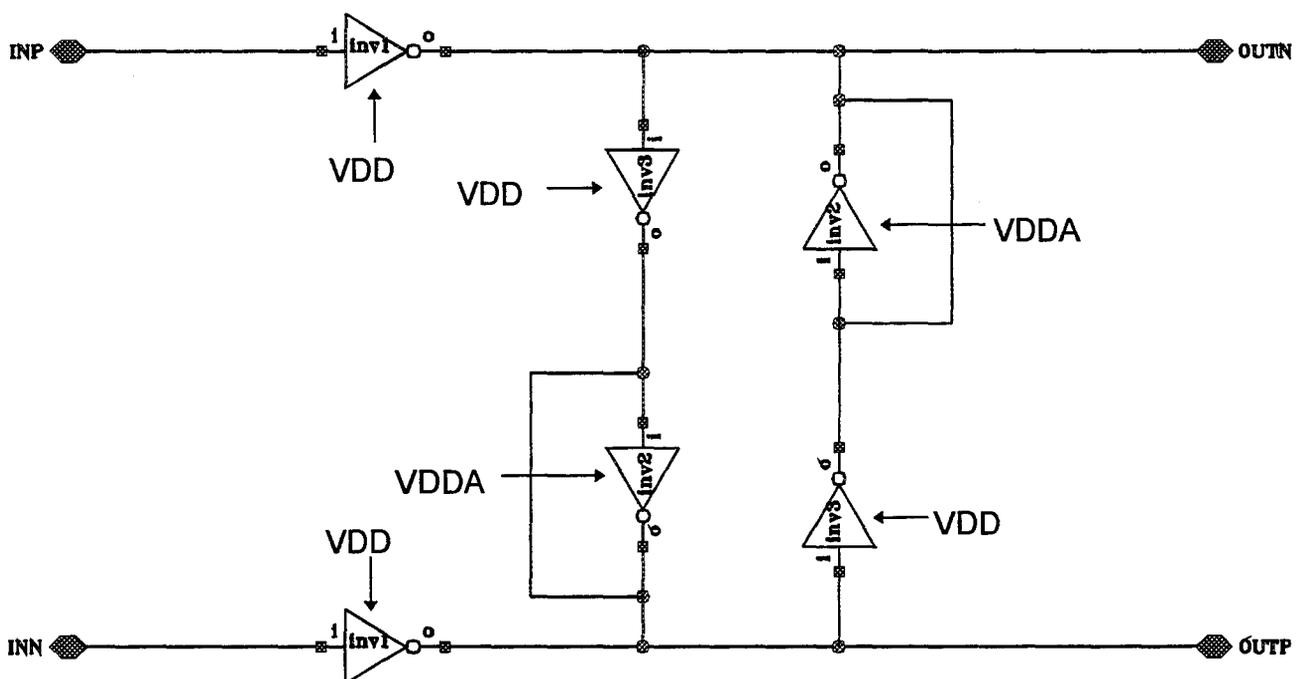


figure 5.3.1 : structure « NAUTA »

Elle est formée de six inverseurs [5.3], dont les rôles sont décrits ci-dessous :

- Les deux inverseurs « inv1 » présentent la transconductance différentielle principale. La valeur de la transconductance différentielle résultante en sortie de ce bloc est donnée par :  $l_{od} = G_{m_d} * V_{i_d}$ ,  $l_{od}$  étant le courant différentiel en sortie et  $V_{i_d}$  étant la tension différentielle en entrée.

- Les quatre inverseurs « inv2 » et « inv3 » forment la boucle de réglage du mode commun. Cette structure présente aux noeuds de sortie une résistance équivalente en mode commun donnée par  $1/(Gm2 + Gm3)$ , alors qu'elle présente en mode différentiel une résistance équivalente donnée par  $1/(Gm2 - Gm3)$ ,  $Gm2$  étant la transconductance de l'inverseur « inv2 » rebouclée en résistance, et  $Gm3$  étant la transconductance de l'inverseur « inv3 ». Donc en mode commun, les noeuds de sortie sont chargés par une résistance de faible valeur, alors qu'en mode différentiel ces mêmes noeuds sont des noeuds haute impédance. Il en résulte un contrôle du mode commun en sortie.

- Le gain de cette structure en mode différentiel est donné par :

$$A_{DC} = \frac{Gm_d}{Go1 + Gm2 - Gm3} \text{ où } Go1 \text{ est la conductance de sortie de l'inverseur}$$

« inv1 ». Si  $Gm3 = Gm2 + Go1$ , alors  $A_{DC}$  peut être infini. L'introduction de cette résistance négative n'a introduit aucun noeud supplémentaire, et se voit adaptée aux applications hautes fréquences.

- Le gain de cette structure en mode commun est donné par :

$$A_{oc} = \left| \frac{-Gm1}{Gm2 + Gm3} \right|. \text{ Pour éviter des instabilités dans le filtre, ce gain doit être}$$

inférieur à l'unité. Ce qui se traduit par le fait que  $Gm2 + Gm3 > Gm1$ .

Rappelons que cette étude a été menée en technologie MOSFET Si, où des transistors NMOS et leurs complémentaires PMOS cohabitent, permettant une grande flexibilité dans la conception. Par contre, la technologie MESFET GaAs utilisée ne possède pas de transistors complémentaires, ce qui limite les performances des inverseurs de base. Il est constitué d'un transistor naturellement bloqué dont la source est connectée à la masse, et d'un transistor naturellement passant dont le drain est connecté à l'alimentation positive, selon la figure 5.3.2.

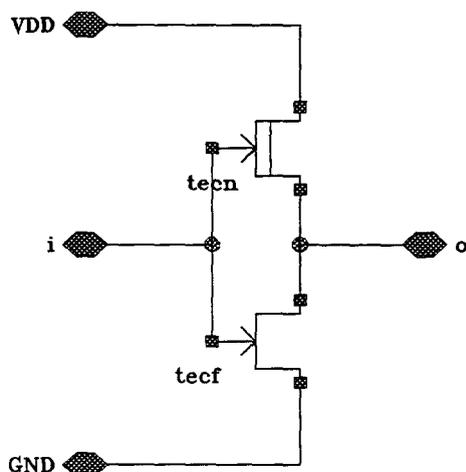


figure 5.3.2 : l'inverseur MESFET

Dans l'implémentation réelle de cette structure, l'inverseur « inv2 » est sensiblement plus grand que « inv1 » et « inv3 », alors que « inv1 » est plus grand que « inv2 ». La condition de stabilité de la boucle mode commun est ainsi garantie, ainsi que l'obtention d'une résistance négative capable d'améliorer les performances du gain en boucle ouverte de cette transconductance. Dans la structure originale, les inverseurs « inv1 » et « inv3 » sont alimentés par la même source VDD, alors que les inverseurs « inv2 » possèdent une autre alimentation VDDA. Le but est de pouvoir contrôler, d'une part la fréquence de coupure du filtre, et d'autre part la résistance négative équivalente de ces inverseurs.

Dans la structure MOSFET, le contrôle séparé [5.4] de la tension d'alimentation des inverseurs « inv2 » permet de modifier la valeur de leur transconductance équivalente, et par conséquent d'ajuster les pertes de la structure. Ceci n'est pas le cas dans les structures MESFET pour la raison suivante : en changeant la valeur de l'alimentation, la valeur de la transconductance ne varie pas, car le transistor NON MESFET qui se trouve dans la partie haute de l'inverseur de base, a sa source connectée à la sortie. Seule la conductance de sortie de ce transistor est affectée par la tension d'alimentation, ce qui implique un effet limité sur la valeur de la transconductance équivalente. Ceci limite les performances de ces structures dans cette technologie. Une façon de revaloriser cette approche en MESFET serait d'implémenter les transistors NON et NOFF en utilisant des substrats localisés, de telle façon à pouvoir utiliser la tension substrat de chacun des types d'inverseurs pour moduler indépendamment le gain DC et la fréquence de coupure de la structure. Le tableau 5.3.1 récapitule les tailles des transistors dans chacun des inverseurs utilisés :

	inv1 (VDD)	inv2 (VDDA)	inv3 (VDD)
$W_{ON}/L_{ON}$	5 $\mu\text{m}$ / 1.2 $\mu\text{m}$	5 $\mu\text{m}$ / 4 $\mu\text{m}$	14 $\mu\text{m}$ / 1.2 $\mu\text{m}$
$W_{OFF}/L_{OFF}$	35 $\mu\text{m}$ / 1.2 $\mu\text{m}$	10 $\mu\text{m}$ / 1.2 $\mu\text{m}$	98 $\mu\text{m}$ / 1.2 $\mu\text{m}$

tableau 5.3.1 : les tailles des inverseurs de la structure « NAUTA »

### 5.3.2 Le filtre étudié

Un filtre passe-bas CAUER d'ordre 3 est étudié, basé sur des structures de transconductance de type « inverseur » [5.5]. Le filtre prototype est donné à la figure 5.3.3a. La synthèse à base de gyrateur est donnée à la figure 5.3.3b. L'implémentation définitive est donnée à la figure 5.3.4. Les structures Gm31 et Gm32 ne sont autres que des structures de transconductances de type « inverseur » ayant une double entrée. En total, le filtre est constitué de huit transconductances unitaires « inv1 ».

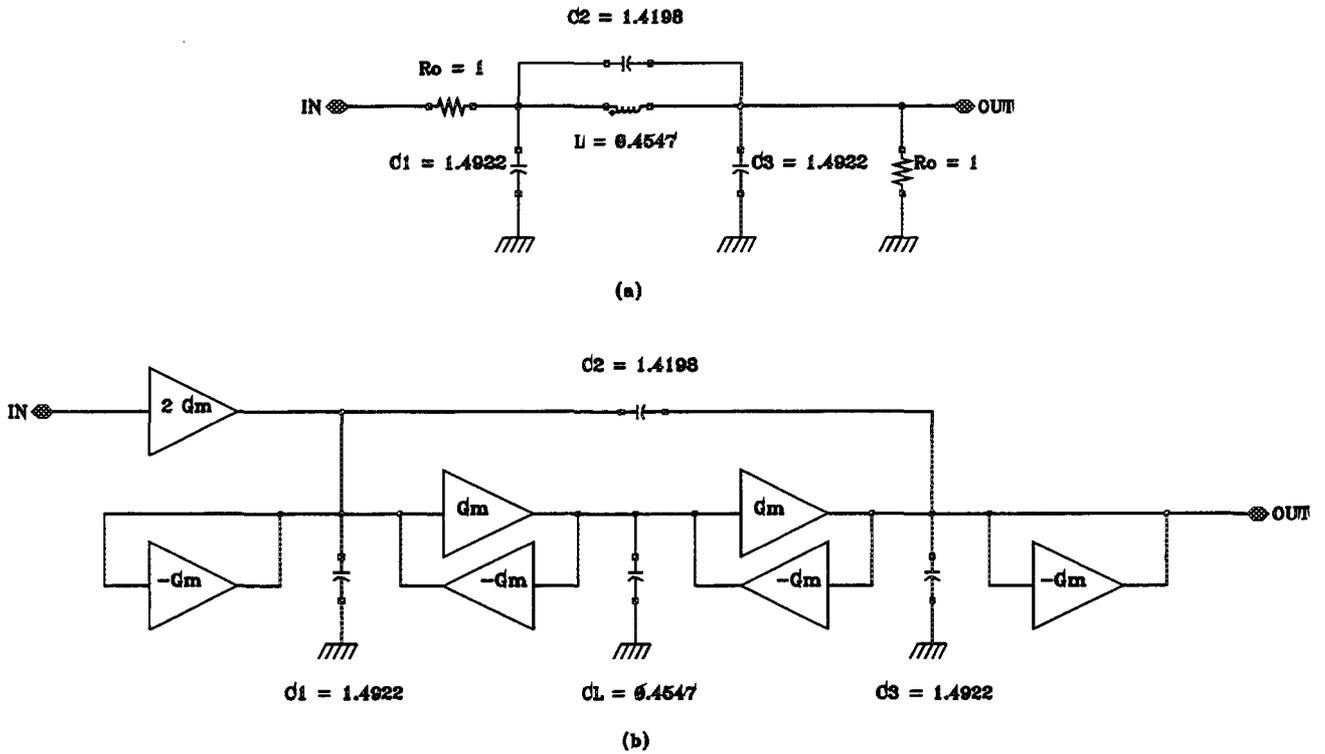


figure 5.3.3 : a) prototype du passe-bas CAUER 3ème ordre ( $\omega_c = 1$ )  
b) synthèse à gyrateur

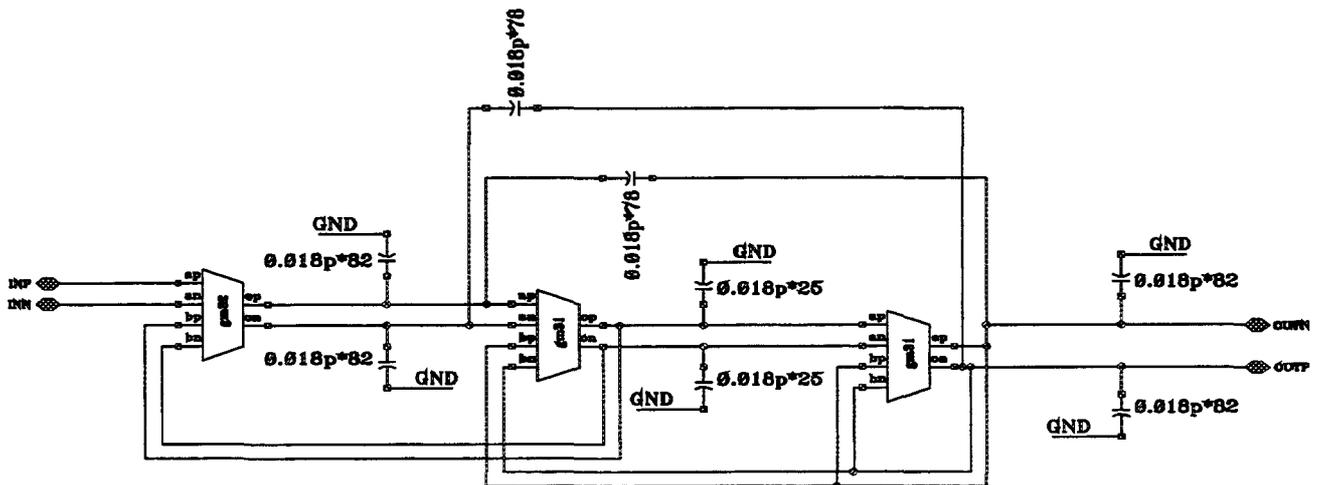


figure 5.3.4 : implémentation finale du filtre passe-bas

Les caractéristiques de ce filtre sont résumés ci-dessous :

Fréquence de coupure nominale  $F_c$  : 275 MHz

Ondulation dans la bande : < 1.25 dB

Atténuation hors bande : > 15 dB pour des fréquences > 317 MHz

Tension d'alimentation VDD, VDDA > 0.8 V

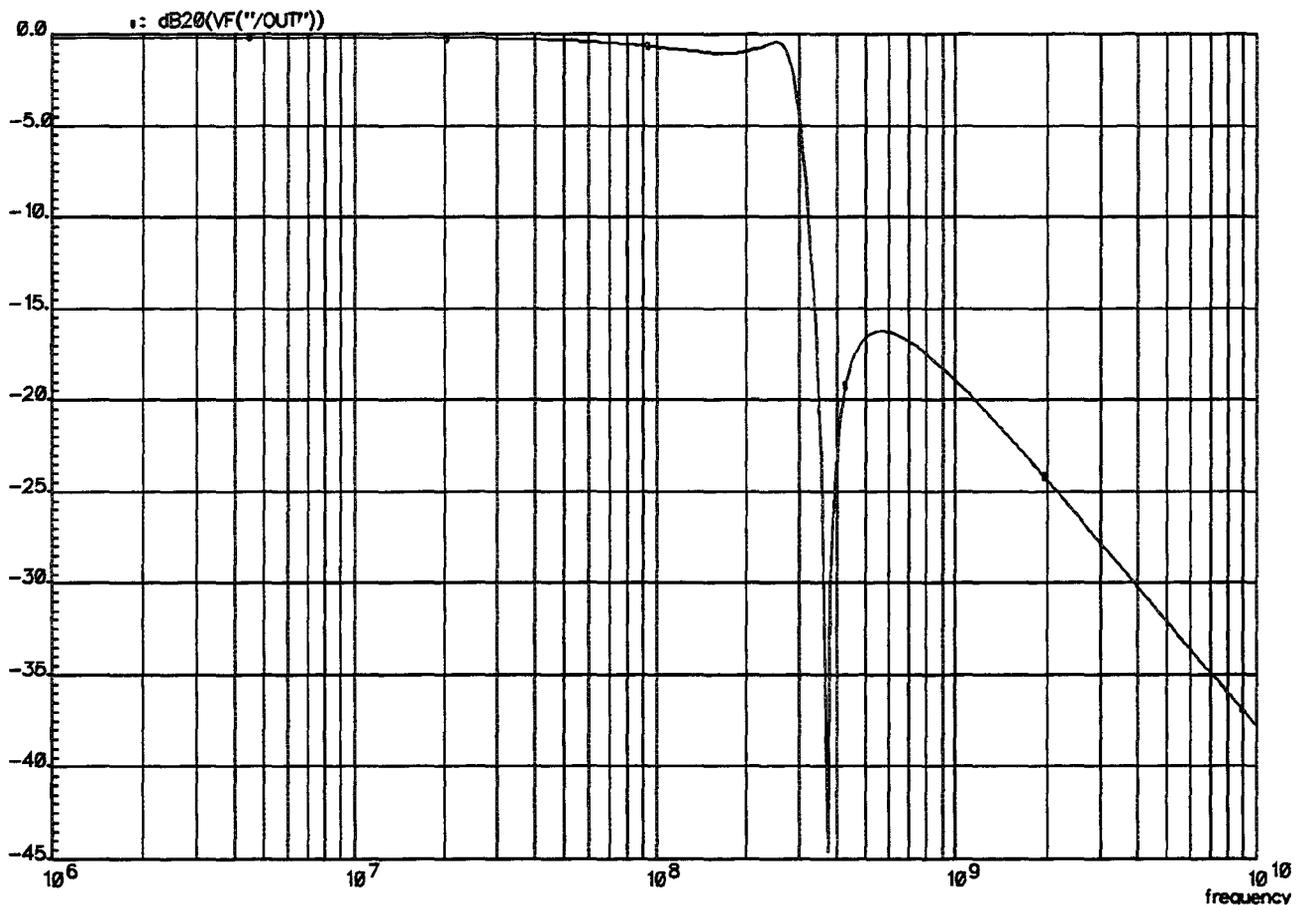
La figure 5.3.5 donne la réponse en fréquence de ce filtre. Elle est obtenue pour VDD = VDDA = 0.8 V. Dans ce cas, les performances sont les suivantes :

Fréquence de coupure : 275 MHz

Gain dans la bande : < -0.2 dB

Atténuation hors bande : > 15 dB pour des fréquences > 317 MHz

Courant de consommation : 13 mA, donc 1.625 mA / transconductance.



**figure 5.3.5 : réponse en fréquence du filtre pour VDD = VDDA = 0.8 V**

La figure 5.3.6 donne la réponse en fréquence de ce filtre. Elle est obtenue pour VDD = 5V et VDDA = 1 V.

