

50376
1992
202

50376
1992
202
No d'ordre : 899

THESE

Présentée à

l'Université des Sciences et Techniques

de Lille Flandres - Artois

pour obtenir le grade de

Docteur en Electronique

par

Bruno STEFANELLI

Ingénieur ISEN

METHODE D'OPTIMISATION DES FILTRES CONTINUS CMOS

et application aux filtres à base de transconductances
polarisées en régime triode



14 MAI
Soutenu le ~~14 MAI~~ 1992, devant la commission d'examen:

Président: E. CONSTANT

Rapporteurs: W.M.C SANSEN
P. SENN
J. VINDEVOGHEL

Jury: J.N. DECARPIGNY
D. BILLET
A. KAISER

SCD LILLE 1



D 030 291359 9

50376
1992
202

63433

50376
1992
202

Mes premiers remerciements iront à *Andréas KAISER* et *Jean-Paul BARDYN*.
La confiance qu'ils ont bien voulu me témoigner et le soutien constant et efficace qu'ils m'ont apporté tout au long de ce travail de thèse et au cours d'autres projets ont été des facteurs déterminants de ma progression.

J'exprime ma reconnaissance à *Monsieur le Professeur E. CONSTANT* qui a accepté la présidence du jury de cette thèse.

Je remercie *Messieurs les Professeurs W.M.C SANSEN, P. SENN* et *J. VINDEVOGHEL* pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail en acceptant la lourde tâche de rapporteur.

Je remercie *Monsieur VERNET*, *Directeur Technique de THOMSON SINTRA Activités Sous-Marines* pour le soutien financier qui a permis de commencer cette thèse. J'associe à ces remerciements son collaborateur *Monsieur D. BILLET* qui a accepté de faire partie des membres du jury.

Je remercie *Monsieur Paul ASTIER*, *Directeur Général de l'ISEN*, et *Monsieur Michel LANNOO*, *Directeur de la Recherche*, de m'avoir accueilli au sein du *Laboratoire d'Etude des Surfaces et Interfaces*.

Merci à *Jean-Noël Decarpigny*, *Directeur de Recherche*, pour son soutien moral pendant toute la durée du travail et pour la confiance qu'il m'a témoigné en me confiant une responsabilité dans l'enseignement à l'ISEN.

Merci enfin à *Dominique COLLARD*, à tout le personnel du département *Electronique* pour leur participation et la bonne ambiance de l'équipe et en particulier à *Jean-Michel DROULEZ* pour son aide efficace lors de la mise en place des environnements de test des circuits.



à Marie - Christine

Arnaud

à mes parents

à toute ma famille

TABLE DES MATIERES

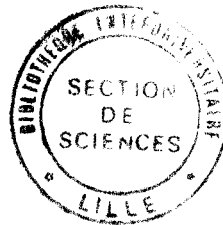
AVANT-PROPOS

CHAPITRE 1: METHODES DE CONCEPTION DES FILTRES CONTINUS

1.1 Les différentes étapes de la conception	1
1.2 Les différentes méthodes de synthèse directe	3
Bibliographie	6

CHAPITRE 2: ETUDE ET SYNTHESE DU FILTRE

2.1 Méthode de synthèse	7
2.1.1 Simulation d'une résistance	8
2.1.2 Simulation d'une self-inductance	9
2.1.3 Expression de la fréquence de coupure	11
2.1.4 Filtre passe-bas	11
2.1.5 Filtre passe-haut	13
2.1.6 Filtre passe-bande	14
2.1.7 Filtre coupe-bande	17
2.1.8 Egalisation des niveaux	18
2.1.9 Conclusion	21
2.2 Etude du comportement en bruit	22
2.2.1 Modélisation des éléments actifs	22
2.2.2 Méthode de calcul globale	23
2.2.3 Expression de la transimpédance Z_{ij}	25
2.2.4 Formulation générale du bruit et interprétation	26
2.2.5 Détermination des bornes d'intégration	28
2.2.6 Relation entre bruit et surface	29
2.2.7 Limitation principale de la méthode	30
2.2.8 Conclusion	32
2.3 Etude des non-idéalités linéaires de la fonction de transfert	33
2.3.1 Effets dus au gain statique fini	33
2.3.2 Influence des pôles secondaires de la transconductance	38
2.3.3 Effet d'un zéro dans le demi-plan droit	41
2.4 La fonction de filtrage au niveau système	42
2.4.1 Dérives du procédé de fabrication, dérives en température	42
2.4.2 Asservissement de la fréquence de coupure par la méthode directe	45
2.4.3 Asservissement de la fréquence de coupure par la méthode indirecte	46
2.4.4 Asservissement des pôles secondaires	55
Bibliographie	57



CHAPITRE 3: ETUDE DU COMPOSANT DE BASE: LA TRANSCONDUCTANCE

3.1 Les différents types de transconductances	59
3.2 Structure retenue, nouvelle stratégie de polarisation et expression du gain de transconductance aux basses fréquences	66
3.2.1 Nouvelle stratégie de polarisation	66
3.2.2 Expression du gain de transconductance aux basses fréquences	70
3.3 Etage de sortie, régulation du mode commun	76
3.3.1 Le réseau d'extraction du mode commun	77
3.3.2 Stabilité de la régulation de mode commun	80
3.3.3 Gain de la régulation de mode commun	82
3.4 Modélisation des transistors	65
3.4.1 Considérations préliminaires concernant la méthodologie de synthèse	85
3.4.2 Modélisation des transistors en statique	86
3.4.3 Modélisation des transistors pour les hautes fréquences	89
3.5 Transconductance pour applications basses fréquences et faible bruit (type I)	92
3.5.1 Description du circuit de polarisation	93
3.5.2 Choix du point de fonctionnement	94
3.5.3 Comportement en bruit de la structure	101
3.5.4 Détermination des dimensions optimales pour les transistors	107
3.5.5 Conclusion	109
3.6 Transconductance pour applications moyennes fréquences (type II)	110
3.6.1 Modifications apportées au schéma de principe	110
3.6.2 Choix du point de fonctionnement	113
3.6.3 Comportement en bruit de la structure	121
3.6.4 Détermination des dimensions optimales	123
3.6.5 Principe de la compensation des pôles secondaires	127
3.6.6 Conclusion	136
Bibliographie	137

CHAPITRE 4: METHODOLOGIE DE SYNTHESE

4.1 Les différentes étapes de la réalisation	139
4.2 Synthèse électrique	142
4.2.1 Transformation du réseau prototype, égalisation des niveaux	143
4.2.2 Traduction des spécifications	144
4.2.3 Dimensionnement des transconductances, choix de la solution optimale	147
4.2.4 Cas des filtres à fréquence de coupure variable	150
4.2.5 Validation et optimisation d'ensemble	151
4.2.6 Conclusion	

CHAPITRE 5: REALISATIONS EXPERIMENTALES

5.1 Filtre anti-repliement faible bruit	153
5.1.1 Structure du filtre	154
5.1.2 La transconductance	155
5.1.3 Résultats de simulation	156

5.1.4 <i>Layout du circuit</i>	158
5.1.5 <i>Résultats expérimentaux</i>	160
5.2 Filtre pour applications vidéofréquence	165
5.2.1 <i>Structure générale du circuit</i>	165
5.2.2 <i>Structure du filtre principal</i>	166
5.2.3 <i>Les circuits d'asservissement</i>	168
5.2.4 <i>Résultats de simulation</i>	169
5.2.5 <i>Layout du circuit</i>	172
5.2.6 <i>Résultats expérimentaux</i>	172
5.2.7 <i>Conclusion</i>	175
CONCLUSION GENERALE	176

ANNEXES

Annexe A	I
Annexe B	IV
Annexe C	V
C.1 <i>Filtre passe-bas</i>	V
C.2 <i>Filtre passe-haut</i>	VIII
C.3 <i>Filtre passe-bande</i>	IX
C.4 <i>Filtre coupe-bande</i>	XI
Annexe D	XIII
D.1 <i>Calcul de la tension V_{dsat}</i>	XIII
D.2 <i>Calcul de la valeur optimale de $r_{1,2}$ et $r_{1,4}$</i>	XIV
D.3 <i>Calcul de la tension de source pour un transistor en régime de saturation</i>	XV
D.4 <i>Algorithme de calcul de C_z et R_p</i>	XVI

AVANT PROPOS

La fonction de filtrage, omniprésente dans tout système électronique, a bénéficié au cours du temps des progrès liés à la miniaturisation puis à l'intégration des circuits. Ainsi, les filtres L-C en échelle ont peu à peu été remplacés par leur équivalent associant amplificateurs opérationnels, résistances et capacités. Cependant, que ce soit dans leurs versions à composants discrets ou hybrides, ces circuits souffrent d'une grande imprécision de leurs constantes de temps, ce qui nécessite dans la plupart des cas le recours à des procédures d'ajustement longues et coûteuses.

Un pas important a été franchi avec l'apparition des filtres à capacités commutées qui, les premiers, ont permis l'intégration de sous-systèmes complets. De par leur principe, ils offrent un contrôle pratiquement idéal de leur fréquence de coupure par la simple application d'une horloge de référence externe. Leur relative simplicité de synthèse a conduit à la réalisation de nombreux outils automatiques de compilation permettant d'obtenir le jeu de masques du circuit à réaliser à partir d'un ensemble de spécifications. Cet aspect a grandement favorisé un emploi généralisé de ces composants, avec des extensions vers les hautes fréquences ou les faibles consommations.

Cependant, pour certaines applications où le fait d'échantillonner le signal n'est pas souhaitable (acquisition de signal très faible bruit) ou difficilement réalisable (vidéofréquences et télécommunications), l'utilisation de filtres continus reste d'actualité. De récents travaux ont montré la faisabilité de telles fonctions, mais le manque d'outils de synthèse automatisés limite les potentialités d'emploi de ce composant par ailleurs prometteur.

Le travail présenté au cours des prochains chapitres se veut une contribution à l'élaboration des futurs outils informatisés de conception de filtres continus de la classe transconductance-capacité en technologie CMOS.

Le chapitre 1 présente de façon très synthétique la méthode habituellement suivie lors de la conception d'un filtre continu et expose les principales méthodes de synthèse utilisées à ce jour.

L'étude détaillée des filtres synthétisés par la méthode dite "directe" qui met en oeuvre uniquement des transconductances et des capacités fera l'objet du second chapitre. Nous montrerons notamment que les spécifications en bruit connues pour la fonction dans son ensemble permettent de définir les contraintes applicables à la transconductance indépendamment de son contexte d'utilisation.

Le chapitre 3 utilise les résultats précédents pour le dimensionnement des transconductances. Nous exposerons à cette occasion une stratégie originale de polarisation qui permet, si le besoin s'en fait sentir, de disposer d'une large plage d'accord sur la valeur de la transconductance et donc de la fréquence de coupure du filtre.

Une méthodologie de synthèse basée sur les résultats obtenus dans le second chapitre sera présentée chapitre 4.

Enfin, le chapitre 5 décrit les réalisations expérimentales qui ont permis la validation des principes exposés précédemment. Nous présenterons successivement un filtre anti-repliement basse fréquence et faible bruit développé pour une chaîne d'acquisition où les données issues du capteur sont de faible niveau, puis un filtre passe-bas utilisable dans le domaine des vidéofréquences.

CHAPITRE 1

METHODES DE CONCEPTION DES FILTRES CONTINUS

Contrairement aux filtres numériques ou à capacités commutées pour lesquels de puissants outils de conception automatisée faisant largement appel à des bibliothèques de composants précaractérisés sont disponibles, la conception d'un filtre continu est chaque fois un problème entièrement nouveau pour lequel il faut, dans la majorité des cas, aller jusqu'au dimensionnement des transistors constituant le composant élémentaire. De plus, le fort couplage existant entre les différentes spécifications d'un circuit impose le plus souvent d'avoir recours à certains compromis, et le fait qu'il n'existe à ce jour aucun outil de synthèse cohérent rendent la conception assez délicate dans le cas de filtres présentant des contraintes serrées.

1.1 Les différentes étapes de la conception

Quel que soit le type de fonction à synthétiser, les différentes étapes entre la définition d'un cahier des charges et la réalisation physique du circuit sont sensiblement identiques et s'organisent selon le diagramme de la figure 1.1.1.

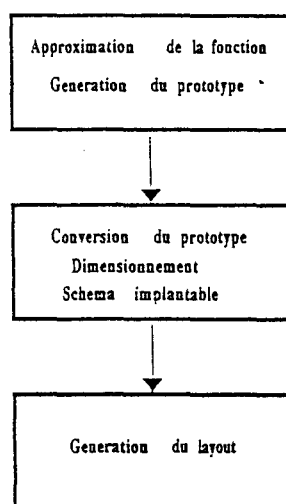


Figure 1.1.1: Les étapes de la conception

A partir d'un gabarit défini à l'aide d'un ensemble de contraintes liées à l'application (ondulation en bande passante, atténuation en bande coupée...), de nombreux programmes de synthèse permettent d'obtenir la valeur des coefficients d'une fonction de transfert s'ajustant au mieux avec ce dernier. Le polynôme ainsi réalisé peut être implémenté par la mise en cascade de cellules d'ordre inférieur dans le cas le plus

simple, ou sous la forme de réseaux plus complexes tels que ceux du type contre-réaction multiple, Follow-the-Leader-Feedback ou Leap-Frog [1.1]. Le bloc fonctionnel de base est dans ce cas une cellule biquadratique réalisée à l'aide de résistances, de capacités et d'amplificateurs opérationnels. La synthèse consiste donc en l'évaluation des coefficients de ces cellules, puis vient le calcul des éléments les constituant en fonction d'expressions liées à leur structure interne.

Une méthode alternative consiste en la transcription du polynôme en un réseau L-C prototype. Ce dernier est normalisé à une pulsation de coupure unitaire, avec la possibilité de tenir compte de pertes inhérentes à l'utilisation de composants réels. Le prototype est par la suite transformé en un réseau actif à l'aide d'un jeu de règles dépendant du composant actif utilisé (amplificateur opérationnel ou transconductance). Cette méthode de synthèse, dite directe, a été retenue dans le cadre de ce travail et sera détaillée par la suite.

A l'autre extrémité de la chaîne, la génération automatique du layout commence à bénéficier des résultats de la recherche avec l'apparition d'outils réalisant le placement et le routage de façon automatique pour des circuits analogiques. Citons par exemple les logiciels ILAC [1.2] ou CHIRVAN [1.3] qui travaillent à partir d'une description du circuit au format SPICE.

La synthèse proprement dite se situe au niveau de la partie centrale du processus permettant le passage du filtre prototype vers un schéma implantable physiquement. Cette opération s'échelonne sur plusieurs étapes qui sont notamment:

- * le choix d'une structure de base et la transcription du prototype LC selon les règles liées à cette dernière.
- * l'égalisation éventuelle des surtensions sur les noeuds internes afin de limiter les problèmes dûs aux non-linéarités des composants actifs.
- * l'estimation des sensibilités de la fonction de transfert aux erreurs d'appariement et aux pertes.

Arrivé à ce stade, il est nécessaire d'effectuer une dénormalisation de la fréquence de coupure du filtre qui permet de passer de $\omega_c = 1$ à une valeur de ω_c définie par l'application. Cette transformation permet de poursuivre le déroulement du processus de synthèse par:

- * l'évaluation du niveau de bruit du filtre dénormalisé en fréquence.
- * la détermination du niveau d'impédance requis qui permet de fixer la valeur des éléments passifs et de dimensionner les éléments actifs le constituant.

Ces différentes étapes et leurs interactions sont décrites sur le diagramme de la figure 1.1.2 proposé par JOEHL et KRUMMENACHER [1.4]. Elles doivent aboutir, probablement après plusieurs itérations, à un schéma fonctionnel et implantable, auquel il faudra ajouter un circuit d'asservissement de la fréquence de coupure afin de réaliser un produit fini utilisable dans une application.

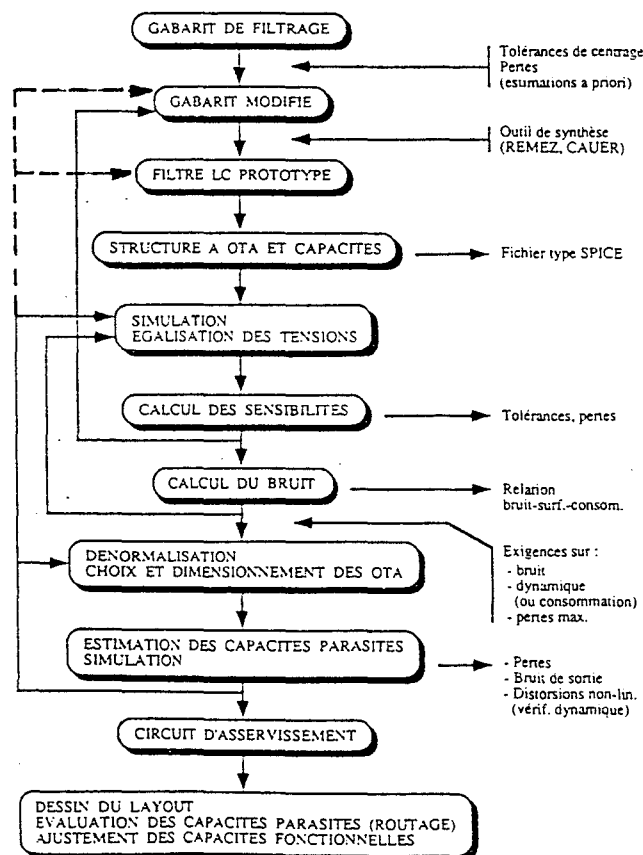


Figure 1.1.2: détail du processus de synthèse

1.2 Les différentes méthodes de synthèse directe

Il existe actuellement deux grandes tendances en ce qui concerne la synthèse des filtres continus. Elles diffèrent essentiellement par le type d'élément actif mis en oeuvre, à savoir les amplificateurs opérationnels ou les transconductances. Nous allons illustrer la première par l'exemple suivant [1.5]: un prototype L-C passe-bas du 5eme ordre (figure 1.2.1a) est transcrit sous la forme d'un graphe de fluence (figure 1.2.1b) qui sera modifié (figure 1.2.1c et 1.2.1d) afin de faire apparaître uniquement des opérateurs réalisables par la fonction de base choisie. Il s'agit dans ce cas d'un bloc fonctionnel réalisant simultanément la sommation, l'inversion et l'intégration de tensions. La figure 1.2.2a présente la réalisation pratique d'une telle fonction dans sa version entièrement différentielle. Dans le cadre d'une technologie CMOS, les résistances sont simulées à l'aide de transistors opérant en régime triode, le contrôle de la valeur de cette dernière

s'effectue via la tension de grille V_G (figure 1.1.2b). Ceci permet d'ajuster les constantes de temps et par là même la fréquence de coupure du filtre. Cependant, des contraintes sur la linéarité des intégrateurs ainsi réalisés réduisent notablement la plage de variation de la tension de commande V_G . Ceci représente un handicap pour la réalisation de filtres à large plage d'accord. De plus, les amplificateurs opérationnels doivent présenter une bande passante supérieure aux fréquences naturelles de l'intégrateur ce qui limite fortement les potentialités d'utilisation de cette structure pour les hautes fréquences.

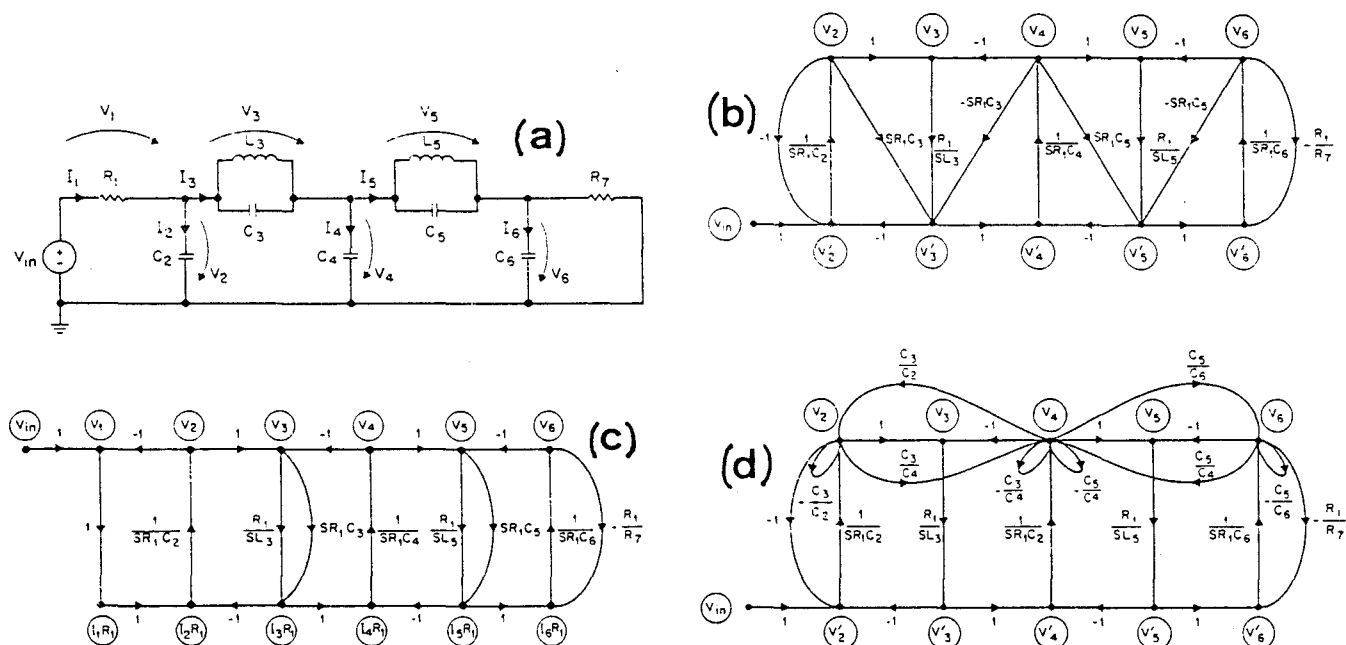


Figure 1.2.1: (a) prototype L-C en échelle (b) graphe de fluence du réseau
 (c) graphe de fluence modifié (d) version finale du graphe

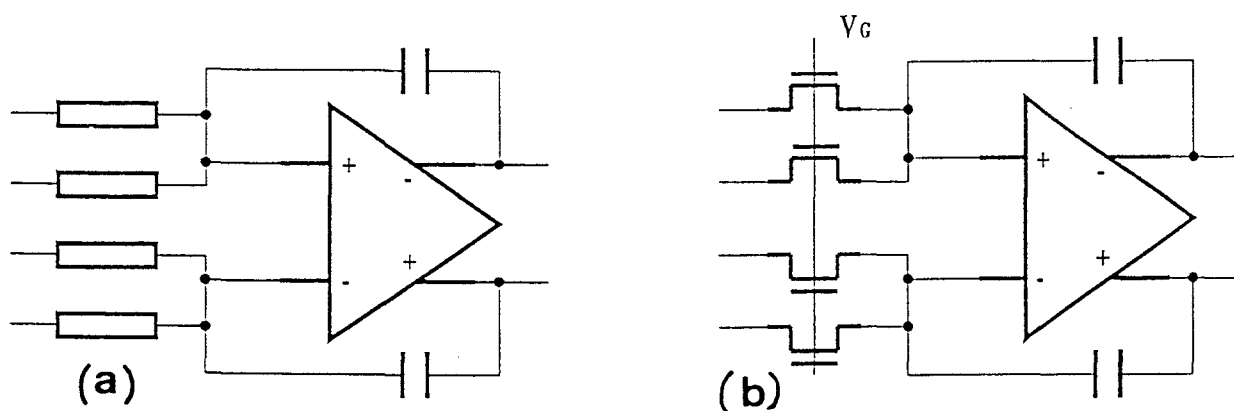


Figure 1.2.2: (a) intégrateur-sommeur entièrement différentiel
 (b) version CMOS de la fonction

La deuxième méthode de synthèse repose sur la simulation de selfs à l'aide de capacités et de gyrateurs réalisés à l'aide de transconductances. Dans ce cas, la transformation est directe selon les règles de la figure 1.2.3 qui seront détaillées dans le prochain chapitre. La plage d'accord de la fréquence de coupure est susceptible d'atteindre une décade et les potentialités d'utilisation aux hautes fréquences ont été démontrées par plusieurs travaux [1.6] [1.7]. Ceci est essentiellement dû au fait que la valeur de la transconductance intervient directement dans l'expression des constantes de temps intrinsèques du filtre et non au niveau d'un pôle secondaire. La principale limitation de cette méthode est liée au fait que les transconductances travaillent en boucle ouverte, avec pour conséquence de grandes difficultés à obtenir une linéarité satisfaisante.

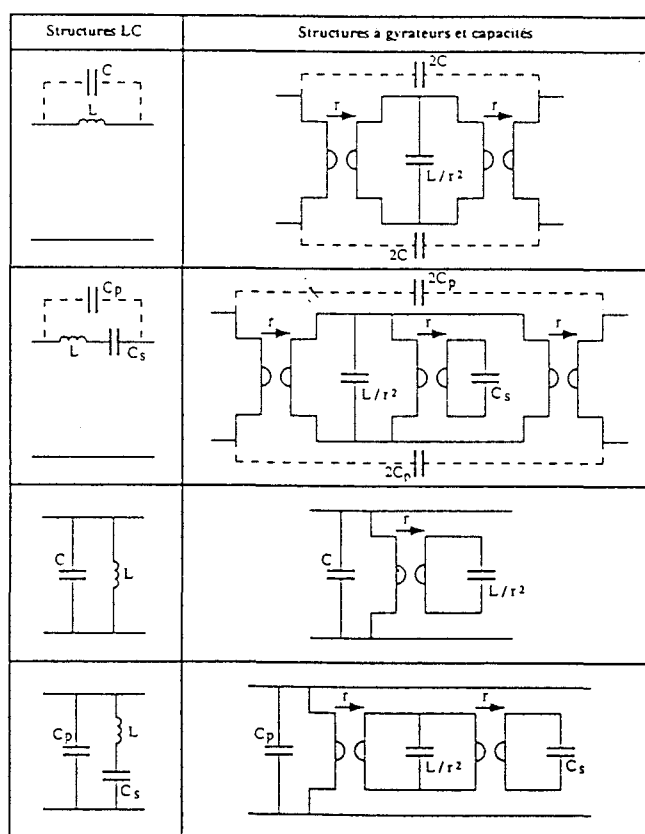


Figure 1.2.3: règles de transformation

C'est sur la base de cette méthode de synthèse que nous allons proposer une structure originale de transconductance ainsi que de nouvelles méthodes d'évaluation du bruit et des sensibilités.

BIBLIOGRAPHIE

- [1.1] **Modern Filter Design, Active RC and Switched Capacitor**
M.S. GHAUSI, K.R. LAKER. Prentice Hall 1981
- [1.2] **ILAC: An Automated Layout Tool for Analog CMOS Circuits**
J. RIJMENANTS, J.B. LITSIOS, T.R. SCHWARTZ, M.G.R
DEGRAUWE. IEEE Journal of Solid-State Circuits Vol SC24 N°2 April
1989
- [1.3] **Centre National d'Etude des Télécommunications (CNET)**
- [1.4] **Outil d'Aide à la Conception de Filtres Continus**
N. JOEHL, F. KRUMMENACHER. Mitteilungen AGEN N°49, Mai 1989
- [1.5] **An Elliptic Continuous-Time CMOS Filter with On-Chip Automatic
Tuning**
M. BANU, Y.P. TSIVIDIS. IEEE Journal of Solid-State Circuits Vol SC20
N°6 December 1985
- [1.6] **A 4 MHz CMOS Continuous-Time Filter with On-Chip Automatic Tuning**
N. JOEHL, F. KRUMMENACHER. IEEE Journal of Solid-State Circuits
Vol SC23 N°3 June 1988
- [1.7] **Design Considerations for High-Frequency Continuous-Time Filters and
Implementation of an Antialiasing Filter for Digital Video**
V. GOPINATHAN, Y.P. TSIVIDIS, K.S. TAN, R.K. HESTER. IEEE
Journal of Solid-State Circuits Vol SC20 N°6 December 1985

CHAPITRE 2

ETUDE ET SYNTHÈSE FILTRE

2.1 Methode de synthèse

Nous avons vu dans le chapitre précédent que la méthode de synthèse dite "directe" est celle qui offre probablement les plus larges perspectives d'application. Contrairement aux autres méthodes évoquées auparavant, le point de départ n'est pas une fonction de transfert décrite sous la forme d'un polynôme, mais un filtre prototype de type L-C en échelle (figure 2.1.1). 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 [2.1]. Dans la plupart des cas, ces outils fournissent un prototype passe-bas dont les composants sont normalisés pour une pulsation de coupure unitaire $\omega_c = 2\pi f_c$.

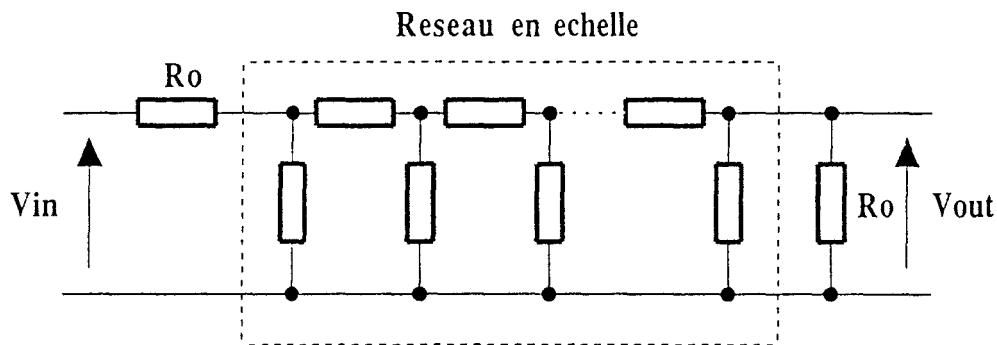


Figure 2.1.1: structure du filtre prototype

Quel que soit le type de réalisation envisagé (éléments discrets ou intégration), deux étapes sont nécessaires pour passer du filtre prototype au réseau réel:

- * la transformation (dans le cas où le filtre à réaliser n'est pas un passe bas) qui permet de passer d'un prototype passe-bas à un prototype passe-haut par exemple. Cette transformation, très approximative pour les fonctions passe-bande, est réalisée à l'aide de formules décrites en annexe A.

- * la dénormalisation qui fait correspondre aux valeurs normalisées L_n et C_n du réseau prototype des valeurs physiques L et C , définies par les relations ci-dessous:

$$L = \frac{R_o L_n}{\omega_c} \quad (2.1.1)$$

$$C = \frac{C_n}{\omega_c R_o} \quad (2.1.2)$$

Nous pouvons dès à présent remarquer que le choix du niveau d'impédance (valeur de R_o , voir figure 2.1.1) dont vont dépendre certaines caractéristiques du filtre n'est pas uniquement lié à ω_c .

Dans le cas d'une réalisation sous forme intégrée, la self n'est pas disponible en tant que composant physique, du moins pour les basses et moyennes fréquences, inférieures à quelques centaines de mégahertz [2.2]. De même, les technologies C.MOS classiques n'offrent pas de résistances de précision. Ceci implique, pour la réalisation de tels filtres, la possibilité de simuler ces composants à l'aide d'éléments actifs (transconductances).