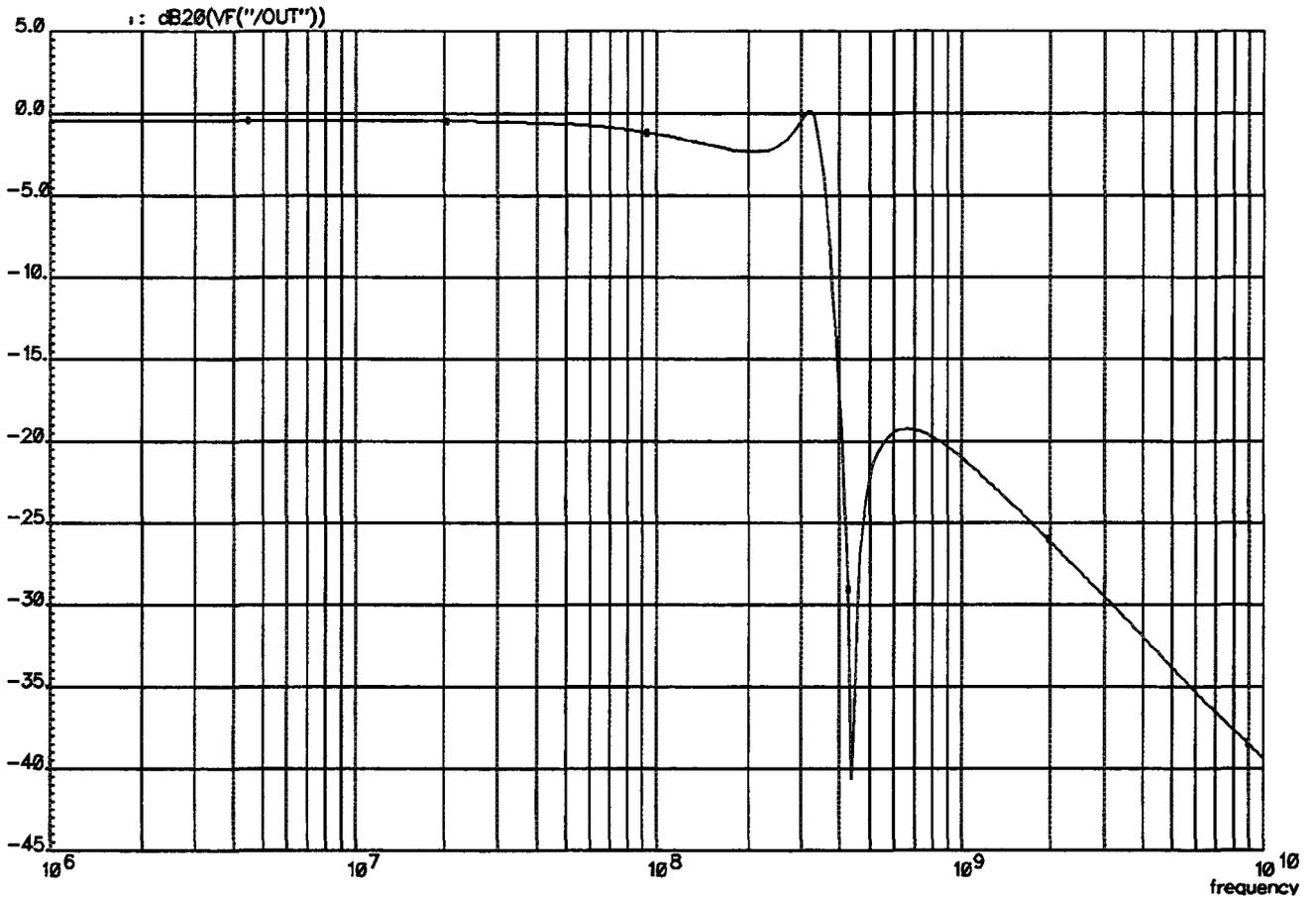
Dans ce cas, les performances sont les suivantes :

Fréquence de coupure : 340 MHz

Gain dans la bande :  $< -0.4$  dB

Atténuation hors bande :  $> 19$  dB pour des fréquences  $> 410$  MHz

Courant de consommation : 26 mA, donc 3.25 mA / transconductance.



**figure 5.3.6 : réponse en fréquence du filtre pour VDD = 5 V**

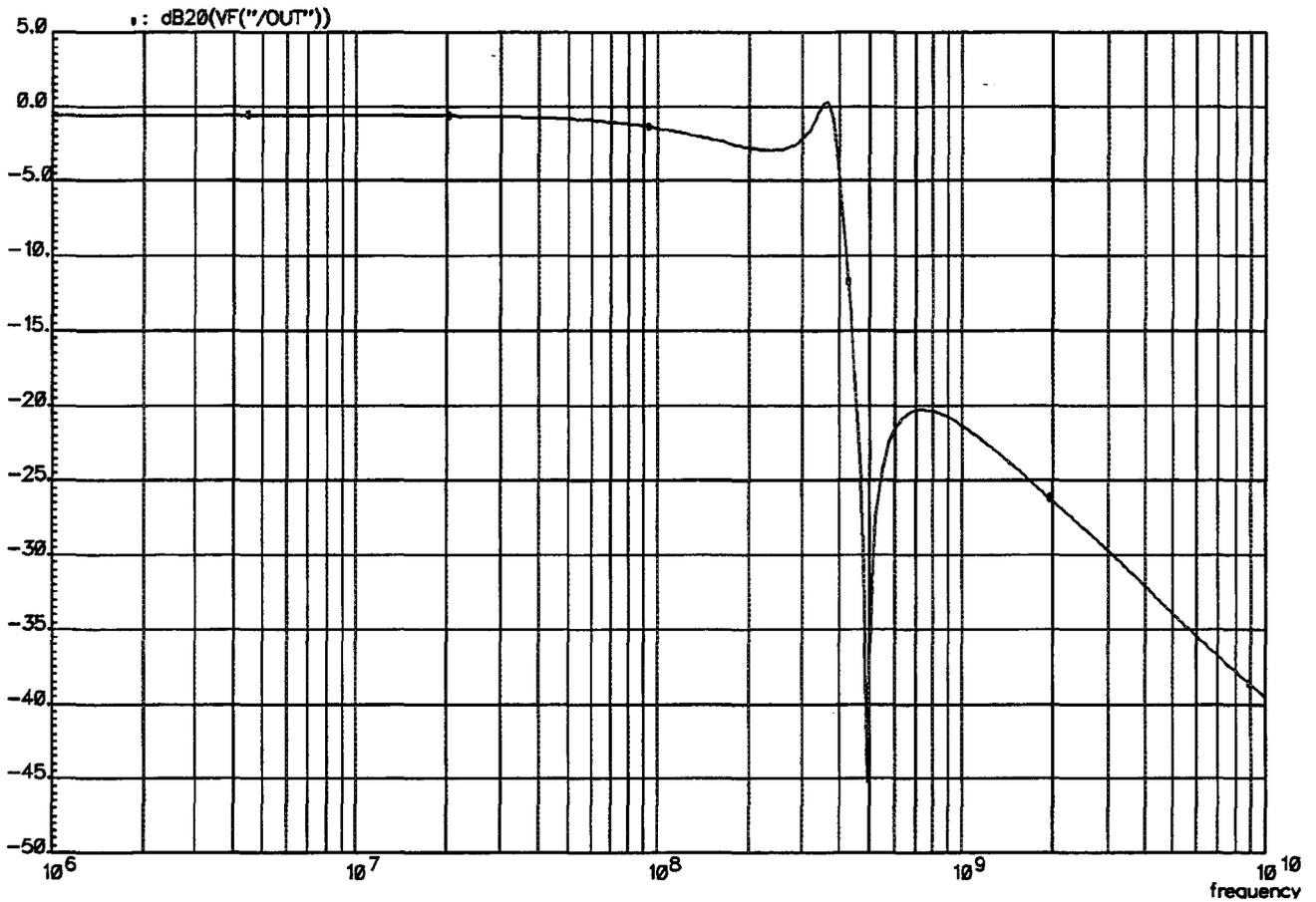
La figure 5.3.7 donne la réponse en fréquence de ce filtre. Elle est obtenue pour VDD = 10V et VDDA = 0.7 V. Dans ce cas, les performances sont les suivantes :

Fréquence de coupure : 380 MHz

Gain dans la bande :  $< -0.6$  dB

Atténuation hors bande :  $> 20$  dB pour des fréquences  $> 450$  MHz

Courant de consommation : 33 mA, donc 4.125 mA / transconductance.



**figure 5.3.7 : réponse en fréquence du filtre pour VDD = 10 V**

En conclusion, on remarque que, pour une augmentation de la tension d'alimentation de 0.8 V à 10 V, la fréquence de coupure est passée de 275 MHz à 400 MHz, soit une amélioration de 45 % en fréquence, pour une augmentation de 2.6 fois la consommation en courant, mais qui se traduit en une augmentation en puissance consommée de 10.4 mW à VDD = 0.8 V, jusqu'à 330 mW à VDD = 10 V. Ceci nous donne une idée de la difficulté de la mise en oeuvre de cette structure dans un environnement de faible consommation.

La figure 5.3.8 donne le bruit en sortie généré par ce filtre. Il est de l'ordre de  $7.2 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  sur une bande allant de 10 Hz à 100 MHz.

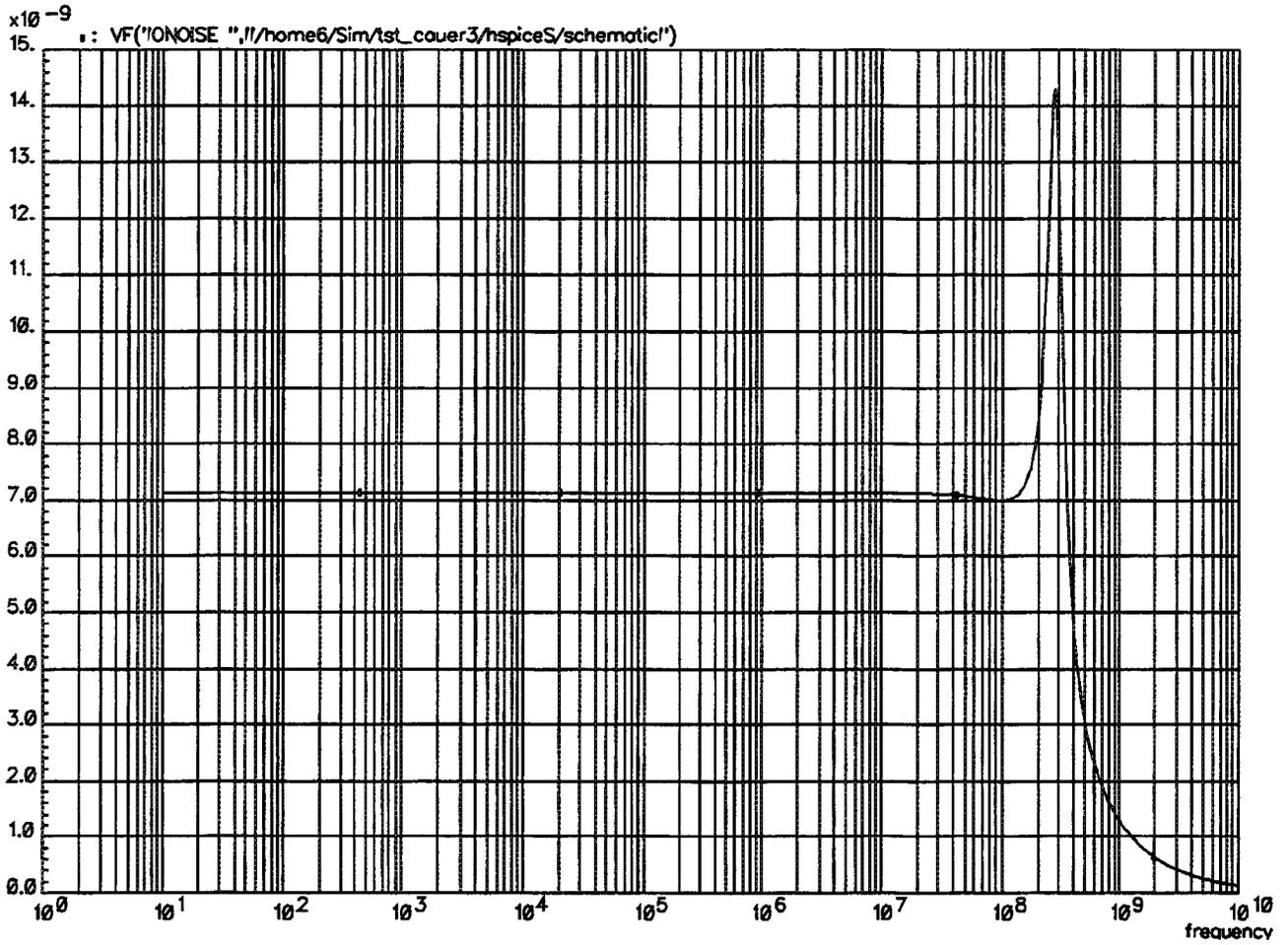


figure 5.3.8 : bruit en sortie généré par le filtre

La figure 5.3.9 donne l'allure des courbes en sortie en réponse à une excitation sinusoïdale en entrée, d'amplitude égale à 40 mVp@ Freq = 100 MHz. Les harmoniques résultantes en sortie sont données à la figure 5.3.10. Le taux de distorsion est de l'ordre de 1 % ( -40 dB) pour une amplitude effective en sortie de 36 mVp.

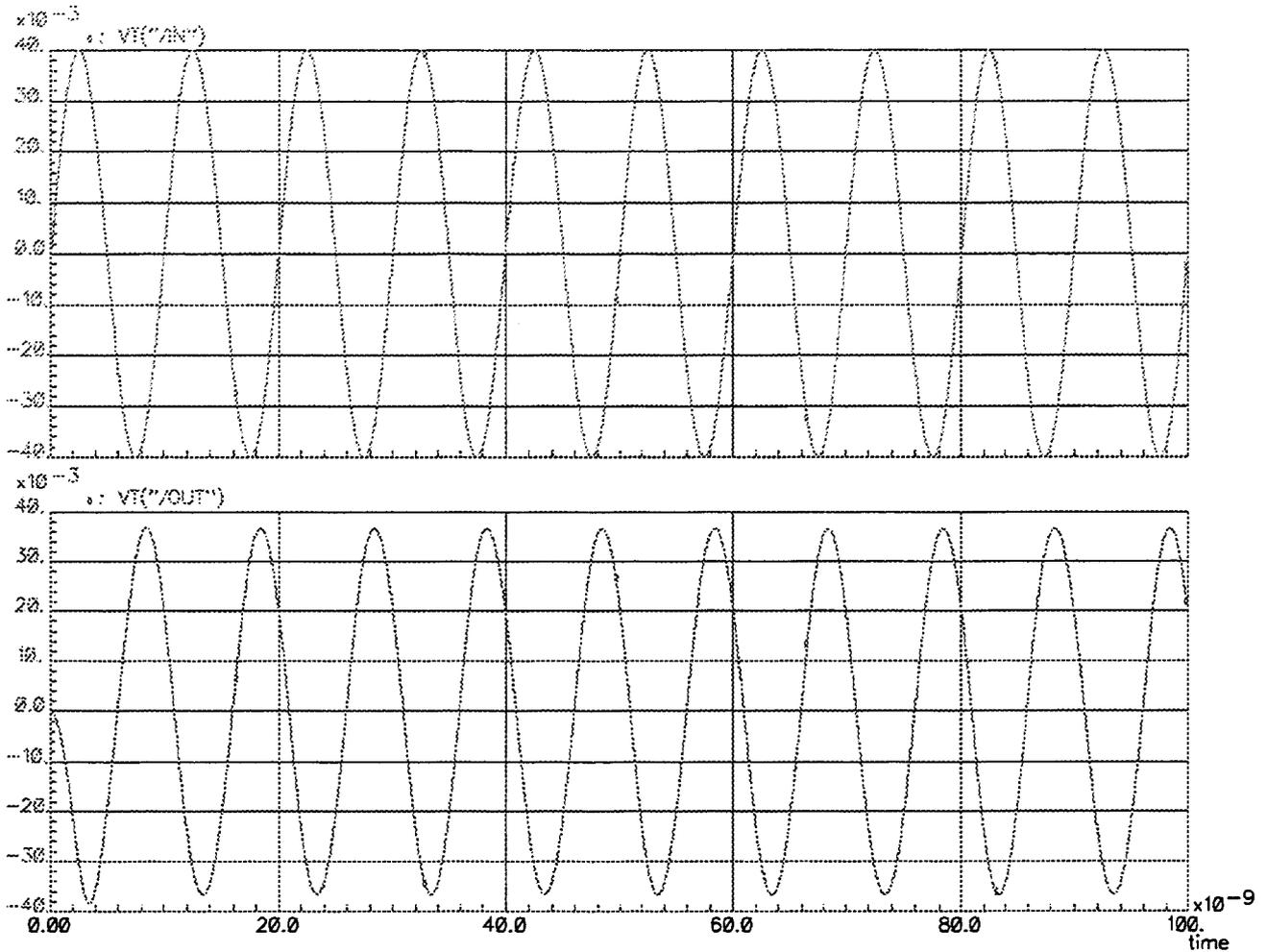


figure 5.3.9 : allure des courbes en sortie

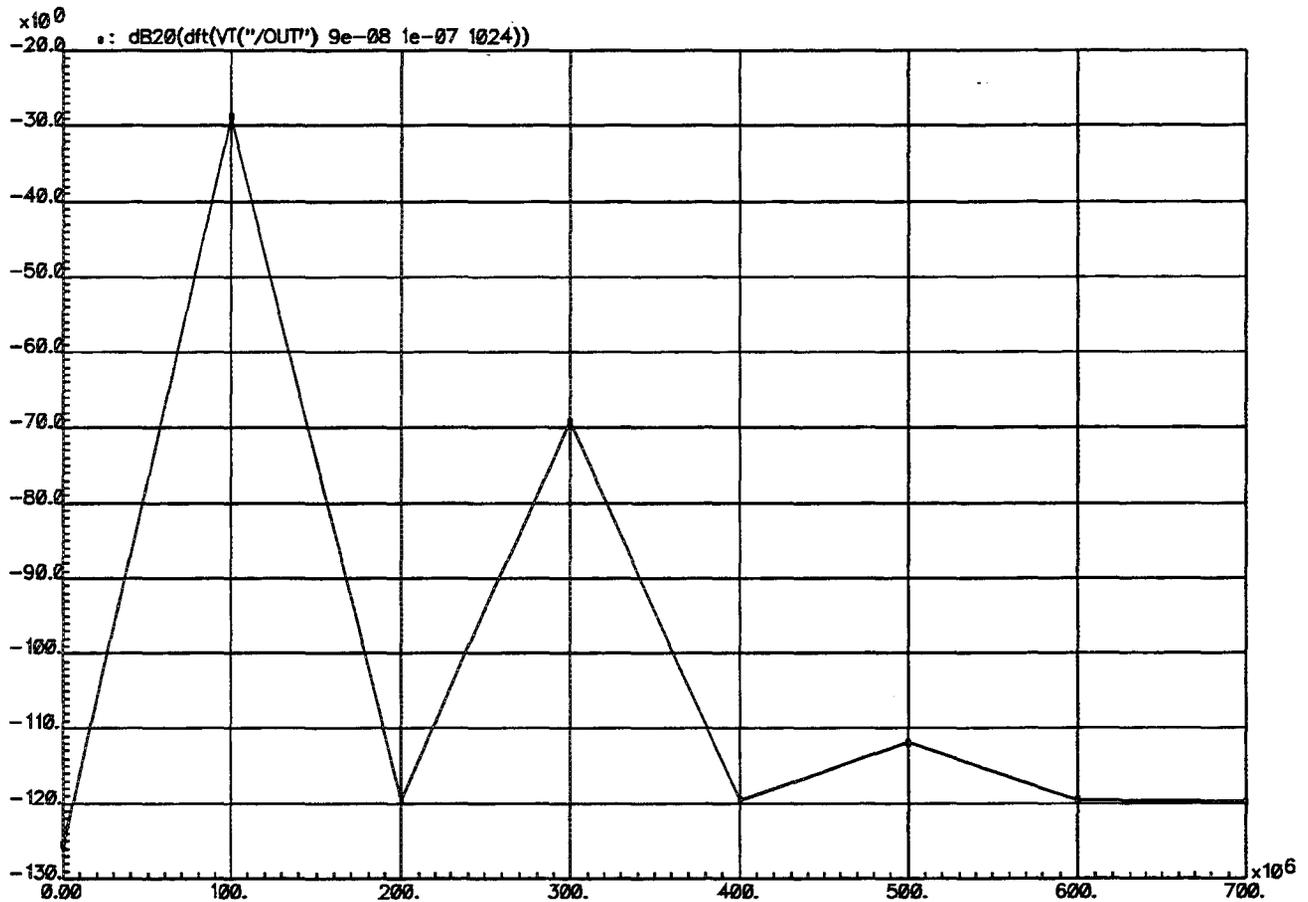


figure 5.3.10 : harmoniques résultantes en sortie

La figure 5.3.11 donne les harmoniques résultantes en sortie en réponse à une double excitation en entrée : 40 mVp@100 MHz et 40 mVp@110 MHz. En sortie, les harmoniques suivantes sont présentes :

35 mVp@100 MHz

34.7 mVp@110 MHz

662  $\mu$ Vp@120 MHz = (2\*110 - 100) MHz

655  $\mu$ Vp@90 MHz = (2\*100 - 110) MHz

Le point d'intermodulation d'ordre 3 IP3 est défini de la façon suivante :

$$IP3 = V_{in} * \sqrt{\frac{Amp(\text{Signal})}{Amp(\text{Parasite})}} = 0.04 * \sqrt{\frac{34.7}{0.662}} = 0.289 \text{ V}$$