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, la rebouclage d'une transconductance sur elle-même réalise l'équivalent d'une résistance référencée à la masse (figure 2.1.2) dont la valeur est:

$$R = \frac{1}{G_m} \quad (2.1.3)$$

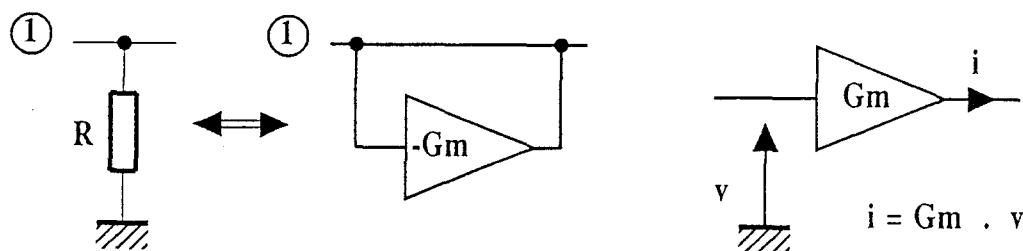


Figure 2.1.2: réalisation d'une résistance référencée à la masse

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 chaque borne de la résistance (figure 2.1.3a), le courant i qui la traverse peut s'écrire:

$$i = \frac{V_1}{R} - \frac{V_2}{R} = G_m V_1 + (-G_m) V_2 \quad (2.1.4)$$

Ceci suggère l'implémentation décrite à la figure 2.1.3b 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 2.1.3a. Cependant, l'équivalence fonctionnelle suffit à la réalisation de filtres continus avec pour corollaire le fait que l'impédance d'entrée du filtre ainsi réalisé soit indépendante du niveau d'impédance interne requis. Ceci, outre l'économie d'un éventuel étage d'adaptation sur l'entrée, apporte un degré de liberté supplémentaire dans le choix de la valeur de R_0 .

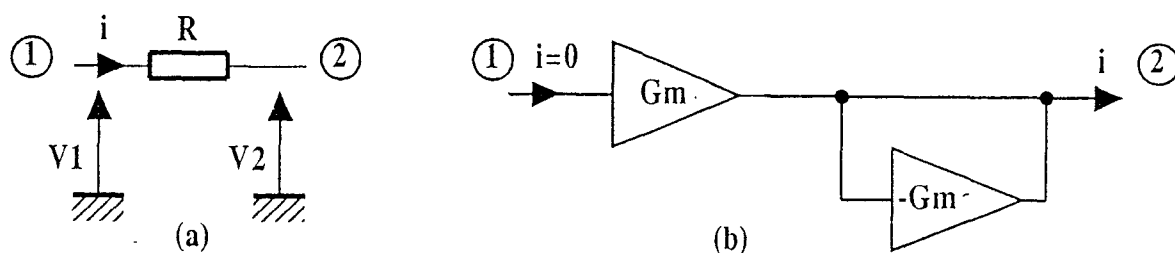


Figure 2.1.3: (a) résistance non reliée à la masse
(b) réalisation fonctionnellement équivalente à 2.1.3a

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 [2.3][2.4]. Ces derniers sont réalisés par la connexion tête-bêche de deux transconductances selon le schéma de la figure 2.1.4a.

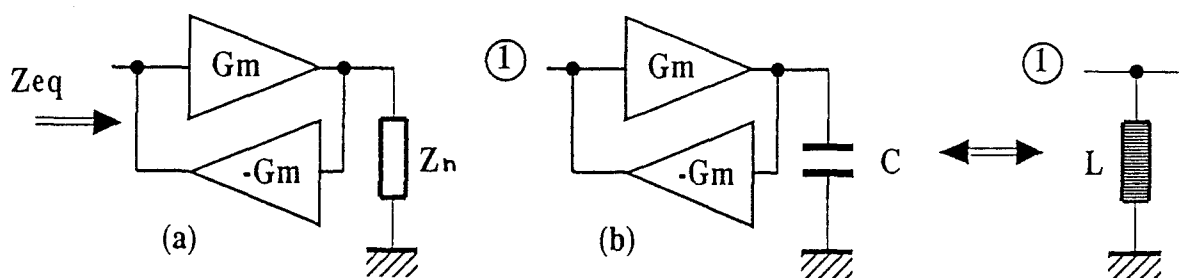


Figure 2.1.4: (a) réalisation d'un gyrateur
(b) réalisation d'une self-inductance référencée à la masse

L'impédance équivalente (Z_{eq}) vue du port d'entrée s'exprime de la façon suivante:

$$Z_{eq} = \frac{v}{i} = \frac{1}{Gm^2 Z_n} \quad (2.1.5)$$

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 2.1.4b) se révèle immédiate en posant:

$$Z_n = \frac{1}{C p} \quad \text{avec } p = j \omega \quad (2.1.6)$$

en injectant (2.1.6) dans (2.1.5), on obtient l' expression de l'impédance équivalente vue du port d'entrée:

$$Z_{eq} = \frac{C p}{Gm^2} \quad (2.1.7)$$

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

$$L = \frac{C}{Gm^2} \quad (2.1.8)$$

Dans le cas de paramètres normalisées, 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 (2.1.7) et (2.1.1):

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

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

$$C = \frac{L_n Gm}{\omega_c} \quad (2.1.9)$$

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 (2.1.9) par son expression en fonction de C_n issue de (2.1.2):

$$C_n = L_n \quad (2.1.10)$$

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 2.1.4b. De même que dans le cas de la résistance, certaines configurations nécessitent des selfs flottantes. Celles-ci sont réalisées à l'aide de deux gyrateurs selon le schéma de la figure 2.1.5. La valeur de C_n est toujours définie par l'équation (2.1.10).

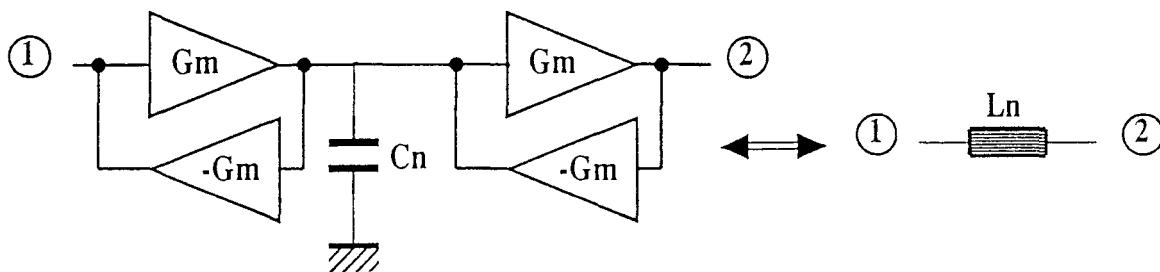


Figure 2.1.5: réalisation d'une self-inductance flottante

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 (2.1.2) en posant $\omega_c = 2\pi f_c$:

$$f_c = \frac{C_n}{2\pi C R_0} = \frac{C_n G_m}{2\pi C} \quad (2.1.11)$$

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

$$f_c = \frac{G_m}{2\pi C_u} \quad (2.1.12)$$

A 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 (voir paragraphe suivant). Une fois la valeur de C_u déterminée, il est quelquefois nécessaire de prévoir une possibilité d'accord le 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 dans la dernière partie de ce chapitre.

2.1.4 Filtre passe-bas.

Cette synthèse est la plus directe puisqu'elle se limite à remplacer chaque élément du filtre prototype par son équivalent G_m - C . La figure 2.1.6 montre un exemple basé sur la synthèse d'un filtre de CAUER du troisième ordre. L'extension du principe à des ordres supérieurs est immédiate et n'appelle pas de commentaires particuliers. Il est cependant à remarquer que la perte de 6 dB en bande passante propre aux filtres L-C

en échelle peut être compensée en doublant la valeur de G_{m1} . Dans ce cas, la synthèse d'un filtre d'ordre "n" nécessite $2n + 2$ transconductances.

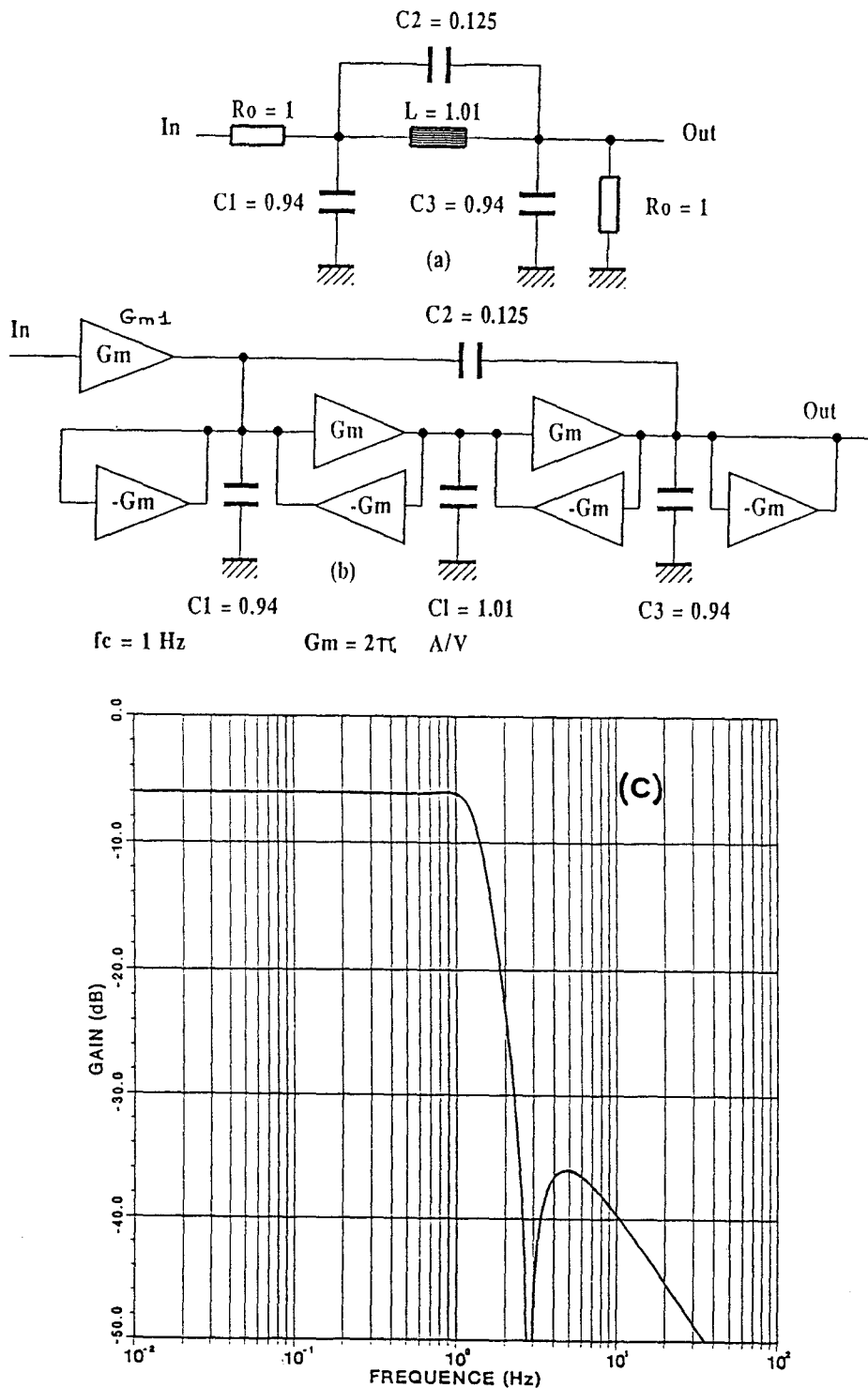


Figure 2.1.6: (a) prototype du passe-bas CAUER 3ème ordre
(b) synthèse à gyrateur (c) fonction de transfert

2.1.5 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 en annexe A (figure 2.1.7a), puis chaque élément est remplacé par son équivalent Gm-C (figure 2.1.7b). Cette approche conduit à un nombre relativement élevé de transconductances. Une alternative à ce problème consiste en l'utilisation de la forme duale du prototype passe-bas (figure 2.1.7c) [2.5]. Après transformation, le nombre d'inductances est minimal et il en découle une économie de transconductances non négligeable (figure 2.1.7d). 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 2.1.7e montre la dégradation causée par de tels éléments dont la valeur est relativement importante ($C = 0.1$). Pour des fréquences suffisamment élevées, les composants du filtre passe-haut ($C1, C2, C3, L$) 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.

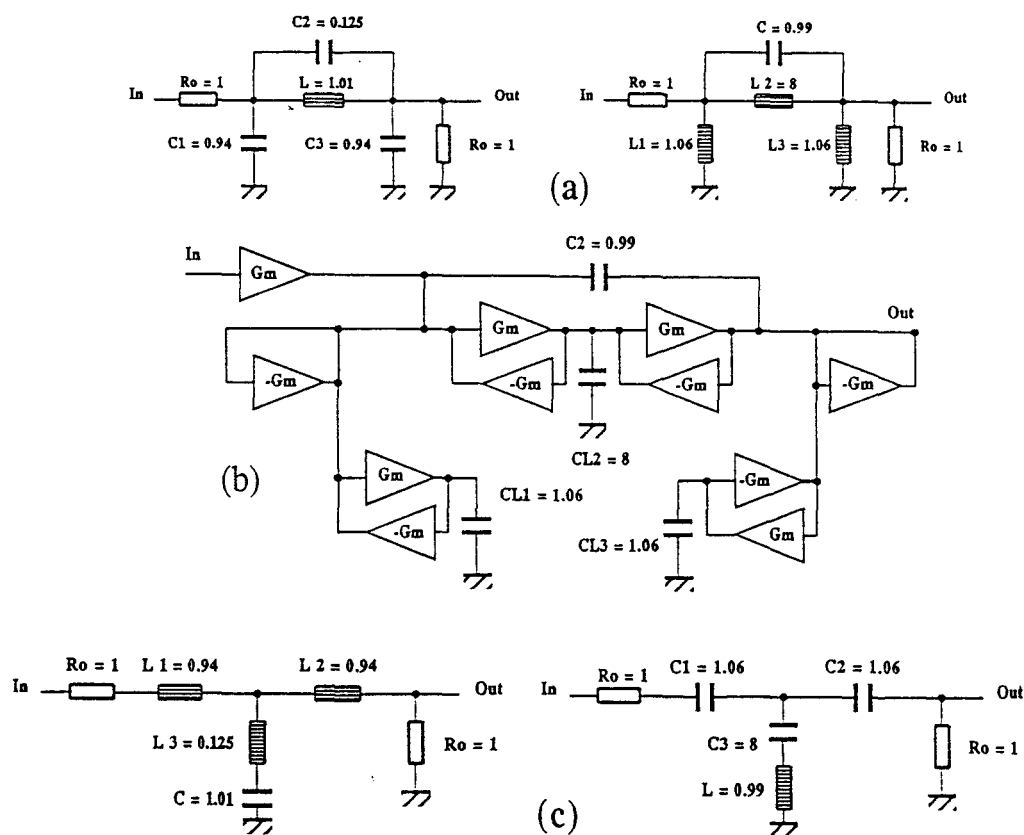


Figure 2.1.7: (a) transformation du prototype passe-bas (b) synthèse à grateur (c) transformation de la forme duale du prototype passe-bas

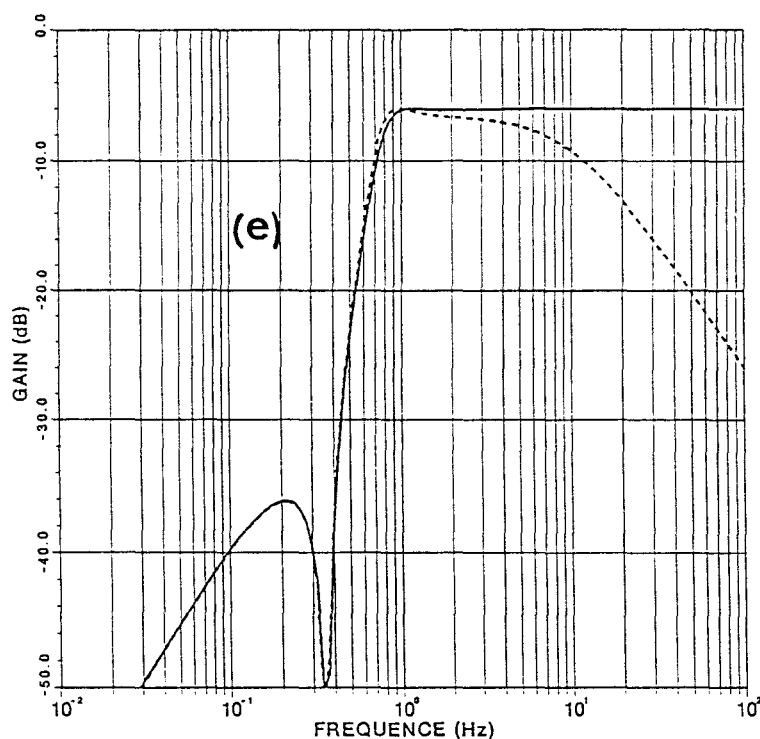
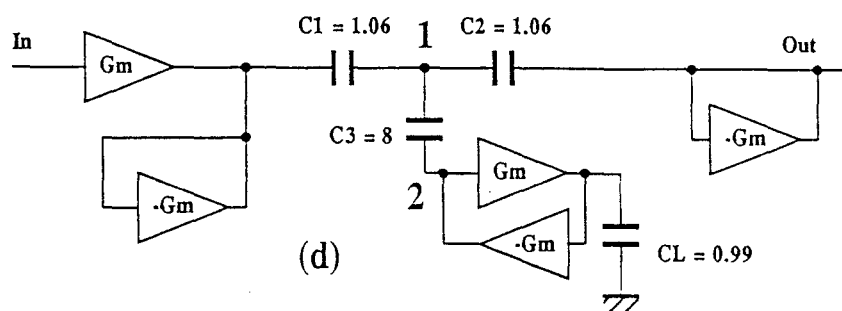


Figure 2.1.7: (d) synthèse à gyrateur de la forme duale
(e) fonctions de transfert

2.1.6 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 (annexe A) font intervenir un nouveau paramètre qui est la bande passante relative définie de la façon suivante:

$$\frac{1}{a} = \frac{f_2 - f_1}{\sqrt{f_2 f_1}} \quad (2.1.13)$$

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 2.1.8a donne un exemple de filtre passe-bande dérivé d'un prototype passe-bas de type BUTTERWORTH du troisième ordre, dont l'équivalent direct sous la forme gm-C est donnée à la figure 2.1.8b. 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 en annexe B, conduit au schéma de la figure 2.1.8c. 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.

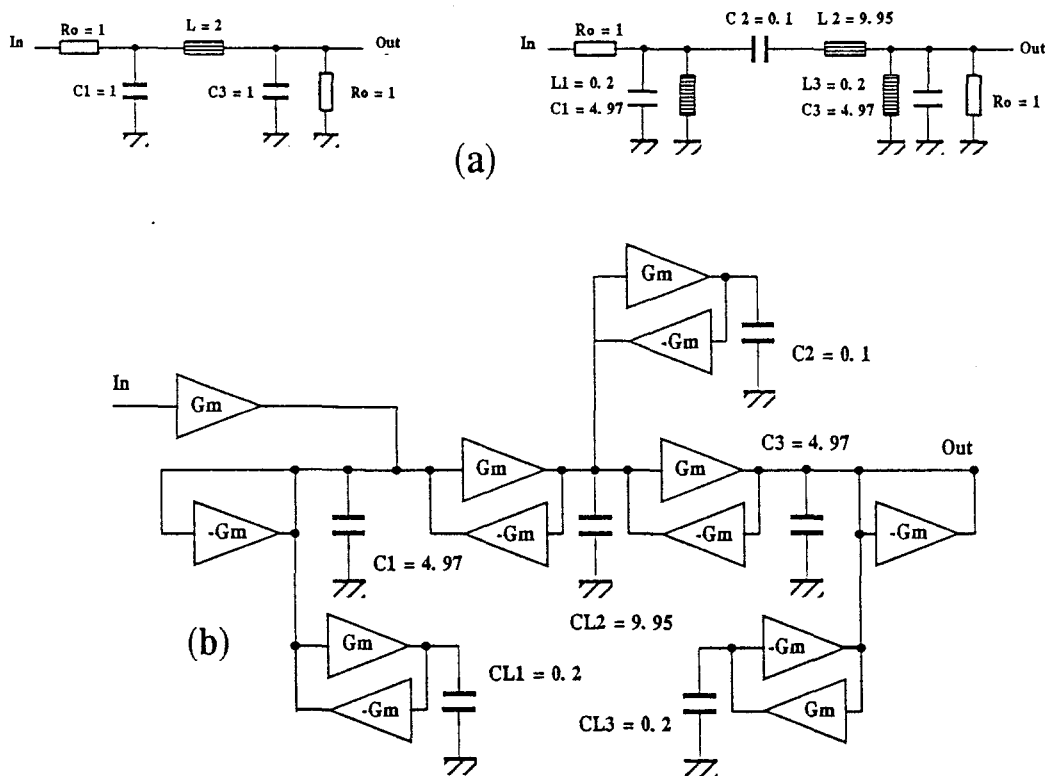


Figure 2.1.8: (a) transformation du prototype passe-bas
(b) synthèse à gyrateur (largeur de bande fixe)

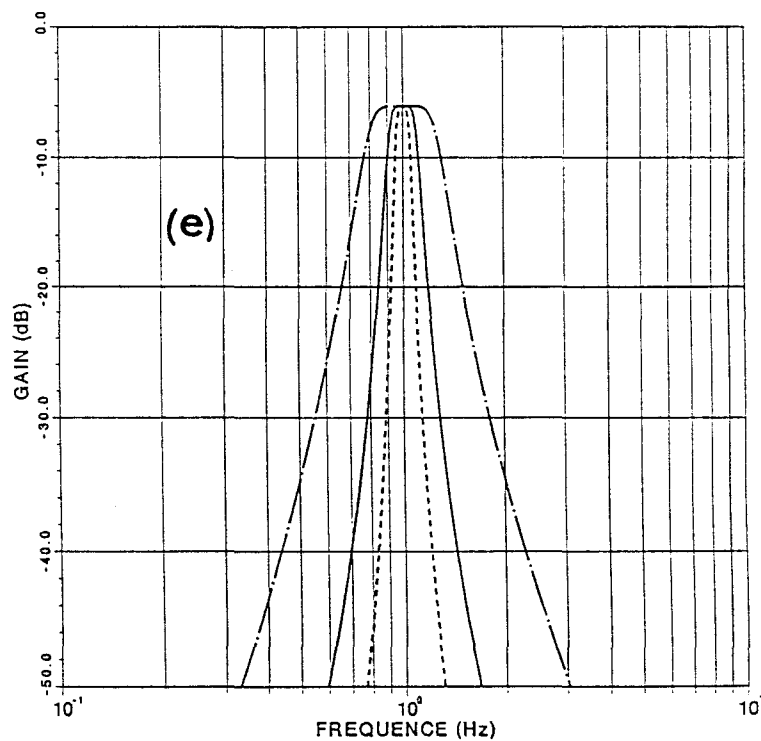
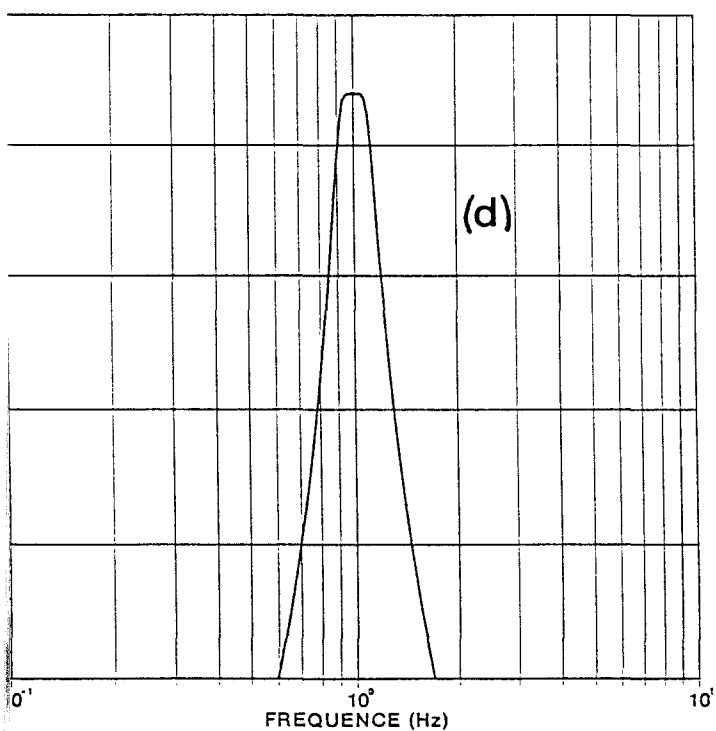
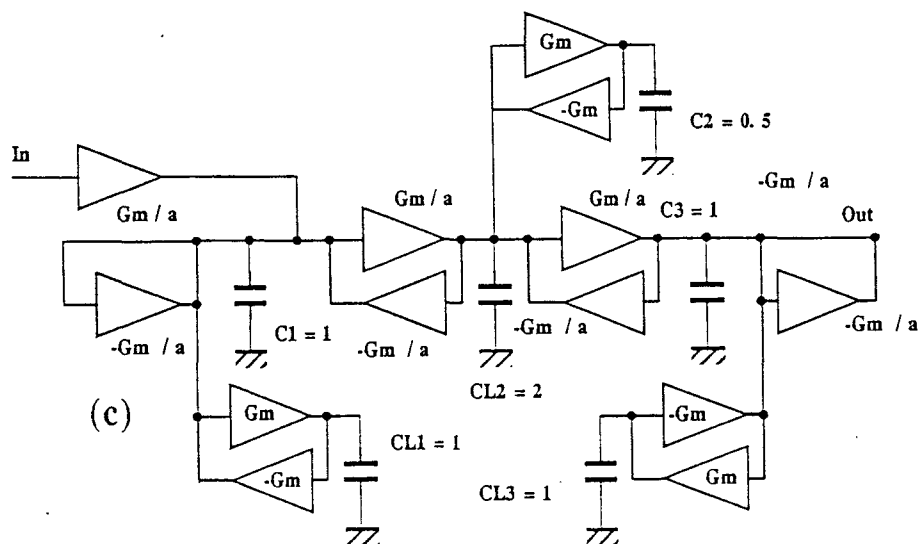


Figure 2.1.8: (c) synthèse à gyrateur (largeur de bande variable)

(d) fonction de transfert (largeur de bande fixe)

(e) fonctions de transfert (largeur de bande variable)

En ce qui concerne les filtres présentant un zéro de transmission, l'ajustement de la bande passante 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 Ω_+ et Ω_- , annexe A).

2.1.7 Filtre coupe-bande.

La synthèse est similaire à celle du filtre passe-bande, à l'aide des formules de l'annexe A. Les figures 2.1.9a à 2.1.9c donnent un exemple de réalisation possible, aussi bien en bande passante fixe que variable. La figure 2.1.9d 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. Nous verrons par la suite qu'une valeur finie du gain statique impose une limite inférieure à l'atténuation réalisable.

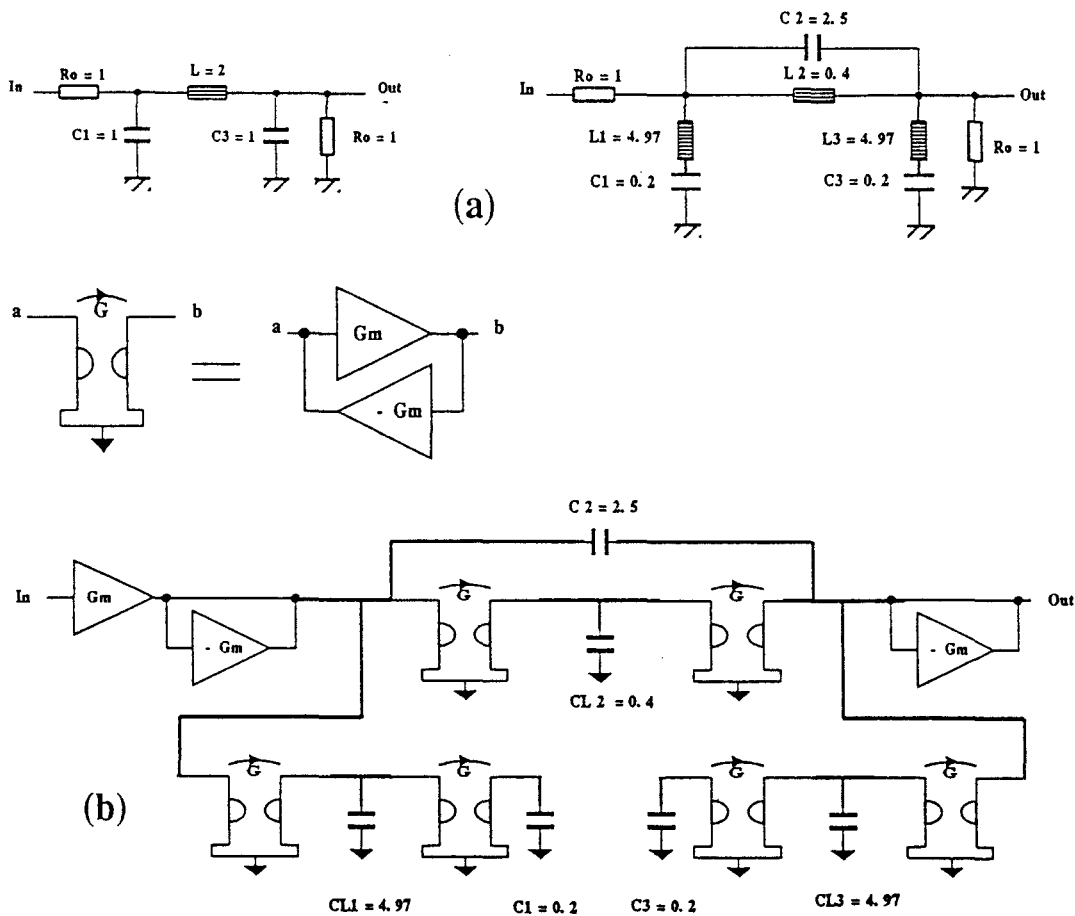


Figure 2.1.9: (a) transformation du prototype passe-bas
(b) synthèse à gyrateur (bande coupée fixe)

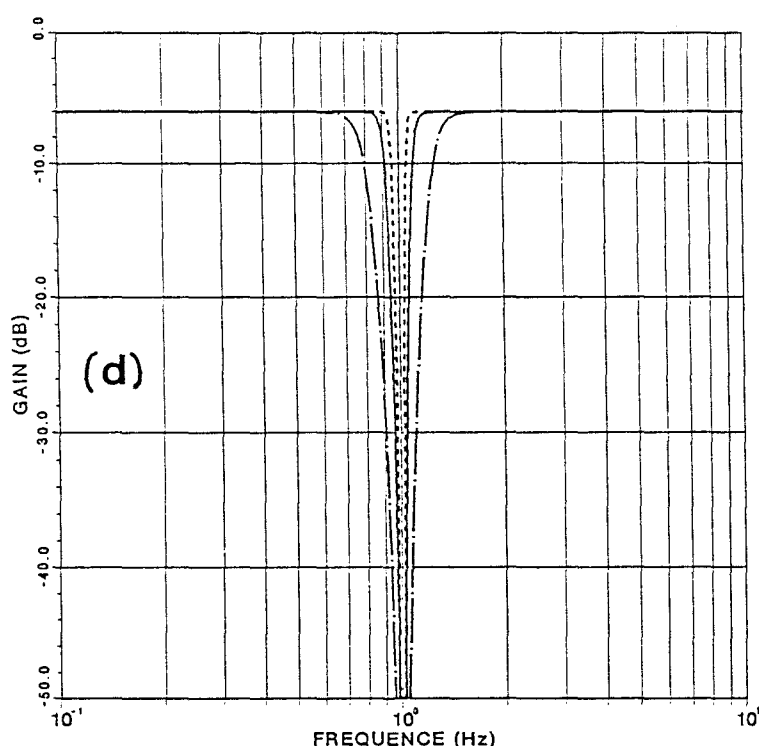
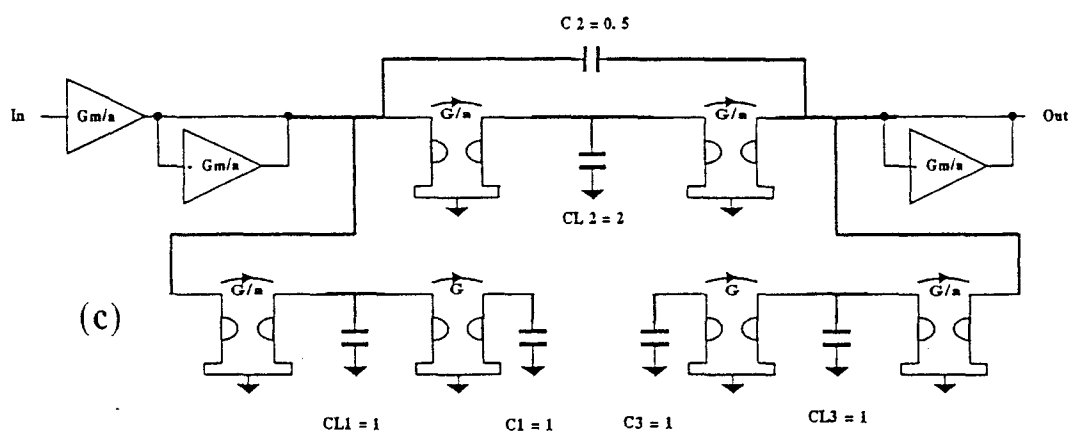


Figure 2.1.9: (c) synthèse à gyrateur (bande coupée variable)
(d) fonctions de transfert

2.1.8 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 2.1.10b montre ce phénomène sur un exemple de filtre de BUTTERWORTH du 3^{ème} ordre, le dépassement pouvant atteindre 58% 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 place qu'elle occupera au sein du réseau. 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.

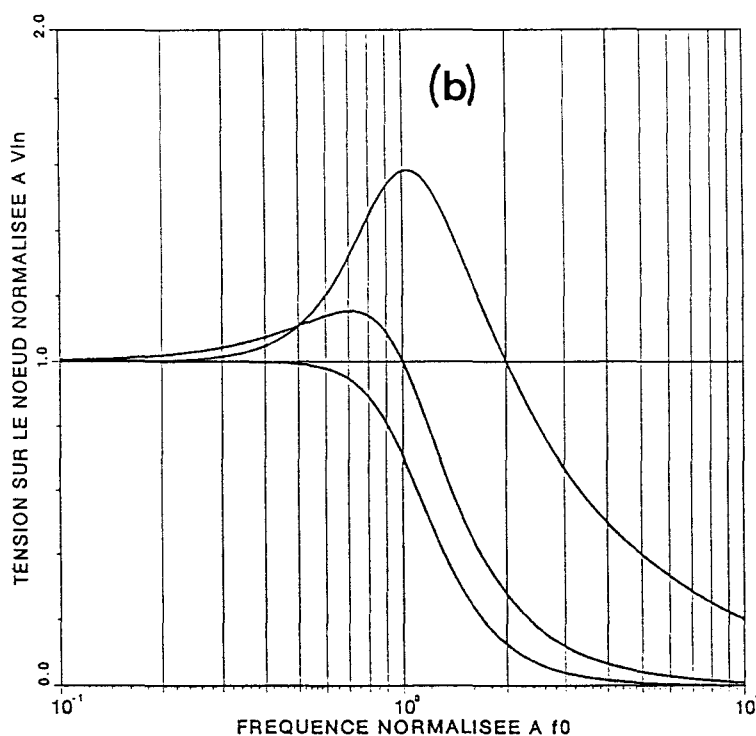
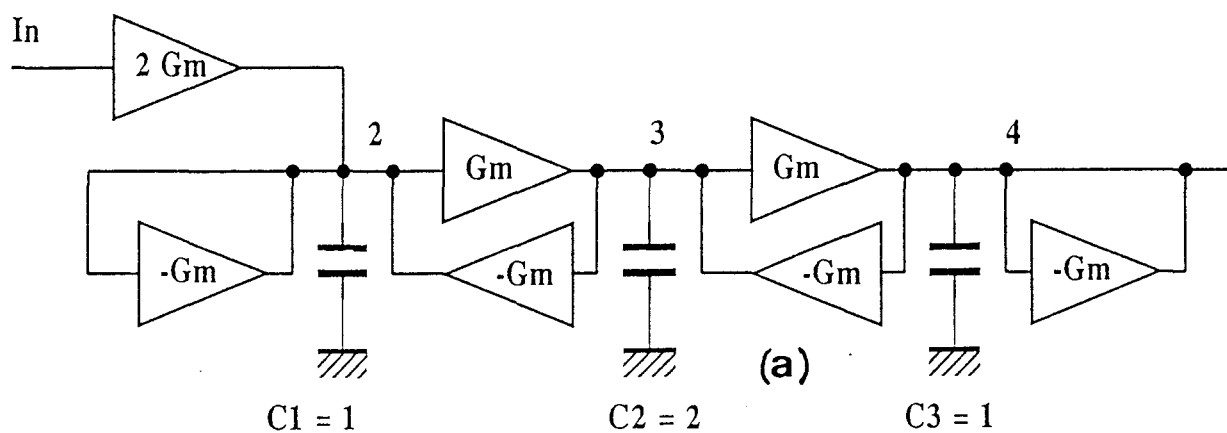


Figure 2.1.10: (a) Réseau G_m -C passe-bas BUTTERWORTH 3eme ordre
(b) niveaux relatifs de tension aux différents noeuds

Le niveau de surtension β sur un noeud n est défini de la façon suivante:

$$\beta = \max \left(\frac{V_n}{V_{in}} \right) \quad (2.1.14)$$

Considérons à présent un noeud typique tel que celui de la figure 2.1.11a:

$$V_n = \frac{1}{C_n p} G_m (V_{n-1} - V_{n+1}) \quad (2.1.15)$$

Il suffit, afin d'éliminer les surtensions, de multiplier la capacité C_n par le facteur β 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 β aux transconductances TC3 et TC4. La topologie ainsi modifiée est présentée figure 2.1.11b. Toutefois, la nécessité de conserver un bon appariement entre les transconductances interdit que les valeurs de β soient rationnelles. Il faut donc choisir l'entier le plus proche en tenant compte néanmoins des innévitables compromis à réaliser entre gain en performances et place occupée.

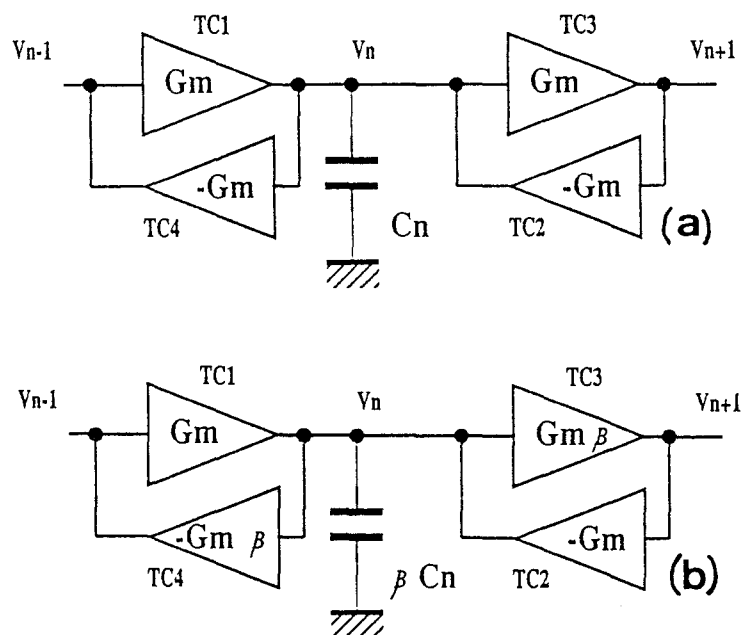


Figure 2.1.11: topologie d'un noeud typique: (a) avant compensation des surtensions (b) après compensation des surtensions

Un exemple d'égalisation est proposé figure 2.1.12a. Un facteur correctif $\beta = 2$ (au lieu de 1.58) a été appliqué sur le noeud 2 (figure 2.1.12b). Il n'a pas été jugé utile d'effectuer cette opération sur le noeud 3 car l'amélioration ainsi réalisée n'aurait pu justifier la complexité accrue du circuit.

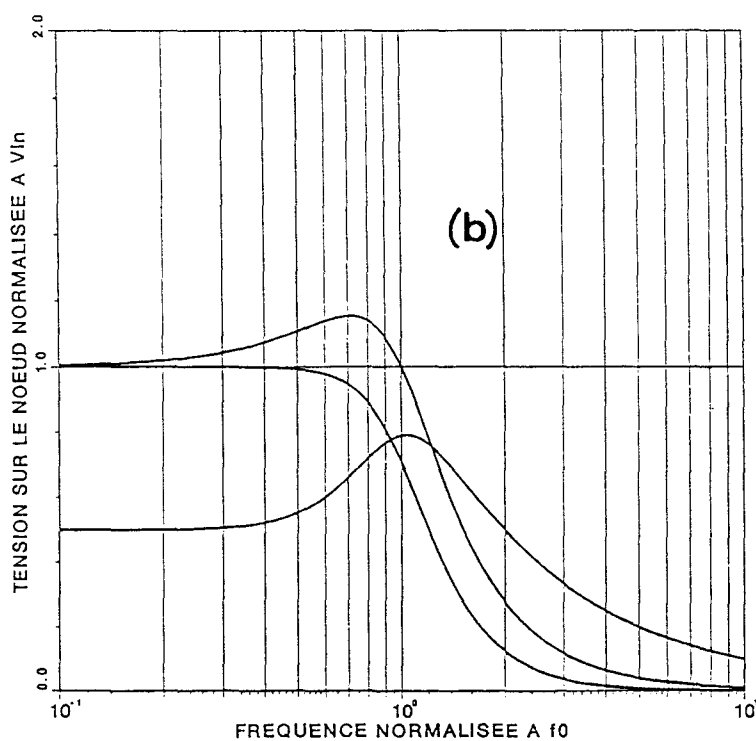
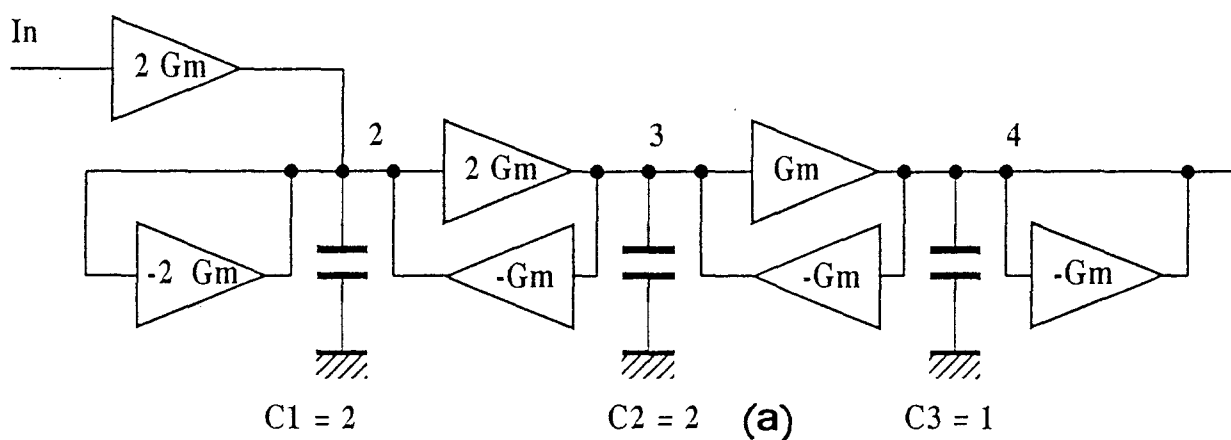


Figure 2.1.12: (a) réseau de la figure 2.12.10a après compensation
(b) tensions relatives sur les noeuds

2.1.9 Conclusion.

Cette présentation sommaire montre que tout élément constituant le filtre, et ce quel que soit son type, peut être réalisé à l'aide de deux composants de base qui sont la transconductance et la capacité. Ceci constitue un point positif pour une synthèse automatique du filtre. De plus, le caractère systématique des opérations a permis, au moyen d'un logiciel très simple, de rendre cette opération entièrement automatique à partir du réseau prototype transformé.

2.2 Etude du comportement en bruit.

Nous allons à présent étudier le comportement en bruit des différentes structures synthétisées dans la partie précédente. S'il est relativement aisé de calculer le bruit généré par un dispositif actif, le calcul dans le cas de fonctions complexes, et à fortiori d'un système complet requiert généralement l'utilisation d'un programme de simulation. Les méthodes numériques sont bien connues [2.6], mais malheureusement, la plupart des outils classiques ne fournissent pas assez de souplesse dans la définition de macromodèles permettant de décrire le comportement global en bruit total du système. Ceci est essentiellement dû au fait que ces simulateurs travaillent au niveau du transistor.

La méthode présentée ci-après a été développée afin de pallier cet inconvénient. Bien que spécifique aux filtres synthétisés par la méthode décrite dans la partie précédente, elle est suffisamment générale pour être adaptée à tout circuit de structure similaire. De même, elle ne présuppose pas de structure particulière de transconductance et permet, connaissant la topologie choisie pour le filtre, de spécifier les contraintes en bruit sur les transconductances à partir de celles du système complet.

2.2.1 Modélisation des éléments actifs.

Dans le cadre de l'étude du bruit, deux types de modélisation de la transconductance sont possibles, selon que l'on s'intéresse au bruit en sortie (figure 2.2.1a) ou au bruit ramené à l'entrée (figure 2.2.1b).

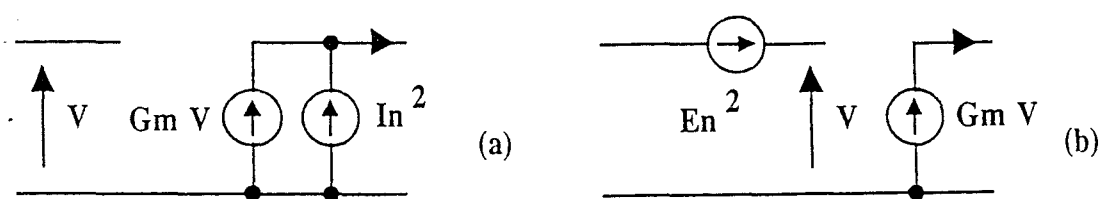


Figure 2.2.1: modélisation de la transconductance
(a) bruit en sortie (b) bruit ramené à l'entrée

Ces deux représentations, bien qu'équivalentes du point de vue formel, ne présentent pas le même niveau de complexité de calcul au cours de l'évaluation du bruit total. En effet, le modèle en bruit équivalent à l'entrée ajoute un noeud supplémentaire par transconductance et augmente ainsi de façon significative le nombre de fonctions de transfert à calculer. Dans le cas de l'approche en courant, les contributions individuelles

peuvent être sommées sur chaque noeud. Le coût en calcul est donc minimal, ce qui a conduit à retenir ce type de modélisation. Nous pouvons remarquer dès à présent que pour ce modèle, aucune relation n'est prédéfinie entre la valeur de G_m et la puissance de bruit ce qui permet de garder un caractère général au calcul.

2.2.2 Méthode de calcul globale.

Nous allons maintenant nous attacher à trouver une formulation simple reliant les spécifications en bruit du filtre complet à celles de son élément constitutif principal qui est la transconductance.

De façon générale, chaque source de bruit en courant développe une tension de bruit aux bornes de l'impédance (Z_n) présente sur le noeud auquel elle est connectée. Cette tension, pondérée par une fonction de transfert (T_n) à déterminer contribuera au bruit total en sortie (figure 2.2.2).

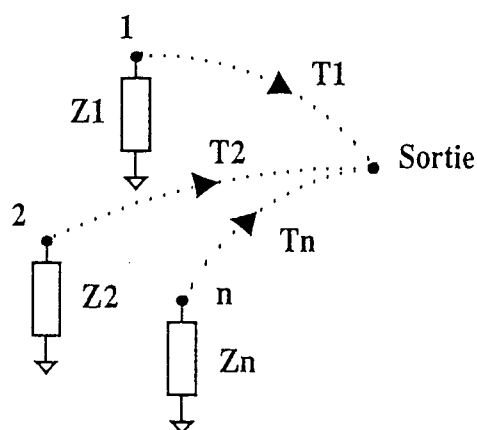


Figure 2.2.2: modélisation du réseau à gyrateurs

Nous pouvons définir une transimpédance Z_{tj} comme étant le rapport entre la tension de sortie v_o et le courant i_j entrant dans le noeud j :

$$v_o = Z_{tj} \cdot i_j \quad (2.2.1)$$

Dans le cas d'un filtre d'ordre n quelconque, le bruit résultant de chaque contribution individuelle est donné par:

$$SV_o = \sum_{j=1}^n Z_{tj}^2 SI_j \quad (2.2.2)$$

où SV_0 est la densité spectrale de bruit en tension à la sortie du filtre (V^2/Hz) et SI_j la densité spectrale de bruit en courant (A^2/Hz) entrant sur un noeud interne j du filtre. La valeur efficace de la tension de bruit ($V_{n_{rms}}$) dans la bande de fréquence d'étude $\Delta f = f_{max} - f_{min}$ est obtenue de la façon suivante:

$$V_{n_{rms}}^2 = \int_{f_{min}}^{f_{max}} SV_0 df = \int_{f_{min}}^{f_{max}} \sum_{j=1}^n Z_{t_j}^2 SI_j df \quad (2.2.3)$$

La valeur de $V_{n_{rms}}$ est obtenue en fonction du rapport signal sur bruit (S/N) désiré pour un signal de valeur efficace $V_{s_{rms}}$ par la relation suivante:

$$V_{n_{rms}} = V_{s_{rms}} 10^{\left(\frac{-S/N}{20}\right)} \quad \text{avec: } \frac{S}{N} = 20 \log\left(\frac{V_{s_{rms}}}{V_{n_{rms}}}\right) \quad (2.2.4)$$

Le problème se résume donc à calculer l'intégrale de l'équation (2.2.3). Pour des raisons évidentes de simplicité et d'appariement, toutes les transconductances du filtre sont identiques, ce qui permet d'écrire:

$$SI_j = N_{TSj} SI_{tc} \quad (2.2.5)$$

où N_{TSj} est le nombre de sorties de transconductance connectées au noeud j , SI_{tc} est la densité spectrale du bruit en courant généré par une transconductance. Cette dernière grandeur est caractéristique du type de transconductance mise en oeuvre et ne dépend pas du contexte dans lequel elle est utilisée. Cette propriété permet un premier découplage entre la fonction globale et les éléments la constituant.

En combinant les équations (2.2.5) et (2.2.3), nous obtenons:

$$V_{n_{rms}}^2 = \sum_{j=1}^n N_{TSj} \int_{f_{min}}^{f_{max}} Z_{t_j}^2 SI_{tc} df \quad (2.2.6)$$

La tension de sortie $V_{n_{rms}}$ est la somme de deux grandeurs non corrélées V_{wn} et V_{fn} représentant les contributions des divers éléments actifs au bruit thermique et au bruit $1/f$ respectivement. Ces dernières sont définies comme suit:

$$V_{wn}^2 = \sum_{j=1}^n N_{TSj} S_{wn_{tc}} \int_{f_{min}}^{f_{max}} Z_{t_j}^2 df \quad (2.2.7)$$

$$V_{fn}^2 = \sum_{j=1}^n N_{TSj} S_{fn_{tc}} \int_{f_{min}}^{f_{max}} Z_{t_j}^2 \frac{1}{f^\alpha} df \quad (2.2.8)$$

avec:

$S_{wn_{tc}}$: densité spectrale de bruit thermique (A^2/Hz)

$S_{fn_{tc}}$: densité spectrale de bruit $1/f$ (A^2/Hz) à $f = 1$ Hz

α : exposant du bruit $1/f$ (généralement voisin de l'unité)

2.2.3 Expression de la transimpédance Z_{tj} .

La transimpédance au noeud j (Z_{tj}) est définie comme étant le rapport de la tension de sortie au courant entrant dans le noeud j , et sera par conséquent uniquement fonction de la topologie du réseau.

Pour tout système linéaire, on peut écrire la relation matricielle suivante:

$$[Y][V] = [I] \quad (2.2.9)$$

soit pour un circuit comportant n noeuds internes (k, l compris entre 1 et n):

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ \dot{V}_1 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix} = [Y]^{-1} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_k \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} \quad (2.2.10)$$

Tout noeud interne est susceptible d'être connecté simultanément à des capacités et à des transconductances $G_{m_{k,l}}$ modélisées par $C_{in\ k}$ sur leur entrée et par $Y_{out\ l}$ sur leur sortie. Dans le cas général, un élément de la matrice Y s'écrit donc:

$$Y_{k,l} = \sum G_{m_{l,k}} + \sum C_k p + \sum C_{in\ k} p + \sum Y_{out\ k} \quad (2.2.11)$$

avec: $p = j \omega$

Nous pouvons admettre en première approximation que $C_{in} \ll C$ et $Y_{out} \ll G_m$. Pour un élément $Y_{k,l}$ de la matrice Y , l'équation (2.2.11) se réduit à:

$$Y_{k,l} = a_{k,l} G_m + b_{k,l} C p$$

$$Y_{k,l} = G_m \left(a_{k,l} + \frac{b_{k,l} C p}{G_m} \right) \quad (a_{k,l}, b_{k,l} \text{ reels}) \quad (2.2.12)$$

L'équation (3.2.10) devient donc:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix} = \frac{1}{G_m} [Y']^{-1} \begin{bmatrix} i_1 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} \quad (2.2.13)$$

avec :

$$Y'_{k,l} = a_{k,l} + \frac{b_{k,l} \text{Cu } p}{G_m} \quad (2.2.14)$$

Ce même élément de matrice peut s'écrire en fonction de la pulsation de coupure $\omega_c = G_m/\text{Cu}$:

$$Y'_{k,l} = a_{k,l} + j b_{k,l} \frac{\omega}{\omega_c} \quad (2.2.15)$$

Il faut donc calculer Z_{t_j} pour chaque fréquence par simple inversion de la matrice $[Y']$ et multiplication par un vecteur unitaire particulier. Par exemple, pour une fréquence et un ordre n donnés, Z_{t_1} est la $n^{\text{ième}}$ ligne du vecteur produit:

$$Z_{t_1} = \frac{1}{G_m} [Y']^{-1} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

Plus généralement, on notera:

$$Z_{t_j} = \frac{1}{G_m} Z_{t'_j} \quad (2.2.16)$$

$Z_{t'_j}$ est le produit de l'inverse de $[Y']$ et du vecteur unitaire dont les éléments valent 0 sauf celui de la $j^{\text{ième}}$ ligne qui vaut 1.

2.2.4 Formulation générale du bruit et interprétation.

$Z_{t'_j}$ ne dépendant que de la structure du filtre, son intégrale dans la bande de fréquence Δf est une constante. De ce fait, les équations (2.2.7) et (2.2.8) peuvent être écrites de façon plus synthétique. A cet effet, nous pouvons définir:

$$F_{wn_j} = \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} Z_{t'_j}^2 df \quad (2.2.17)$$

$$F_{fn_j} = \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} Z_{t'_j}^2 \frac{1}{f^\alpha} df \quad (2.2.18)$$

Soit, en réinjectant dans (2.2.7) et (2.2.8):

$$V_{wn}^2 = \frac{S_{wn_{tc}}}{G_m^2} (N_{TS1} F_{wn1} + N_{TS2} F_{wn2} + \dots + N_{TSn} F_{wnn}) \quad (2.2.19)$$

$$V_{fn}^2 = \frac{S_{fn_{tc}}}{G_m^2} (N_{TS1} F_{fn1} + N_{TS2} F_{fn2} + \dots + N_{TSn} F_{fnn}) \quad (2.2.20)$$

Nous avons défini précédemment en fonction du rapport signal sur bruit (S/N):

$$V_{n_{rms}}^2 = V_{wn}^2 + V_{fn}^2 \quad (2.2.21)$$

les paramètres F_{wnj} , F_{fnj} , N_{TSj} sont constants et dépendants de la structure étudiée. $S_{wn_{tc}}$ et $S_{fn_{tc}}$ sont des valeurs à calculer pour atteindre les spécifications du filtre. Le seul degré de liberté restant est la valeur de G_m . En effet, pour une structure donnée, il est possible de déterminer à l'aide de l'équation (2.2.19) la valeur maximale admise du bruit thermique généré par la transconductance en fonction de la valeur de son G_m . Cette valeur asymptotique, supposant un bruit 1/f nul, est calculée en remplaçant V_{wn} par $V_{n_{rms}}$:

$$S_{wn_{tc}} = \frac{V_{n_{rms}}^2}{\left(\sum_j N_{TSj} F_{wnj} \right)} G_m^2 \quad (2.2.22)$$

Cette équation est tracée sur des axes logarithmiques figure 2.2.3.

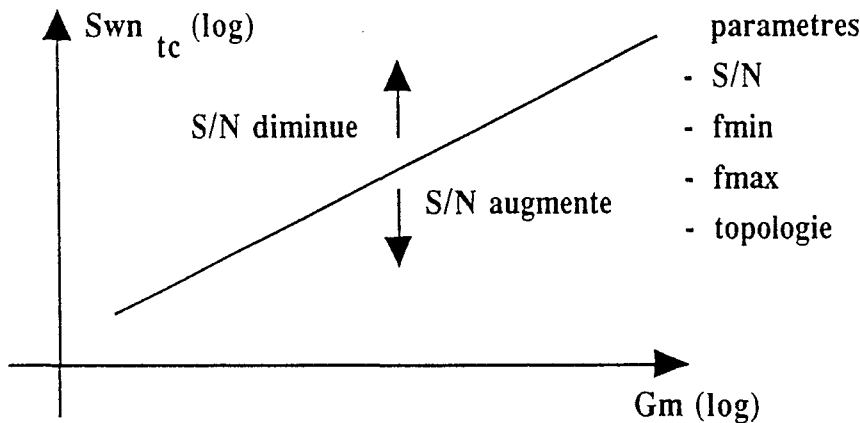


Figure 2.2.3: abaque du bruit thermique maximal admissible en fonction de G_m

A rapport signal sur bruit et topologie donnés, on obtient une droite de pente 2. Une augmentation du rapport S/N d'un facteur 10 décalerait cette droite de deux décades vers le bas et inversement. Il suffit donc de calculer une valeur de $S_{wn_{tc}}$ pour une valeur de G_m et $V_{n_{rms}}$ donnée afin de déterminer tout point de l'abaque par simple translation. En superposant sur cet abaque (a) les valeurs de $S_{wn_{tc}}$ calculées en fonction

de G_m (b), on obtient le diagramme de la figure 2.2.4. Ces valeurs dépendent de la structure de transconductance choisie à priori en fonction de ses conditions de polarisation. Il est à noter que la variation n'est pas nécessairement linéaire en fonction de G_m .

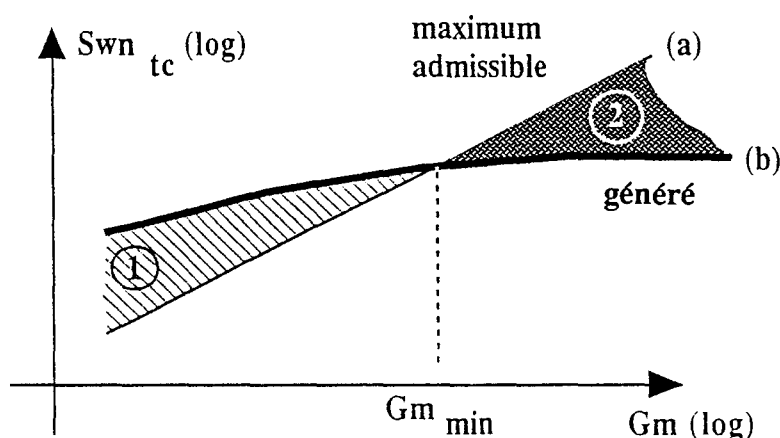


Figure 2.2.4: superposition de l'abaque (a) et du bruit généré par la transconductance (b)

Cette superposition définit deux zones distinctes :

- * la zone 1 dans laquelle le bruit généré par la transconductance pour une valeur de G_m donnée est supérieur au bruit maximal admissible. Dans cette zone, le filtre n'est pas réalisable, du moins avec les spécifications fixées et/ou avec la structure de transconductance choisie.

- * la zone 2 dans laquelle le bruit généré est inférieur au bruit maximal admissible. Ici, le filtre est réalisable pour toute valeur de G_m supérieure à $G_{m \text{ min}}$.

Dans le cas de transconductances réalisées à l'aide de transistors MOS, le bruit $1/f$ doit être pris en compte. Dans la zone 2, la différence entre le bruit maximal admissible et le bruit réel de la transconductance est égal au bruit $1/f$ admissible pour celle-ci (V_{fn}^2). Cette valeur permet de déterminer $S_{fn_{tc}}$ à l'aide de l'équation (2.2.20), et par la suite de dimensionner les transistors.

2.2.5 Détermination des bornes d'intégration.

Le calcul des fonctions F_{wn_j} et F_{fn_j} suppose que les bornes d'intégration soient définies. En ce qui concerne le bruit thermique, la valeur $f_{\text{min}} = 0$ peut être retenue sans problème. En toute rigueur, la borne supérieure d'intégration f_{max} devrait être prise à l'infini, mais la pratique montre que le bruit devient négligeable à partir de

trois décades au delà de la fréquence de coupure dans le cas des filtres passe-bas et passe-bande. Ceci est dû au fait qu'il existe une capacité fonctionnelle qui crée une fonction passe-bas sur le noeud de sortie. Pour les filtres passe-haut et coupe-bande, les innévitables capacités parasites présentes sur le noeud de sortie sont à l'origine de cette limitation de bande.