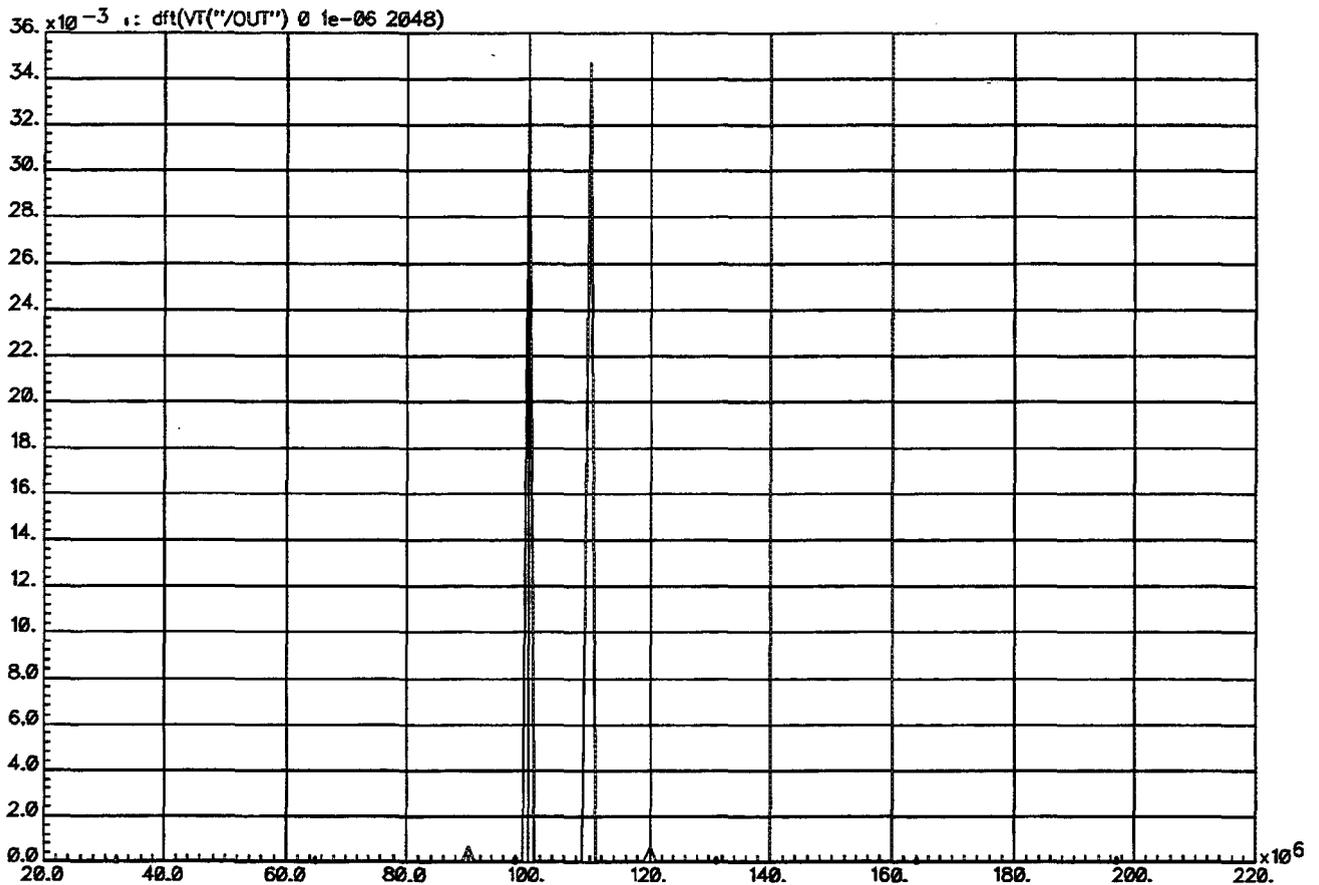


figure 5.3.11 : harmoniques résultantes en sortie

#### 5.4 Conclusion

Dans ce chapitre, deux approches différentes pour concevoir des filtres RF ont été présentées :

1. La première est basée sur une structure de paires différentielles dont on connaît la robustesse et l'efficacité. Ces structures peuvent être contrôlées en fréquence, gain et phase pour garantir un maximum de performances, mais augmente la complexité de la mise en oeuvre pratique.
2. La deuxième est basée sur une structure d'inverseurs, facile à mettre en oeuvre mais difficilement contrôlable. La consommation de ces structures dépend étroitement de la fréquence visée, et l'optimisation d'un filtre en prenant en compte les variations technologiques peut s'avérer « impossible ».

## 5.5 Bibliographie

- [5.1] B. Nauta, « Analog CMOS Filters For Very High Frequencies », Kluwer Academic Publishers, 1993.
- [5.2] R.L. Pryor, « Complementary Field Effect Transistor Differential Amplifier », U.S. Patent 3,991,380, 1976.
- [5.3] B. Nauta, « A CMOS Transconductor-C Filter Technique for Very High Frequencies », IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 27, No. 2, pp. 142-153, Février 1992.
- [5.4] B. Nauta and E. Seevinck, « Automatic tuning of quality factors for VHF CMOS Filters », Proceedings ISCAS, New Orleans, U.S.A., pp. 1147-1150, Mai 1990.
- [5.5] B. Nauta and E. Seevinck, « A 110MHZ Transconductor-C low-pass Filter », Proceedings ESSCIRC'89, Vienne, Autriche, Septembre 1989.

## CHAPITRE 6

### REALISATIONS EXPERIMENTALES

#### 6.1 Généralités

Ce chapitre décrit les résultats expérimentaux obtenus sur les différentes structures réalisées. Le paragraphe 6.2 présente deux amplificateurs de test et leurs résultats de mesure. Dans le paragraphe 6.3, un filtre passe-bas du premier ordre avec une fréquence de coupure contrôlable allant de 500 MHz à 2 GHz est présenté. Dans le paragraphe 6.4, un filtre passe-bande du second ordre avec une fréquence centrale contrôlable allant de 500 MHz à 1.1 GHz est décrit. Ces deux structures sont basées sur les transconductances à base de paires différentielles présentées aux Chapitres 4 et 5. Enfin, un filtre elliptique du troisième ordre, basé sur la transconductance « Nauta » est décrit au paragraphe 6.5. Ce filtre, d'une fréquence de coupure de 215 MHz, est présenté au Chapitre 5, §5.3.

Les fonctions de filtrage intégrées sont pilotées manuellement, par l'intermédiaire des bornes de contrôle externes. Les différentes boucles d'asservissement concernant la fréquence de coupure, la phase et le gain DC ne sont pas implémentées dans cette version du circuit expérimental, pour faciliter le test.

La photographie du circuit expérimental regroupant les cellules détaillées dans les paragraphes suivants est donnée à la figure 6.1. La surface utile du circuit est de 31.5 mm<sup>2</sup>. Ce circuit a été réalisé dans la technologie MESFET sur substrat GaAs, contenant des transistors NMESFET déplétés et enrichis de 0.8  $\mu\text{m}$  de longueur de grille. Cette technologie est proposée par la fonderie VITESSE installée aux Etats-Unis.

Durant la phase de dessin topologique des filtres, le fournisseur VITESSE nous a signalé un problème d'échauffement, sur les plaquettes fabriquées, pour des transistors contigus. La raison de ce réchauffement étant inconnue à ce moment là de l'étude, VITESSE nous a conseillé d'espacer les transistors de 40  $\mu\text{m}$  les uns des autres pour éviter ce méfait. Ceci a augmenté considérablement la taille du circuit, et introduit des effets néfastes quant à la compacité du dessin, et à la dimension des lignes de connexion. Ceci a engendré une détérioration des facteurs de qualité des circuits mesurés, due à l'introduction des circuits RC parasites causés par l'augmentation déraisonnable des dimensions de ces lignes de connexion.

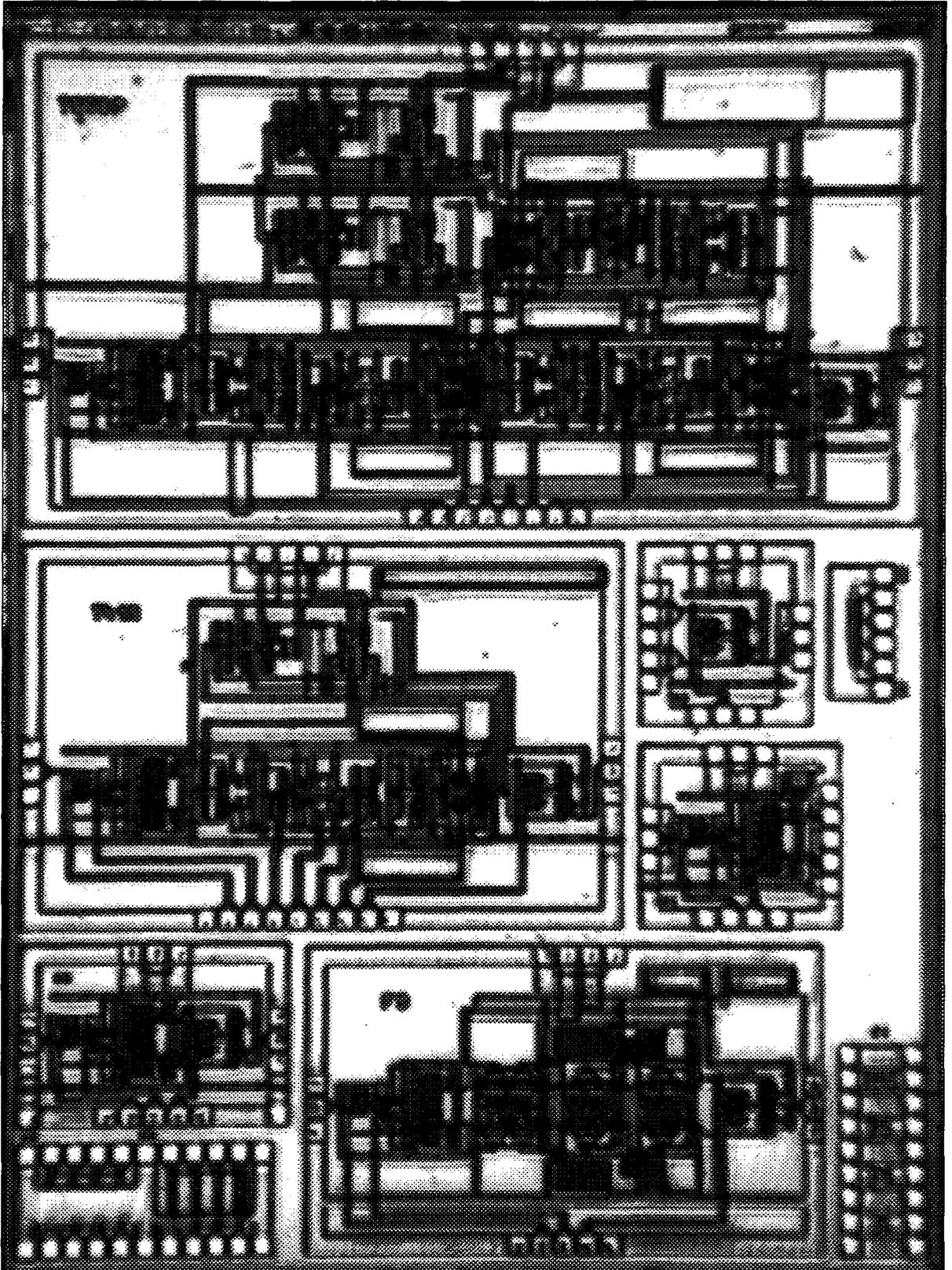
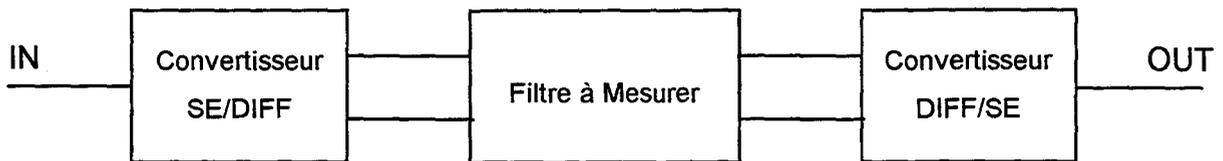


figure 6.1 : photographie du circuit expérimental

## 6.2 Les amplificateurs de test

Les fréquences utiles des fonctions de filtrage à mesurer se situant au-delà du GHz, il est indispensable que les mesures se passent dans un environnement hyperfréquence, utilisant des sondes cascade adaptées  $50 \Omega$  en entrée, comme en sortie. Comme ces sondes hyperfréquences présentent un seul signal actif entouré de part et d'autre d'un signal de masse, et comme les structures à mesurer sont des structures différentielles, l'utilisation de structures d'amplificateurs faisant la conversion « single-ended/différentiel » en entrée, puis « différentiel/single-ended » en sortie, est indispensable afin de mener à bien les mesures des circuits à tester.

Ces amplificateurs de test adaptés  $50 \Omega$  entourent la structure à mesurer et constituent l'interface par rapport au monde extérieur comme le montre la figure 6.2.1.



**figure 6.2.1 : schéma de principe pour la mesure**

### 6.2.1 Le convertisseur « single-ended/différentiel »

La structure de l'amplificateur utilisée dans le convertisseur « single-ended/différentiel » est donnée à la figure 6.2.2. Il est constitué d'une paire différentielle (M1, M2) en entrée, ayant une charge résistive (R1, R2). Le signal actif est injecté au noeud « INP », et est transformé en un signal différentiel par l'intermédiaire des deux suiveurs (M3, M4), dont les grilles sont connectées aux drains des transistors de la paire différentielle. Le signal différentiel est présent aux deux noeuds de sortie « OUTP » et « OUTN ». « IIN » est le noeud d'entrée du courant de polarisation de l'amplificateur. « VMC » est le noeud d'entrée de la tension continue de polarisation de la paire différentielle. Théoriquement, au noeud d'entrée « INP », est connecté un analyseur de réseau qui présente, au circuit à tester, une impédance de  $50 \Omega$ . Afin d'avoir une adaptation d'impédance, l'amplificateur présente également en entrée une impédance équivalente de  $50 \Omega$ . Dans ce cas, le coefficient de réflexion est optimal. La surface utile du convertisseur « single-ended/différentiel » est de  $0.34 \text{ mm}^2$ .

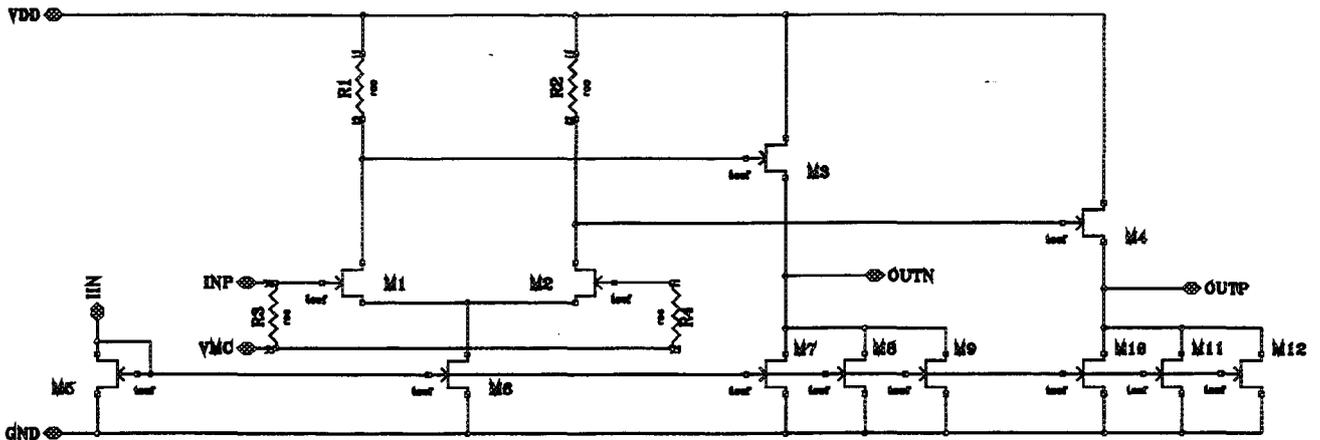


figure 6.2.2 : convertisseur « single-ended/différentiel »

### 6.2.2 Le convertisseur « différentiel/single-ended »

La structure du convertisseur « différentiel/single-ended » est donnée à la figure 6.2.3. Il est constitué d'une paire différentielle (M1, M2) en entrée, ayant une charge résistive (R1, R2). Le signal différentiel est injecté aux deux noeuds « INP » et « INN », et est transformé en un signal actif, au noeud de sortie « OUT ». « IOUT » est le noeud d'entrée du courant de polarisation de l'amplificateur. Théoriquement, au noeud de sortie « OUT », est connecté un analyseur de réseau qui présente, au circuit à tester, une impédance de  $50 \Omega$ . Afin d'avoir une adaptation d'impédance, l'amplificateur présente également en sortie une impédance équivalente de  $50 \Omega$ . La surface utile de ce circuit est de  $0.22 \text{ mm}^2$ .

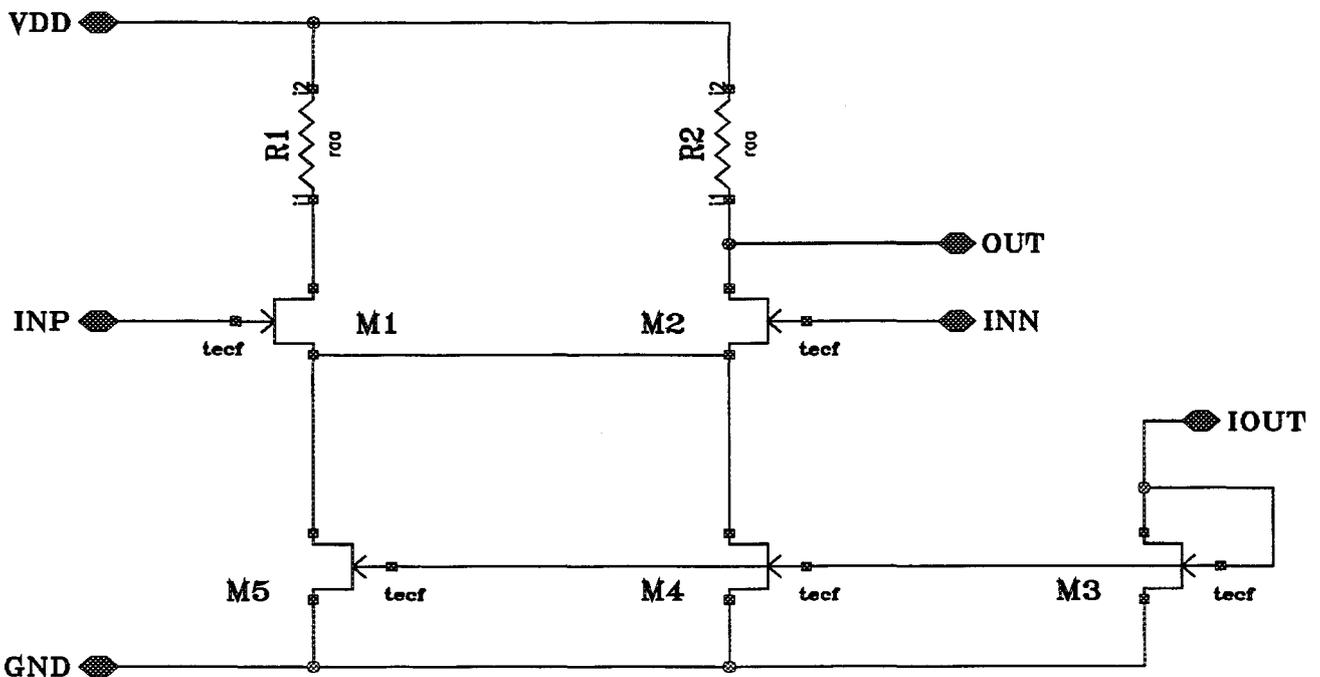
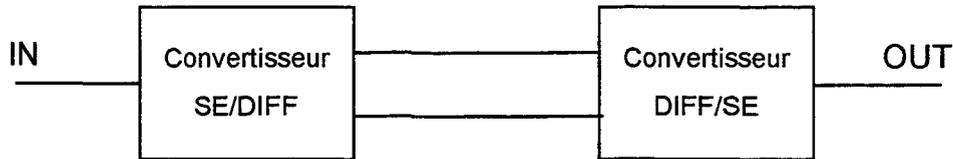


figure 6.2.2 : convertisseur « différentiel/single-ended »

### 6.2.3 La structure de test

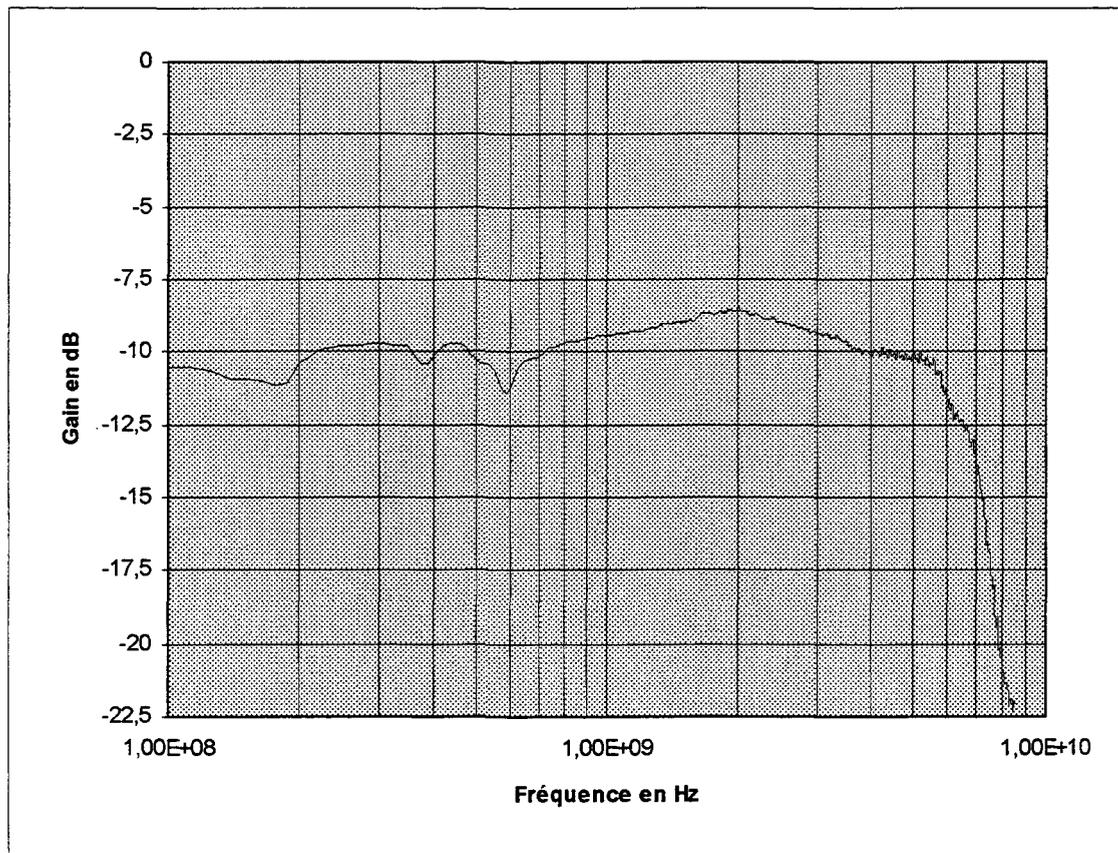
Afin de pouvoir évaluer les performances de ces convertisseurs et, par la suite, extraire exactement les caractéristiques du circuit à mesurer, une structure de test couplant les deux convertisseurs selon la figure 6.2.4, a été implémentée. La surface utile de la structure de test est de 0.56 mm<sup>2</sup>.