Dans le cas du bruit $1/f$, la valeur de f_{max} peut être prise identique tout en offrant une meilleure précision sur le résultat de l'intégration. Le problème se pose pour f_{min} car, dans ce cas, le modèle diverge au voisinage de zéro ce qui est évidemment impossible physiquement. Le contexte d'utilisation du circuit devra permettre de fixer une valeur f_{min} non nulle, mais cependant pas trop faible de façon à ne pas aboutir à des valeurs de surface prohibitives.

2.2.6 Relation entre bruit et surface.

Pour une transconductance réalisée à l'aide de transistors MOS, la densité spectrale de bruit $1/f$ en courant est inversement proportionnelle à la surface active des transistors. En conséquence, plus on se rapproche de $G_{m_{min}}$, plus la valeur de la densité spectrale de bruit $1/f$ ($S_{fn_{tc}}$) doit diminuer, entraînant une forte augmentation de la surface active des transistors critiques. Cette tendance est indésirable, tant du fait de la surface occupée par le filtre (problèmes de rendement et de coût de fabrication) que du fait du non-appariement entre les éléments critiques et de la présence de capacités parasites (problèmes de répétabilité entre circuits). La tendance s'inverse dans le cas où G_m est pris très grand, car c'est maintenant au tour des capacités d'occuper une surface prohibitive. Ceci suggère donc qu'il existe une valeur de G_m pour laquelle la surface totale du filtre (éléments actifs et capacités) est minimisée.

Posons S_{tc} la surface d'une transconductance. La densité de bruit $1/f$, inversement proportionnelle à cette surface dans le cas de réalisations en CMOS, peut s'exprimer de la façon suivante:

$$S_{fn_{tc}} = \frac{C_{te}}{S_{tc}} \quad (2.2.23)$$

d'autre part, nous pouvons exprimer $S_{fn_{tc}}$ de façon similaire à (2.2.22):

$$S_{fn_{tc}} = \frac{V_{fn}^2 G_m^2}{\left(\sum_j N_{TSj} F_{fn_j} \right)} = \frac{V_{fn}^2 \omega_c^2 C_u^2}{\left(\sum_j N_{TSj} F_{fn_j} \right)} \quad (2.2.24)$$

Nous obtenons, à partir de ces deux équations:

$$C_u^2 = \frac{K_{tc}}{S_{tc}} = K_{cu}^2 S_{cu}^2 \quad (2.2.25)$$

où C_u est la capacité unitaire de dénormalisation, K_{tc} et K_{cu} sont des constantes, S_{tc} et S_{cu} sont les surfaces de la transconductance et de la capacité unitaire respectivement. Soit N_{TC} le nombre total de transconductance et N_{Cu} le nombre de capacités unitaires du filtre, la surface totale de celui-ci (S_f) vaut:

$$S_f = N_{TC} S_{tc} + N_{Cu} S_{cu} \quad (2.2.26)$$

$$S_f = N_{TC} \frac{K_{tc}}{K_{cu}^2 S_{cu}^2} + N_{Cu} S_{cu} \quad (2.2.27)$$

La valeur minimale de S_f est atteinte pour:

$$\frac{d S_f}{d S_{cu}} = N_{Cu} - \frac{2 N_{TC} K_{tc} K_{cu}^2 S_{cu}}{K_{cu}^4 S_{cu}^4} = 0 \quad (2.2.28)$$

$$S_{cu} = \left(\frac{2 N_{TC} K_{tc}}{N_{Cu} K_{cu}^2} \right)^{\frac{1}{3}} \quad (2.2.29)$$

L'équation précédente permet de déterminer la valeur de la capacité minimisant la surface pour une spécification de bruit donnée. Malheureusement, cette valeur peut parfois correspondre à une valeur de G_m ou de la capacité C_u non réalisable physiquement. Dans ce cas, il n'y a pas de minimum pratique et le choix du G_m doit être fait selon d'autres critères.

2.2.7 Limitation principale de la méthode.

La limitation principale de la méthode que nous avons exposé provient du fait que les transconductances sont modélisées comme des générateurs de courant parfaits. Ceci n'est évidemment pas le cas et la conductance de sortie G_0 de ces dernières intervient en tant que branche d'un diviseur de courant. Le schéma équivalent sur un noeud typique est celui de la figure 2.2.5.

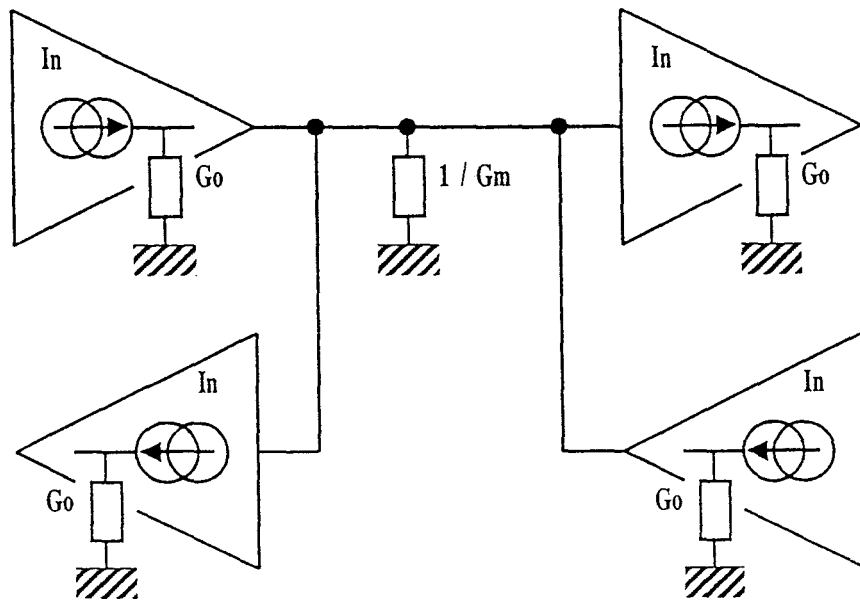


Figure 2.2.5: topologie typique d'un noeud

La branche en $1/G_m$ représente la partie "impédance" de l'impédance de transfert Z_tj en ce noeud. Le courant i'_n participant effectivement à la densité de bruit en sortie vaut maintenant:

$$i_n'^2 = \left(\frac{\frac{1}{N_{TSj} G_0}}{\frac{1}{N_{TSj} G_0} + \frac{1}{G_m}} \right)^2 N_{TSj} i_n^2 \quad (2.2.30)$$

Nous pouvons réexprimer l'équation précédente de la façon suivante:

$$i_n'^2 = \left(\frac{\frac{A_{dc}}{N_{TSj}}}{\frac{A_{dc}}{N_{TSj}} + 1} \right)^2 N_{TSj} i_n^2 \quad (2.2.31)$$

avec:

$$A_{dc} = \frac{G_m}{G_0}, \quad \text{gain statique de la transconductance.}$$

Il s'ensuit donc une surestimation du bruit réel en sortie lorsque le gain statique A_{dc} devient faible. Pour des valeurs typiques de l'ordre de 100 et plus, l'erreur reste cependant négligeable.

2.2.8 Conclusion.

Une méthode originale de calcul du bruit dans les filtres à gyrateurs a été exposée. Cette approche suppose qu'il n'existe aucune dépendance statistique entre les différentes sources de bruit. Cette condition est réalisée dans le cas d'un circuit entièrement différentiel, car les seules contributions corrélées issues des circuits de polarisation interviennent en mode commun. Dans la réalité, les désappariements inévitables feront qu'une partie du bruit de mode commun interviendra en mode différentiel, mais l'expérience prouve que cet effet reste de second ordre si l'on prend les précautions habituelles en la matière durant l'opération de layout (règles de proximité, d'orientation, etc.).

2.3 Etude des non-idéalités linéaires de la fonction de transfert.

La première partie du chapitre a montré comment obtenir les selfs, supposées idéales, nécessaires à la synthèse des filtres. Nous allons voir dans cette partie les effets sur la fonction de transfert du filtre de diverses non-idéalités liées aux transconductances.

2.3.1 Effets dûs 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 2.3.1. Z_{in} représente l'impédance vue à l'entrée de la transconductance et Z_o l'impédance vue sur sa sortie. Dans le cas d'un étage d'entrée de type MOS, Z_{in} se réduit en général à une capacité, alors qu'un étage d'entrée de type bipolaire peut nécessiter de considérer l'existence d'un circuit RC parallèle. 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 de la topologie du circuit au noeud considéré. Cette admittance sera de la forme:

$$Y_n = G_n + C_n p \quad (2.3.1)$$

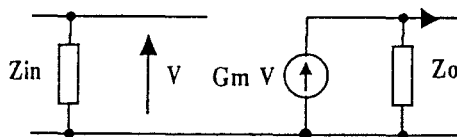


Figure 2.3.1: modélisation de la transconductance

Généralement, toutes les transconductances sont identiques et nous pouvons exprimer la conductance G_n et la capacité C_n équivalente en fonction de deux paramètres topologiques qui sont (figure 2.3.2):

NTS_n = Nombre de sorties reliées au noeud n .

NTE_n = Nombre d'entrées reliées au noeud n .

$$Y_n = CI_n p + NTS_n (G_o + C_o p) + NTE_n (G_{in} + C_{in} p) \quad (2.3.2)$$

CI_n représente la capacité initiale (du filtre idéal) connectée sur le noeud n , G_{in} , C_{in} , G_o , C_o sont les parties réelles et imaginaires de Z_{in} et Z_o respectivement.

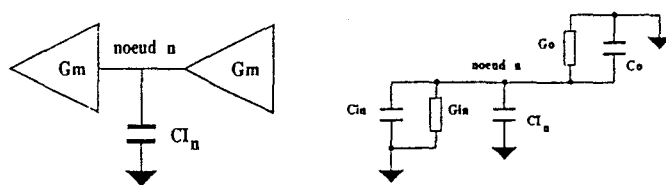


Figure 2.3.2: topologie typique d'un noeud

Nous considèrerons par la suite que les erreurs induites par C_{in} et C_o ont été compensées par la diminution dans cette même proportion de la capacité initiale C_{In} ou sont négligeables le cas échéant; et nous allons par conséquent focaliser notre attention sur l'effet des conductances.

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:

$$A_{dc} = \frac{G_m}{G_o} \quad (2.3.3)$$

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

$$G_n = N_{TSn} \frac{G_m}{A_{dc}} + N_{TE_n} G_{in} \quad (2.3.4)$$

L'application de ce résultat au calcul d'une self (figure 2.3.3a) conduit au schéma équivalent de la figure 2.3.3b où nous voyons apparaître une résistance de pertes positive R_s de valeur:

$$R_s = \frac{G_n}{G_m^2} = \frac{N_{TSn}}{A_{dc} G_m} + \frac{N_{TE_n} G_{in}}{G_m^2} \quad (2.3.5)$$

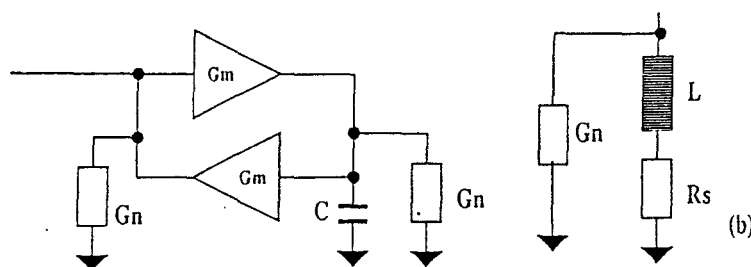


Figure 2.3.3: pertes dans la self-inductance

Cette résistance de pertes a deux effets distincts mis en évidence sur la figure 2.3.4.

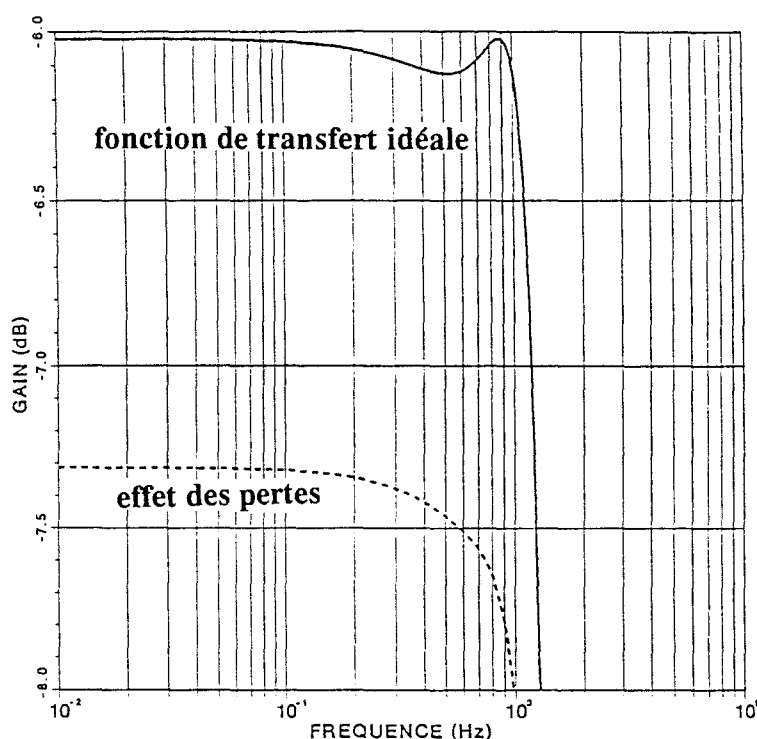


Figure 2.3.4: effets des pertes sur la fonction de transfert d'un filtre passe-bas de CAUER du 3eme ordre

Nous pouvons observer:

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

Un calcul détaillé en annexe C montre que la fonction de transfert en bande passante peut être approximée par:

$$H(0) = \frac{1}{2 + \varepsilon} \quad (2.3.6)$$

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

$$H\varepsilon(0) = -20 \log \left(1 + \frac{\varepsilon}{2} \right) \quad (2.3.7)$$

Cette mesure est bien entendu approximative et valide pour des valeurs de A_{dc} supérieures à quelques dizaines, ce qui est réalisable en pratique. La figure 2.3.5 montre

l'écart entre les valeurs calculées et celles obtenues par simulation sur un filtre passe-bas et passe-haut du troisième ordre. Dans le premier cas, le calcul approché présente un écart assez important avec la simulation dû aux simplifications utilisées. L'intérêt principal de ces résultats est de pouvoir déterminer à 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 qui sera placé en amont du filtre.

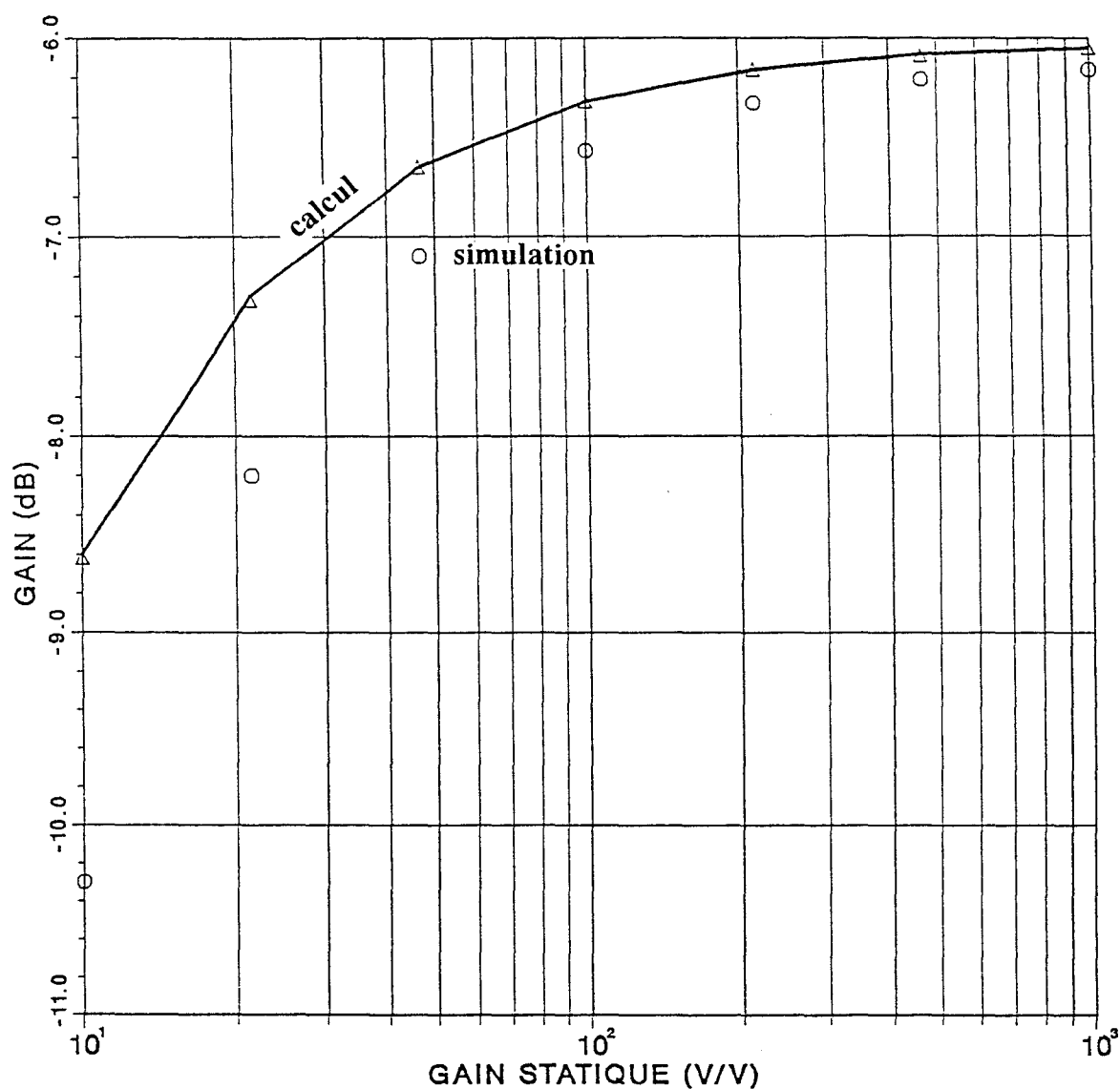


Figure 2.3.5: effet des pertes: comparaison entre simulation et calcul

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 ε étant celle du filtre passe-bas pour les fréquences inférieures à ω_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 2.3.6).

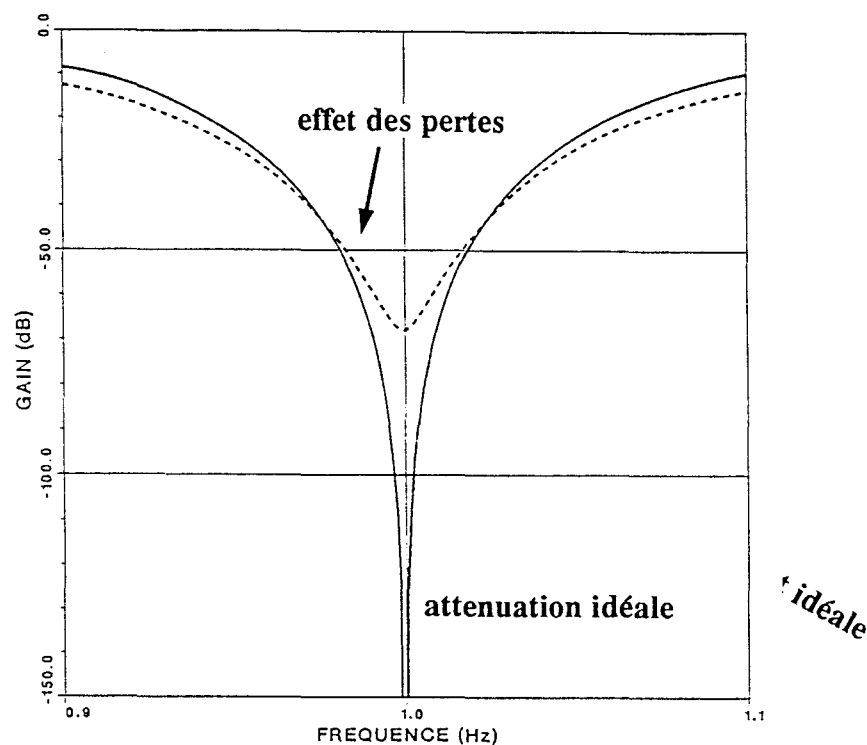


Figure 2.3.6: filtre coupe-bande: effet des pertes dans la self-inductance

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 [2.7] dans le cas où le filtre est issu de tables numériques, soit par ajustement des valeurs de capacité à l'aide de tout logiciel disposant de la fonction d'optimisation (par exemple la fonction OPT du simulateur HSPICE [2.8]). 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 du G_m . Certains auteurs ont proposé de compenser cette perte par la mise en parallèle d'une conductance négative sur chaque noeud critique [2.9]. 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 40 dB, ce qui est comparable, voire inférieur à ce que l'on peut obtenir avec des transconductances dont l'étage de sortie est de type cascode. De plus, une conductance négative trop importante peut conduire dans certains cas à l'instabilité du filtre. Cette technique est à réserver aux transconductances pour lesquelles un étage de type cascode n'est pas réalisable (par exemple du fait d'une faible tension d'alimentation associée à une forte excursion en tension sur la sortie). Il semble donc

préférable, dans le cas d'un filtre à large plage d'accord, de réaliser un compromis entre précision souhaitée et valeur réalisable du gain statique.

2.3.2 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 2.3.7).

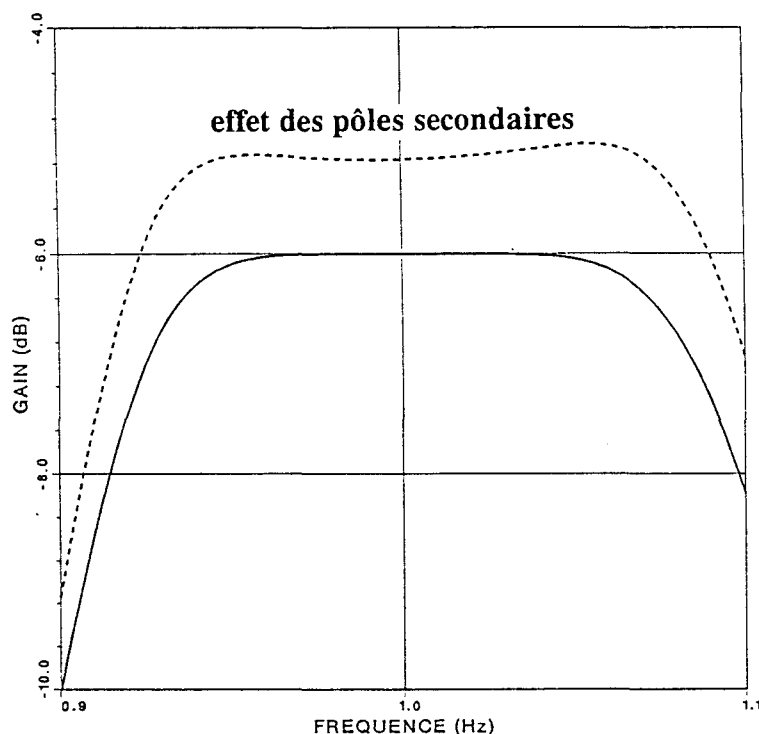


Figure 2.3.7: effet des pôles secondaires sur un filtre passe-bande (pôle à $200 f_0$)

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 ω_p , la transconductance s'exprime de la façon suivante:

$$G_m = \frac{G_{m_{dc}}}{\left(1 + \frac{p}{\omega_p}\right)} \quad (2.3.8)$$

Cependant, il existe dans la plupart des cas plusieurs pôles pouvant parfois être proches. Un raisonnement similaire est applicable au cas de n pôles secondaires en introduisant

la notion de pôle effectif (ω_{pe}), pour peu que $\omega_{pi} \gg \omega$ ($i = 1..n$). En effet, dans ce cas, les termes d'ordre élevé sont négligeables et:

$$\prod_{i=1}^n \left(1 + \frac{p}{\omega_{pi}} \right) \approx \left(1 + \sum_{i=1}^n \frac{p}{\omega_{pi}} \right) \approx \left(1 + \frac{p}{\omega_{pe}} \right) \quad (2.3.9)$$

$$\frac{1}{\omega_{pe}} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{\omega_{pi}} \quad (2.3.10)$$

L'impédance équivalente d'une self réalisée à l'aide d'un tel élément est dérivée de l'équation 2.1.7:

$$\begin{aligned} Z_{eq} &= \frac{Cp}{Gm_{dc}^2} \left(1 + \frac{p}{\omega_{pe}} \right)^2 \\ Z_{eq} &= \frac{Cp}{Gm_{dc}^2} - \frac{2C}{Gm_{dc}^2} \left(\frac{\omega^2}{\omega_{pe}^2} \right) - \frac{Cp}{Gm_{dc}^2} \left(\frac{\omega^2}{\omega_{pe}^2} \right) \end{aligned} \quad (2.3.11)$$

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 est dépendante 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 [2.10], et plus récemment CZARNUL et TSIVIDIS [2.11] 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 chapitre précédent que l'action de cette dernière équivaut à des pertes réelles positives. L'équation 2.3.11 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:

$$Z_{eq} = \frac{C_p}{G_{m_{dc}}^2} + \frac{G_o}{G_{m_{dc}}^2} - \frac{2C}{G_{m_{dc}}^2} \frac{\omega^2}{\omega_{pe}^2} \quad (2.3.12)$$

L'annulation a lieu pour:

$$G_o = 2 C \frac{\omega^2}{\omega_{pe}^2} \quad (2.3.13)$$

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. [2.12]. 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 pôle et zéro (figure 2.3.8). 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.

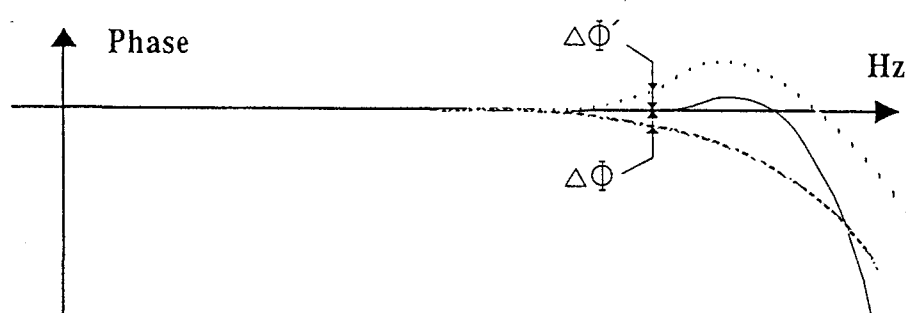


Figure 2.3.8: méthode de compensation par avance de phase

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 MOS 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. Nous avons été confrontés à ce problème, ce qui a conduit à développer une alternative similaire qui sera présentée dans le chapitre suivant.

2.3.3 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 MOS, ou la capacité C_{μ} des bipolaires (figure 2.3.9) 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 :

$$G_m = G_{m_{dc}} \left(1 - \frac{p}{\omega_z} \right) \quad (2.3.14)$$

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 2.3.11:

$$Z_{eq} = \frac{C p}{G_{m_{dc}}^2} - \frac{2 C}{G_{m_{dc}}^2} \left(\frac{\omega^2}{\omega_z} \right) - \frac{C p}{G_{m_{dc}}^2} \left(\frac{\omega^2}{\omega_z^2} \right) \quad (2.3.15)$$

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.

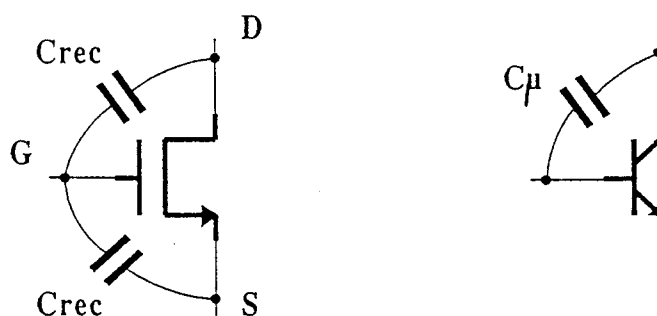


Figure 2.3.9: capacités parasites sur les transistors MOS et bipolaire

2.4 La fonction de filtrage au niveau système

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.

2.4.1 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 de l'épaisseur d'oxyde entre les niveaux POLY1 et POLY2 servant à réaliser les capacités fonctionnelles, ainsi que les variations du paramètre de transconductance μC_{ox} 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:

$$f_0 = \frac{G_m}{2 \pi C} \quad (2.4.1)$$

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:

$$\frac{\Delta f_0}{f_0} = \frac{\Delta G_m}{G_m} + \frac{\Delta C}{C} \quad (2.4.2)$$

La valeur de $\Delta C/C$ est spécifiée par le fondeur dans le cas le plus défavorable, et vaut typiquement $\pm 20\%$. En pratique cependant, cette variation est moindre et se situe autour de quelques unités pour cent, ceci dépendant essentiellement de la maîtrise du procédé que possède le 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 MOS en régime de saturation (par exemple une paire différentielle simple polarisée par un courant constant I_D), la transconductance s'écrit:

$$G_{m_s} = \alpha_s \sqrt{2 \mu C_{ox} \frac{W}{L} I_D} \quad (2.4.3)$$

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

$$Gm_t = \alpha_t \left(\mu C_{ox} \frac{W}{L} [V_c - V_T] \right) \quad (2.4.4)$$

Les constantes α_s et α_t dépendent de la structure, V_c est la tension de commande appliquée sur la grille du transistor.

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

$$\frac{\Delta Gm_s}{Gm_s} = \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta \mu C_{ox}}{\mu C_{ox}} + \frac{\Delta W/L}{W/L} \right) \quad (2.4.5)$$

et:

$$\frac{\Delta Gm_t}{Gm_t} = \frac{\Delta \mu C_{ox}}{\mu C_{ox}} + \frac{\Delta W/L}{W/L} - \frac{\Delta V_T}{V_T} \quad (2.4.6)$$

Cependant, il existe un certain degré de corrélation entre les termes extrêmes de l'expression précédente car la tension de seuil V_T est fonction de la capacité C_{ox} .

$$V_T = 2 \Psi_F + \Phi_{MS} - \frac{(Q_{dep} + Q_{ss})}{C_{ox}} - \frac{Q_i}{C_{ox}} \quad (2.4.7)$$

Les grandeurs Q_{dep} et Q_{ss} sont des charges "naturelles" alors que Q_i est issue de l'implantation d'ajustement de la tension de seuil. Cette dernière étant généralement dominante, ainsi, la tension de seuil a tendance à diminuer quand C_{ox} augmente, occasionnant un $\Delta V_T/V_T$ opposé à $\Delta C_{ox}/C_{ox}$. Cependant, l'effet de variations sur les charges n'est pas corrélé avec C_{ox} et le cas le plus défavorable correspond à un effet cumulatif des différentes erreurs dans l'équation (2.4.6). 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, et leur mesure au premier ordre permet de définir une plage minimale de variation du Gm permettant de compenser à coup sûr ces effets. Nous pouvons en première approximation négliger les erreurs dimensionnelles sur W et L . Une application numérique avec les valeurs suivantes prises dans un cas défavorable:

$$\frac{\Delta \mu C_{ox}}{\mu C_{ox}} = \pm 20\% \quad \text{et} \quad \frac{\Delta V_T}{V_T} = \pm 25\%$$

donne, dans le cas le plus défavorable:

$$\frac{\Delta G_{m_s}}{G_{m_s}} = \pm 10\% \quad \text{et} \quad \frac{\Delta G_{m_t}}{G_{m_t}} = \pm 45\%$$

De façon similaire, 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 la mobilité μ des électrons dans le canal. Posons [2.13]:

$$\mu = \mu_a \left(\frac{T}{T_a} \right)^{-\varepsilon} \quad (2.4.8)$$

soit:

$$\frac{\Delta \mu}{\mu} = -\varepsilon \frac{\Delta T}{T} \quad (2.4.9)$$

$$V_T = V_{T_a} - \rho (T - T_a) \quad (2.4.10)$$

soit:

$$\frac{\Delta V_T}{\Delta T} = -\rho \quad (2.4.11)$$

L'indice "a" s'applique aux grandeurs définies à température ambiante (300 K), $\varepsilon \approx 1.5$ et ρ est compris entre 0.5 mV/K et 4 mV/K selon les valeurs du dopage du substrat et de l'épaisseur d'oxyde. Pour des valeurs typiques de paramètres technologiques, les coefficients de température sont d'environ -0.2%/°C et -0.5%/°C pour la tension de seuil et la mobilité, respectivement. La structure utilisant des transistors en régime triode bénéficie donc d'un effet de compensation partielle des dérives en température (cf équation 2.4.6). En toute rigueur, il faudrait aussi prendre en compte les dérives en température des capacités. Cependant, la faible valeur de leur coefficient de température [2.14] (20 à 30 ppm/°C pour des concentrations de surface comprises entre 10^{18} et 10^{21} cm⁻³) permet de négliger leur influence.

D'un point de vue pratique, la plage de variation nécessaire de la fréquence de coupure schématisée à la figure 2.4.1 devra tenir compte de ces différents effets.

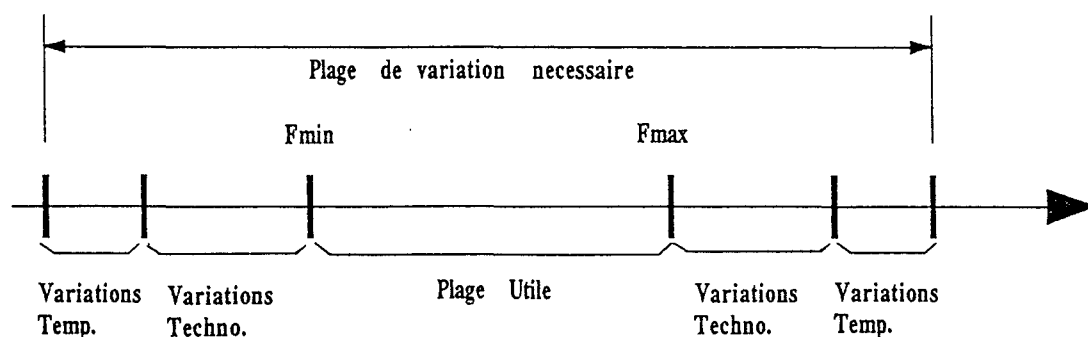


Figure 2.4.1: détermination de la plage d'accord nécessaire

Afin d'assurer le contrôle de la fréquence de coupure du filtre, le circuit doit comporter un système d'asservissement à une référence extérieure des constantes de temps internes. Il existe à cette fin deux méthodes connues sous les dénominations d'asservissement direct et indirect [2.15].

2.4.2 Asservissement de la fréquence de coupure par la méthode directe

Le premier principe est schématisé à la figure 2.4.2a. 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 calibration. 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, rhéobatoire pour certaines applications, est partiellement éliminé par la configuration de la figure 2.4.2b 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.

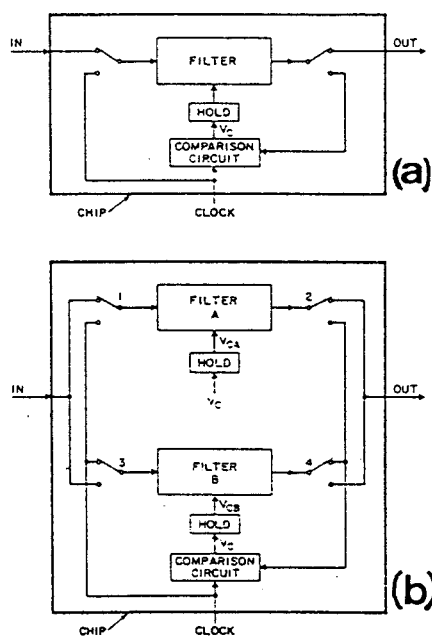


Figure 2.4.2: méthodes d'asservissement direct:
(a) échantillonnée (b) continue

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.

2.4.3 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 2.4.3a), donnant lieu à une boucle verrouillée en fréquence (FLL), soit un oscillateur contrôlé en tension (VCO) (figure 2.4.3b) inséré dans une boucle à verrouillage de phase (PLL). Comme précédemment, la comparaison génère une grandeur de commande V_C qui est directement recopiée sur le filtre esclave. Ce dernier n'est donc plus affecté par une phase de calibration et le système présente de ce fait un fonctionnement totalement continu.

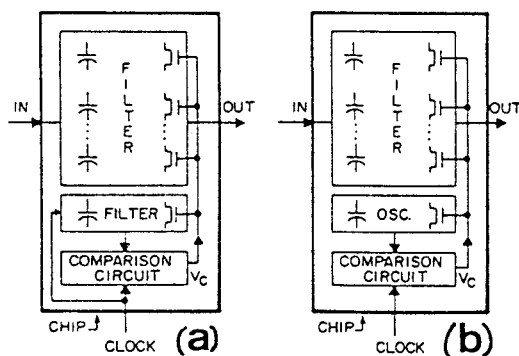


Figure 2.4.3: méthodes d'asservissement indirectes:
(a) filtre maître (FLL) (b) VCO maître (PLL)

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 Φ_{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 2.4.4. 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 ω_0 afin que la somme des déphasages égale la valeur prédéterminée Φ_{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 aux 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 [2.12].

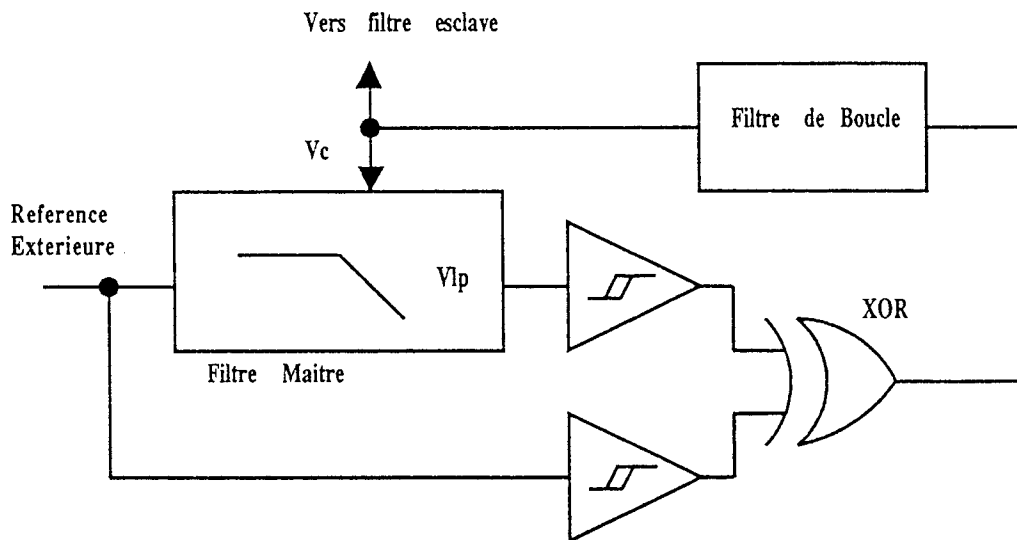


Figure 2.4.4: synoptique de la boucle FLL

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 (Φ_{off}). Un exemple de réalisation à base de transconductances d'un tel circuit [2.12] est proposé figure 2.4.5. Sa fonction de transfert s'écrit:

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = \frac{(Gm1/Gm4)}{1 + \frac{Gm2 C2 p}{Gm3 Gm4} + \frac{C1 C2 p^2}{Gm3 Gm4}} \quad (2.4.12)$$

que l'on peut écrire sous la forme canonique:

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = \frac{K_{LP}}{1 + 2 m \frac{p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}} \quad (2.4.13)$$

avec:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{G_{m3} G_{m4}}{C_1 C_2}}, \quad m = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{G_{m2}^2 C_2}{G_{m3} G_{m4} C_1}}, \quad K_{LP} = \frac{G_{m1}}{G_{m4}}$$

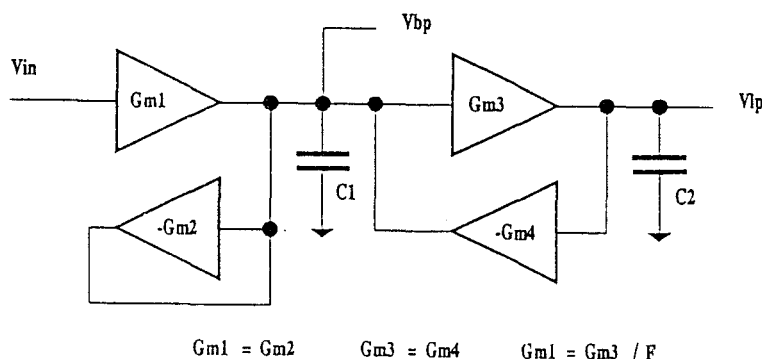


Figure 2.4.5: exemple de réalisation du filtre maître

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

$$-\tan(\Phi_{\text{ref}} - \Phi_{\text{off}}) = \frac{2 m \frac{\omega}{\omega_0}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \quad (2.4.14)$$

Il est donc souhaitable d'utiliser des circuits peu amortis ($m < 0.5$) afin que la très rapide rotation de phase caractéristique de ceux-ci rende les offsets de phase peu influents. Ceci est réalisé en diminuant d'un facteur F la valeur de G_{m1} et G_{m2} . G_{m3} et G_{m4} 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 (figure 2.4.6).

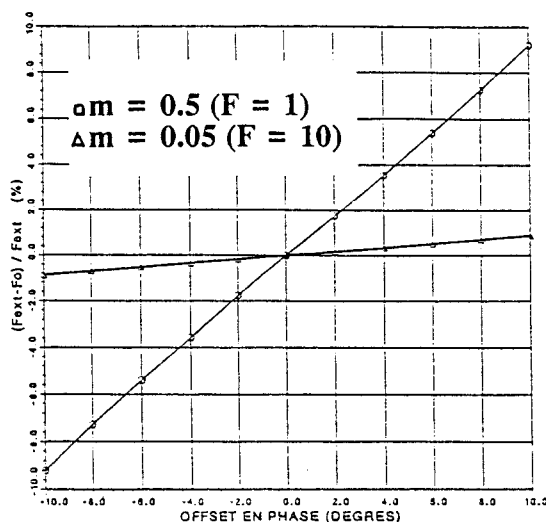


Figure 2.4.6: erreur d'accord en fonction de l'offset en phase pour différentes valeurs de F

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 figure 2.4.7.

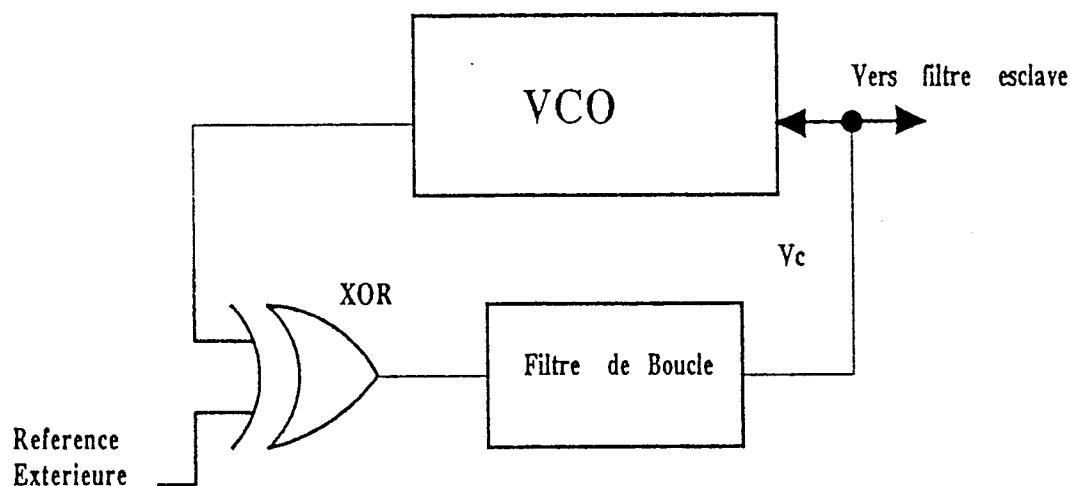


Figure 2.4.7: synoptique de la PLL

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

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 2.4.8 présente une structure possible qui est en fait l'équivalent d'un circuit L-C accordé, la self étant simulée par le réseau $Gm1, Gm2, C2$.

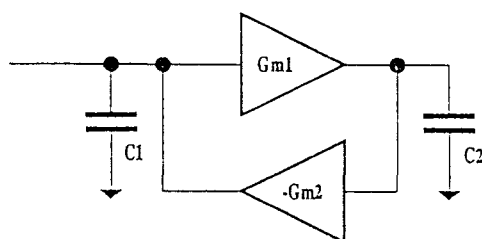


Figure 2.4.8: oscillateur Gm - C idéal

La pulsation d'oscillation est donnée par:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L C}} = \sqrt{\frac{Gm1 Gm2}{C1 C2}} \quad (2.4.15)$$

Cependant, la valeur finie de la conductance de sortie g_0 des amplificateurs à transconductance 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 L-C (figure 2.4.9) dont la valeur satisfait en première approximation à l'équation suivante:

$$G = G_{eq}(\omega_0) = g_{01} + k g_{02} \quad k = \frac{C1}{C2} \quad (2.4.16)$$

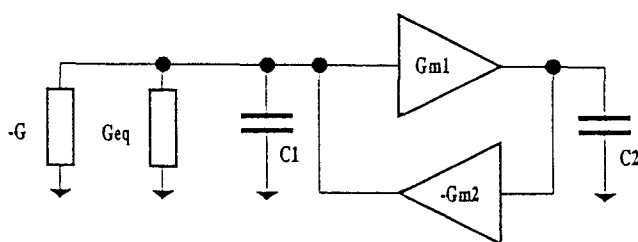


Figure 2.4.9: oscillateur G_m - C avec pertes

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 2.4.10. 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 zones $W+$ et absorption dans les zones $W-$.

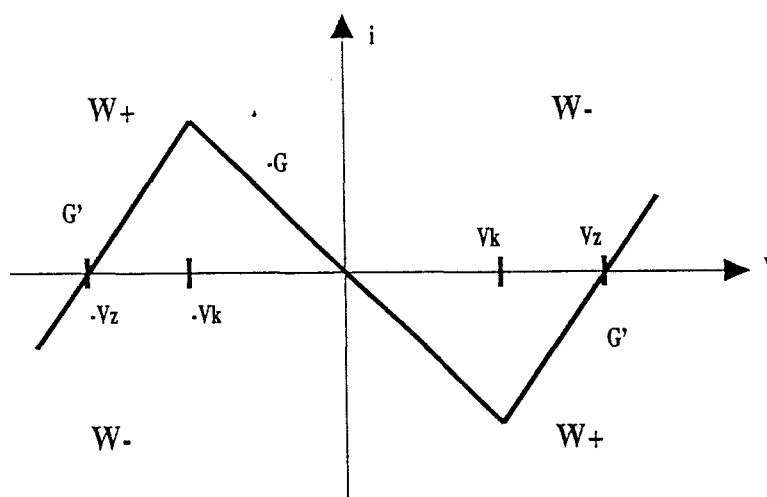


Figure 2.4.10: conductance non linéaire (limiteur)

La figure 2.4.11b donne la forme du courant pour une attaque sinusoïdale (a), la puissance instantanée dissipée dans cet élément est quant à elle décrite figure 2.4.11c.

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 ces derniers).

Un exemple de réalisation pratique du limiteur a été proposée par KRUMMENACHER et JOEHL [2.16]. Il met à profit une transconductance identique à celles utilisées pour 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 2.4.12a).

Dans le cas de composants idéaux, nous obtenons:

$$G' = G_2 \quad (2.4.17a)$$

$$G = G_2 - G_1 - G_{eq} \quad (G_1 > G_2) \quad (2.4.17b)$$

$$V_k = \frac{2 I_p}{G_1} \quad (2.4.17c)$$

$$V_z = \frac{G_1}{G_2} V_k \quad (2.4.17d)$$

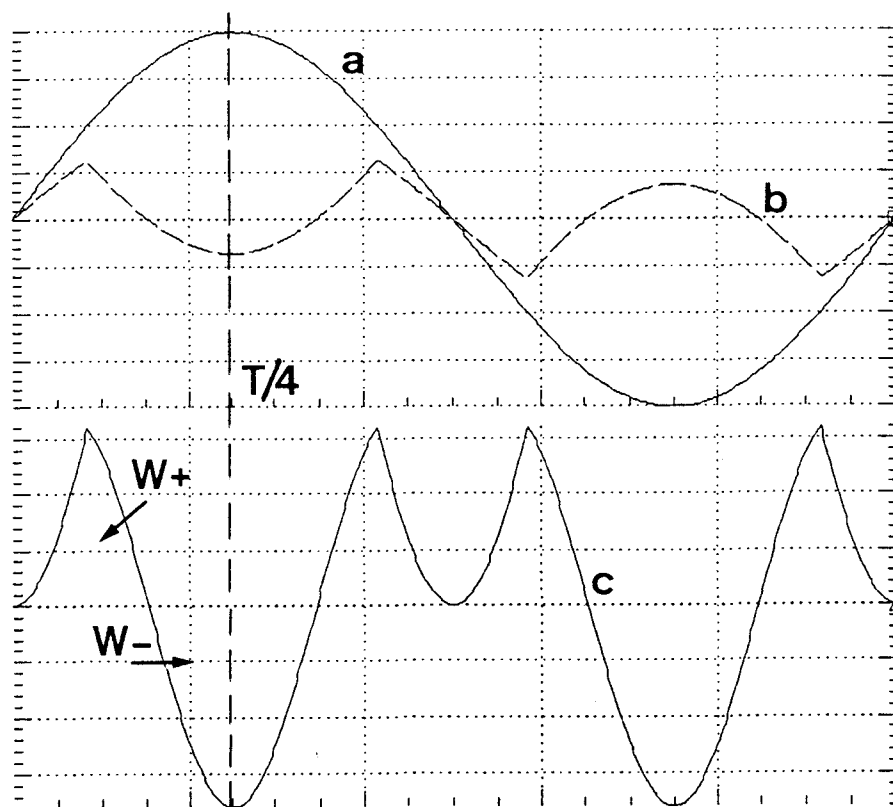


Figure 2.4.11: formes d'onde sur le limiteur
(a) tension (b) courant (c) puissance dissipée

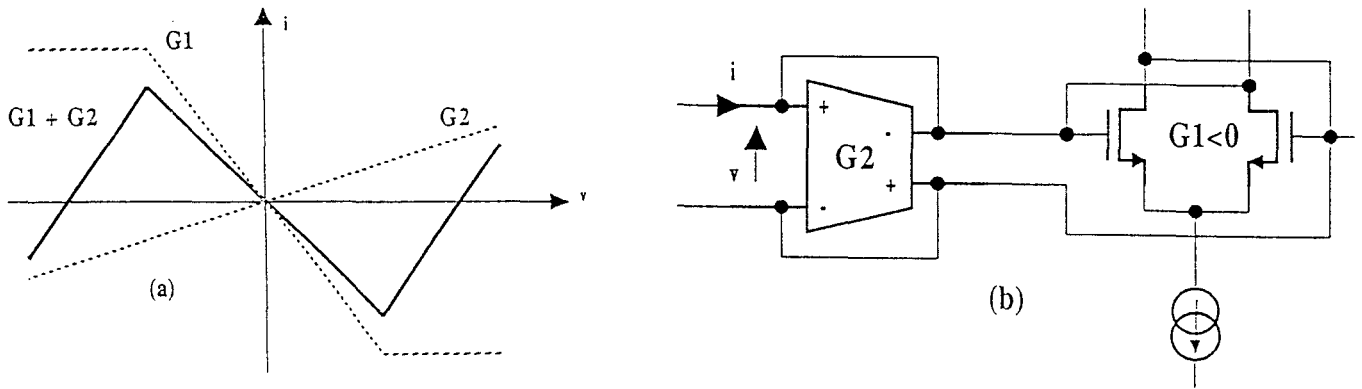


Figure 2.4.12: implémentation du limiteur (KRUMMENACHER et JOEHL):
(a) principe (b) exemple de réalisation

L'amplitude V_0 de l'oscillation obtenue se détermine par le calcul de l'énergie totale W_T dissipée dans le limiteur au cours d'une période d'oscillation (T). Du fait des symétries existantes, ceci revient à intégrer la puissance instantanée entre $t=0$ et $t=T/4$ (figure 2.4.11c), avec le changement de variable suivant: $x = \omega t$.

$$W_+ = \frac{1}{\omega} \int_0^{\arcsin(V_k/V_0)} V_0 \sin(x) I_1(x) dx + \frac{1}{\omega} \int_{\arcsin(V_k/V_0)}^{\arcsin(V_z/V_0)} V_0 \sin(x) I_2(x) dx \quad (2.4.18a)$$

$$W_- = \frac{1}{\omega} \int_{\arcsin(V_z/V_0)}^{T/4} V_0 \sin(x) I_2(x) dx \quad (2.4.18b)$$

soit, après intégration et en posant:

$$x = \frac{G_1}{G_2} \quad y = \frac{V_z}{V_0}$$

$$W_+ = V_0^2 G_2 \left\{ (1-x) \left[\frac{\arcsin(y)}{2} - \frac{\sin(2 \arcsin(y))}{4} \right] + x y (\cos(\arcsin(x y)) - \cos(\arcsin(y))) + \frac{\arcsin(x y)}{2} - \frac{\arcsin(y)}{2} - \frac{\sin(2 \arcsin(x y))}{4} + \frac{\sin(2 \arcsin(y))}{4} \right\} \quad (2.4.19a)$$

$$W^- = V_0^2 G_2 \left\{ \frac{\pi}{4} - \frac{\arcsin(x y)}{2} + \frac{\sin(2 \arcsin(x y))}{4} - x y \cos(\arcsin(x y)) \right\} \quad (2.4.19b)$$

La condition $W_T = W^+ + W^- = 0$ permet de déterminer par itérations successives la valeur du paramètre x (G_1/G_2) pour une valeur de y (V_z/V_0) donnée (figure 2.4.13). Ceci permet ainsi de calculer les éléments du circuit limiteur à l'aide des équations 2.4.17a,b,c,d. Le meilleur choix sera dicté par le souci de maintenir le rapport G_1/G_2 assez proche de l'unité sans cependant courir le risque de se placer dans une configuration telle que $G_2 > G_1$ du fait des inévitables dispersions du procédé de fabrication. Deux exemples de réalisation présentés au chapitre 5 montrent que l'amplitude d'oscillation est généralement mal contrôlée, ce qui aboutit à des taux de distorsion très importants. Il convient par ailleurs de noter que l'amplitude d'oscillation obtenue par simulation diffère légèrement de celle déterminée à l'aide de l'abaque de la figure 2.4.13. Ceci est dû au fait que le calcul des énergies a été effectué sur une caractéristique de limiteur idéalisée présentant une discontinuité au niveau de V_k . La simulation utilisant une paire différentielle présente quant à elle une transition plus graduelle dans cette même zone, modifiant ainsi la valeur de l'énergie.

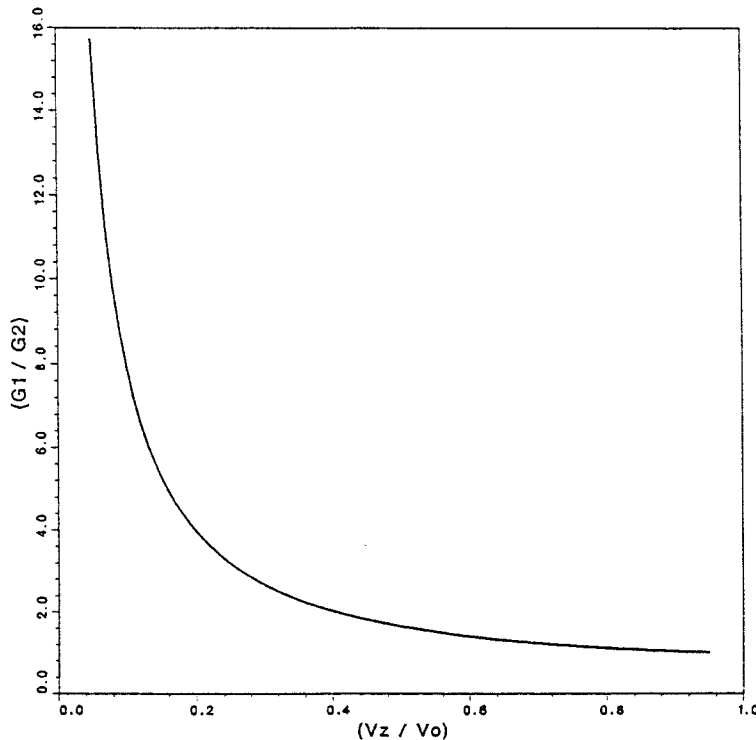


Figure 2.4.13: couples de valeurs ($V_z/V_0, G_1/G_2$) réalisant une compensation parfaite

2.4.4 Asservissement des pôles secondaires

Nous avons vu dans la partie 2.3 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 [2.10][2.12][2.17] dont le schéma synoptique est donné figure 2.4.14.

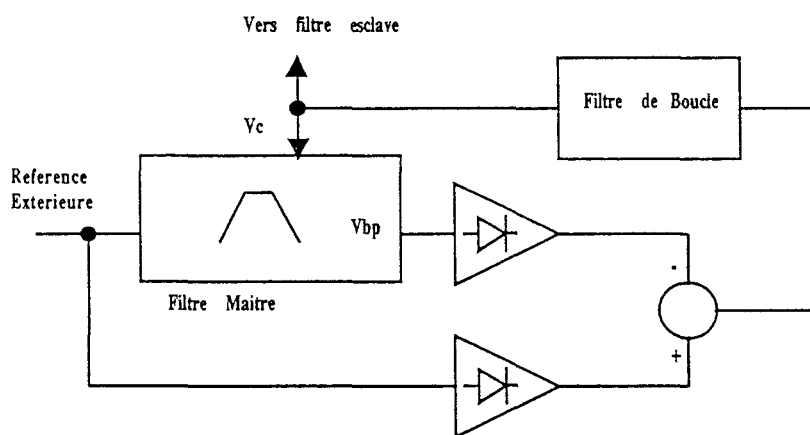


Figure 2.4.14: synoptique de la boucle d'asservissement des pôles secondaires

Le principe est sensiblement identique à celui utilisé pour l'asservissement de la fréquence de coupure présenté figure 2.4.3a. 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 2.4.15, il s'agit de la même structure que celle utilisée pour le contrôle de la fréquence de coupure. Dans le cas idéal, sa fonction de transfert est donnée par:

$$\frac{V_{BP}}{V_{in}} = \frac{\frac{Gm1}{Gm2} \frac{Gm2}{Gm3} \frac{C2}{Gm4} p}{1 + \frac{Gm2}{Gm3} \frac{C2}{Gm4} p + \frac{C1}{Gm3} \frac{C2}{Gm4} p^2} \quad (2.4.20)$$

que l'on peut écrire sous la forme canonique:

$$\frac{V_{BP}}{V_{in}} = \frac{2 K_{BP} m \frac{p}{\omega_0}}{1 + 2 m \frac{p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}} \quad (2.4.21)$$

avec:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{Gm3 Gm4}{C1 C2}}, \quad m = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{Gm2^2 C2}{Gm3 Gm4 C1}}, \quad K_{BP} = \frac{Gm1}{Gm2}$$

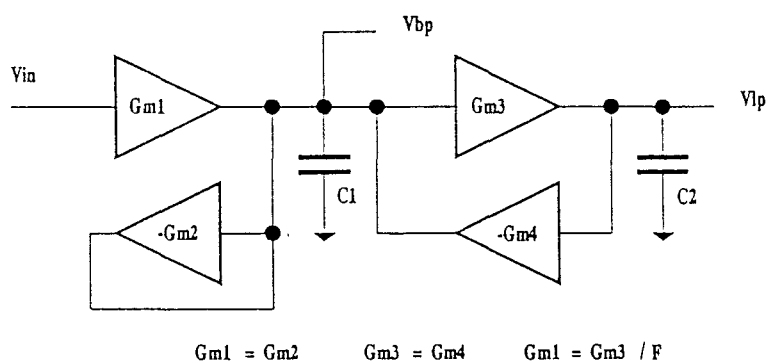


Figure 2.4.15: implémentation du filtre passe-bande

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 mégahertz, n'a que peu d'influence sur le fonctionnement de la boucle. En effet, la soustraction des deux informations a tendance à annuler, 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.