**figure 6.2.4 : schéma de principe de la structure de test**

Des mesures exhaustives de cette structure ont été effectuées sur dix échantillons. Un effort particulier est porté à l'évaluation statistique des différentes performances.

La figure 6.2.5 donne la réponse en fréquence de la structure de test, mesurée pour des fréquences allant de 100 MHz jusqu'à 8 GHz.



**figure 6.2.5 : réponse en fréquence de la structure de test couplant les convertisseurs d'entrée et de sortie**

Le tableau 6.2.1 donne le courant de consommation, le gain statique et la fréquence de coupure de la structure de test, mesurés sur dix échantillons. Les conditions de mesure de cette structure sont les suivantes :

VDD = 1.9 V

VMC = 0.75 V

IIN = 3 mA

IOUT = 4 mA

	Courant de consommation en mA	Gain statique en dB	Fréquence de coupure en MHz
échantillon No 1	29	-10.15	5100
échantillon No 2	29	-9.82	6100
échantillon No 3	30	-9.96	5200
échantillon No 4	28	-10.26	6300
échantillon No 5	30	-10.00	6700
échantillon No 6	29	-9.77	6050
échantillon No 7	29	-10.13	6700
échantillon No 8	28	-8.59	6900
échantillon No 9	28	-9.75	6850
échantillon No 10	28	-8.64	6000
Moyenne	28.8	-9.70	6190
Ecart type	0.748	0.568	608.6

**tableau 6.2.1 : courant de consommation, gain statique et fréquence de coupure de la structure de test**

Le gain statique de cette structure est largement inférieur à 1. Aucun risque d'instabilité ne peut survenir, et par conséquent aucune oscillation n'est à craindre. D'après les mesures effectuées, la fréquence de coupure de cette structure se situe au-delà de 5 GHz. Cette fréquence est suffisante pour espérer obtenir de bons résultats de mesure sur les fonctions de filtrage. Notons que pour les mesures de ces fonctions, la réponse en fréquence de la structure de test est systématiquement soustraite de la fréquence globale afin d'extraire les performances intrinsèques desdites fonctions.

Des mesures ont été menées sur cette structure pour évaluer son taux de distorsion, et son facteur de bruit. Les tableaux 6.2.2 et 6.2.3 donnent les résultats de distorsion

obtenus à différentes fréquences, et pour différentes valeurs d'amplitude du signal en entrée.

	Vout@0.5GHz	Vout@1GHz	Vout@1.5GHz	THD
Vin = 13.8 mVp	3.2 mVp	28 $\mu$ Vp	15 $\mu$ Vp	-40.06
Vin = 43.6 mVp	10.6 mVp	113 $\mu$ Vp	33.5 $\mu$ Vp	-39.08
Vin = 137.8 mVp	31.02 mVp	1.07 mVp	811 $\mu$ Vp	-27.27

**tableau 6.2.2 : distorsion harmonique de la structure de test en fonction du niveau de signal à l'entrée à 0.5 GHz**

	Vout@1GHz	Vout@2GHz	Vout@3GHz	THD
Vin = 13.2 mVp	3.15 mVp	10.7 $\mu$ Vp	12 $\mu$ Vp	-45.84
Vin = 41.5 mVp	9.36 mVp	88 $\mu$ Vp	20 $\mu$ Vp	-40.32
Vin = 131.2 mVp	30 mVp	906 $\mu$ Vp	406 $\mu$ Vp	-29.61

**tableau 6.2.3 : distorsion harmonique de la structure de test en fonction du niveau de signal à l'entrée à 1 GHz**

Un taux de distorsion de -40 dB pour 40 mVp en entrée correspond au calcul théorique mené au chapitre 4, §4.2.3. Ce taux est faible vu que la structure est non linéarisée, et que l'amplificateur est utilisé en boucle ouverte.

Le tableau 6.2.4 donne le facteur de bruit mesuré sur cette structure, ainsi que la résistance de bruit équivalente et le bruit équivalent en entrée.

Fréquence	0.5 GHz	1 GHz	1.5 GHz	2 GHz
Facteur de bruit	7.85 dB	7.24 dB	8.48 dB	8.2 dB
Résistance de bruit équivalente en entrée	255 $\Omega$	215 $\Omega$	303 $\Omega$	280 $\Omega$
Bruit équivalent en entrée	2.05 nV/ $\sqrt$ Hz	1.88 nV/ $\sqrt$ Hz	2.23 nV/ $\sqrt$ Hz	2.15 nV/ $\sqrt$ Hz

**tableau 6.2.4 : résultats de bruit de la structure de test**

### 6.3 Le filtre passe-bas du premier ordre

Le filtre passe-bas du premier ordre dont il est question est celui présenté au Chapitre 4, §4.4.6. Il n'est autre que la transconductance de base étudiée au Chapitre 4, dont on a chargé la sortie par une transconductance identique, cette dernière étant rebouclée sur elle-même [6.4]. La surface utile de ce filtre est de 2.55 mm<sup>2</sup>.

La figure 6.3.1 donne la réponse en fréquence typique de ce filtre. On remarque une fréquence de coupure de 2 GHz, et un gain DC autour de 0 dB. Cette valeur de gain DC donne, indirectement, une idée de la valeur du gain statique en boucle ouverte de la transconductance de base. Cette valeur est autour de 50 dB en moyenne sur dix échantillons mesurés.

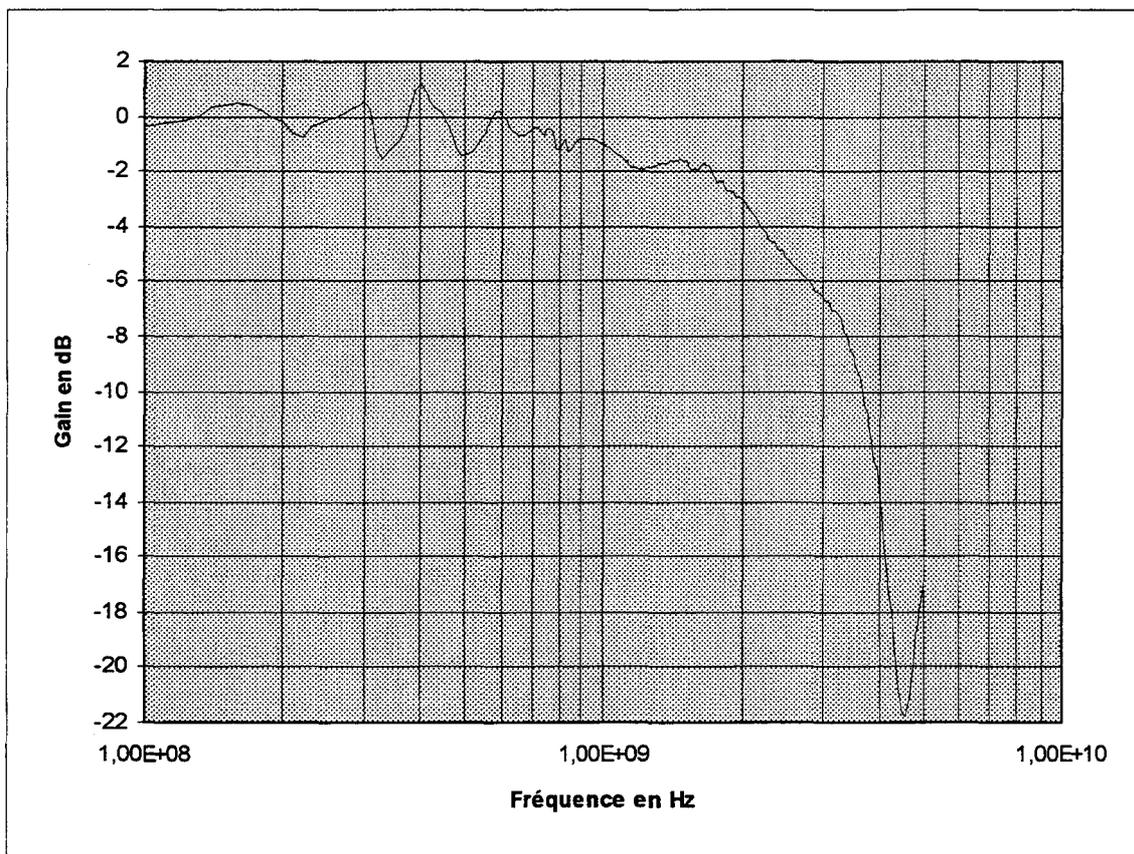


figure 6.3.1 : réponse en fréquence typique du filtre passe-bas du premier ordre

Le tableau 6.3.1 donne le courant de consommation et la fréquence de coupure « brute » mesurés sur dix échantillons, pour les conditions de mesure suivantes :

VDD = 1.9 V

ICOM = 450  $\mu$ A

Vref = 0.75 V

Vphi = 0.75 V

IF = 0

Ig = 0

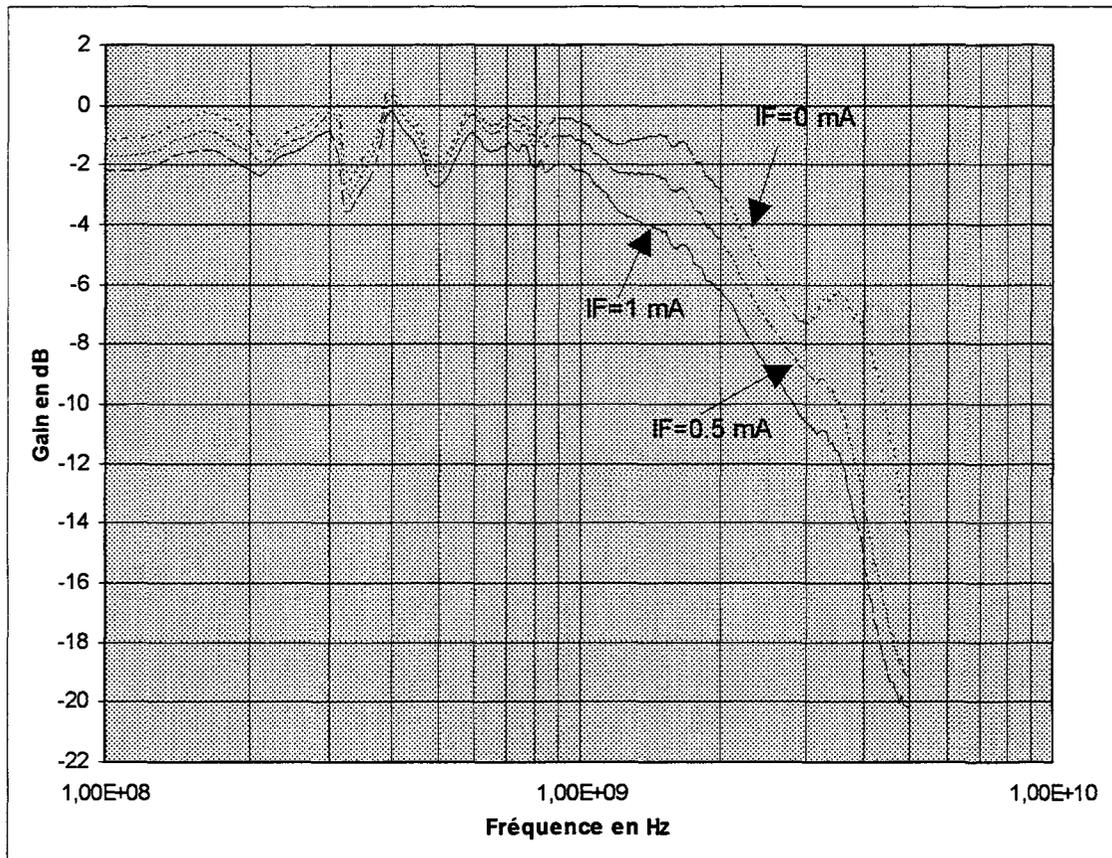
	Courant de consommation en mA	Fréquence de coupure « brute » en MHz-1ère série	Fréquence de coupure « brute » en MHz-2ème série
échantillon No 1	8	1800	-
échantillon No 2	9	1740	-
échantillon No 3	7	-	1220
échantillon No 4	10	1700	-
échantillon No 5	8	1830	-
échantillon No 6	9	-	1220
échantillon No 7	9	-	1180
échantillon No 8	12	2050	-
échantillon No 9	7	-	1170
échantillon No 10	9	1820	-
Moyenne	8.8	1823.3	1197.5
Ecart type	1.4	111.15	22.77

**tableau 6.3.1 : courant de consommation et fréquence de coupure « brute » du filtre passe-bas du premier ordre**

On remarque une consommation moyenne du filtre de l'ordre de 8.8 mA, ce qui est conforme aux résultats théoriques. Par contre, on distingue deux séries d'échantillons relativement à leur fréquence de coupure : la première ayant une fréquence de coupure moyenne autour de 1800 MHz, ce qui est aussi comparable aux résultats théoriques, et la deuxième ayant une fréquence de coupure moyenne autour de 1200 MHz. Remarquons que pour cette deuxième série, le courant de consommation est en moyenne inférieur à celui de la première série.

### 6.3.1 L'asservissement en fréquence

Comme étudié au Chapitre 4, ce filtre est muni d'un contrôle en fréquence. La figure 6.3.2 donne ses réponses en fréquence pour trois valeurs différentes du courant de contrôle : 0, 500  $\mu\text{A}$ , 1 mA. Pour ces trois courants, les fréquences correspondantes sont de 2.05 GHz, 1.7 GHz, et 1.14 GHz respectivement, ce qui donne pour une augmentation de 1 mA du courant de contrôle, une diminution de 910 MHz de la fréquence de coupure.



**figure 6.3.2 : l'asservissement en fréquence du filtre passe-bas du premier ordre**

On remarque que le gain DC diminue avec le courant de contrôle de la fréquence, ce qui rejoint la théorie. Cette baisse est due au fait que l'asservissement de la fréquence fait varier la valeur de la transconductance  $G_m$  du filtre, et donc son gain DC.

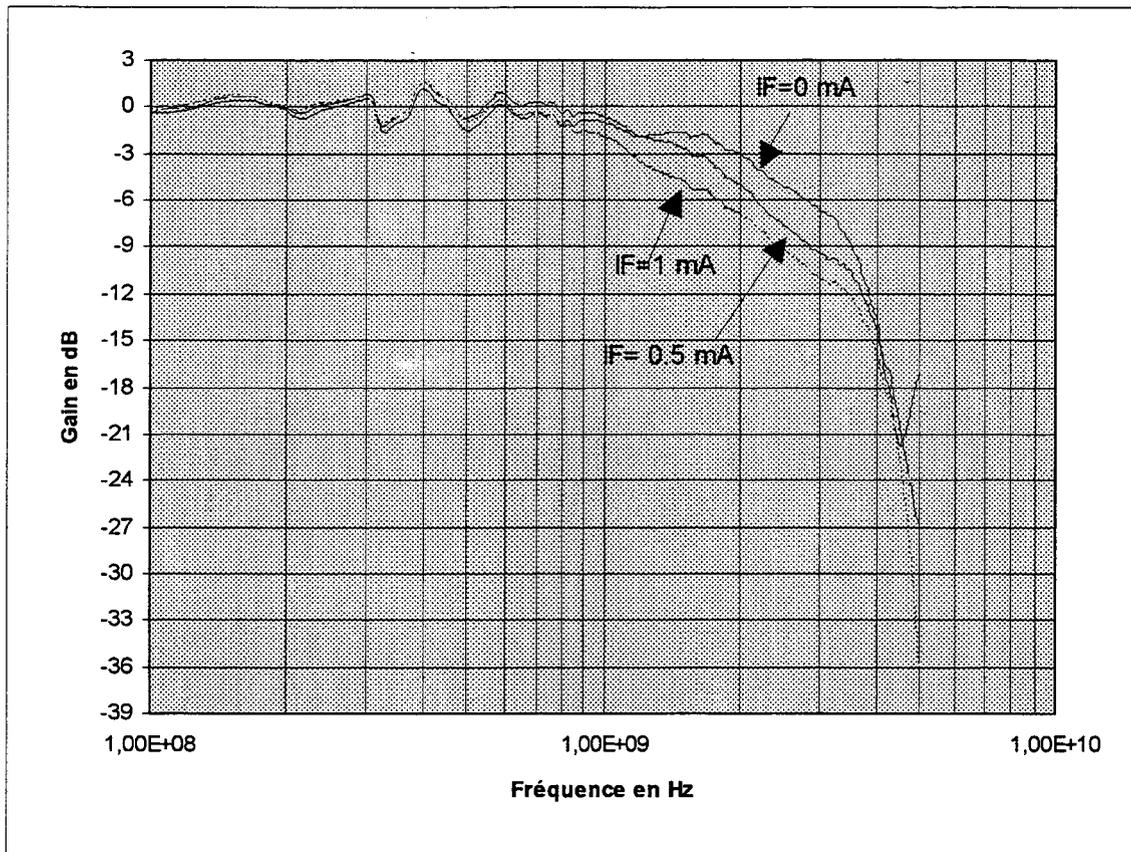
Le tableau 6.3.2 donne la plage d'accord maximale des différents échantillons, ainsi que la sensibilité en MHz/mA de l'asservissement en fréquence par rapport au courant de contrôle. Les résultats sont donnés pour un courant de contrôle allant de 0 à 1.5 mA. Les conditions de mesure sont les mêmes que celles données ci-dessus.

	Plage d'accord maximale en MHz	Sensibilité au courant de contrôle en MHz/mA-1ère série	Sensibilité au courant de contrôle en MHz/mA -2ème série
échantillon No 1	550-1800	834	-
échantillon No 2	470-1700	820	-
échantillon No 3	200-1220	-	680
échantillon No 4	310-1700	927	-
échantillon No 5	530-1830	867	-
échantillon No 6	270-1220	-	633
échantillon No 7	200-1180	-	654
échantillon No 8	800-2050	834	-
échantillon No 9	230-1170	-	627
échantillon No 10	600-1820	814	-
Moyenne	-	849.33	648.5
Ecart type	-	38.56	20.77

**tableau 6.3.2 : plage d'accord maximale, et sensibilité au courant de contrôle du filtre passe-bas du premier ordre**

### 6.3.2 Le contrôle du gain

Comme étudié au Chapitre 4, ce filtre est muni d'un contrôle de gain. La figure 6.3.3 donne ses réponses en fréquence pour trois valeurs différentes du courant de contrôle de fréquence : 500  $\mu$ A, 1 mA, 1.5 mA en optimisant le courant de contrôle de gain. Aux trois valeurs du courant IF, correspondent trois valeurs du courant  $I_g$  : 200  $\mu$ A, 250  $\mu$ A, et 275  $\mu$ A. Pour ces trois optimisations en gain, les fréquences de coupure correspondantes sont de 2.0 GHz, 1.55 GHz, et 1.14 GHz respectivement. On remarque que ce courant, et indirectement la structure d'augmentation de gain (résistance négative), remplit bien son rôle de minimisation de l'erreur de gain en boucle fermée, en augmentant le gain en boucle ouverte de la transconductance de base. Ces performances indiquent une erreur de gain de l'ordre de 0.25 %, ce qui revient à dire que le gain en boucle ouverte de la transconductance est autour de 52 dB. Cette valeur de gain se rapproche des résultats de simulation, qui prévoient un gain DC de 56 dB. D'autre part, on remarque que le courant de contrôle du gain a peu d'influence sur la fréquence de coupure de la structure mesurée, ce qui est conforme à l'étude théorique.



**figure 6.3.3 : le contrôle du gain DC du filtre passe-bas du premier ordre**

### 6.3.3 Le taux de distorsion et le facteur de bruit

Des mesures ont été menées sur le filtre passe-bas pour évaluer son taux de distorsion, et son facteur de bruit. Le tableau 6.3.3 donne les résultats de distorsion obtenus à 0.5 GHz, pour différentes valeurs d'amplitude du signal en entrée. Notons que ces mesures sont obtenues sur le circuit englobant les convertisseurs d'entrée et de sortie, et le filtre passe-bas.

	Vout@0.5GHz	Vout@1GHz	Vout@1.5GHz	THD
Vin = 13.8 mVp	5.97 mVp	160 $\mu$ Vp	15 $\mu$ Vp	-31.39
Vin = 43.6 mVp	17.5 mVp	1.35 mVp	56 $\mu$ Vp	-22.25
Vin = 137.8 mVp	39.6 mVp	5.1 mVp	415 $\mu$ Vp	-17.77

**tableau 6.3.3 : distorsion harmonique de la structure contenant le filtre passe-bas en fonction du niveau de signal à l'entrée à 0.5 GHz**

La complexité de la structure mesurée ne permet pas de définir exactement le taux de distorsion du filtre. Ne sachant pas si les distorsions harmoniques d'ordre 2 et 3

s'additionnent ou se retranchent par rapport à celles mesurées sur la structure de test étudiée au §6.2, aucune conclusion ne peut être énoncée quant à la pureté spectrale du signal en sortie du filtre.

Le tableau 6.3.4 donne le facteur de bruit mesuré sur cette structure, ainsi que la résistance de bruit équivalente et le bruit équivalent en entrée.

Fréquence	0.5 GHz	1 GHz	1.5 GHz	2 GHz
Facteur de bruit	8.15 dB	6.5 dB	8.5 dB	8 dB
Résistance de bruit équivalente en entrée	277 $\Omega$	173 $\Omega$	304 $\Omega$	265 $\Omega$
Bruit équivalent en entrée	2.14 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	1.68 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	2.23 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	2.09 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$

**tableau 6.3.4 : résultats de bruit de la structure contenant le filtre passe-bas**

#### 6.3.4 Conclusion

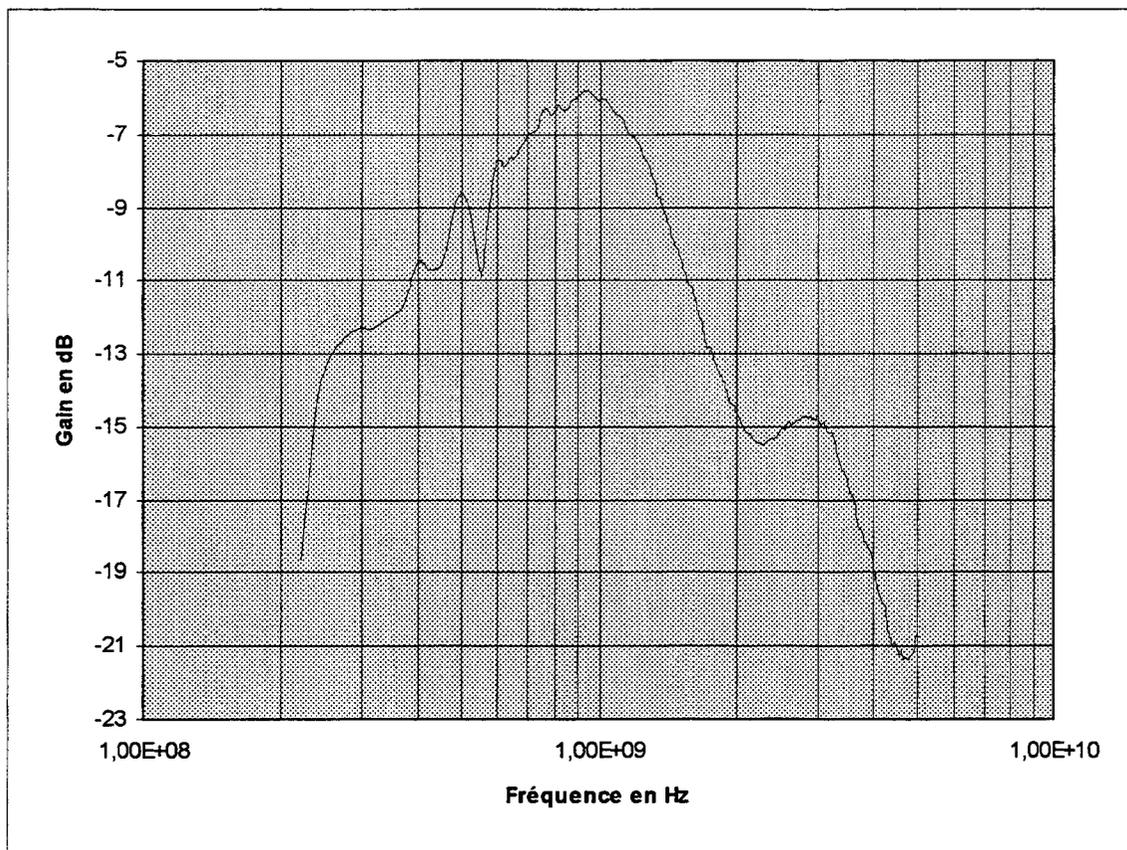
Les mesures montrent un fonctionnement satisfaisant du filtre passe-bas du premier ordre par rapport à l'étude théorique. La structure de résistance négative introduite afin d'améliorer le gain DC joue son plein rôle, et permet d'optimiser le gain de la transconductance de base. L'asservissement en fréquence semble fonctionner parfaitement, et la plage d'accord résultante s'étend de 500 MHz à 1800 MHz.

L'existence de deux séries d'échantillons ayant des fréquences de coupure différentes, peut s'expliquer par le fait que ces circuits proviendraient de lots de fabrication différents. En se limitant à une série unique, les dispersions par rapport aux fréquences de coupure sont limitées à  $\pm 5\%$  dans le pire cas, ce qui est satisfaisant vu les dimensions de la cellule mesurée (1.7 mm \* 1.5 mm).

## 6.4 Le filtre passe-bande du second ordre

Le filtre passe-bande du second ordre dont il est question est celui présenté au Chapitre 5, §5.2. Il est basé sur la structure de transconductance étudiée au Chapitre 4, et dont les résultats de mesure sont données au §6.3. La surface utile de ce filtre est de 7 mm<sup>2</sup>.

La figure 6.4.1 donne la réponse en fréquence typique de ce filtre, pour des fréquences allant de 200 MHz jusqu'à 5 GHz. On remarque une fréquence centrale de 1 GHz, un gain DC autour de - 5.8 dB, et un facteur de qualité de 1.28.



**figure 6.4.1 : réponse en fréquence typique du filtre passe-bande du second ordre**

Le tableau 6.4.1 donne le courant de consommation et la fréquence centrale « brute » mesurés sur dix échantillons, pour les conditions de mesure suivantes :

VDD = 1.9 V

ICOM1 = 450  $\mu$ A ; ICOM2 = 450  $\mu$ A

Vref = 0.75 V

Vphi = 0.75 V

IF = 0

INEG = 0

	Courant de consommation en mA	Fréquence centrale « brute » en MHz-1ère série	Fréquence centrale « brute » en MHz-2ème série
échantillon No 1	22	-	640
échantillon No 2	25	1100	-
échantillon No 3	20	-	680
échantillon No 4	24	1090	-
échantillon No 5	24	1090	-
échantillon No 6	20	-	650
échantillon No 7	20	-	660
échantillon No 8	27	1100	-
échantillon No 9	20	-	790
échantillon No 10	25	990	-
Moyenne	22.7	1074	684
Ecart type	2.49	42.23	54.6

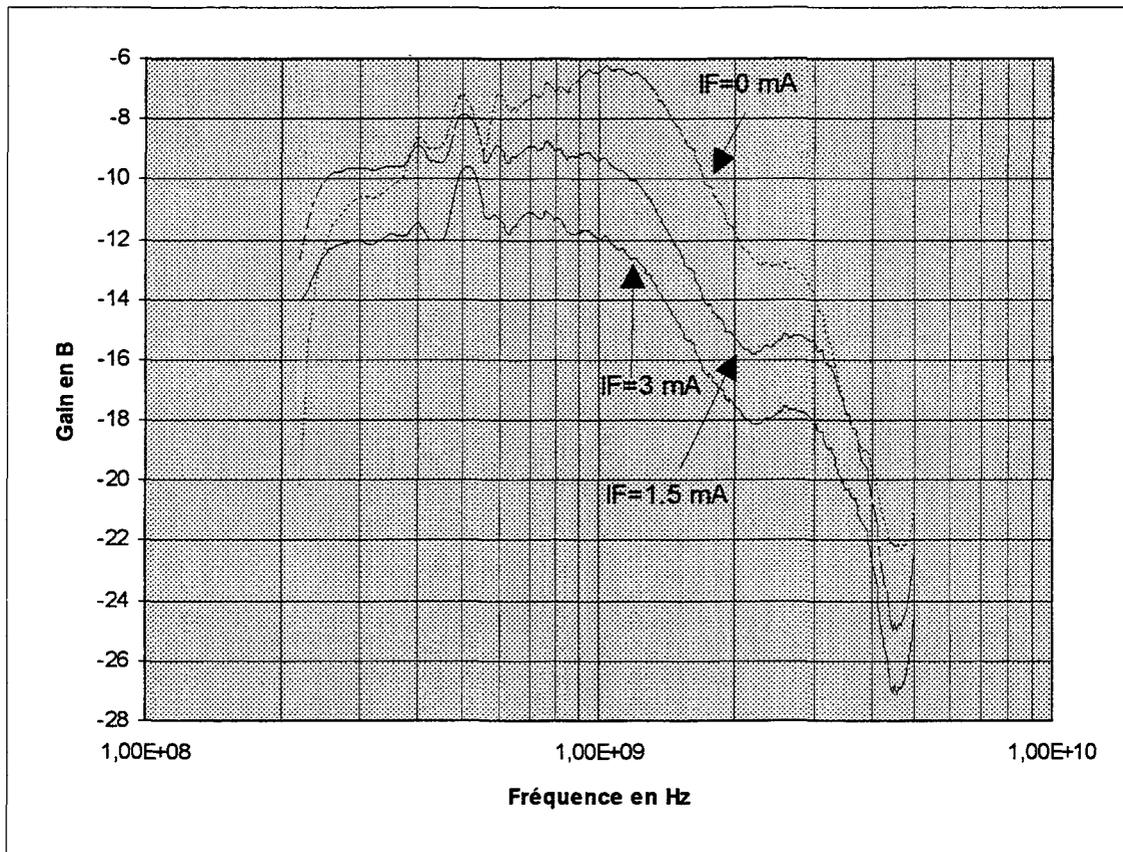
**tableau 6.4.1 : courant de consommation et fréquence centrale « brute » du filtre passe-bande du second ordre**

On remarque une consommation moyenne du filtre de l'ordre de 22.7 mA, ce qui est conforme aux résultats théoriques. Par contre, on distingue deux séries d'échantillons relativement à leur fréquence centrale : la première ayant une fréquence moyenne autour de 1075 MHz, et la deuxième ayant une fréquence moyenne autour de 685 MHz. Remarquons que pour cette deuxième série, le courant de consommation est en moyenne inférieur à celui de la première série.

Ces deux séries correspondent, à une seule exception près (échantillon No 1), à celles déjà mesurées sur le filtre passe-bas (cf. §6.3), ce qui confirme l'hypothèse de la provenance de ces circuits de deux lots de fabrication différents.

#### 6.4.1 L'asservissement en fréquence

Comme étudié au Chapitre 5, le filtre passe-bande du second ordre est muni d'un contrôle en fréquence. La figure 6.4.2 donne les réponses en fréquence de ce filtre pour trois valeurs différentes du courant de contrôle : 0, 1.5 mA, 3 mA. Pour ces trois courants, les fréquences correspondantes sont de 1.1 GHz, 750 MHz, et 600 MHz respectivement, ce qui donne pour une augmentation de 3 mA du courant de contrôle, une diminution de 500 MHz de la fréquence centrale.



**figure 6.4.2 : l'asservissement en fréquence du filtre passe-bande du second ordre**

On remarque que le gain DC diminue avec le courant de contrôle de la fréquence, ce qui rejoint la théorie.

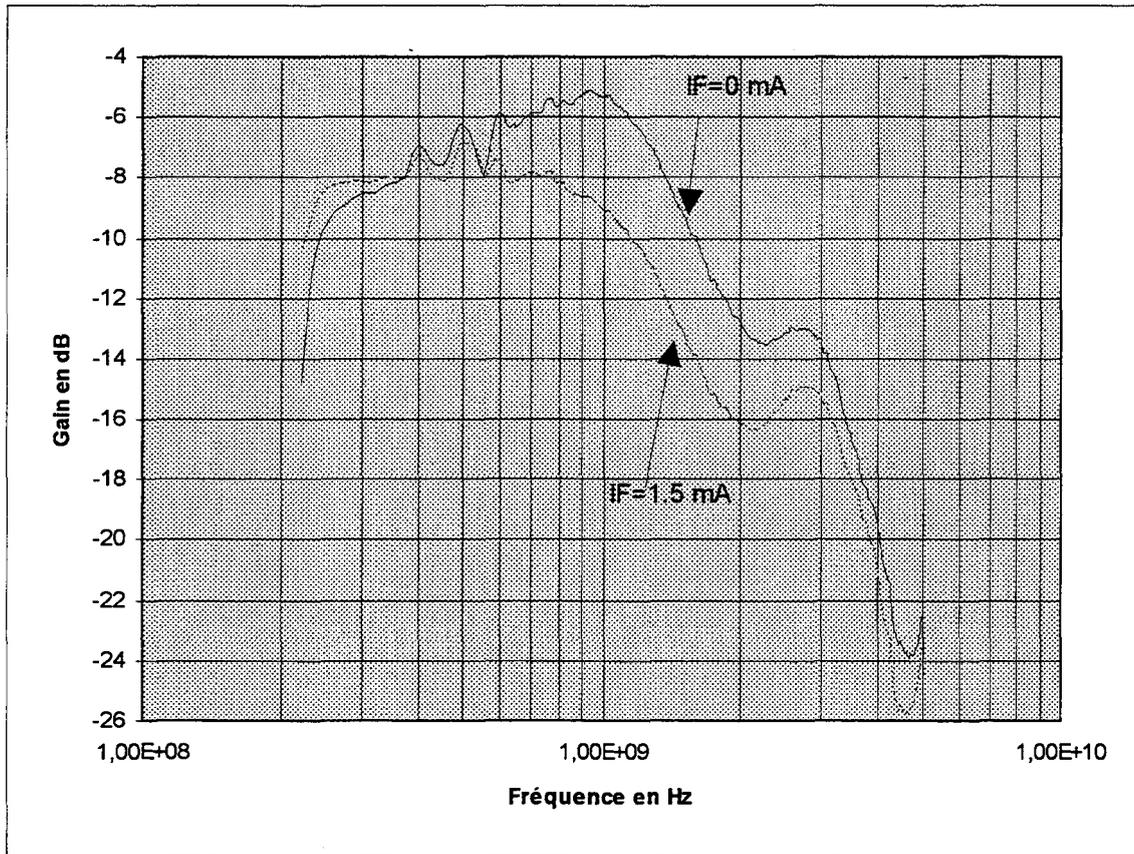
Le tableau 6.4.2 donne la plage d'accord maximale des différents échantillons, ainsi que la sensibilité en MHz/mA de l'asservissement en fréquence par rapport au courant de contrôle. Les résultats sont donnés pour un courant de contrôle allant de 0 à 3 mA. Les conditions de mesure sont les mêmes que celles données ci-dessus.

	Plage d'accord maximale en MHz	Sensibilité au courant de contrôle en MHz/mA-1ère série	Sensibilité au courant de contrôle en MHz/mA -2ème série
échantillon No 1	320-640	-	107
échantillon No 2	580-1100	173	-
échantillon No 3	340-680	-	113
échantillon No 4	660-1090	143	-
échantillon No 5	690-1090	133	-
échantillon No 6	325-650	-	108
échantillon No 7	320-660	-	113
échantillon No 8	600-1100	166	-
échantillon No 9	400-790	-	130
échantillon No 10	500-990	163	-
Moyenne	-	155.6	114.5
Ecart type	-	15.0	8.3

**tableau 6.4.2 : plage d'accord maximale, et sensibilité au courant de contrôle du filtre passe-bande du second ordre**

#### 6.4.2 Le contrôle du gain

Comme étudié au Chapitre 5, le filtre passe-bande du second ordre est muni d'un contrôle de gain. La figure 6.4.3 donne ses réponses en fréquence pour deux valeurs différentes du courant de contrôle de fréquence : 0  $\mu$ A, et 1.5 mA en optimisant le courant de contrôle de gain. Aux deux valeurs du courant IF, correspondent deux valeurs du courant INEG : 1 mA, et 1.2 mA. Pour ces deux optimisations en gain, les fréquences centrales correspondantes sont de 940 MHz, et 580 MHz respectivement, alors qu'elles étaient avant ce réglage de 1.1 GHz et 750 MHz respectivement. Les gains DC dans la bande utile sont de -5.0 dB et -7.4 dB respectivement, alors qu'ils étaient avant ce réglage de -6.34 dB et -8.8 dB respectivement. Pour les mêmes valeurs du courant IF, les facteurs de qualité, avant réglage du courant de contrôle, sont de 0.87 et 0.74 respectivement, et passent respectivement à 0.92 et 0.83 après réglage.



**figure 6.4.3 : le contrôle du gain DC du filtre passe-bande du second ordre**

### 6.4.3 Le contrôle de la phase

Comme étudié au Chapitre 5, le filtre passe-bande est muni d'un contrôle en phase  $V_{\phi}$ . La figure 6.4.4 donne les réponses en fréquence de ce filtre pour trois valeurs différentes du courant de contrôle de fréquence : 0 mA, 750  $\mu$ A, 1.5 mA en optimisant la tension de contrôle de phase. Aux trois valeurs du courant  $I_F$ , correspondent trois valeurs de tension  $V_{\phi}$  : 1.1 V, 1.15 V, 1.05 V. Pour ces trois optimisations en phase, les fréquences centrales correspondantes sont de 1100 MHz, 900 MHz, et 750 MHz respectivement. On remarque que cette tension de contrôle, remplit bien son rôle d'augmenter le facteur de qualité de la structure, en améliorant la phase de la transconductance de base. Ces facteurs de qualité, avant réglage sont de 0.87, 0.74, et 0.62 respectivement, et passent respectivement à 1.27, 1.11, et 0.83 après réglage.

On remarque que le gain du filtre passe-bande mesuré est largement inférieur à celui simulé (cf. Chapitre 5 ; - 6 dB au lieu de +22 dB) et ceci malgré l'utilisation de tous les réglages que ce soit le réglage de phase, ou celui du gain DC. Cette différence vient du fait de la détérioration des facteurs de qualité causée par l'augmentation du taille du

circuit. Dans l'introduction de ce chapitre, les raisons de cette augmentation de taille ont été données.

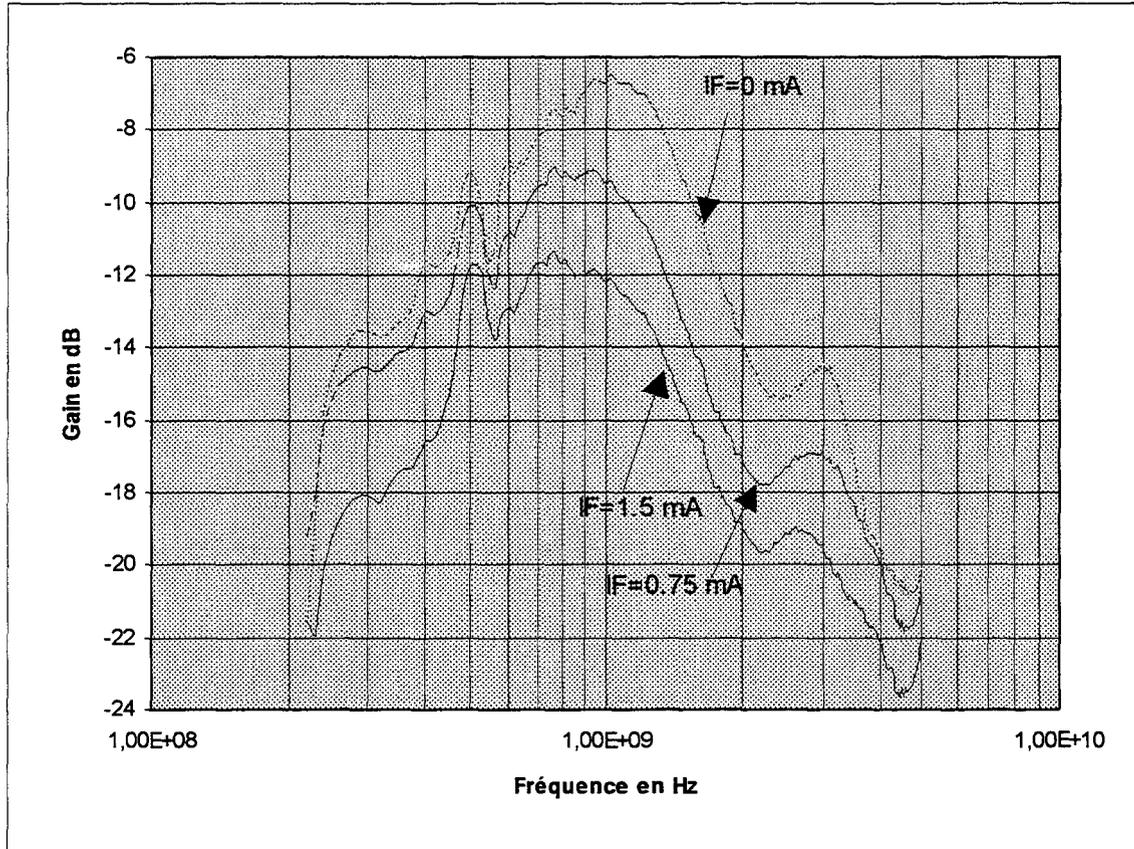


figure 6.4.4 : le contrôle de la phase du filtre passe-bande du second ordre

#### 6.4.4 Le taux de distorsion et le facteur de bruit

Des mesures ont été menées sur le filtre passe-bande pour évaluer son taux de distorsion, et son facteur de bruit. Le tableau 6.4.3 donne les résultats de distorsion obtenus à 1 GHz, pour différentes valeurs d'amplitude du signal en entrée. Notons que ces mesures sont obtenues sur le circuit englobant les convertisseurs d'entrée et de sortie, et le filtre passe-bande.