BIBLIOGRAPHIE

- [2.1] **Handbook of Filter Synthesis**
Anatol.I ZVEREV WILLEY 1967 pages 137...379.
- [2.2] **A Hybrid UHF Narrow-Band Filter Design**
D.B. MIRON.
IEEE Transactions on circuits and systems Vol 38 N°4 APR 1991
- [2.3] **The Gyrator as a Monolithic Circuit in Electronic Systems**
J.O.WOORMAN Thèse de doctorat Université Catholique de NIMEGUE
- [2.4] **Gyrator Video Filter IC with Automatic Tuning**
K.W.MOULDING, J.R.QUARTLY, P.J.RANKIN, R.S.THOMPSON,
G.A.WILSON IEEE Journal of Solid-State Circuits Vol SC15 N°6 DEC
1980
- [2.5] **Handbook of Filter Synthesis**
Anatol.I ZVEREV WILLEY 1967 pages 137...379.
- [2.6] **Computationnaly Efficient Electronic-Circuit Noise Calculations**
R.RHORER, L.NAGEL, R.MEYER, L.WEBER IEEE Journal of Solid-
State Circuits vol SC11 N°4 AUG 1976
- [2.7] **Handbook of Filter Synthesis**
Anatol.I ZVEREV WILLEY 1967 pages 305...379.
- [2.8] **HSPICE User's Manual Meta-software**
- [2.9] **Linear CMOS Transconductance Elements for VHF Filters**
B.NAUTA E.SEEVINCK Electronics Letters 30th March 1989 Vol25 N°7
- [2.10] **High-Frequency CMOS Continuous-Time Filters**
H.KHORRAMABADI, P.R.GRAY IEEE Journal of Solid-State Circuits
vol SC19 N°6 DEC 1984
- [2.11] **Independant Tuning of Quality Factor and Unity-Gain
Fequency in a Transconductance-Capacitance Integrator**
Z.CZARNUL, Y.P.TSIVIDIS Electronics Letters 11th September 1986
Vol22 N°9
- [2.12] **Design Considerations for High-Frequency Continuous-
Time Filters and Implementation of an Antialiasing Filter for Digital
Video**
V.GOPINATHAN, Y.P.TSIVIDIS, K.S.TAN, R.K.HESTER IEEE
Journal of Solid-State Circuits Vol SC25 N°6 DEC 1990
- [2.13] **Operation and Modeling of the MOS Transistor**
Y.P. TSIVIDIS, Mc GRAW HILL 1987
- [2.14] **Matching Properties, and Voltage and Temperature Dependence
of MOS Capacitors**
J.L. Mc CREARY. IEEE Journal of Solid-State Circuits Vol SC16 N°6
December 1981

- [2.15] **Continuous-Time MOSFET-C Filters in VLSI**
Y.P. TSIVIDIS, M. BANU, J. KHOURY. IEEE Journal of Solid-State Circuits Vol SC21 N°1 February 1986
- [2.16] **A 4 MHz CMOS Continuous-Time Filter with On-Chip Automatic Tuning**
F. KRUMMENACHER, N. JOEHL. IEEE Journal of Solid-State Circuits Vol SC23 N°3 June 1988
- [2.17] **Design and Performance of a Fully Integrated Bipolar 10.7 MHz Analog Bandpass Filter**
C.F. CHIOU, R. SCHAUMANN. IEEE Transactions on circuits and systems Vol CAS33 N°2 February 1986

CHAPITRE 3

ETUDE DU COMPOSANT DE BASE: LA TRANSCONDUCTANCE

Dans ce chapitre, nous allons mettre en évidence les principales caractéristiques du composant de base utilisé pour synthétiser la fonction de filtrage.

Dans un premier temps, différentes structures parmi les plus utilisées actuellement seront passées en revue afin de mettre en évidence certaines de leurs limitations. Ensuite, nous proposerons une structure originale qui sera étudiée en détail, débouchant sur une modélisation utilisable dans les algorithmes de synthèse automatique présentés dans le prochain chapitre. Cette modélisation, effectuée sur la base d'expressions décrivant le comportement d'un transistor idéalisé, aboutit à des résultats analytiques simples qui permettent une bonne compréhension du circuit.

Notre structure sera ensuite appliquée à la réalisation de deux transconductances développées en détail dans les parties 3.5 et 3.6. Cependant, les calculs seront faits en utilisant un modèle plus complexe décrit dans la partie 3.4, ceci afin d'obtenir des résultats plus proches de la réalité.

3.1 Les différents types de transconductances.

La façon la plus directe d'obtenir un convertisseur tension-courant est d'utiliser une paire différentielle dont le circuit de charge fixe la tension de mode commun sur les sorties (figure 3.1.1). Les transistors M1 et M2 opèrent en régime de saturation et l'expression du courant incrémental "i" est donnée par:

$$i = \frac{1}{2} \sqrt{2 K I_D} v_{in} \sqrt{1 - \frac{K v_{in}^2}{8 I_D}} \quad (3.1.1)$$

avec:

$$K = \mu C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_{1,2} \quad (3.1.2)$$

où μ est la mobilité des porteurs dans le canal et C_{ox} la capacité d'oxyde par unité de surface. Le terme en racine de $K I_D$ représente la pente de la caractéristique autour de $v_{in} = 0$, autrement dit la valeur de G_m . Le terme perturbateur proportionnel à v_{in}^2 caractérise la non-linéarité du circuit, cause de distorsion pour de fortes amplitudes du signal d'entrée.

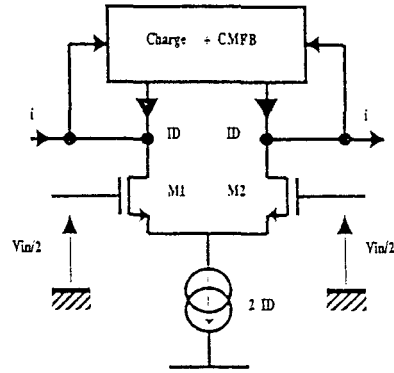


Figure 3.1.1: Paire différentielle utilisée en transconductance

Posons:

$$\sqrt{\frac{2 I_D}{K}} = V_{GS} - V_T = V_b \quad (3.1.3)$$

L'équation (3.1.1) devient:

$$i = G_m v_{in} \sqrt{1 - \frac{1}{4} \left(\frac{v_{in}}{V_b} \right)^2} \quad (3.1.4)$$

$$\frac{d i}{d v_{in}} = G_m \left\{ \sqrt{1 - \frac{1}{4} \left(\frac{v_{in}}{V_b} \right)^2} - \frac{\frac{1}{2} \left(\frac{v_{in}}{V_b} \right)^2}{1 - \frac{1}{4} \left(\frac{v_{in}}{V_b} \right)^2} \right\} \quad (3.1.5)$$

Pour fixer un ordre de grandeur, si l'on tolère un écart de 1% par rapport à la pente G_m idéale, la tension d'entrée doit être limitée à [3.1]:

$$v_{in} \approx \pm 0.16 (V_{GS} - V_T) \quad (3.1.6)$$

Par exemple, $v_{in} = 0.5V$ donne $V_{GS} - V_T = 3.1V$. Cette valeur relativement élevée peut poser des problèmes pour les systèmes destinés à travailler sous faible tension d'alimentation. Par exemple, pour une réalisation devant fonctionner sous 5V d'alimentation, les tensions de déchet sur l'étage de charge et au niveau du générateur de courant $2 I_D$ ajoutées à la valeur de $V_{GS} - V_T$ font qu'il ne reste plus de possibilité d'évolution pour le signal à traiter.

Dans les cas où la tension d'alimentation est suffisamment élevée, la paire différentielle est généralement linéarisée par l'adjonction de résistances de dégénérescence dans la source (figure 3.1.2).

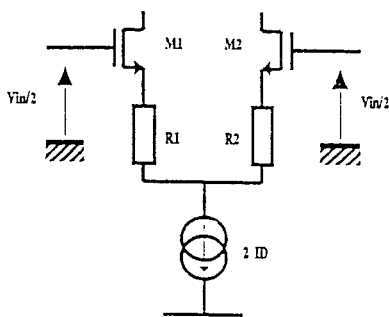


Figure 3.1.2: Paire différentielle dégénérée

Dans le cadre particulier d'une technologie CMOS, ces résistances sont remplacées par des transistors opérant en régime triode. Dans cette hypothèse, deux topologies sont possibles [3.2][3.3], offrant des caractéristiques petit signal similaires. Le schéma de la figure 3.1.3a est la traduction directe de la figure 3.1.2, alors que la figure 3.1.3b, plus utilisée, présente une variante possible de ce même schéma. Dans les deux cas, les transistors M1 travaillent en régime saturé, alors que M2 se trouve polarisé en régime triode afin de simuler la résistance. La valeur du G_m est donnée par:

$$G_m = \frac{1}{2} \frac{g_{m1}}{\left(1 + \frac{g_{m1}}{g_{d2}}\right)}$$

$$G_m \# \frac{g_{d2}}{2} \quad \text{pour } g_{m1} \gg g_{d2} \quad (3.1.7)$$

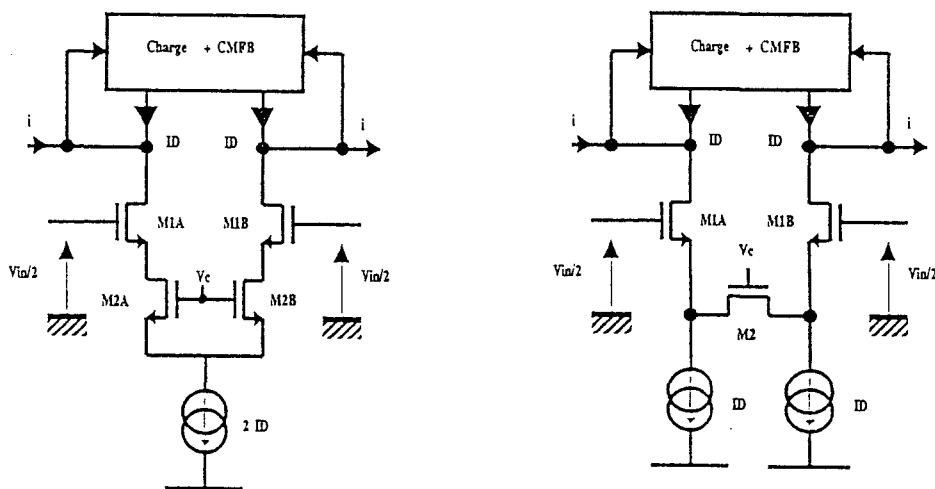


Figure 3.1.3: Implémentations possibles en technologies CMOS de la figure 3.1.2

La valeur de G_m est contrôlée dans une certaine mesure en agissant sur la tension de commande V_c . Cette possibilité permet notamment de compenser les dérives dues aux tolérances du procédé de fabrication et aux variations de température, pour peu que la plage de variation soit suffisante [3.4]. Cependant, la valeur minimale que peut prendre V_c est fonction de l'amplitude que doit atteindre le signal d'entrée, car ce dernier est

intégralement appliqué aux bornes du transistor M2 (figure 3.1.4). Les marges de sécurité V_K et V_Q sont déterminées en fonction des non-linéarités admissibles [3.5].

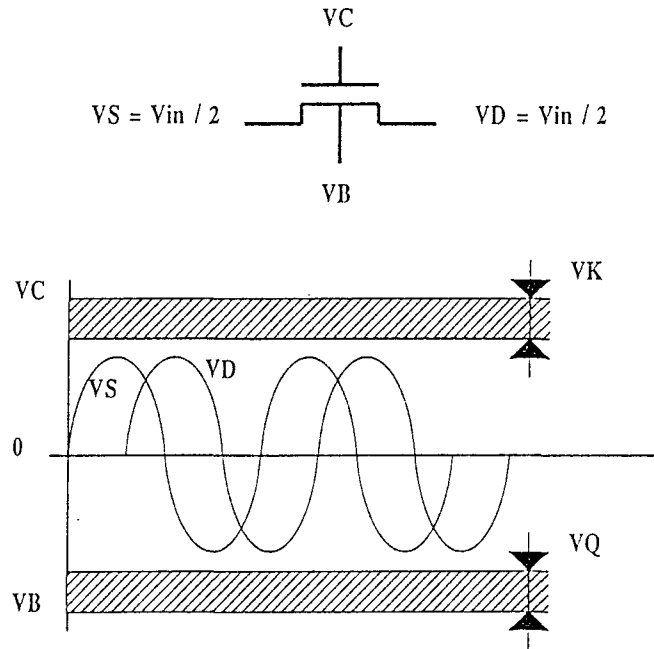


Figure 3.1.4: Evolution des tensions aux bornes d'un transistor utilisé en résistance variable (BANU, TSIVIDIS)

Afin d'augmenter la plage de variation du G_m tout en respectant les contraintes précédentes, il est possible d'utiliser une structure croisée dont deux implémentations possibles sont décrites sur les figure 3.1.5a et 3.1.5b [3.2][3.3].

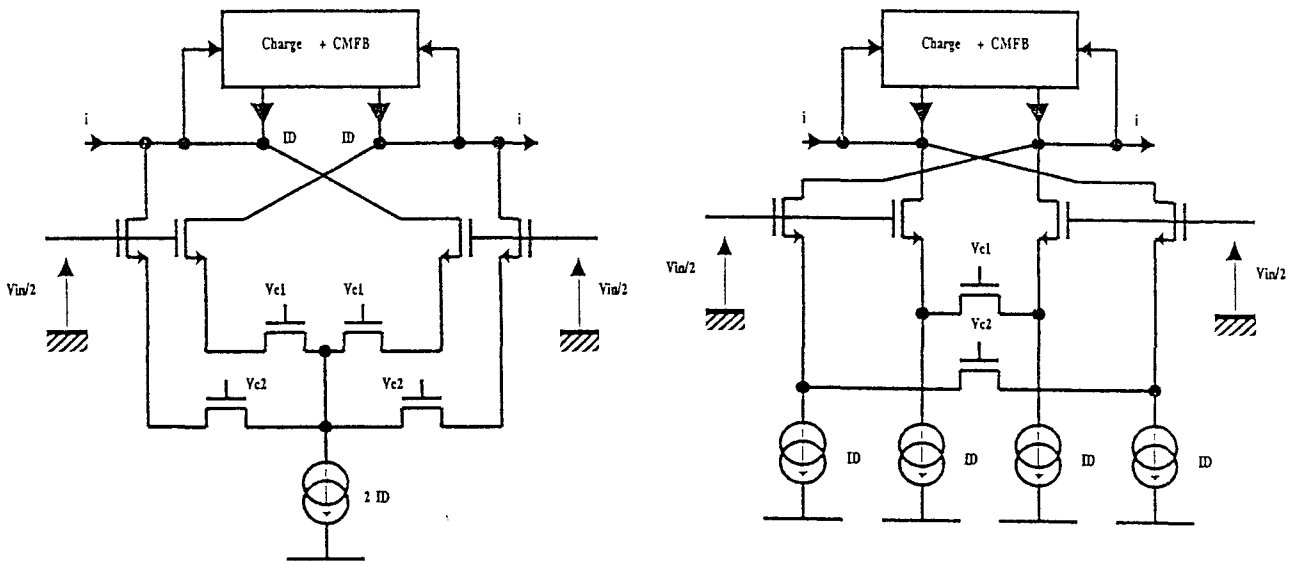


Figure 3.1.5: Transconductances à structure croisée

La valeur résultante du G_m est égale à la différence entre les transconductances de chaque branche ($G_{m1} = f(V_{C1})$ et $G_{m2} = f(V_{C2})$). G_m est donc proportionnel à $V_c = V_{c1} - V_{c2}$, c'est à dire variable dans de fortes proportions (il est virtuellement possible d'atteindre $G_m = 0$). Les inconvénients majeurs de cette approche se situent au niveau du bruit généré et de la répétabilité des caractéristiques. En effet, le bruit est maximal pour $G_m \approx 0$ car dans ce cas $G_{m1} \approx G_{m2}$ et les deux contributions s'ajoutent. D'autre part, l'écart relatif sur la valeur de G_m entre plusieurs transconductances d'un même circuit est surtout fonction du degré d'appariement réalisable entre les deux branches au sein de chaque transconductance. De ce fait, les sources d'erreur s'ajoutent et rendent l'appariement entre transconductances plus difficile à réaliser.

Une approche alternative consiste en l'utilisation des transistors en régime triode non plus comme résistance variable mais en tant que transconductance. L'attaque s'effectue alors sur la grille, la polarisation est appliquée sur le drain tandis que la source est fixée à un potentiel qui est généralement la masse ou l'une des lignes d'alimentation [3.6][3.7] (figure 3.1.6).

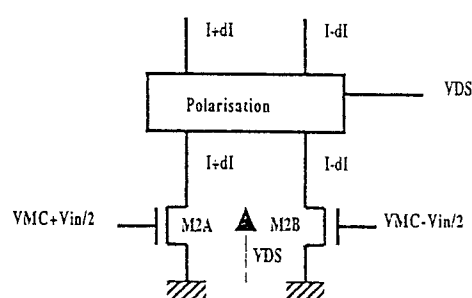


Figure 3.1.6: Réalisation de transconductances à l'aide de transistors en régime triode

Deux méthodes sont possibles pour fixer la valeur de la tension drain-source (V_{DS}). Dans la première [3.6], le courant de polarisation I fixe la valeur de V_{DS} pour une tension de mode commun sur l'entrée (V_{MC}) et une géométrie de transistor données (figure 3.1.7). Ce courant doit être tel que les transistors restent en régime triode pour toute valeur de v_{in} . Cette méthode présente l'inconvénient d'être sensible aux variations de la tension de source, avec pour corollaire une mauvaise réjection des alimentations (PSRR). Elle nécessite, de plus, l'emploi d'amplificateurs opérationnels au sein de la transconductance, ce qui limite fortement son intérêt dans le cas d'une synthèse directe du filtre.

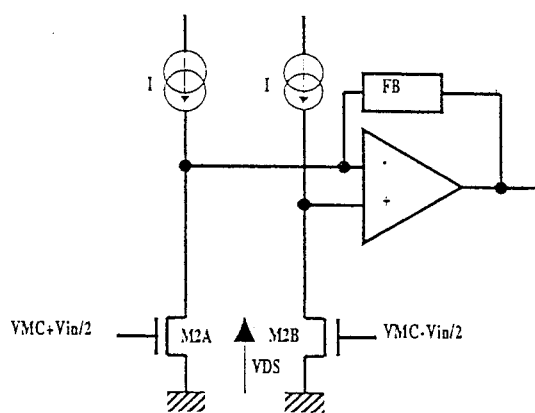


Figure 3.1.7: Implémentation de la figure 3.1.6 avec polarisation par le courant de drain

Il est aussi possible de fixer la tension V_{DS} à l'aide d'un transistor (M1) monté en source commune [3.7] selon le schéma de la figure 3.1.8. La valeur de V_{DS} est fixée par la tension V_c , au décalage V_{GS1} près. La valeur du G_m est donnée par:

$$G_m = \frac{1}{2} \frac{g_{m_2}}{\left(1 + \frac{g_{d_2}}{g_{m_1}}\right)}$$

$$G_m \# \frac{g_{m_2}}{2} \quad \text{pour } g_{m_1} \gg g_{d_2} \quad (3.1.8)$$

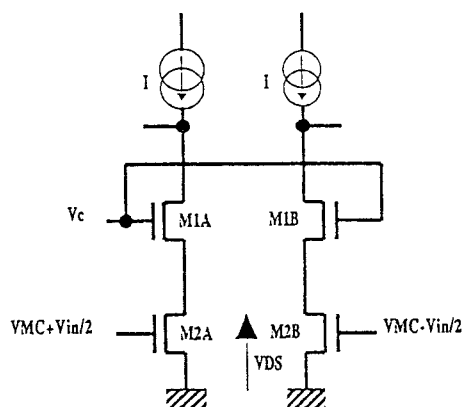


Figure 3.1.8: Implémentation de la figure 3.1.6 avec polarisation par la tension V_{DS}

La valeur supérieure de V_c est limitée par le fait que M2 doit rester en régime triode pour la valeur minimale que peut prendre v_{in} . Il est à remarquer que cette structure souffre du même inconvénient que la précédente, à savoir un PSRR réduit du fait de la connexion directe de la source à une ligne d'alimentation.

Pour notre part, nous avons développé, dans le cadre de l'étude d'un filtre faible bruit, un étage de transconductance similaire à celui de la figure 3.1.3a mais fonctionnant selon le principe évoqué précédemment. L'étude de cette structure fait l'objet de la partie suivante.

3.2 Structure retenue, nouvelle stratégie de polarisation et expression du gain de transconductance aux basses fréquences.

Le coeur de la transconductance [3.8] est présenté à la figure 3.2.1.

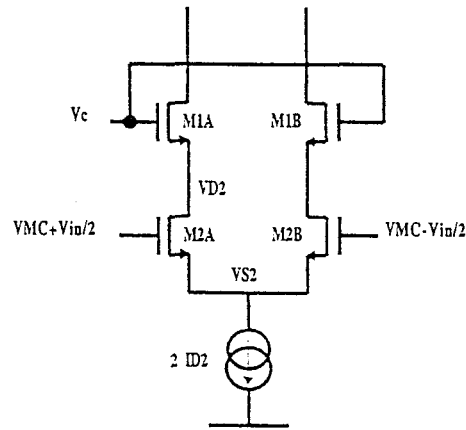


Figure 3.2.1: Coeur de la transconductance

Il est constitué de la paire M2A, M2B opérant en régime triode et des deux transistors M1A, M1B polarisés en saturation qui fixent la valeur du potentiel V_{D2} . Contrairement aux deux structures précédentes dans lesquelles la valeur du G_m résultant est contrôlée soit par le courant de drain I_D [3.6], soit par une tension V_c fixant la valeur de V_{DS} [3.7], nous avons opté pour une commande par variation simultanée de ces deux grandeurs sur le transistor M2. Il est cependant possible, afin de fixer V_{DS2} , de faire varier soit V_{S2} , soit V_{D2} . Le choix de l'une ou l'autre de ces deux tensions sera évidemment relié à l'existence éventuelle d'une stratégie optimale que nous allons rechercher.

3.2.1 Nouvelle stratégie de polarisation

Pour un transistor en régime triode, le courant de drain s'exprime au premier ordre de la façon suivante (effet de substrat négligé):

$$I_{D2} = \mu C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_2 \left[V_{GS2} - V_T - \frac{V_{DS2}}{2} \right] V_{DS2} \quad (3.2.1)$$

La tension V_{DS2} peut s'exprimer de la façon suivante:

$$V_{DS2} = (V_{GS2} - V_T) - (V_{GD2} - V_T) \quad (3.2.2)$$

En substituant cette expression dans l'équation 3.2.1, nous obtenons:

$$I_{D2} = \mu C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_2 \left(\frac{(V_{GS2} - V_T)^2}{2} - \frac{(V_{GD2} - V_T)^2}{2} \right) \quad (3.2.3)$$

D'autre part, l'analyse petit signal du schéma de la figure 3.2.1 sur un demi-circuit aux moyennes fréquences donne la valeur suivante de la transconductance:

$$G_m = \frac{1}{2} \left(\frac{g_{m2}}{1 + \frac{g_{d2}}{g_{m1}}} \right) \quad (3.2.4)$$

soit, pour $g_{m1} \gg g_{d2}$:

$$G_m \approx \frac{1}{2} g_{m2} \quad (3.2.5)$$

La dérivation par rapport à V_{GS2} de l'équation 3.2.1 donne:

$$g_{m2} = \frac{d I_{D2}}{d V_{GS2}} = \mu C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_2 V_{DS2} \quad (3.2.6)$$

que l'on peut reporter dans l'équation 3.2.5:

$$G_m \approx \frac{1}{2} \mu C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_2 V_{DS2} \quad (3.2.7)$$

A l'aide des équations 3.2.2, 3.2.3 et 3.2.7, nous pouvons tracer la variation du courant I_{D2} en fonction de la valeur du G_m désirée et ainsi définir la stratégie de polarisation optimale qui est celle qui offrira un minimum de variation sur I_{D2} pour une variation ΔG_m donnée. La figure 3.2.2 compare les deux possibilités offertes sur un cas particulier, ce qui n'enlève cependant rien à la généralité du résultat.

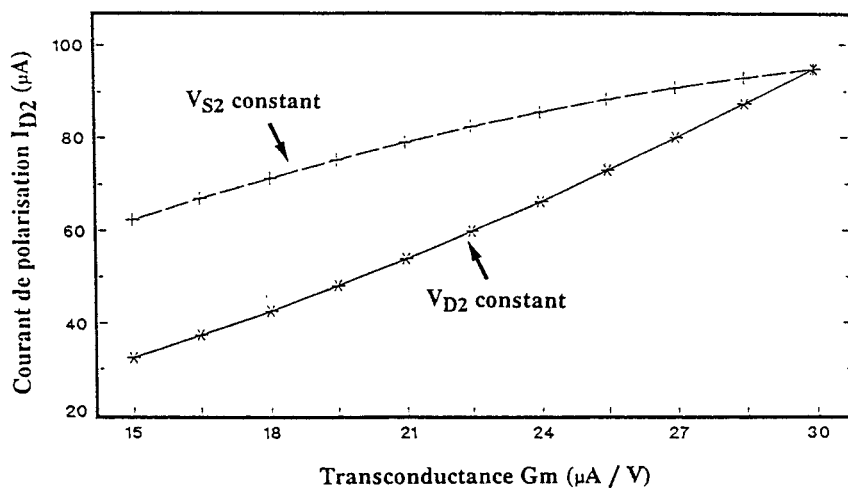


Figure 3.2.2: Comparaison des stratégies à V_{S2} et V_{D2} constants

Bien que la solution à V_{D2} constant soit la plus simple à implémenter (car dans ce cas, V_c est constant), elle nécessite une variation plus forte de I_{D2} pour un ΔG_m donné. La solution à V_{S2} constant sera donc retenue.

Cependant, un ajustement de la valeur de G_m faisant intervenir deux grandeurs (I_{D2} , V_{D2}) à variations simultanées complique singulièrement les circuits d'asservissement du filtre. En effet, de même que pour les autres structures évoquées au paragraphe précédent, il faut s'assurer que le transistor M2 fonctionne dans tous les cas de figure en régime triode. Nous avons donc développé un étage de polarisation générant automatiquement la tension V_c en fonction de la valeur du courant I_{D2} appliqué. Son principe peut être expliqué en représentant le courant I_{D2} de façon graphique à l'aide du diagramme de Memelink (figure 3.2.3).

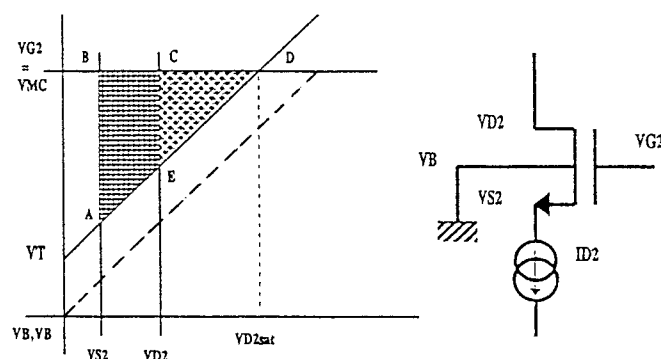


Figure 3.2.3: Représentation graphique du courant I_{D2} (Memelink)

En négligeant l'effet de substrat, le courant I_{D2} est donné par:

$$I_{D2} = \mu C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_2 S_1 \quad (3.2.8)$$

où S_1 représente l'aire du quadrilatère (A,B,C,E). Pour toute variation de I_{D2} , la tension V_{D2} évolue entre V_{S2} et V_{D2sat} , valeur à ne dépasser en aucun cas. Pour $V_{D2} = V_{D2sat}$, le transistor entre en saturation et son courant I_{D2sat} est proportionnel à la surface du triangle (A,B,D):

$$I_{D2sat} = \mu C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_2 \frac{(V_{G2} - V_{S2} - V_{T2})^2}{2} \quad (3.2.9)$$

Ce courant I_{D2sat} est la valeur maximale que peut atteindre I_{D2} pour une configuration V_{G2} , V_{S2} donnée.

Nous pouvons donc considérer que l'aire du triangle (C,D,E) est proportionnelle à un courant I_{D0} qui traverserait un transistor $M0$ polarisé en régime de saturation selon la figure 3.2.4. Ce courant s'écrit:

$$I_{D0} = \mu C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_0 \frac{(V_{G2} - V_{D2} - V_{T0})^2}{2} \quad (3.2.10)$$

Si l'égalité suivante est vérifiée:

$$\left(\frac{W}{L} \right)_2 = \left(\frac{W}{L} \right)_0 \quad (3.2.11)$$

alors:

$$I_{D0} + I_{D2} = I_{D2sat} \quad (3.2.12)$$

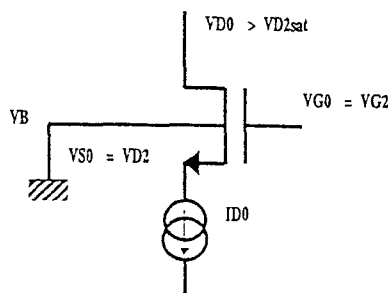


Figure 3.2.4: Implémentation du transistor $M0$

Il est clair, en se référant au diagramme de la figure 3.2.3, que toute variation de I_{D2} induisant une variation de I_{D0} suivant l'égalité précédente maintiendra le potentiel V_{S2} à une valeur constante, caractéristique de la stratégie de polarisation optimale définie précédemment. Ceci implique que la tension V_{D2} recopie aussi exactement que possible V_{S0} , ce qui est réalisé par le schéma de la figure 3.2.5a. La génération des courants I_{D2} et I_{D0} selon l'égalité 3.2.12 est effectuée par un simple jeu de miroirs tel que celui de la figure 3.2.5b.

Le courant I_{D2sat} est issu d'une référence externe ou bien généré par recopie d'un autre courant de polarisation dans le cas d'un système complet. La variation du G_m sera obtenue soit par application d'une tension de contrôle V_{Gm} sur la grille de M_x , soit par application directe d'un courant I_{D0} selon le type de circuit d'asservissement utilisé.