	Vout@1GHz	Vout@2GHz	Vout@3GHz	THD
Vin = 13.8 mVp	1.4 mVp	16 $\mu$ Vp	-	-38.85
Vin = 43.6 mVp	3.85 mVp	61 $\mu$ Vp	15 $\mu$ Vp	-35.75
Vin = 137.8 mVp	12.6 mVp	423 $\mu$ Vp	135 $\mu$ Vp	-29.1

tableau 6.4.3 : distorsion harmonique de la structure contenant le filtre passe-bande en fonction du niveau de signal à l'entrée à 0.5 GHz

La complexité de la structure mesurée ne permet pas de définir exactement le taux de distorsion du filtre. Ne sachant pas si les distorsions harmoniques d'ordre 2 et 3 s'additionnent ou se retranchent par rapport à celles mesurées sur la structure de test étudiée au §6.2, aucune conclusion ne peut être énoncée quant à la pureté spectrale du signal en sortie du filtre.

Le tableau 6.4.4 donne le facteur de bruit mesuré sur cette structure, ainsi que la résistance de bruit équivalente et le bruit équivalent en entrée.

Fréquence	0.5 GHz	1 GHz	1.5 GHz	2 GHz
Facteur de bruit	6.8 dB	6.44 dB	6.8 dB	6.2 dB
Résistance de bruit équivalente en entrée	190 $\Omega$	170 $\Omega$	190 $\Omega$	159 $\Omega$
Bruit équivalent en entrée	1.77 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	1.67 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	1.77 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	1.61 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$

**tableau 6.3.4 : résultats de bruit de la structure contenant le filtre passe-bande**

#### 6.4.5 Conclusion

Les mesures montrent un fonctionnement global satisfaisant du filtre passe-bande du second ordre. Notons que les performances obtenues en fréquence centrale sont plus faibles que celles espérées en simulation. Ceci est dû, d'un côté à la grande complexité de ce filtre, et de l'autre côté aux dispersions remarquées sur les transistors de ce circuit à cause de ses grandes dimensions (7 mm<sup>2</sup>). L'asservissement en fréquence semble fonctionner parfaitement, et la plage d'accord résultante s'étend de 500 MHz à 1100 MHz.

La consommation de ce filtre est en moyenne de l'ordre de 22.7 mA. Ce qui donne une puissance dissipée de l'ordre de 43 mW, pour une fréquence de coupure de 1 GHz. En comparant par rapport à la structure citée en [6.1] où la puissance dissipée à 50 MHz est autour de 325 mW, l'amélioration des performances en puissance dissipée est flagrante.

L'existence de deux séries d'échantillons ayant des fréquences de coupure différentes, peut s'expliquer par le fait que ces circuits proviendraient de lots de fabrication différents. En se limitant à une série unique, les dispersions par rapport aux fréquences de coupure sont limitées à  $\pm 5\%$  dans le pire cas, ce qui est satisfaisant vu les dimensions de la cellule mesurée (7 mm<sup>2</sup>).

On remarque que le gain du filtre passe-bande mesuré est largement inférieur à celui simulé (cf. Chapitre 5 ; - 6 dB au lieu de +22 dB) et ceci malgré l'utilisation de tous les réglages que ce soit le réglage de phase, ou celui du gain DC. Cette différence vient du fait de la détérioration des facteurs de qualité causée par l'augmentation de la taille du circuit. Dans l'introduction de ce chapitre, les raisons de cette augmentation de taille ont été données.

Entre temps, le fournisseur VITESSE a pu contrôler ce réchauffement, et estime qu'il n'est plus nécessaire d'éloigner les transistors les uns des autres. Ceci impliquera des améliorations notables sur les résultats mesurés : augmentation des fréquences de coupure, et amélioration des facteurs de qualité. Ceci pourra ramener le gain DC à son niveau originel (autour de 30 dB en simulation), ce qui impliquera en même temps des facteurs de qualité aussi grands que 30 ou 40.

## 6.5 Le filtre « NAUTA »

Le filtre mesuré est celui étudié au Chapitre 5, §5.3. Il s'agit d'un filtre elliptique du troisième ordre dont les caractéristiques sont rappelées ci-dessous :

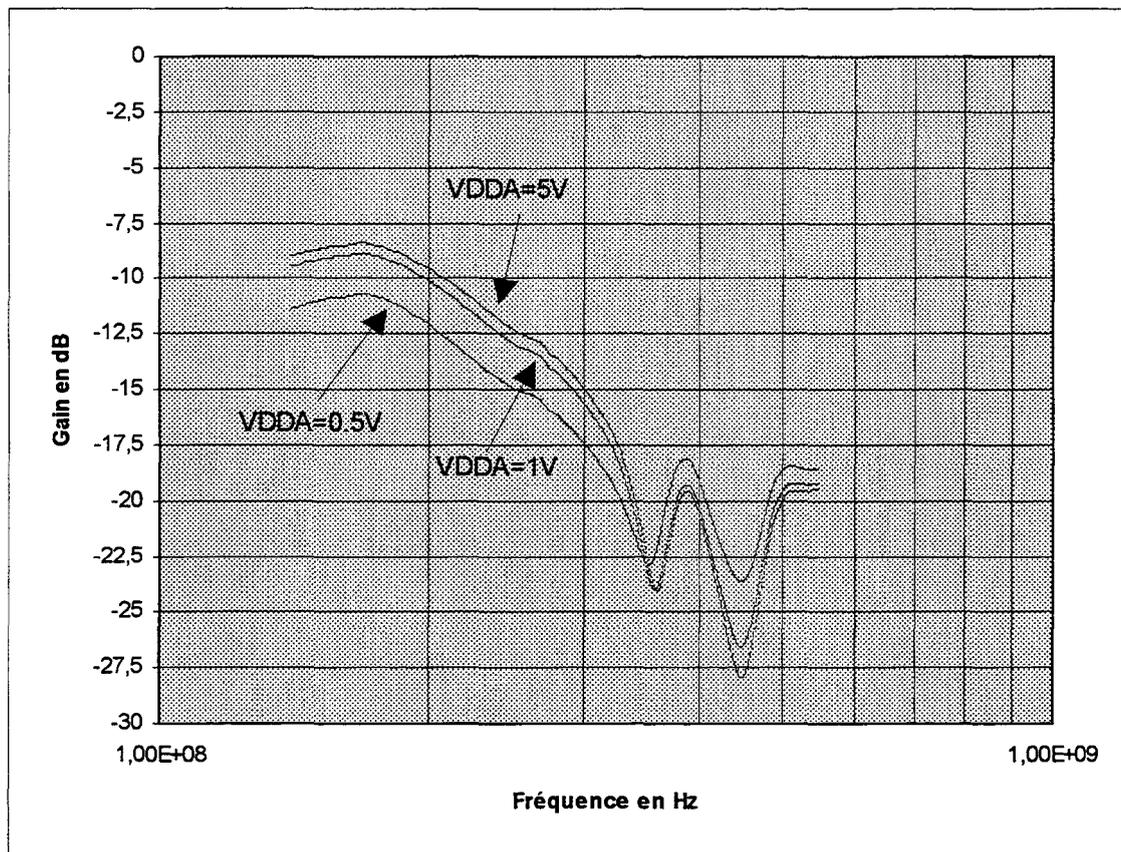
Fréquence de coupure nominale  $F_c$  : 275 MHz

Ondulation dans la bande : < 1.25 dB

Fréquence du notch : 340 MHz

Atténuation hors bande : > 15 dB pour des fréquences > 317 MHz

La figure 6.5.1 donne la réponse en fréquence du filtre, mesurée pour des fréquences allant de 150 MHz jusqu'à 550 MHz, et pour différentes tensions  $V_{DDA}$ . Rappelons que la tension  $V_{DDA}$  est celle qui contrôle le gain DC de ces structures. La surface utile de ce filtre est de 1.35 mm<sup>2</sup>.



**figure 6.5.1 : réponses en fréquence du filtre elliptique du troisième ordre basé sur l'approche de « NAUTA »**

Le tableau 6.5.1 donne le courant de consommation, et le gain statique du filtre elliptique recueillis sur dix échantillons. Le tableau 6.5.2 donne, quant à lui, la fréquence de coupure, la fréquence du notch, et l'atténuation hors bande dudit filtre.

	Courant de consommation en mA (VDD)	Gain statique en dB
échantillon No 1	15	-12.03
échantillon No 2	20	-8.68
échantillon No 3	17	-10.45
échantillon No 4	20	-11.21
échantillon No 5	19	-9.88
échantillon No 6	-	-
échantillon No 7	16	-11.21
échantillon No 8	21	-8.37
échantillon No 9	18	-10.08
échantillon No 10	21	-8.02
Moyenne	18.55	-9.99
Ecart type	2.06	1.31

**tableau 6.5.1 : courant de consommation et gain statique du filtre « NAUTA »**

	Fréquence de coupure en MHz	Fréquence du notch en MHz	Atténuation minimale hors bande en dB
échantillon No 1	212.5	344.37	7.5
échantillon No 2	218.75	355.0	11.3
échantillon No 3	213.75	347.5	8.3
échantillon No 4	213.75	342.5	8.8
échantillon No 5	212.5	345.0	6.8
échantillon No 6	-	-	-
échantillon No 7	212.5	345.0	8.3
échantillon No 8	231.25	360.0	11.2
échantillon No 9	217.5	348.75	9.5
échantillon No 10	225.62	363.75	14.5
Moyenne	217.56	350.25	9.57
Ecart type	6.32	7.11	2.25

**tableau 6.5.2 : fréquence de coupure, fréquence du notch, et atténuation hors bande du filtre « NAUTA »**

N.B : L'échantillon No 6 a été détruit durant les manipulations.

Les conditions de mesure de cette structure sont les suivantes :

$$VDD = 1.6 \text{ V}$$

$$VDDA = 0.5, 1, 5 \text{ V}$$

Les mesures montrent un décalage vers le bas de la fréquence de coupure du filtre, qui était simulée à 275 MHz, et mesurée à 217 MHz. Par contre, la fréquence du notch est mesurée autour de 350 MHz, ce qui est proche de la valeur simulée à savoir 340 MHz. Tout se passe comme si un pôle « parasite » localisé dans la bande passante venait limiter la fréquence de coupure, alors que les zéros dans la bande coupée ne sont pas perturbés. Ce pôle « parasite » est vraisemblablement introduit par les résistances d'accès aux capacités utilisées dans ce filtre. Nauta dans [6.3] a démontré que le fait de diminuer les valeurs de capacités utilisées dans les filtres radiofréquences améliore les performances des fonctions de filtrage. En revanche, on remarque la présence d'un zéro « parasite » dans la bande coupée à 450 MHz, qui apparemment ne perturbe pas la réponse fréquentielle du filtre dans la bande passante.

Les mesures montrent aussi un gain DC dans la bande passante de -10 dB en moyenne, pour un gain DC simulé de 0 dB. Cette perte est peut-être due à un gain DC en boucle ouverte de la transconductance de base assez faible. Remarquons que ce gain DC est ajustable par la tension VDDA qui alimente les inverseurs simulant des résistances négatives. En passant de VDDA = 0.5 V à VDDA = 5 V, le gain DC s'améliore de -2.5 dB en moyenne. Cette perte de gain peut être aussi imputée à la présence d'une tension d'offset entre les deux entrées du filtre. Cet offset est introduit par les sorties du convertisseur « single-ended/différentiel » précédant le filtre.

La consommation de ce filtre se divise en deux composantes : un premier courant délivré par la borne VDD et ayant une valeur moyenne de l'ordre de 19 mA, et un deuxième courant délivré par la borne VDDA et ayant une valeur moyenne de l'ordre de 1 mA pour VDDA = 1V. Ce qui donne une puissance dissipée de l'ordre de 30.4 mW sur la borne VDD, et de 1 mW sur la borne VDDA, pour une fréquence de coupure de 217 MHz. En comparant par rapport à la structure servant de référence [6.2] où la puissance dissipée à 100 MHz est autour de 670 mW, l'amélioration des performances en puissance dissipée est flagrante.

En conclusion, ce filtre souffre du fait que la technologie MESFET GaAs utilisée ne dispose pas de transistors complémentaires (cf. Chapitre 5, §5.3). L'utilisation de ces transistors aurait permis d'ajuster le gain DC par l'intermédiaire de la borne VDDA, en faisant varier la valeur de la transconductance en fonction de la tension Vgs des transistors PMESFET. Dans le cas étudié, la valeur de la transconductance varie

relativement à la tension  $V_{ds}$  des transistors MESFET NON, ce qui diminue considérablement l'effet de variation de  $V_{DDA}$ . Une solution envisageable dans la technologie utilisée, pourrait être l'utilisation de caissons séparés pour chacun des transistors MESFET NOFF, ce qui permettrait de modifier la valeur de la transconductance relativement à la tension  $V_{gs}$  de ces transistors, en ajustant la tension du caisson implanté.

## 6.6 Conclusions générales

Les convertisseurs d'entrée et de sortie entourant les structures à mesurer, et assurant l'interface par rapport à l'environnement extérieur, ont montré un comportement fréquentiel satisfaisant. Ceci a permis de mesurer d'une façon optimale les différentes fonctions de filtrage.

Le filtre passe-bas du premier ordre a une fréquence de coupure maximale de 2 GHz et un gain DC situé autour de 0 dB. Sa consommation moyenne est de 8.8 mA, conformément aux résultats théoriques.

La structure de résistance négative a permis d'optimiser le gain en boucle ouverte de la transconductance de base estimé à 50 dB. L'asservissement en fréquence offre une plage d'accord s'étendant de 500 MHz à 2 GHz.

Le filtre passe-bande du second ordre a une fréquence de coupure maximale de 1.1 GHz et un gain DC situé autour de - 6 dB. Sa consommation moyenne est de 22.7 mA, conformément aux résultats théoriques.

L'asservissement en fréquence offre une plage d'accord s'étendant de 500 MHz à 1.1 GHz. Le contrôle de phase améliore en moyenne le facteur de qualité du filtre de plus de 38 %. Quant au contrôle de gain, il permet de réduire les pertes dans la bande utile de plus de 1 dB.

N'oublions pas que le fournisseur VITESSE nous a conseillé d'espacer les transistors de 40  $\mu\text{m}$  les uns des autres pour éviter un problème de réchauffement sur les plaquettes. Ceci a augmenté considérablement la taille du circuit, et introduit des effets néfastes quant à la compacité du dessin, et à la dimension des lignes de connexion. Ceci a engendré une détérioration des facteurs de qualité des circuits mesurés, due à l'introduction des circuits RC parasites, causés par l'augmentation déraisonnable des dimensions de ces lignes de connexion.

## 6.7 Bibliographie

- [6.1] P. Visocchi, J. Taylor, R. Mason, A. Betts, and D. Haigh, « Design and Evaluation of a High-Precision, Fully Tunable OTA-C Bandpass Filter Implemented in GaAs MESFET Technology », IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 29, No. 7, pp. 840-843, Juillet 1994.
- [6.2] B. Nauta and E. Seevinck, « A 110MHZ Transconductor-C low-pass Filter », Proceedings ESSCIRC'89, Vienne, Autriche, Septembre 1989.
- [6.3] B. Nauta, « Analog CMOS Filters For Very High Frequencies », Kluwer Academic Publishers, 1993.
- [6.4] R. Moughabghab, « Fully balanced tunable GaAs MESFET transconductor-C », Electronics Letters, Vol. 33, No. 4, pp. 332-334, 1997.

## CHAPITRE 7

### APPLICATION DES FILTRES CONTINUS DANS UN SYSTEME DE COMMUNICATION SANS FIL GSM

#### 7.1 Généralités

Dans les précédents chapitres, les différents éléments constituant la structure de base du filtre continu ont été étudiés. Dans ce chapitre, un système électronique de communication sans fil par [1] est décrit. Ce système appelé GSM (Global System for Mobile communication) est formé d'une chaîne de réception radiofréquence pour des signaux utiles se situant entre 935 MHz et 960 MHz, et d'un système de retransmission dans une plage de fréquence se situant entre 890 MHz et 915 MHz.

Dans le système de communication GSM, des antennes parasites appelées **bruiteurs** émettant autour de ces fréquences utiles, se situent dans une plage de fréquence entre 870 MHz et 895 MHz. Ces signaux parasites influencent énormément la qualité de transmission et exigent une suppression de leur pouvoir perturbateur. D'où l'utilité des filtres continus à haut pouvoir de filtrage dans l'intégration des systèmes de radiocommunication sur une seule puce électronique. Cette intégration permet en principe de minimiser les coûts en réduisant la surface utile, et rend le circuit plus compacte et plus performant.

Le but de la présente étude est de montrer la possibilité d'intégration d'un système complexe dans une technologie GaAs. Il n'est nullement question d'optimiser les résultats, en choisissant la meilleure technologie adaptée à tel ou tel circuit : la technologie GaAs pour la partie RF, et la technologie CMOS pour la partie basse fréquence. De ce fait, aucune hypothèse n'a été formulée concernant les effets apportés par le boîtier ou ceux apportés par les connexions entre ce boîtier et le circuit lui-même. L'objectif principal est donc de concevoir le système dans la technologie GaAs de Vitesse, et de collecter les résultats de simulation obtenus dans ce cadre-là.

#### 7.2 La chaîne de réception

##### 7.2.1 Introduction

La chaîne de réception présentée à la figure 7.2.1 contient les principales briques de base de toute chaîne de réception analogique [7.2], [7.3], [7.4]. On y retrouve l'amplificateur faible bruit en entrée, le filtre continu radiofréquence, le mélangeur piloté par un VCO radiofréquence puis la chaîne basse fréquence.



contraintes les plus sévères correspondent à celles liées à la suppression des signaux parasites, et le niveau de bruit en entrée.

Remarquons que le premier VCO possède les mêmes fréquences d'oscillations que celles utilisées pour la retransmission des signaux (890 MHz - 915 MHz).

Les signaux utiles en entrée ont un niveau minimum égale à -102 dBm sur une terminaison 50  $\Omega$ . Ce qui donne une tension d'entrée  $V_{in}$  :

$$P_{in}(mW) = 10 \cdot \log(V_{in}^2 / (2 \cdot R_{in})) = -102 \text{ dBm} \Rightarrow V_{in} = 2.51 \text{ } \mu\text{Vpd.}$$

Les signaux parasites en entrée ont un niveau maximum égal à +20 dBm sur une terminaison 50  $\Omega$ . Ce qui donne une tension d'entrée  $V_{inb}$  :

$$P_{inb}(mW) = 10 \cdot \log(V_{inb}^2 / (2 \cdot R_{in})) = +20 \text{ dBm} \Rightarrow V_{inb} = 3.16 \text{ Vpd.}$$

Le premier mélange s'effectuant à des fréquences allant de 890 MHz à 915 MHz, et tenant compte des fréquences utiles en entrée se situant entre 935 et 960 MHz, le résultat à la sortie du mélangeur est à une fréquence constante de 45 MHz. Des fréquences images  $F_{im_1}$  doivent être supprimées. Ces fréquences  $F_{im_1}$  se situent à 845 MHz et 870 MHz, et sont traitées par le filtre radiofréquence. En ayant présent à l'esprit l'existence de signaux de retransmission en entrée se situant entre 890 MHz et 915 MHz, et des bruiteurs à 1000 MHz, le filtre passe bande radiofréquence doit posséder les caractéristiques suivantes :

Bande passante entre 935 MHz et 960 MHz.

Atténuation@915 MHz = 15 dB.

Atténuation@1000 MHz = 15 dB.

Les signaux parasites des bruiteurs ayant des fréquences supérieures à 1000 MHz, le résultat du mélange se situe au-delà de 85 MHz.

Le deuxième mélange s'effectuant à une fréquence de 33.272 MHz, délivrée par un deuxième VCO, et tenant compte des fréquences utiles en entrée se situant à 45 MHz, le résultat à la sortie du mélangeur se situe à 11.728 MHz. Des fréquences images  $F_{im_2}$  doivent être supprimées. Ces fréquences  $F_{im_2}$  se situent à 21.544 MHz, et sont traitées par le premier filtre basse fréquence. Ayant présent à l'esprit l'existence de signaux parasites à 85 MHz, le filtre passe bande basse fréquence doit posséder les caractéristiques suivantes :

Bande passante entre 40 MHz et 50 MHz.

Atténuation@85 MHz = 30 dB.

Atténuation@21.544 MHz = 30 dB.

Ce filtre passe bande est précédé d'un filtre coupe offset basé sur une structure RC du premier ordre, dans le but d'éliminer toute composante continue issue du mélange. Il est suivi d'un amplificateur à gain programmable régulant l'amplitude des signaux utiles, et minimisant le bruit des structures qui le suivent. Cet amplificateur possède une bande passante de 50 MHz, et un gain maximum de 40 dB.

Le deuxième mélange est suivi d'un troisième filtre passe bande basse fréquence dont le but principal est d'extraire la bande de base limitée à 200 KHz. La porteuse étant à 11.728 MHz, le filtre passe bande basse fréquence doit posséder les caractéristiques suivantes :

Bande passante entre 11.628 MHz et 11.828 MHz.

Atténuation@10 MHz = 30 dB.

Atténuation@13 MHz = 30 dB.

Ce filtre est suivi d'un deuxième amplificateur à gain programmable régulant l'amplitude des signaux utiles, et minimisant le bruit des structures qui le suivent. Cet amplificateur possède une bande passante de 15 MHz, et un gain maximum de 60 dB.

### 7.2.3 L'amplificateur faible bruit

Le rapport signal sur bruit sera limité à 5 dB en entrée de cette chaîne. Ce qui donne, en tenant compte de la terminaison de 50  $\Omega$ , le calcul suivant :

$$F = 10 \cdot \log(1 + V_b^2 / (4 \cdot K \cdot T \cdot R)) = 5 \text{ dB} \Rightarrow V_b = 1.33 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}$$

Bande de fréquence utile : 200 KHz, ce qui correspond à une tension de bruit dans la bande égale à :  $V = 1.33 \cdot \sqrt{200 \text{ KHz}} = 595 \text{ nV}$

La chaîne de réception doit donc apporter moins de 1.33 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ , pour respecter le facteur de bruit en entrée. Cette contrainte de bruit se traduit par une contrainte de gain sur l'amplificateur faible bruit qui devrait être supérieure ou égale à 5.

Cet amplificateur devrait contribuer à 80 % de ce bruit, alors que le reste de la chaîne contribuera à hauteur de 20 %. En prenant un gain de 7 pour cet amplificateur, le bruit de l'amplificateur sera :

$$\text{Bruit en entrée} = 1.33 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}} \Rightarrow \text{Bruit en sortie} = 9.31 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}$$

$$80 \% \text{ du bruit dans l'amplificateur d'entrée} = \sqrt{0.8 \cdot 9.31 \text{ nV}^2 / \text{Hz}} = 8.32 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}$$

$$20 \% \text{ du bruit dans le reste de la chaîne} = \sqrt{0.2 \cdot 9.31 \text{ nV}^2 / \text{Hz}} = 4.16 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}$$

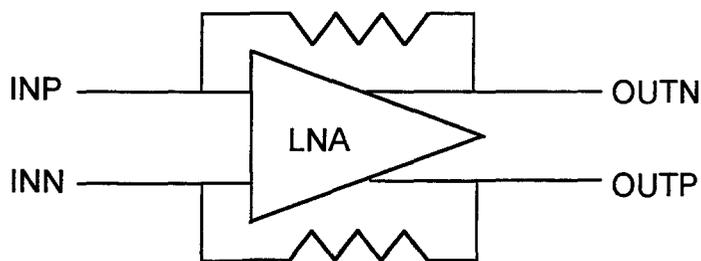
Par conséquent, les caractéristiques de l'amplificateur de faible bruit sont :

Gain DC : 7

Bande passante : 1 GHz

Bruit en entrée :  $1.189 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$

La structure adoptée pour cet amplificateur est celle donnée à la figure 7.2.2. Cette une structure d'amplificateur rebouclé sur lui-même par l'intermédiaire de deux résistances. L'amplificateur utilisé est construit autour d'une paire différentielle chargée par des résistances et suivie d'un décaleur, semblable à celui utilisé pour la conversion « single-ended/différentiel » et donné à la figure 6.2.2.



**figure 7.2.2 : l'amplificateur faible bruit**

La figure 7.2.3 donne l'allure des courbes en réponse à une excitation sinusoïdale en entrée, d'amplitude égale à  $40 \text{ mVp}@ \text{Freq} = 1 \text{ GHz}$ . Les performances simulées de cet amplificateur sont résumées ci-dessous :

Gain DC en boucle ouverte : 9.5

Bande passante en boucle ouverte : 5.7 GHz

Gain DC en boucle fermée : 7.25

Bande passante en boucle fermée : 870 MHz (résultat de simulation)

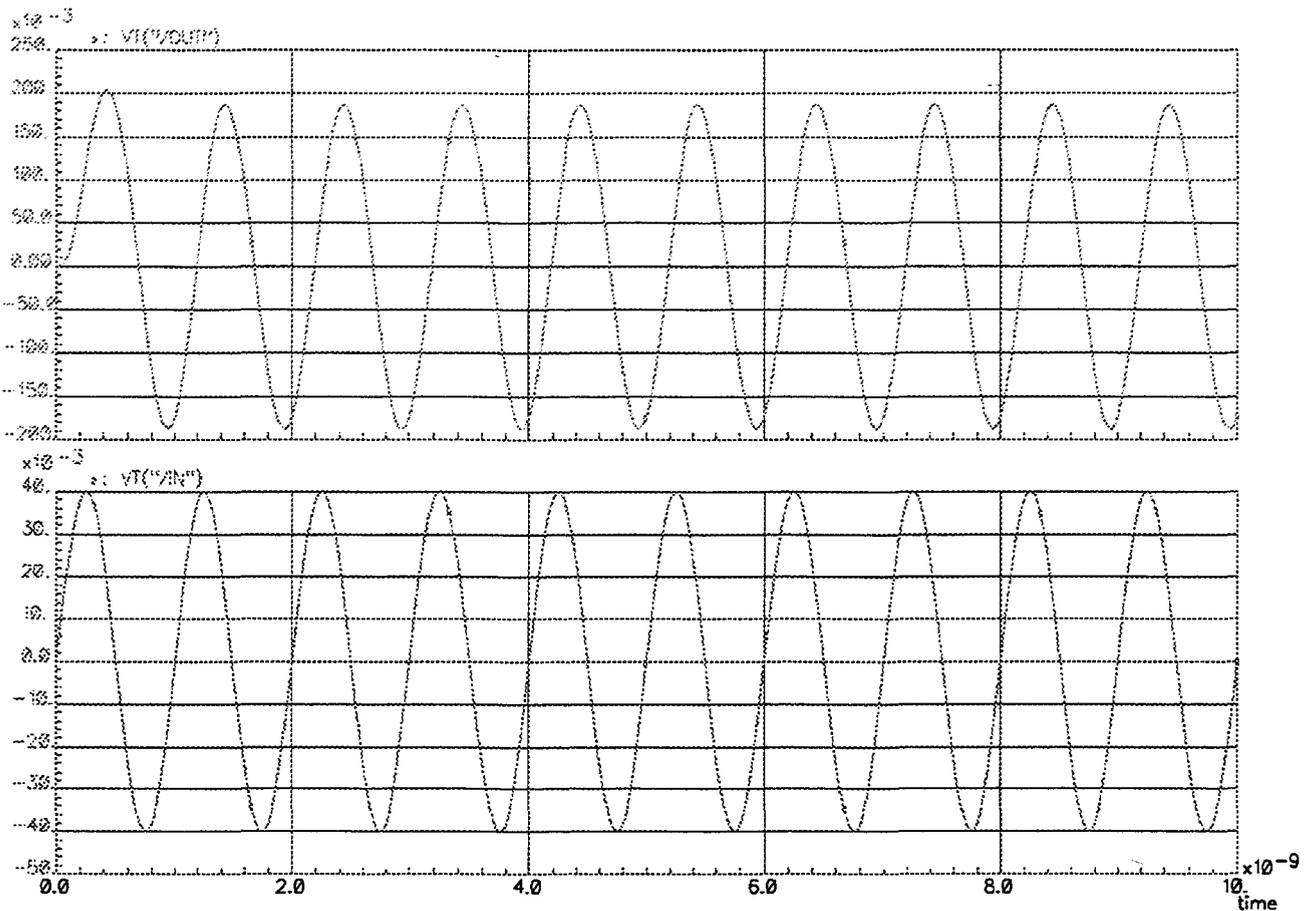
Gain@1GHz : 4.75 (résultat de simulation)

Bruit en entrée :  $1.068 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$

Taux de distorsion : 0.1 %@187.5 mVp

IP3 : 1.38 V

Consommation : 10.5 mW sous 1.5 V.



**figure 7.2.3 : l'allure du signal en sortie de l'amplificateur faible bruit en réponse à une excitation sinusoïdale en entrée**

#### 7.2.4 Le filtre radiofréquence

C'est le filtre passe bande du deuxième ordre étudié au chapitre 5. Ces caractéristiques sont rappelées ci-dessous :

Fréquence centrale = 947.5 MHz

Gain DC dans la bande = 25.6 dB

Bandes latérales ( - 3 dB) :  $\pm 12.5$  MHz.

Facteur de qualité = 38

Atténuation@ $\pm 32.5$  MHz = 11 dB

Bruit équivalent en sortie sur une bande 900 MHz - 1 GHz : 667  $\mu$ V

Bruit équivalent en entrée sur une bande 900 MHz - 1 GHz : 66  $\mu$ V

Bruit équivalent en entrée : 6.6 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$

Taux de distorsion : 0.36 %@28mVp

IP3 : 0.157 V

Consommation : 45 mW sous 1.5 V.



## 7.2.6 Le VCO

Le VCO est constitué de transconductances et de capacités simulant un réseau LC résonant à une fréquence moyenne de 902.5 MHz. Le schéma utilisé pour ce VCO est donné à la figure 7.2.5. L'inductance L est implémentée en utilisant son équivalent Gm-C. La figure 7.2.6 donne l'allure du signal obtenu en sortie de ce VCO.

Les performances simulées de ce VCO sont résumées ci-dessous :

Plage d'oscillation : 500 MHz - 1.6 GHz

Fréquences d'oscillation utiles : 890 - 915 MHz

Amplitudes d'oscillation : 490 mVpp différentiel

Taux de distorsion : 2.34 % (-32.6 dB)

Consommation : 32 mW sous 1.5 V.

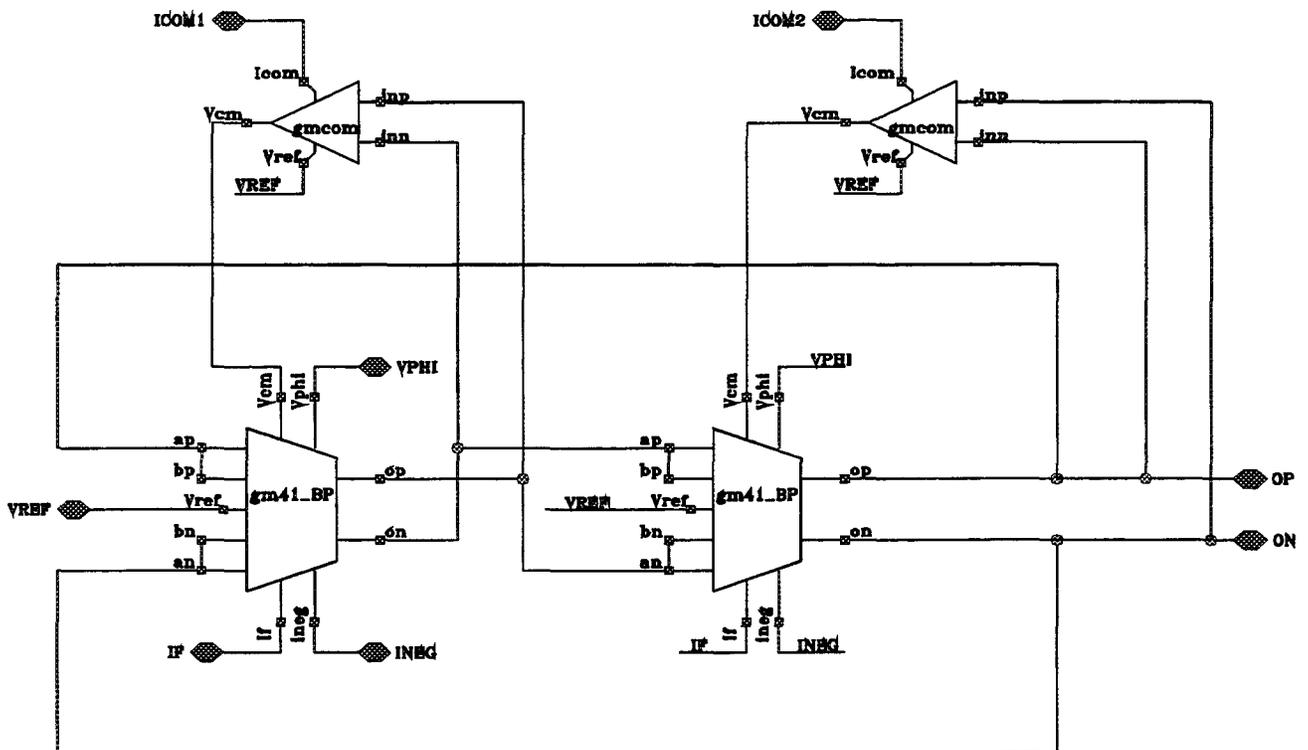
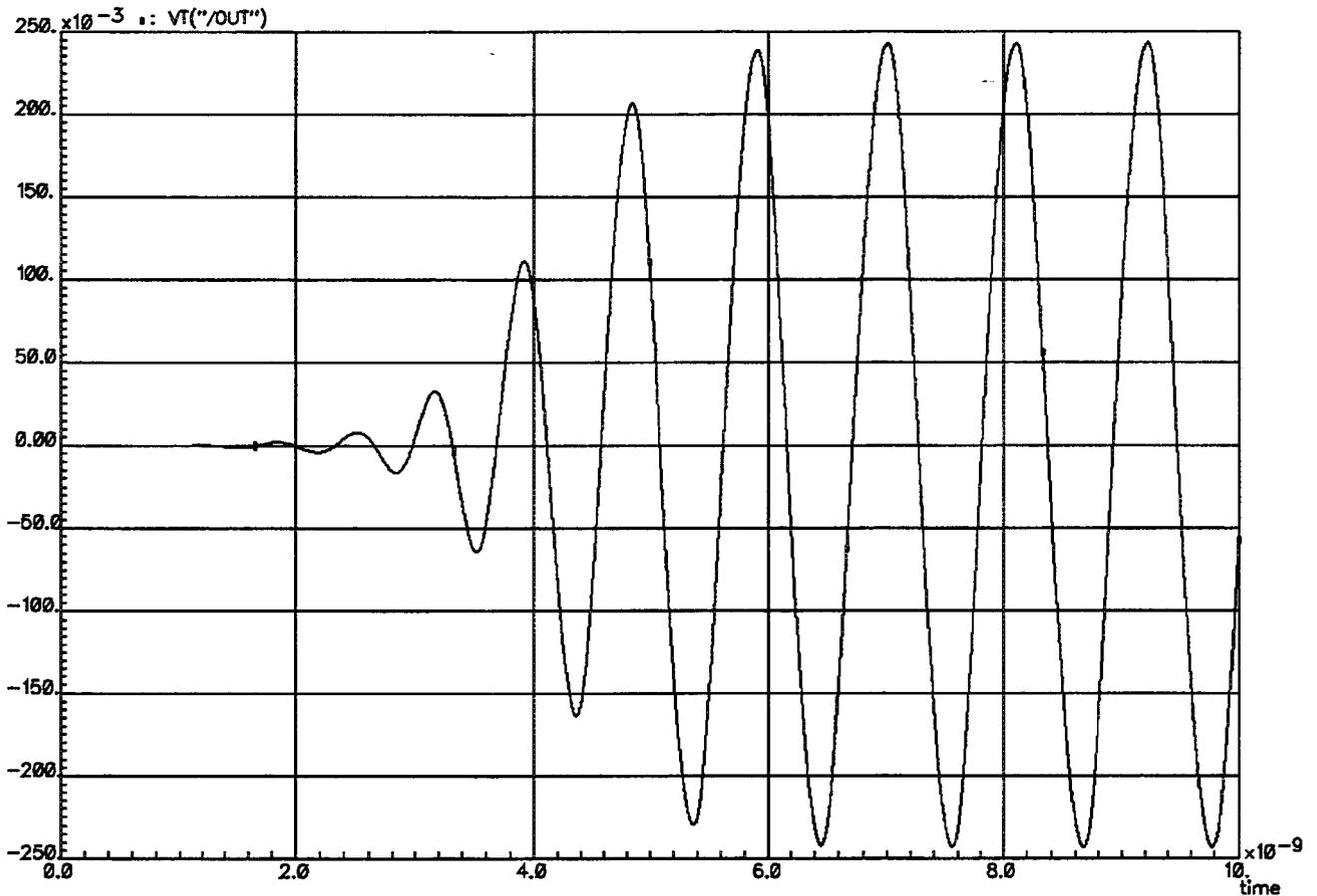


figure 7.2.5 : le VCO radiofréquence



**figure 7.2.6 : l'allure du signal obtenu en sortie du VCO**

### 7.2.7 Le filtre coupe offset

Ce circuit est formé d'un filtre passe-haut du premier ordre basé sur une structure simple RC. Sa fréquence de coupure est de l'ordre de 1 MHz, et il a pour but d'éliminer les composantes continues éventuelles issues de l'opération de mélange. Son schéma est donné à la figure 7.2.7. A remarquer que le niveau en sortie de ce coupe offset est ramené à un niveau continu compatible avec le filtre basse fréquence décrit dans le paragraphe suivant.

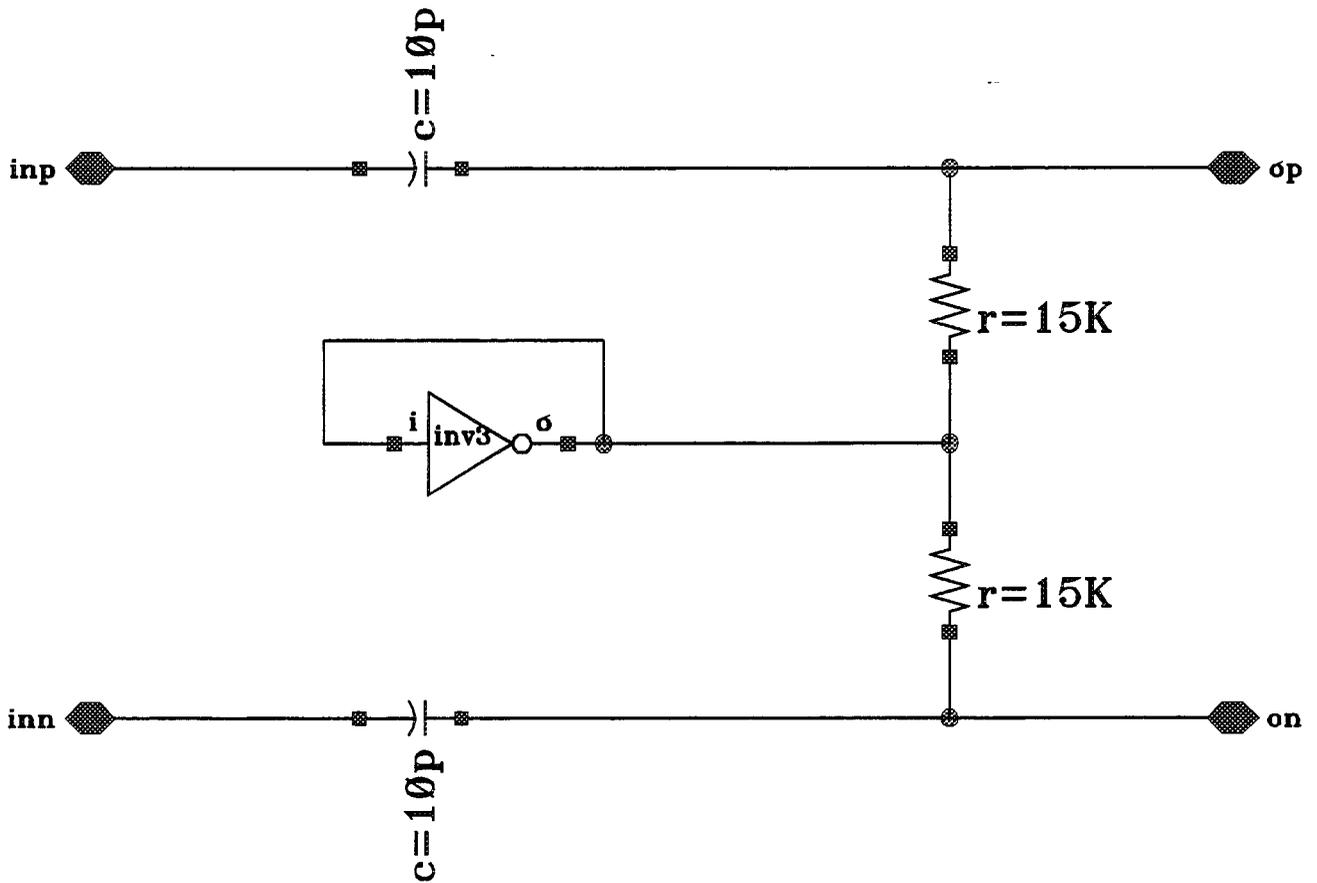


figure 7.2.7 : le filtre coupe offset

### 7.2.8 Le filtre basse fréquence

Ce filtre dont les spécifications sont données au § 7.2.2, est un filtre passe-bande d'ordre 5, de type elliptique. Il est basé sur des structures de transconductances type inverseur présenté au chapitre 5. Le schéma utilisé pour ce filtre, synthétisé en réseau Gm-C est donné à la figure 7.2.8. La figure 7.2.9 donne l'allure de la réponse en fréquence de ce filtre.