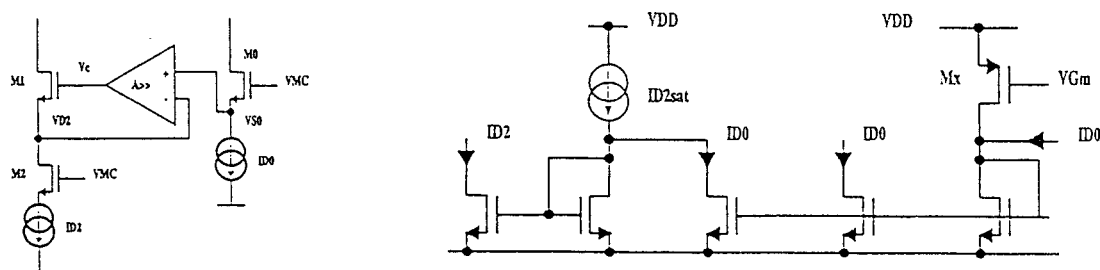


Figure 3.2.5: (a) Génération automatique de V_c tel que $V_{D2} = V_{S0}$
 (b) Génération de I_{D2} à partir de I_{D2sat} et I_{D0} selon (3.2.12)

3.2.2 Expression du gain de transconductance aux basses fréquences

Nous allons à présent déterminer l'expression du gain de transconductance en mode différentiel pour le schéma de la figure 3.2.1 en fonction des conditions de polarisation décrites précédemment. Celle-ci, déduite du demi-circuit petit signal de la figure 3.2.6a, est donnée ci-après:

$$i = \left(\frac{g_{m2}}{1 + \frac{g_{d2}}{(g_{m1} + g_{d1})}} \right) \frac{V_{in}}{2} + \left(\frac{g_{d1} g_{d2}}{g_{d2} + g_{m1} + g_{d1}} \right) V_o \quad (3.2.13)$$

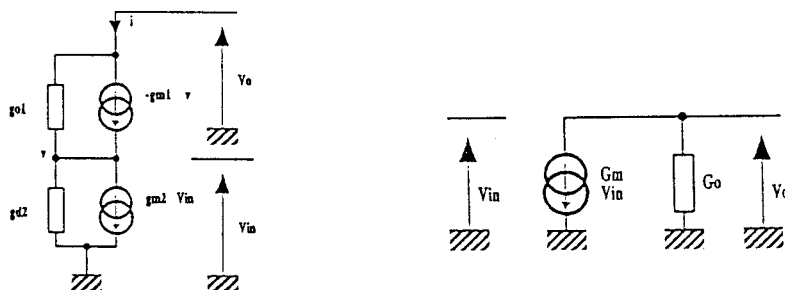


Figure 3.2.6: (a) Demi-circuit incrémental de la figure 3.2.1
 (b) Représentation équivalente de la figure 3.2.1

On peut en extraire le schéma équivalent de la figure 3.2.6b où:

$$G_m = \frac{1}{2} \left(\frac{g_{m2}}{1 + \frac{g_{d2}}{(g_{m1} + g_{d1})}} \right) \quad (3.2.14)$$

$$G_o = \left(\frac{g_{d1} g_{d2}}{g_{d2} + g_{m1} + g_{d1}} \right) \quad (3.2.15)$$

Il est possible, à partir de l'équation du courant de drain en régime triode (effet de substrat négligé), de relier l'expression de G_m aux conditions de polarisation. A cet effet, posons:

$$I_{D2} = \mu \text{ Cox} \left(\frac{W}{L} \right)_2 \left(V_{G2} - V_T - V_{S2} - \frac{(V_{D2} - V_{S2})}{2} \right) (V_{D2} - V_{S2}) \quad (3.2.16)$$

que l'on peut aussi écrire de la façon suivante:

$$I_{D2} = \mu \text{ Cox} \left(\frac{W}{L} \right)_2 \left(V_{G2} - V_T - V_{D2} + \frac{(V_{D2} - V_{S2})}{2} \right) (V_{D2} - V_{S2}) \quad (3.2.17)$$

La résolution de V_{DS2} donne:

$$V_{DS2} = -(V_{G2} - V_T - V_{D2}) + \sqrt{(V_{G2} - V_T - V_{D2})^2 + \frac{2 I_{D2}}{K_2}} \quad (3.2.18)$$

$$V_{DS2} = (V_{G2} - V_T - V_{D2}) \left(\sqrt{1 + \frac{2 I_{D2}}{K_2 (V_{G2} - V_T - V_{D2})^2}} - 1 \right) \quad (3.2.19)$$

avec:

$$K_2 = \mu \text{ Cox} \left(\frac{W}{L} \right)_2$$

Nous avons vu précédemment que le triangle (C,D,E) de la figure 3.2.3 est proportionnel au courant I_{D0} d'un transistor M0 en saturation dont l'expression est:

$$I_{D0} = \frac{K_2}{2} (V_{G2} - V_T - V_{D2})^2 \quad (3.2.20)$$

Ceci permet de réécrire l'équation 3.2.19 de la façon suivante:

$$V_{DS2} = (V_{G2} - V_T - V_{D2}) \left(\sqrt{1 + \frac{I_{D2}}{I_{D0}}} - 1 \right) \quad (3.2.21)$$

Le principe de polarisation retenu implique l'égalité suivante:

$$I_{D0} + I_{D2} = I_{D2sat} \quad (3.2.22)$$

que l'on reporte dans l'équation 3.4.9 pour obtenir la relation définitive:

$$V_{DS2} = (V_{G2} - V_T - V_{D2}) \left(\sqrt{\frac{I_{D2sat}}{I_{D0}}} - 1 \right) \quad (3.2.23)$$

Les dérivations de l'équation 3.2.17 par rapport à V_{G2} et V_{DS2} donnent respectivement:

$$gm_2 = K_2 V_{DS2} \quad (3.2.24)$$

$$gd_2 = K_2 (V_{G2} - V_T - V_{D2}) \quad (3.2.25)$$

et leur report dans l'équation 3.2.23:

$$gm_2 = gd_2 \left(\sqrt{\frac{I_{D2sat}}{I_{D0}}} - 1 \right) \quad (3.2.26)$$

Cette dernière expression montre clairement qu'avec le principe de polarisation retenu, les paramètres petit-signal du transistor M2 opérant en régime triode sont interdépendants et entièrement définis par un simple rapport de courant. Cette propriété peut être étendue afin d'exprimer les valeurs de gm_2 et gd_2 en fonction d'une grandeur caractéristique au transistor M2, soit gm_{2sat} qui est la valeur maximale que peut prendre gm_2 pour une géométrie et un courant I_{D2sat} donnés.

soit:

$$I_{D2sat} = I_{D0} + I_{D2}$$

$$\text{et par conséquent: } \frac{d I_{D2sat}}{d V_{G2}} = \frac{d I_{D0}}{d V_{G2}} + \frac{d I_{D2}}{d V_{G2}} \quad (3.2.27)$$

or, la dérivation par rapport à V_{G2} de l'équation 2.2.10 donne:

$$\frac{d I_{D0}}{d V_{G2}} = K_2 (V_{G2} - V_T - V_{D2}) = gd_2 \quad (3.2.28)$$

qui, reportée dans l'équation 3.2.27 conduit à l'égalité suivante:

$$gm_{2sat} = gm_2 + gd_2 \quad (3.2.29)$$

nous obtenons finalement les expressions de gm_2 et gd_2 suivantes en fonction de gm_{2sat} :

$$gm_2 = gm_{2sat} \left(\frac{\sqrt{\frac{I_{D2sat}}{I_{D0}} - 1}}{\sqrt{\frac{I_{D2sat}}{I_{D0}}}} \right) \quad (3.2.30)$$

$$gd_2 = gm_{2sat} \sqrt{\frac{I_{D0}}{I_{D2sat}}} \quad (3.2.31)$$

Nous allons pouvoir à présent exprimer la valeur du paramètre de transconductance Gm (équation 3.2.14 avec $go_1=0$) en utilisant la variable réduite x définie comme suit:

$$x = \frac{I_{D0}}{I_{D2sat}} \quad 0 < x < 1 \quad (3.2.32)$$

$$Gm = \frac{1}{2} gm_{2sat} (1 - \sqrt{x}) \left(\frac{1}{1 + \sqrt{\frac{K_2}{K_1}} \sqrt{\frac{x}{1-x}}} \right) \quad (3.2.33)$$

où:

$$gm_{2sat} = \sqrt{2 K_2 I_{D2sat}} \quad (3.2.34)$$

$$K_i = \mu C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_i \quad (3.2.35)$$

Nous remarquerons que, pour $K_1 \gg K_2$, nous retrouvons l'expression simplifiée du Gm décrite par l'équation 3.2.5. La figure 3.2.7 donne la variation de Gm en fonction du paramètre réduit x pour différentes valeurs du rapport entre K_2 et K_1 .

Des plages de variation supérieures à la décade peuvent être atteintes, ce qui confirme l'intérêt de la stratégie de polarisation choisie. Ainsi qu'il a été mentionné dans le chapitre précédent, le fait que le paramètre de transconductance de cette structure soit fonction de gm_{2sat} réduit sa sensibilité aux dérives de la technologie.

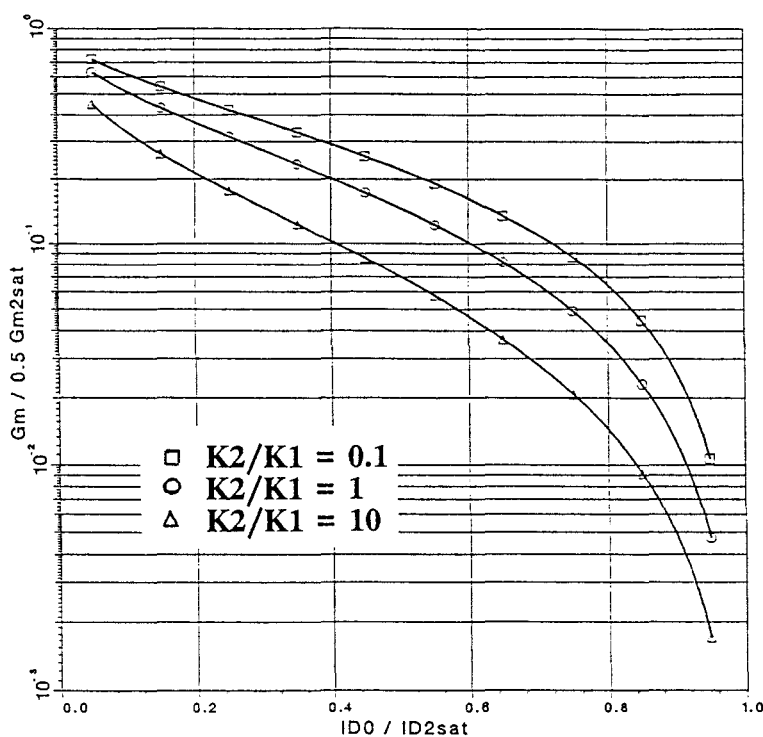


Figure 3.2.7: Evolution de (3.2.33) pour différentes valeurs de K_2/K_1

La comparaison des valeurs prédites par l'équation (3.2.33), de la simulation et des données mesurées est présentée figure 3.2.8.

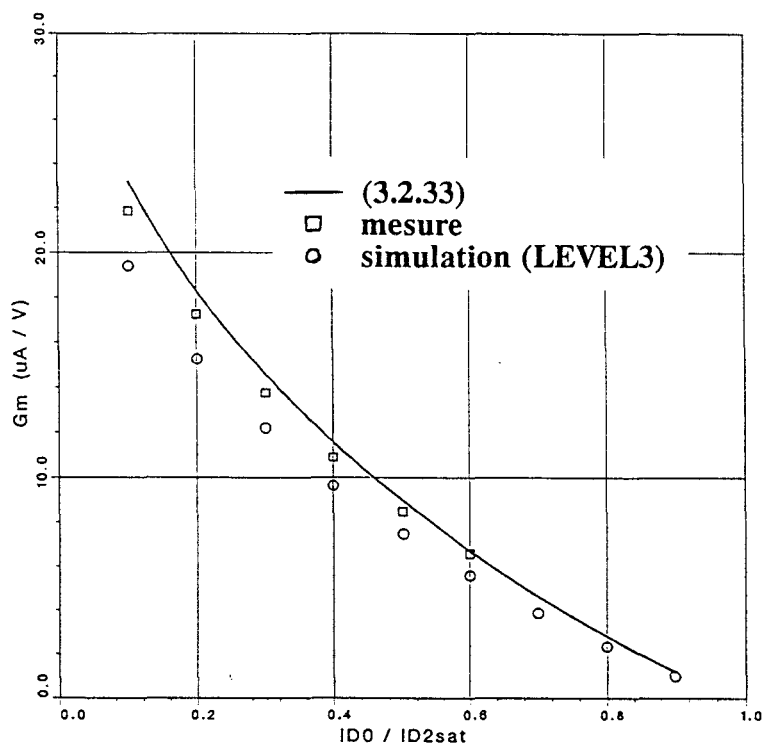


Figure 3.2.8: Comparaison entre (3.2.33), simulation et mesure sur le procédé CMOS 3 μm de MIETEC

Les mesures ont été effectuées sur un filtre passe-bas Butterworth du 3^{ème} ordre réalisé dans une technologie CMOS 3 μm (MIETEC, Belgique). La valeur du G_m a été déduite d'une mesure de l'impédance du noeud de sortie pour $f = 0$. Cette méthode revient à effectuer une moyenne sur l'ensemble des dix transconductances qui composent le filtre. L'erreur entre la simulation (modèles LEVEL 3) et la formule (3.2.33) est constante et égale à 10% environ sur toute la gamme de variation de I_{D0} / I_{D2sat} . Ceci peut être attribué à une surestimation de la valeur g_{m2sat} dans (3.2.33). Les valeurs mesurées se situent quant à elles entre (3.2.33) et celles obtenues par simulation.

Cette comparaison a été aussi réalisée sur une technologie CMOS 2 μm (AMS, Autriche) (figure 3.2.9). Les mesures ont été effectuées sur une transconductance double, les résultats sont donc une moyenne sur deux valeurs de G_m . Dans ce cas, l'écart entre (3.2.33) et la mesure augmente constamment en fonction de I_{D0} / I_{D2sat} . Le même type de comportement se retrouve entre simulation (LEVEL 2) et mesure, avec toutefois un écart moindre. le circuit a été simulé sans tenir compte ni de la réduction de mobilité ni de l'effet de substrat et avec toutes les tailles augmentées d'un facteur 10. Dans ce dernier cas, les résultats se rapprochent nettement de ceux de (3.2.33), ce qui montre que les limites d'utilisation de notre formulation simple sont très dépendantes du type de procédé de fabrication employé, notamment lorsque les effets canaux courts et la réduction de mobilité ne sont plus négligeables.

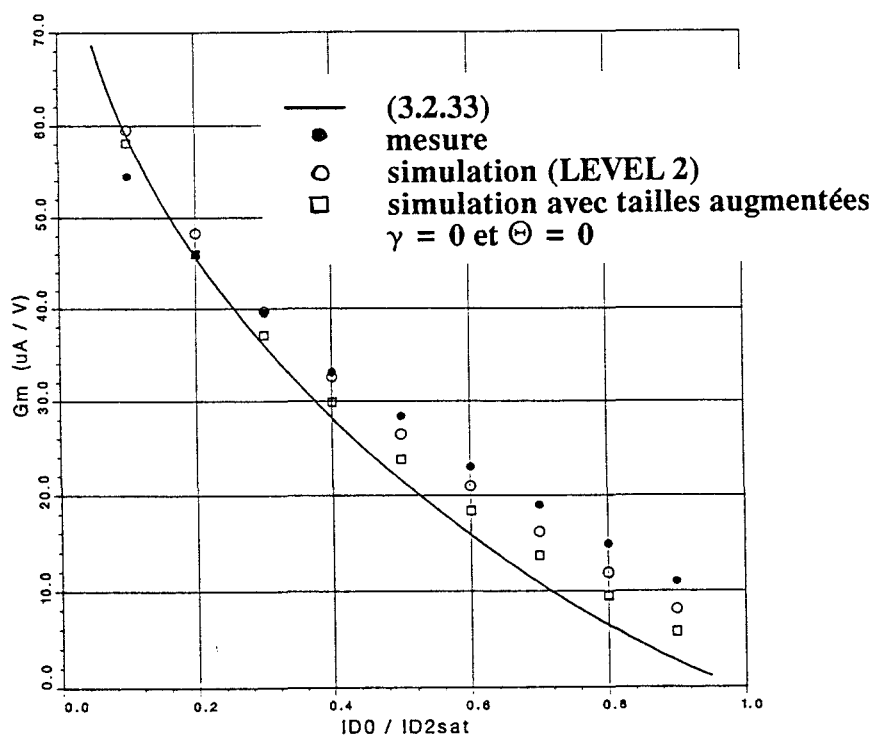


Figure 3.2.9: Comparaison entre (3.2.33), simulation et mesure sur le procédé CMOS 2 μm de AMS

3.3 Etage de sortie, régulation du mode commun

Toute transconductance, quel que soit son type, ne peut fonctionner dans une application sans l'étage de sortie qui lui est associé. Ce dernier a la double fonction d'assurer au courant de polarisation un chemin continu entre une des lignes d'alimentation et le coeur de la transconductance et, dans le cas généralement répandu d'un circuit entièrement différentiel, de fixer le potentiel de mode commun sur les noeuds de sortie afin que tous les transistors constituant la transconductance opèrent dans le régime de fonctionnement approprié.

Cette dernière fonction est très délicate à réaliser. En effet, la plupart des transconductances demandent une tension de mode commun assez bien définie sur leurs entrées afin de présenter les caractéristiques souhaitées au moment de la conception. Ceci implique donc que la tension de mode commun se doit d'être asservie à un potentiel de référence et que le gain de la boucle doit rester aussi grand que possible afin de maintenir cette condition dans toute la bande de fréquence dans laquelle le filtre est susceptible de fonctionner.

La linéarité du réseau de détection du mode commun revêt aussi une importance capitale. La figure 3.3.1 montre de façon graphique l'effet d'une dissymétrie de la fonction de transfert sur un signal parfaitement différentiel ($V_a = -V_b$). L'information de mode commun extraite n'est plus une tension continue, mais un potentiel variable dont la forme dépend de la courbure de la fonction de transfert, et dont la fréquence est le double de celle du signal. Ce mode commun sera appliqué à son tour à d'autres transconductances avec pour conséquence éventuelle de moduler la valeur de G_m , introduisant de ce fait de la distorsion.

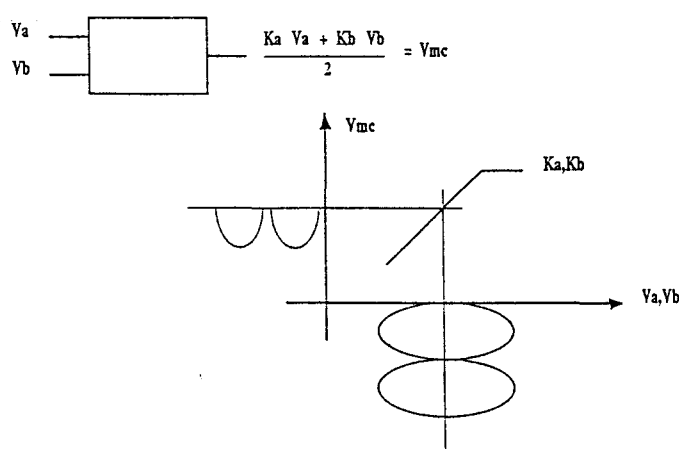


Figure 3.3.1: Effet d'une dissymétrie de la fonction de transfert

L'ensemble transconductance et étage de sortie peut être modélisé selon le schéma de la figure 3.3.2.

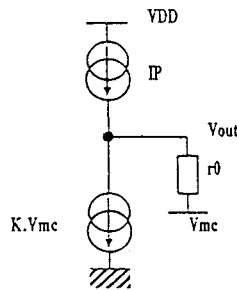


Figure 3.3.2: Modèle statique de la transconductance

Dans le cas idéal, le courant de polarisation I_P issu de l'étage de sortie est intégralement absorbé par le générateur $G_m V_{mc}$. Dans ce cas, $V_{out} = V_{mc}$. Tout écart à ce régime idéal, dû par exemple à une erreur sur I_P , sur V_{mc} ou G_m , se traduira par l'écoulement à travers r_0 d'une fraction plus ou moins importante du courant de polarisation, induisant une dérive de la tension de sortie. En pratique, cet effet se traduit par la saturation des sorties vers l'une ou l'autre des alimentations du fait des valeurs de r_0 mises en jeu. Le rôle du circuit de régulation de mode commun est de compenser de telles dérives par une action adéquate sur le courant de polarisation (figure 3.3.3), action commandée par la différence entre une information sur la valeur du mode commun issue du réseau d'extraction et une valeur de consigne déterminée en fonction du contexte d'utilisation de la transconductance.

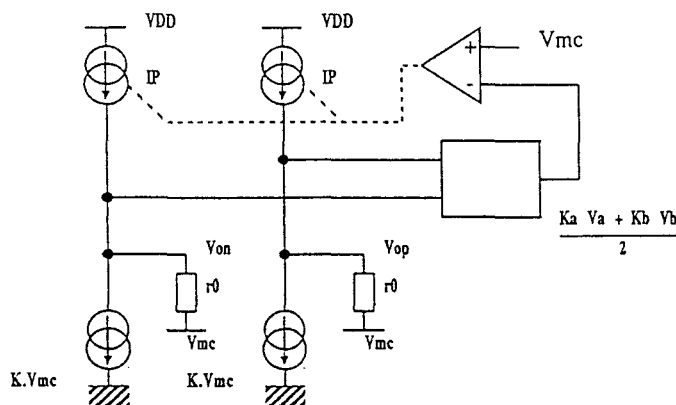


Figure 3.3.3: Circuit de régulation du mode commun en sortie

3.3.1 Le réseau d'extraction du mode commun.

Pour les raisons de linéarité et de bande passante évoquées précédemment, un simple diviseur résistif est le meilleur candidat possible (figure 3.3.4).

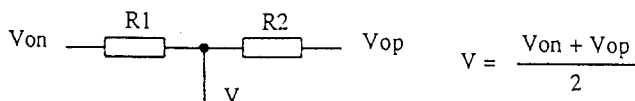


Figure 3.3.4: Réseau résistif d'extraction du mode commun

En effet, si l'on utilise des résistances en polysilicium, il est possible d'obtenir un appariement bien meilleur que 1% entre R1 et R2. Notons que la valeur absolue des résistances n'a aucune importance pour l'utilisation envisagée. Cette méthode, souvent utilisée dans le cas d'amplificateurs CMOS [3.9], présente dans ce cas l'inconvénient de diminuer fortement l'impédance de sortie de la transconductance du fait de la faible résistivité du polysilicium, ce qui constitue un grave handicap. L'utilisation de résistances pincées pourrait résoudre le problème, si ce n'était les capacités et les non linéarités prohibitives inhérentes à ces composants.

Ces différents inconvénients ont amené à considérer l'utilisation des transistors MOS en régime triode. La relation linéaire entre le courant de drain I_D et la tension V_{GS} à V_{DS} constant est mise à profit pour ajuster le courant de polarisation de l'étage de sortie [3.10] ainsi que le montre le schéma de la figure 3.3.5.

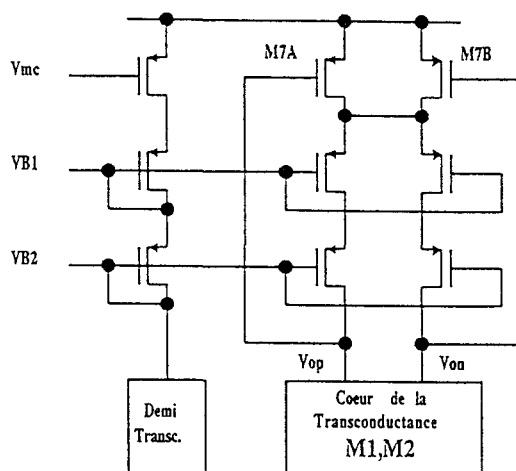


Figure 3.3.5: Extraction du mode commun par transistors en zone triode

La variation du courant de polarisation $I_P = I_{D7A} + I_{D7B}$ s'exprime de la façon suivante:

$$d I_P = d I_{D7A} + d I_{D7B} = g_{m7A} V_{op} + g_{m7B} V_{on} \quad (3.3.1)$$

pour une variation en mode différentiel, $V_{op} = -V_{on}$ et dI_P est nul. Toute variation en mode commun des tensions de sortie induira une variation contraire de I_P de façon à

ramener: $V_{on} = V_{op} = V_{mc}$. La génération des tensions V_{B1} et V_{B2} nécessaires aux transistors de l'étage de sortie est assurée par le demi-circuit de référence (partie de gauche) dont le coeur est polarisé à $V_{in} = V_{mc}$.

Bien qu'intéressante du fait de sa simplicité, cette structure présente cependant deux inconvénients majeurs. Le premier est issu du phénomène de réduction de mobilité (figure 3.3.6). De ce fait, une variation symétrique autour du point de repos V_{mc} n'induit pas la même variation de courant dans les deux transistors. Il s'ensuivra une modulation du courant IP avec les conséquences évoquées précédemment.

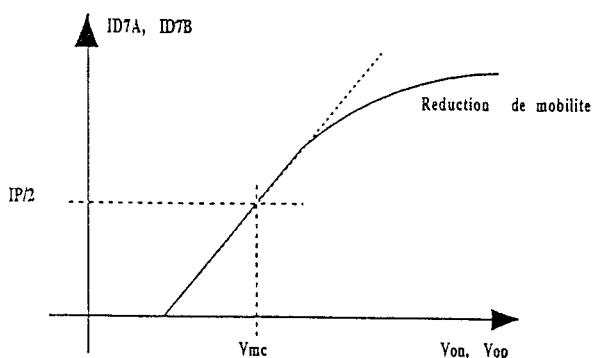


Figure 3.3.6: Réduction de mobilité dans le transistor

Le deuxième inconvénient est lié au fait que le circuit étant en série avec l'étage de sortie, la dynamique du signal de sortie est diminuée de la tension V_{DS} aux bornes de la paire $M7A, M7B$, ce qui peut poser problème en cas de faible tension d'alimentation. Afin de pallier cet inconvénient, certaines réalisations micropuissance ont utilisé le principe du déport de la régulation de mode commun sur l'étage suivant [3.11]. Une autre méthode consiste à placer le réseau de détection en parallèle sur l'étage de sortie [3.12], selon la figure 3.3.7.

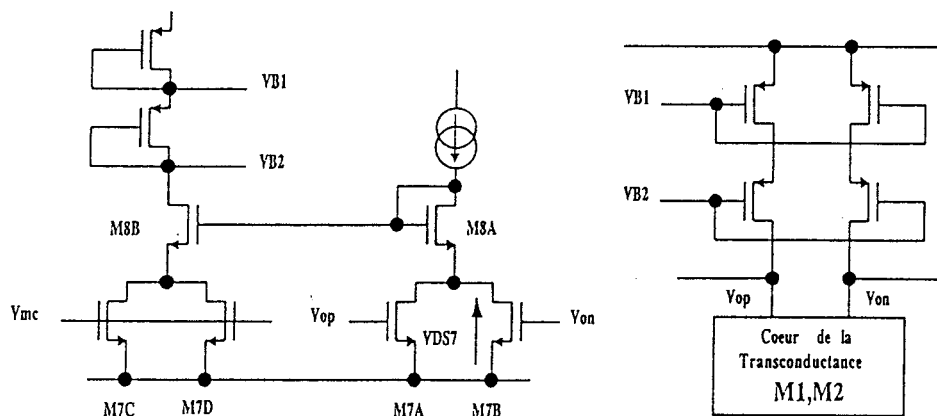


Figure 3.3.7: Réseau de détection en parallèle

Les variations du mode commun sont détectées par une sorte d'amplificateur de différence dont une branche est traversée par un courant constant. Toute augmentation de la tension de mode commun sur la sortie induira une diminution de la tension V_{DS7} , M7A et M7B travaillant à courant constant. Cette diminution sera intégralement répercutée sur le drain de M7C, M7D par le miroir de courant M8A, M8B. Ceci aura pour conséquence de faire diminuer le courant dans la branche de polarisation et donc dans l'étage de sortie par l'intermédiaire des tensions de référence VB1 et VB2. Cette structure souffre de la même sensibilité au phénomène de réduction de mobilité que la précédente, mais permet de gagner la valeur du V_{DS7} en dynamique de sortie.

3.3.2 Stabilité de la régulation de mode commun.

De la même façon que tout système bouclé, la régulation de mode commun doit être stable afin de jouer son rôle. Il importe donc de connaître le comportement en fréquence de la boucle pour déterminer si la marge de phase est suffisante, ce qui nécessite une bonne estimation de la valeur de la charge capacitive sur chaque noeud de sortie. Cette dernière est constituée d'une part par les capacités intrinsèques (C_{int}) de la transconductance, et d'autre part par les capacités parasites dont la valeur dépend de la capacité fonctionnelle C présente sur le noeud différentiel considéré (figure 3.3.8a). Le schéma équivalent est celui de la figure 3.3.8b. La réalisation de la capacité C au moyen d'un sandwich de polysilicium (POLY1 et POLY2, figure 3.3.8c) fait apparaître deux capacités parasites (C_{P1} et C_{P2}) entre les armatures et le substrat. Pour un signal de mode commun ($V_{op} = V_{on}$), la capacité C n'intervient pas et il reste $C_{P1} + C_{int}$ en charge sur le noeud V_{on} et $C_{P2} + C_{int}$ sur le noeud V_{op} . Les valeurs sont données par:

$$C_{P1} = C_{field} W L \quad (3.3.2)$$

$$C_{P2} = C_{field} a b \quad (3.3.3)$$

où C_{field} est la capacité par unité de surface du polysilicium sur oxyde de champs. Sa valeur est, pour un procédé typique, de l'ordre de 10% de la capacité entre POLY1 et POLY2. Il est clair que C_{P2} est très inférieur à C_{P1} , ce qui crée un déséquilibre de la charge en mode commun préjudiciable à un comportement correct de la boucle de régulation pour des fréquences relativement hautes. Il est possible de pallier cet inconvénient en partageant la capacité C en deux parties égales et en croisant les connexions (figure 3.3.8d). Cet artifice tend à égaliser les deux capacités parasites dont la valeur est approximativement:

$$C_{P1} = C_{P2} = \frac{1}{2} C_{field} W L = \frac{1}{20} C \quad (3.3.4)$$

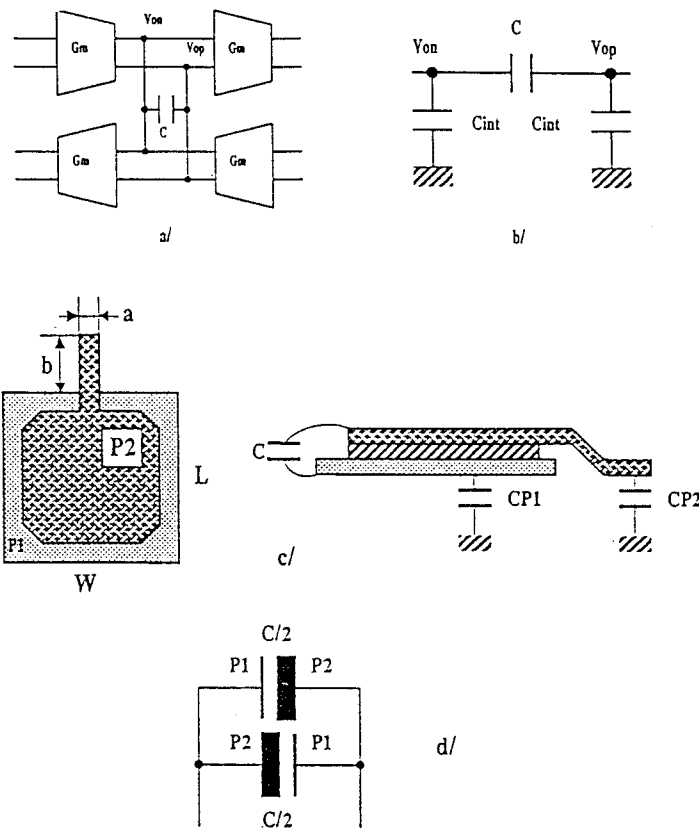


Figure 3.3.8: (a) Topologie d'un noeud (b) Schéma équivalent
 (c) Réalisation de la capacité POLY1/POLY2
 (d) Equilibrage des capacités parasites

Les capacités intrinsèques à la transconductance sont, dans le cas d'une entrée, exprimées à partir des capacités grille-source (C_{gs}) et grille-drain (C_{gd}) fonctions de la valeur de C_{ox} et du régime de fonctionnement du transistor d'entrée, ainsi que des capacités de recouvrement (C_{gsOvl} , C_{gdOvl}) fonctions de C_{ox} et de la longueur de diffusion latérale sous la grille (L_{Ovl}).

$$C_{gs} = \frac{C_{ox}}{2} \quad (\text{triode}) \quad C_{gs} = \frac{2}{3} C_{ox} \quad (\text{sature}) \quad (3.3.5)$$

$$C_{gd} = \frac{C_{ox}}{2} \quad (\text{triode}) \quad C_{gd} \approx 0 \quad (\text{sature}) \quad (3.3.6)$$

$$C_{gsOvl} = C_{gdOvl} = C_{ox} W L_{Ovl} \quad (3.3.7)$$

En ce qui concerne la sortie, les capacités intrinsèques sont essentiellement dues aux capacités non linéaires de jonction drain-substrat (C_{jdb}) dont la valeur est donnée par:

$$C_{jdb} = A_d C_j + P_d C_{jsw} \quad (3.3.8)$$

avec C_j et C_{jsw} définies de la façon suivante:

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\left(1 + \frac{V_d}{\Phi_o}\right)^{MJ}} \quad (3.3.9)$$

$$C_{jsw} = \frac{C_{jsw0}}{\left(1 + \frac{V_d}{\Phi_o}\right)^{MJSW}} \quad (3.3.10)$$

C_{j0}	capacité plane par unité de surface à polarisation nulle
C_{jsw0}	capacité circulaire par unité de longueur à polarisation nulle
MJ, MJSW	facteurs de gradient pour les jonctions planes et cylindriques respectivement
A_d	aire de drain
P_d	périmètre de drain
Φ_o	barrière de potentiel de la jonction

3.3.3 Gain de la régulation de node commun

L'inconvénient principal de la transconductance développée dans la partie précédente est que la valeur du G_m dépend fortement du potentiel de mode commun V_{mc} appliqué sur ses entrées. Il est donc de la plus grande importance que ce dernier soit fixé avec la meilleure répétabilité possible en fonction d'une tension de référence appliquée au circuit. La réalisation de cet impératif dépend, entre autres paramètres, du gain statique A_{dcMC} qu'il est possible d'atteindre au niveau de la boucle de régulation du mode commun. Nous allons donc établir les expressions de ce dernier pour les deux configurations des figures 3.3.9 et 3.3.10, en fonction de $g_{o1,2MC}$ qui est la conductance de sortie du coeur de la transconductance formée de l'ensemble M1,M2 pour une attaque en mode commun (figure 3.3.11).