Les performances simulées de ce filtre sont résumées ci-dessous :

Fréquence centrale = 45 MHz

Gain DC dans la bande = -4.2 dB

Bandes latérales ( - 3 dB) :  $\pm 4.6$  MHz.

Facteur de qualité = 4.9

Atténuation@ 85 MHz = 29.5dB

Atténuation@ 21.544 MHz = 29 dB

Bruit équivalent en sortie sur une bande 40 MHz - 50 MHz : 85  $\mu$ V

Bruit équivalent en entrée sur une bande 40 MHz - 50 MHz : 157  $\mu$ V

Bruit équivalent en entrée :  $49.6 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$

Taux de distorsion :  $0.66\% @ 8.75 \text{ mVp}$

IP3 :  $0.221 \text{ V}$

Consommation :  $23 \text{ mW}$  sous  $0.8 \text{ V}$ .

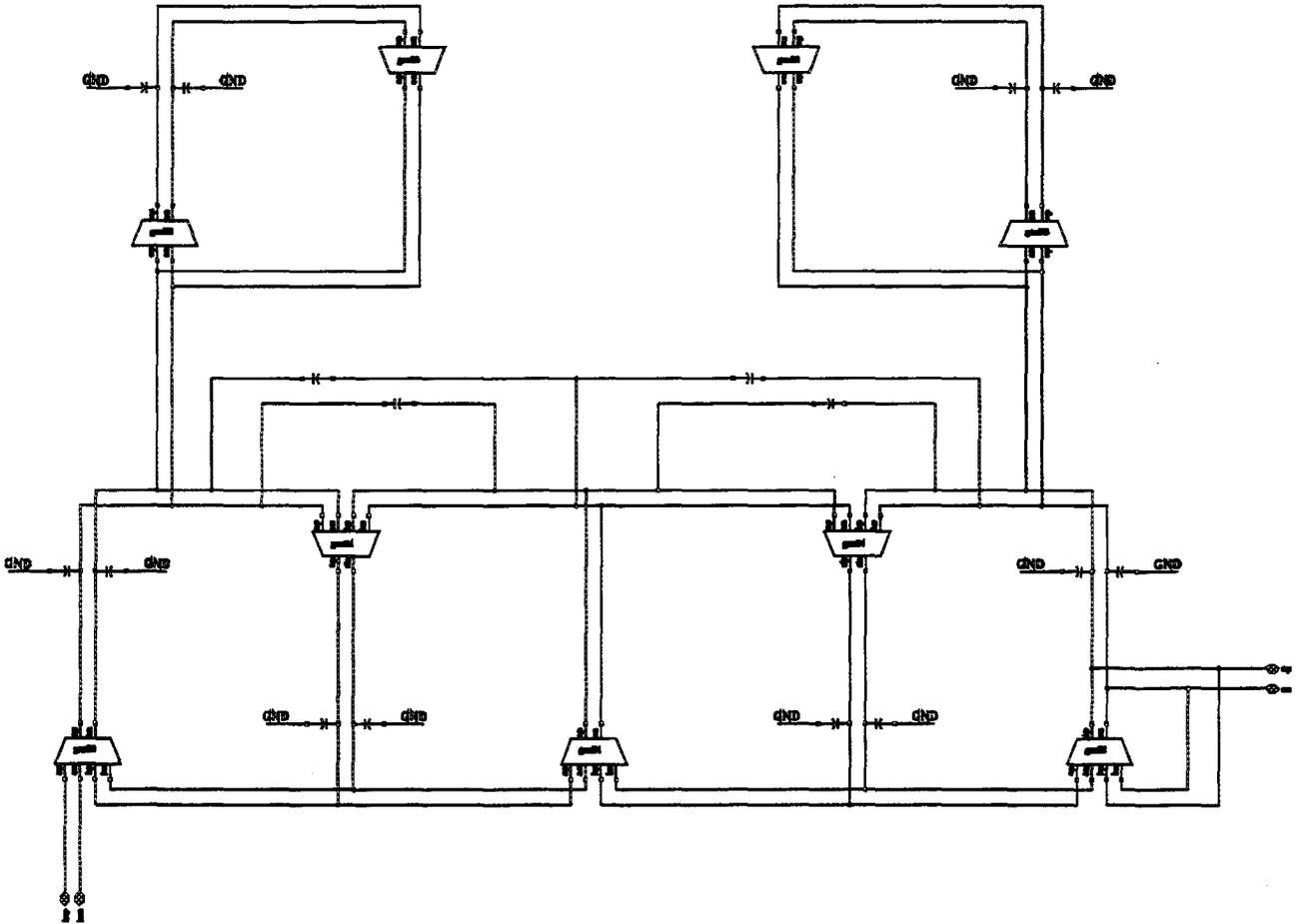


figure 7.2.8 : le filtre basse fréquence

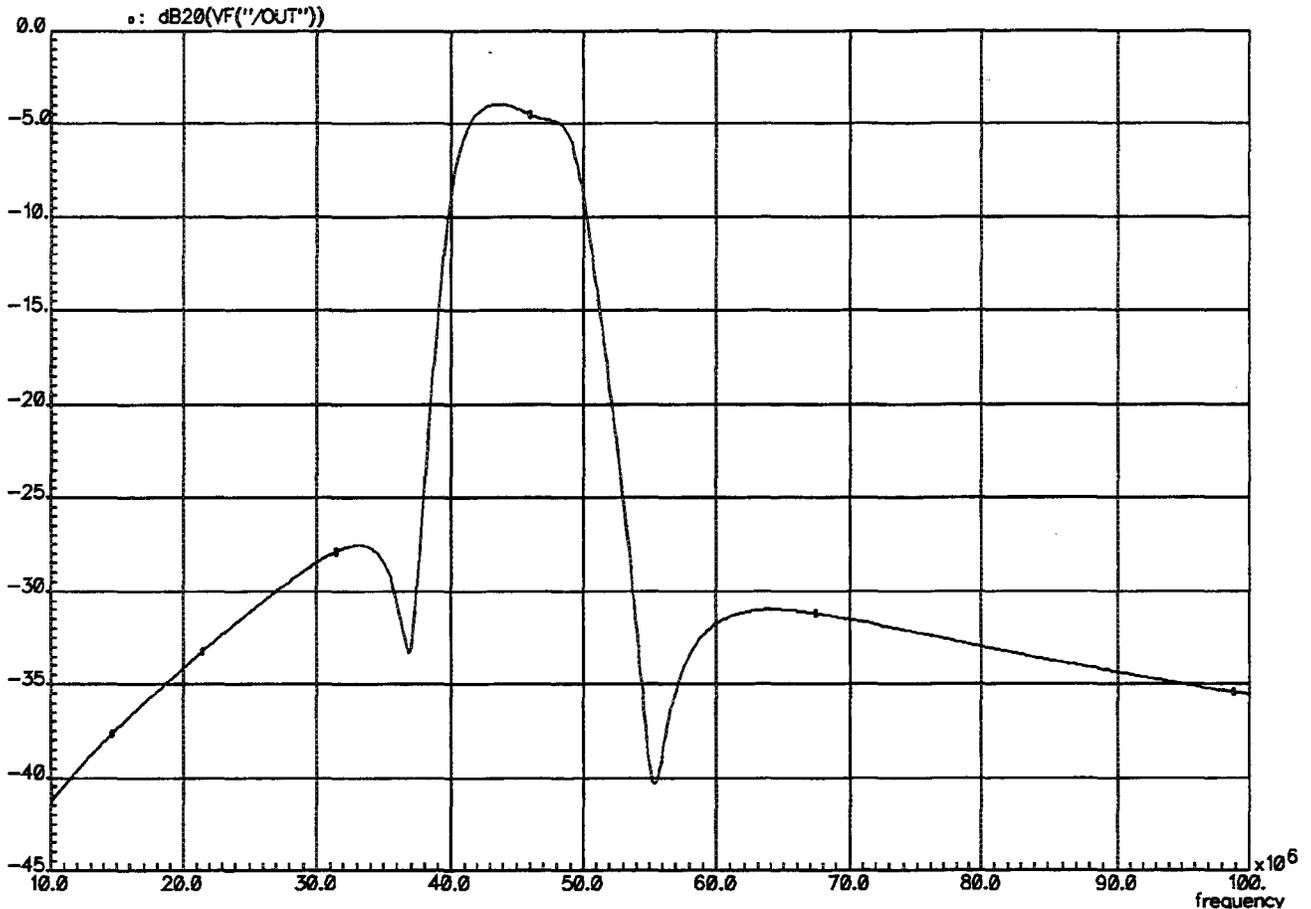


figure 7.2.9 : la réponse en fréquence du filtre proposé

### 7.2.9 Les simulations globales

D'après les résultats de simulation des différents blocs de la chaîne pris séparément, les constatations suivantes peuvent être déjà faites :

1. Le circuit a une consommation totale de 116 mW dont 93 mW sous 1.5 V et 23 mW sous 0.8 V concernant le filtre basse fréquence.
2. Le facteur de bruit de cette chaîne est de 5.5 dB, calculé de la façon suivante :

$$\text{Bruit de la résistance de } 50 \Omega = \sqrt{4 * K * T * R} = 0.907 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

$$\text{Bruit de l'amplificateur faible bruit en sortie} = 7.743 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

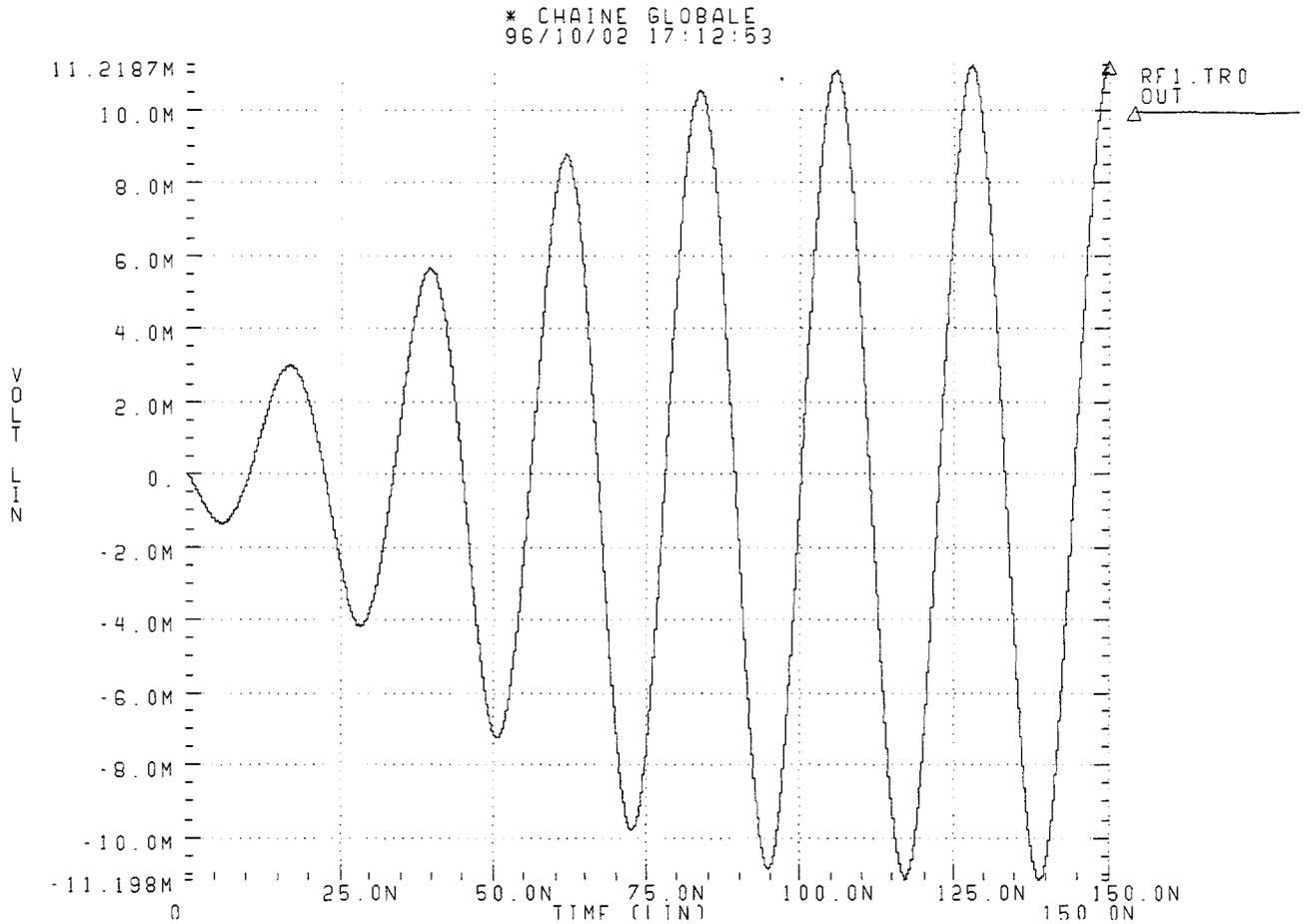
$$\text{Bruit de tous les blocs ramenés à la sortie de l'amplificateur} = 7.066 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

$$\text{Bruit total équivalent en entrée : } V_b = 1.446 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

$$\text{Le facteur de bruit de la chaîne s'écrit : } F = 10 * \log(1 + V_b^2 / (4 * K * T * R)) = 5.5 \text{ dB}$$

Des simulations globales ont été menées pour évaluer les performances de cette chaîne. La figure 7.2.10 donne l'allure du signal obtenu en sortie, en réponse à une excitation en

entrée d'une fréquence égale à 947.5 MHz, mélangée avec la fréquence délivrée par le VCO qui est de 902.5 MHz. On remarque que la fréquence résultante est de 45 MHz.



**figure 7.2.10 : l'allure du signal obtenu en sortie de la chaîne de réception**

### 7.2.10 Conclusion

Dans ce chapitre, une chaîne de réception adaptée pour un système de communication sans fil par GSM a été décrite. Les blocs de base sont décrits et simulés. Leurs caractéristiques générales sont énumérées d'après les simulations exhaustives utilisant des modèles non linéaires. Parmi les blocs présentés : un amplificateur d'entrée faible bruit, un filtre passe-bande du deuxième ordre ayant un grand facteur de qualité, un mélangeur, un VCO, et un filtre basse fréquence.

### 7.3 Bibliographie

- [7.1] X. Lagrange, P. Godlewski, S. Tabbane, « Réseaux GSM-DCS, des principes à la norme », Editions HERMES, 1995.
- [7.2] L.M. Burns, « Applications for GaAs and Silicon Integrated Circuits in Next Generation Wireless Communication Systems », IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. 30, No. 10, pp. 1088-1095, Octobre 1995.
- [7.3] L. Longo, R. Halim, B. Horng, K. Hsu, D. Shamlou, « A Cellular Analog Front End with a 98dB IF receiver », ISSCC Digest of Technical Papers, pp. 36-37, Février 1994.
- [7.4] C. Marshall and al, « A 2.7V GSM Transceiver ICs with On-Chip Filtering », ISSCC Digest of Technical Papers, pp. 148-149, Février 1995.

## CHAPITRE 8

### CONCLUSION

Les systèmes de communication mobile RadioFréquence (RF) utilisent actuellement, pour leur besoin en filtrage, des filtres à ondes de surface, placés à l'extérieur des circuits intégrés. Ces filtres non intégrés entraînent des pertes d'insertion, occasionnées par l'interconnexion entre le filtre externe et le circuit intégré, et un encombrement conséquent lié au boîtier encapsulant le filtre. Ces inconvénients ont conduit à la recherche de méthodes de conception de fonctions de filtrage intégrées adaptées aux fréquences RF. L'approche proposée est basée sur le filtrage continu Transconductance-Capacité.

Afin d'obtenir de bonnes performances à ces fréquences, une technologie MESFET GaAs digitale est choisie, ayant des transistors NMESFET déplétés et enrichis de 25 GHz de fréquence de transition. Dans cette thèse, des techniques permettant la réalisation de filtres continus radiofréquence en technologies GaAs sont présentées. Ces techniques sont au nombre de quatre : minimisation de nombres de noeuds dans la transconductance développée pour permettre d'obtenir de bonnes performances fréquentielles, contrôle du gain DC par une nouvelle technique basée sur les résistances négatives, contrôle de la fréquence de coupure en utilisant des structures soustractives, et contrôle de la phase de l'intégrateur par des réseaux RC d'avance de phase.

Ces techniques ont été mises en oeuvre dans deux circuits différents : un filtre passe-bas du premier ordre ayant une plage d'accord s'étendant de 500 MHz à 2.2 GHz, et présentant une erreur de gain de l'ordre de 0.25 % et un filtre passe-bande du second ordre de 1.1 GHz de fréquence centrale, présentant une plage d'accord de plus de 0.5 GHz, et ayant un facteur de qualité réglable entre 0.65 et 1.3. La faisabilité de ces filtres Gm-C a été prouvée par des mesures exhaustives sur une plage de fréquence allant de 500 MHz jusqu'à 2 GHz.

La structure différentielle présentée a l'avantage de fonctionner sous des tensions d'alimentation faibles, égales à 1.5 V. Ceci permet de les intégrer dans des systèmes électroniques où la minimisation de la consommation est un des objectifs principaux.

Deux nouvelles structures de boucle d'asservissement du gain statique sont présentées dans le chapitre 2. Elles permettent de compléter les structures d'asservissement de fréquence et de phase déjà existantes, et d'automatiser complètement ces fonctions de filtrage.

Un filtre passe-bas CAUER d'ordre 3, ayant une fréquence de coupure autour de 220 MHz, basé sur une structure d'inverseurs est aussi présenté. Cette approche originale pour former des filtres continus est simple et facile à mettre en oeuvre. Les mesures ont montré un comportement peu satisfaisant de ce filtre dans la technologie MESFET GaAs utilisée.

Durant la phase de dessin topologique des filtres, le fournisseur VITESSE nous a signalé un problème d'échauffement, sur les plaquettes fabriquées, pour des transistors contigus. La raison de ce réchauffement étant inconnue à ce moment là de l'étude, VITESSE nous a conseillé d'espacer les transistors de 40  $\mu\text{m}$  les uns des autres pour éviter ce méfait. Ceci a augmenté considérablement la taille du circuit, et introduit des effets néfastes quant à la compacité du dessin, et à la dimension des lignes de connexion. Ceci a engendré une détérioration des facteurs de qualité des circuits mesurés, due à l'introduction des circuits RC parasites causés par l'augmentation déraisonnable des dimensions de ces lignes de connexion. Ceci peut expliquer la dégradation de performances constatée sur le filtre passe-bande et le filtre CAUER.

Entre temps, le fournisseur VITESSE a pu contrôler ce réchauffement, et estime qu'il n'est plus nécessaire d'éloigner les transistors les uns des autres. Ceci impliquera des améliorations notables sur les résultats mesurés : augmentation des fréquences de coupure, et amélioration des facteurs de qualité. Ceci pourra ramener le gain DC à son niveau originel (autour de 30 dB en simulation), ce qui impliquera en même temps des facteurs de qualité aussi grands que 30 ou 40.

Finalement, une chaîne de réception adaptée pour un système de communication sans fil GSM a été décrite. Parmi les blocs présentés, on trouve un amplificateur d'entrée faible bruit, un filtre passe-bande du deuxième ordre ayant un grand facteur de qualité, un mélangeur, un VCO, et un filtre basse fréquence. Un facteur de bruit de l'ordre de 5.5 dB est prévu par les simulations.

La réalisation de cette chaîne complète constitue un nouveau défi à relever dans les prochains sujets de recherche. La concrétisation de cette approche dans un système industriel serait la preuve la meilleure de la possibilité de l'intégration du système GSM dans une technologie GaAs.