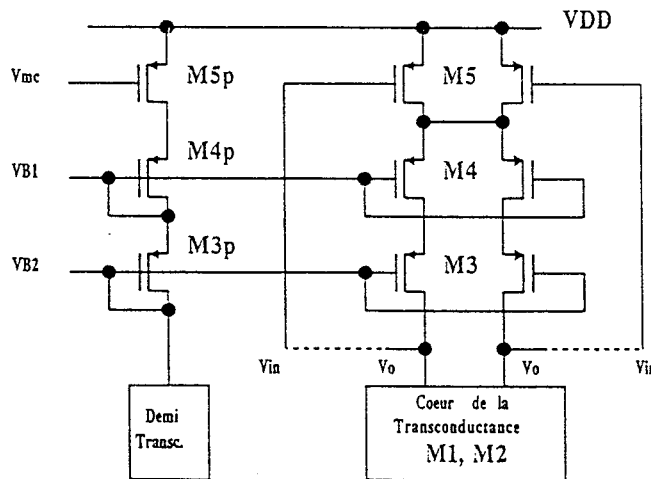


Figure 3.3.9: Structure empilée

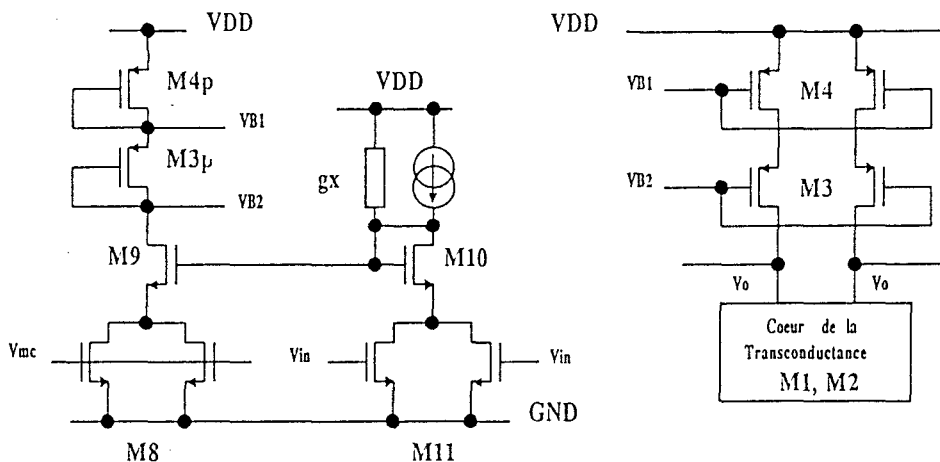


Figure 3.3.10: Structure à régulation déportée

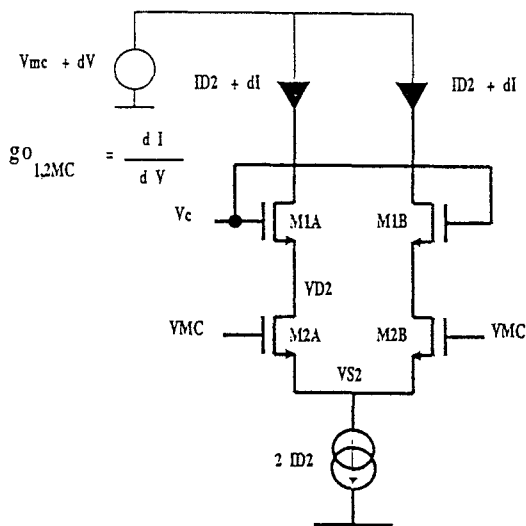


Figure 3.3.11: Calcul de $g_{o_{1,2MC}}$

$$g_{o_{1,2MC}} = \frac{gd_1}{1 + \frac{gm_1 + gd_1}{gd_2} \left(1 + \frac{2(gm_2 + gd_2)}{G} \right)} \tag{3.3.11}$$

Le transistor M1 opère en régime saturé, nous pouvons donc considérer que $gm_1 \gg gd_1$ et l'expression se réduit à:

$$g_{o_{1,2MC}} = \frac{gd_1}{1 + \frac{2 gm_1 (gm_2 + gd_2)}{gd_2 G}} \tag{3.3.12}$$

La conductance G est équivalente au transistor qui génère le courant $2 I_{D2}$ nécessaire à la polarisation de M1 et M2.

figure 3.3.9 (M1,M3,M4 saturés, M2,M5 triode):

$$A_{dcMC} = - gm_5 \left\{ \begin{array}{l} g_{o_{1,2MC}} + \frac{g_{o_{1,2MC}} gd_5}{gm_4 + gd_4} + \frac{g_{o_{1,2MC}} gd_4 gd_5}{(gm_3 + gd_3)(gm_4 + gd_4)} \\ + \frac{gd_3 gd_4 gd_5}{(gm_3 + gd_3)(gm_4 + gd_4)} \end{array} \right\}^{-1} \quad (3.3.13)$$

si pour M3 et M4, $gm_i \gg gd_i$, l'expression se réduit à:

$$A_{dcMC} = \frac{- gm_5}{g_{o_{1,2MC}} \left(1 + \frac{gd_5}{gm_4} + \frac{gd_3 gd_4 gd_5}{gm_3 gm_4 g_{o_{1,2MC}}} \right)} \quad (3.3.14)$$

figure 3.3.10 (M2,M8,M11 en régime triode, M1,M3,M4,M9,M10 saturés):

$$A_{dcMC} = - \frac{1}{g_{out}} \frac{gm_4}{gm_{4p}} \frac{2 gm_{11} gm_9 gm_{10}}{g_x \left(1 + \frac{gm_9}{2 gd_8} \right) \left(gm_{10} + 2 gd_{11} + \frac{2 gd_{11} gm_{10}}{g_x} \right)} \quad (3.3.15)$$

pour $g_x \approx 0$ et $gm_9 \gg gd_8$, l'expression se réduit à:

$$A_{dcMC} = - \frac{1}{g_{out}} \frac{gm_4}{gm_{4p}} 2 gm_{11} \quad (3.3.16)$$

avec:

$$g_{out} = g_{o_{1,2MC}} + \frac{gd_3}{\left(1 + \frac{gd_3 + gm_3}{gd_4} \right)} \approx g_{o_{1,2MC}} + \frac{gd_3 gd_4}{gm_3} \quad (3.3.17)$$

Une comparaison des expressions simplifiées (3.3.14) et (3.3.16) réalisée pour des conditions identiques de polarisation du coeur de la transconductance avec la condition M4, M4p et M3, M3p identiques donne l'avantage à la première configuration ($gm_5 = 2 Gm_{11}$) pour des valeurs de $g_{o_{1,2MC}}$ proches de zéro. Cependant, cette dernière est difficilement utilisable en cas de tensions d'alimentation réduites. Notons que la présence du rapport Gm_{4p} / Gm_4 pour la deuxième configuration permettra une augmentation notable du gain dans la structure décrite dans la partie 3.6.

3.4 Modélisation des transistors

3.4.1 *Considérations préliminaires concernant la méthodologie de synthèse.*

Nous nous proposons dans le chapitre 4 de détailler les algorithmes qui permettent la détermination aussi précise que possible des caractéristiques des éléments qui constituent les blocs de base. Il s'agit, dans le cas de filtres Gm-C, de déterminer la valeur de la capacité unitaire de dénormalisation ainsi que les tailles des transistors et les niveaux de courant requis dans la transconductance.

Ceci s'effectue sur la base d'un ensemble de spécifications concernant la fonction de filtrage dans son ensemble. Ces dernières devront être traduites de façon à caractériser une transconductance considérée comme une fonction indépendante de son contexte d'utilisation.

Le but de l'outil de synthèse est de confronter ce nouvel ensemble de spécifications aux équations qui décrivent le comportement de la structure de transconductance choisie afin d'en effectuer le dimensionnement. Il importe donc de connaître dès à présent la philosophie de synthèse afin que la formulation des équations caractérisant les structures décrites dans la suite de ce chapitre, soit cohérente avec le projet dans son ensemble.

Nous nous sommes fixés le but de concevoir une méthodologie aussi indépendante que possible des logiciels de simulation existants à l'heure actuelle, ce qui implique notamment que les calculs de dimensionnement vont s'effectuer sans le recours aux fonctions d'optimisation disponibles dans la plupart de ces derniers. Ceci présente l'avantage de limiter au strict minimum les transferts de données entre notre programme et un simulateur et de gagner ainsi un temps considérable dans le cas où un grand nombre d'itérations s'avèreraient nécessaires.

Il importe par ailleurs que le résultat ainsi obtenu soit suffisamment précis pour constituer la base d'une optimisation au niveau de la fonction de filtrage dans son ensemble, cette dernière étant réalisée dans un deuxième temps sur un logiciel tel que SPICE par exemple. Cet impératif de précision nous interdit d'utiliser la modélisation très simple de la partie 3.2 de ce chapitre qui supposait notamment l'effet de substrat négligeable. Il n'est d'autre part pas souhaitable de tomber dans l'excès inverse afin de ne pas compliquer inutilement les calculs. Nous avons donc opté pour un modèle valide en forte inversion [3.13] dont la complexité se situe à mi-chemin entre le modèle très simple et un modèle tel que le LEVEL2 implanté dans SPICE.

3.4.2 Modélisation des transistors en statique.

La première modification du modèle simple se situe au niveau de la prise en compte de la variation de la tension de seuil avec la tension V_{SB} . La tension de seuil V_T est calculée pour chaque valeur de V_{SB} selon l'expression suivante:

$$V_T = V_{T0} + \gamma (\sqrt{2 \Phi_F + V_{SB}} - \sqrt{2 \Phi_F}) \quad (3.4.1)$$

avec:

$$\gamma = \sqrt{\frac{2 q \epsilon_{si} N_{sub}}{C_{ox}^2}} \quad (3.4.2)$$

$$\Phi_F = \frac{k T}{q} \ln\left(\frac{N_{sub}}{n_i}\right) \quad (3.4.3)$$

V_{T0} est la tension de seuil extrapolée sur une caractéristique $I_D = f(V_G)$ mesurée à V_{DS} faible pour $V_{SB} = 0$. N_{sub} est la concentration du substrat en At cm^{-3} .

Afin de simplifier le calcul du courant, nous pouvons linéariser l'expression de V_T en calculant la dérivée de (3.4.1) par rapport à V_{SB} :

$$\frac{\partial V_T}{\partial V_{SB}} = \frac{\gamma}{2 \sqrt{2 \Phi_F + V_{SB}}} = \delta \quad (3.4.4)$$

La variation réelle de V_T peut maintenant être approximée par:

$$V_T = V_{Ts} + \delta (V_x - V_S) \quad (3.4.5)$$

V_{Ts} représente la tension de seuil calculée selon (3.4.1) pour $V_{SB} = V_S$ (figure 3.4.1).

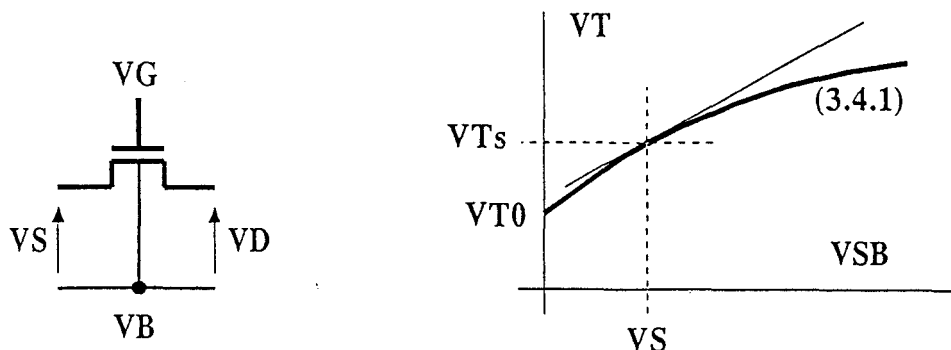


Figure 3.4.1: Approximation de la variation de V_T en fonction de V_{SB}

Le calcul du courant de drain en zone triode s'effectue en estimant la surface délimitée

par les droites V_G , V_D , V_S et $(\delta + 1)$, pondérée par le facteur $\mu C_{ox} (W/L)$ (figure 3.4.2):

$$I_D = \mu C_{ox} \frac{W}{L} \int_{V_S}^{V_D} U_x dU_x \quad (3.4.6)$$

avec:

$$U_x = V_G - V_S - V_{T_s} - (\delta + 1)(V_x - V_S) \quad (3.4.7)$$

soit, après intégration:

$$I_D = \mu C_{ox} \frac{W}{L} \left[V_{GS} - V_{T_s} - \frac{\lambda}{2} V_{DS} \right] V_{DS} \quad (3.4.8)$$

$$\text{avec: } \lambda = 1 + \delta \quad (3.4.9)$$

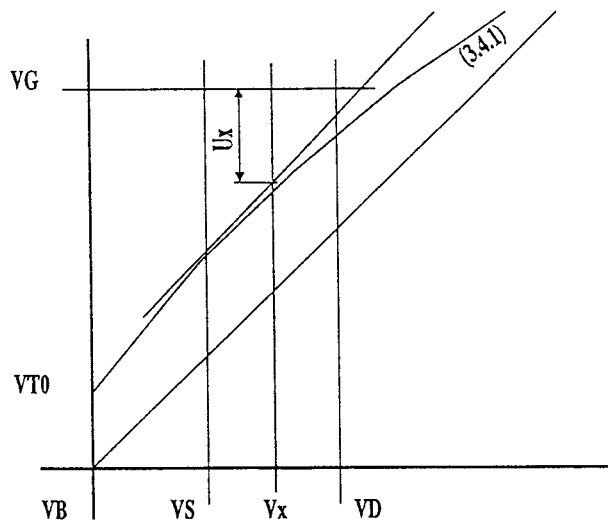


Figure 3.4.2: Calcul du courant de drain en régime triode

Les expressions des paramètres petit-signal sont calculées de la façon habituelle:

$$G_m = \frac{dI_D}{dV_G} = K V_{DS} \quad K = \mu C_{ox} \frac{W}{L} \quad (3.4.10)$$

$$g_d = \frac{dI_D}{dV_{DS}} = K (V_{GS} - V_{T_s} - \lambda V_{DS}) \quad (3.4.11)$$

En ce qui concerne le courant en régime saturé, le courant de drain est encore déterminé par (3.4.6), excepté en ce qui concerne la borne supérieure d'intégration qui devient (figure 3.4.3):

$$V_{Dsat} = V_S + \frac{V_{GS} - V_{Ts}}{\lambda} \quad (3.4.12a)$$

$$\text{soit: } V_{DSS} = \frac{V_{GS} - V_{Ts}}{\lambda} \quad (3.4.12b)$$

$$I_D = \mu C_{ox} \frac{W}{L} \int_{V_S}^{V_{Dsat}} U_x dU_x \quad (3.4.13)$$

finalement:

$$I_D = K \frac{(V_{GS} - V_{Ts})^2}{2 \lambda} \quad (3.4.14)$$

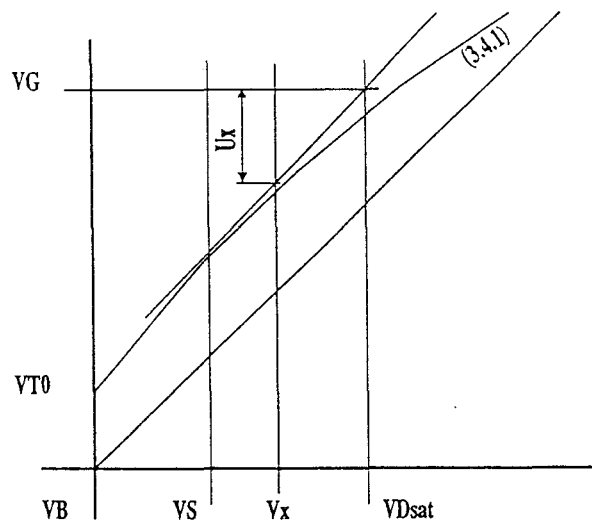


Figure 3.4.3: Calcul du courant de drain en régime saturé

Les paramètres petit-signal sont donnés par:

$$G_m = \sqrt{\frac{2 K I_D}{\lambda}} \quad (3.4.15)$$

$$g_d = \frac{I_D}{V_A} \quad (3.4.16)$$

où V_A est l'inverse du paramètre LAMBDA spécifié dans le modèle SPICE de type LEVEL2.

Il est à noter que le modèle présenté ci-avant tend à sous-estimer la valeur du courant I_D ainsi que la tension de saturation V_{DSS} .

3.4.3 Modélisation des transistors pour les hautes fréquences.

Le schéma équivalent du transistor intrinsèque est donné à la figure 3.4.4.

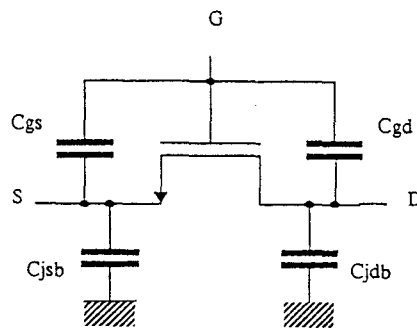


Figure 3.4.4: Capacités du transistor intrinsèque (modèle simplifié)

Les expressions des capacités C_{gs} et C_{gd} sont issues d'une analyse de la répartition des charges dans le canal en régime quasi-statique [3.13]. Elles sont fonction de la valeur de C_{ox} et des conditions de polarisation, ainsi que des capacités de recouvrement ($C_{gs\text{ovl}}$, $C_{gd\text{ovl}}$) qui sont déterminées par C_{ox} et la longueur de diffusion latérale sous la grille (L_{ovl}).

C_{jsb} et C_{jdb} représentent la capacité non-linéaire des jonctions drain-substrat et source-substrat polarisées en inverse.

$$C_{gs} = \frac{C_{ox}}{2} \quad (\text{triode}) \quad C_{gs} = \frac{2 C_{ox}}{3} \quad (\text{sature}) \quad (3.4.18)$$

$$C_{gd} = \frac{C_{ox}}{2} \quad (\text{triode}) \quad C_{gd} \approx 0 \quad (\text{sature}) \quad (3.4.19)$$

$$C_{gs\text{ovl}} = C_{gd\text{ovl}} = C_{ox} W L_{\text{ovl}} \quad (3.4.20)$$

$$C_{jdb} = A_d C_j + P_d C_{jsw} \quad (3.4.21a)$$

$$C_{jsb} = A_s C_j + P_s C_{jsw} \quad (3.4.21b)$$

avec:

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\left(1 + \frac{V_d}{\Phi_0}\right)^{MJ}} \quad (3.4.22)$$

$$C_{jsw} = \frac{C_{jsw0}}{\left(1 + \frac{V_d}{\Phi_0}\right)^{MJSW}} \quad (3.4.23)$$

C_{j0}	capacité plane par unité de surface à polarisation nulle
C_{jsw0}	capacité circulaire par unité de longueur à polarisation nulle
MJ, MJSW	facteurs de gradient pour les jonctions planes et cylindriques respectivement
A_d, A_s	aire de drain, aire de source
P_d, P_s	périmètre de drain, périmètre de source
Φ_0	barrière de potentiel de la jonction

Les expressions de C_{gs} et C_{gd} ne sont plus valides au delà d'une certaine fraction de la pulsation de coupure ω_0 définie comme suit:

$$\omega_0 = \frac{\mu (V_{GS} - V_T)}{(1 + \delta) L^2} \quad (3.4.24)$$

Pour des applications critiques pour lesquelles il est nécessaire d'évaluer la phase d'un signal avec précision, la pulsation limite d'utilisation du modèle $\omega_{max} = 0.1 \omega_0$ est suggérée. Les figures 3.4.5 et 3.4.6 présentent l'évolution de la pulsation ω_{max} en fonction de diverses conditions de polarisation pour un transistor de longueur minimale fabriqué dans le procédé CMOS 2 μm de la société AMS. Ce dernier a été utilisé pour la réalisation d'une transconductance pour applications vidéofréquences qui sera décrite dans la partie 3.6.

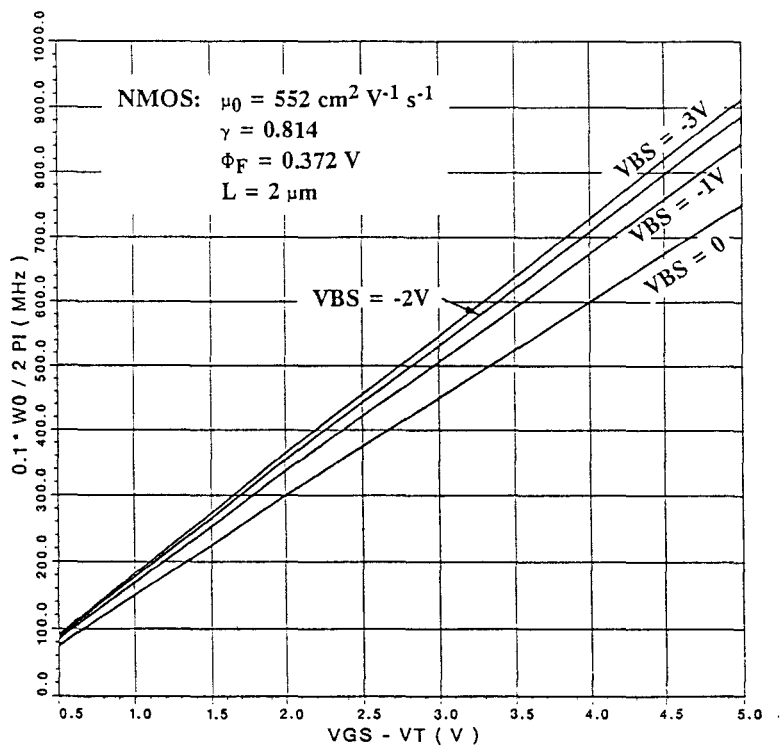


Figure 3.4.5: Evolution de ω_{max} pour un NMOS

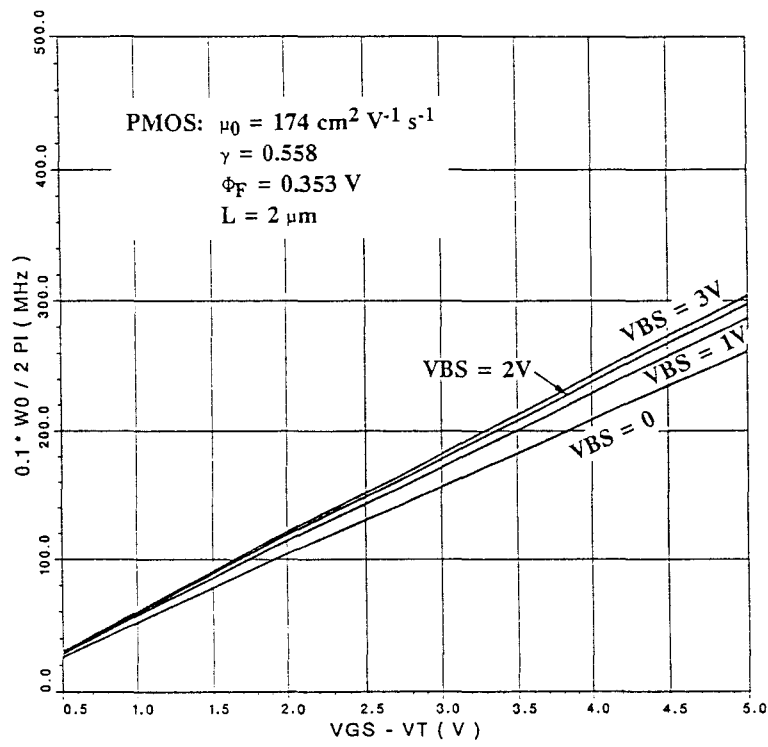


Figure 3.4.6: Evolution de ω_{\max} pour un PMOS

3.5 Transconductance pour applications basses fréquences et faible bruit (type I)

Ce composant a été développé dans le cadre de l'étude d'un filtre de pré-échantillonnage basse fréquence devant présenter un rapport signal sur bruit élevé en bande-passante, de l'ordre de 90 dB (cf §5.1). La valeur des tensions d'alimentation étant suffisamment importante ($\pm 5V$), nous nous sommes tournés vers une structure mettant en oeuvre un étage de sortie de type cascode directement relié au coeur de la transconductance. Le schéma complet est présenté figure 3.5.1. Cette topologie utilise un nombre minimal de transistors, ce qui a permis d'atteindre les spécifications en bruit souhaitées.

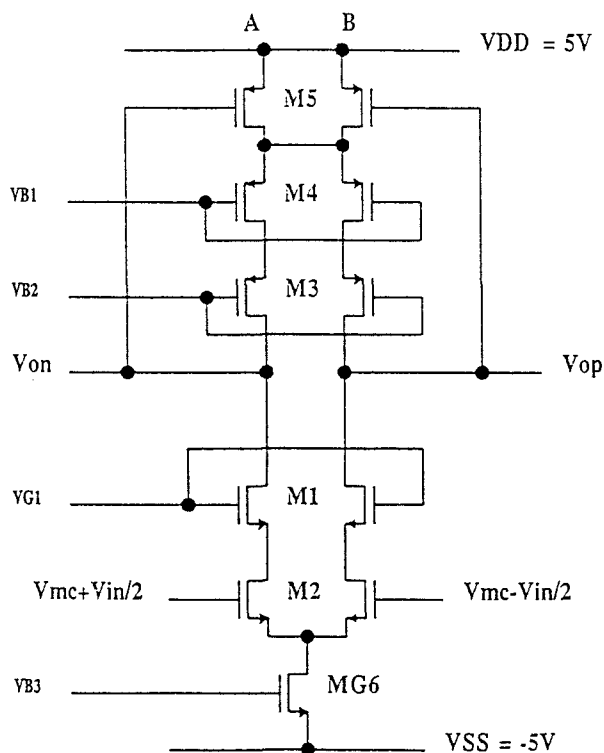


Figure 3.5.1: Transconductance de type I

Après une brève description du circuit nécessaire à la polarisation, nous mettrons en évidence les contraintes qui dicteront le choix d'un point de fonctionnement optimal. Nous établirons ensuite les expressions qui régissent son comportement en termes de bruit, puis nous montrerons qu'il existe une solution minimisant la surface active des composants.

3.5.1 Description du circuit de polarisation.

Le rôle de ce circuit est de fournir le courant $2 I_{D2}$ ainsi que les tensions V_{B1} , V_{B2} , V_{B3} et V_{G1} , tout en garantissant que les transistors opèrent en permanence dans un mode adéquat qui est en l'occurrence la saturation pour M1, M3, M4 et le régime triode pour M2, M5. Par ailleurs, la stratégie de polarisation choisie pour le transistor M2 (cf §3.2) nous impose un contrôle simultané du courant I_{D2} et de la tension V_{G1} , ce qui a conduit au principe présenté précédemment figure 3.2.5. Ces différents impératifs sont réalisés par le schéma proposé figure 3.5.2.

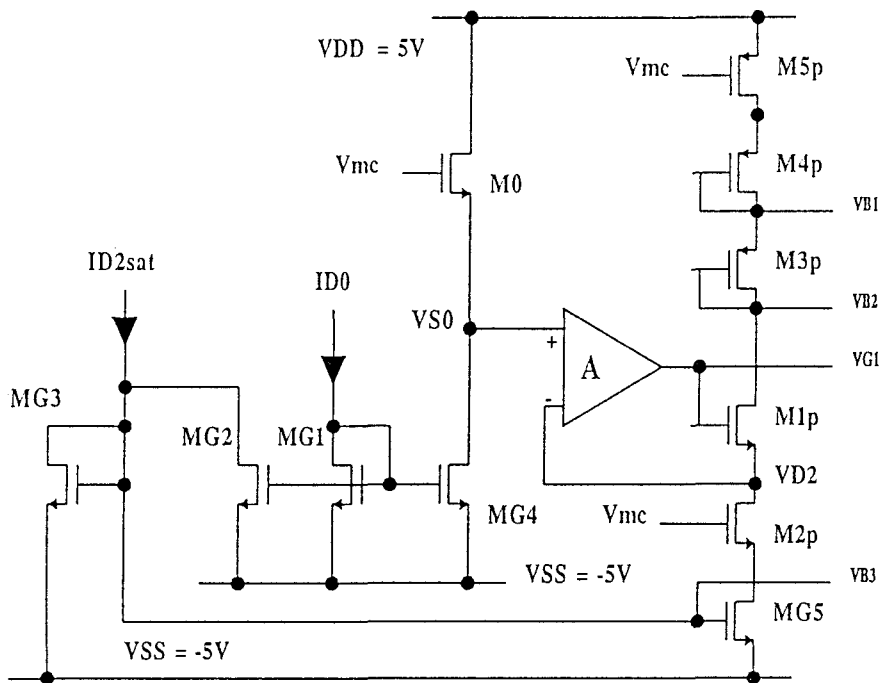


Figure 3.5.2: Circuit de polarisation de la figure 3.5.1

Une demi-transconductance polarisée au point de repos ($V_{in} = V_{mc}$) dans laquelle est forcé le courant I_{D2} génère les tensions V_{B1} et V_{B2} nécessaires au fonctionnement de l'étage cascode. Ainsi que nous l'avons vu au chapitre 3, la tension V_{G1} doit être ajustée de façon que la condition $V_{S0} = V_{D2}$ soit satisfaite, ce qui est réalisé par l'amplificateur A. La condition $I_{D0} + I_{D2} = I_{D2sat}$ est implémentée par les transistors MG1, MG2, MG3 en fonction d'un courant de référence extérieur à la cellule de valeur I_{D2sat} et d'une commande I_{D0} permettant de contrôler la valeur du Gm. Les tensions V_{G1} , V_{B1} , V_{B2} , V_{B3} ainsi disponibles seront délivrées à toutes les transconductances constituant le filtre. Les alimentations VDD et VSS étant symétriques, le potentiel de mode commun V_{mc} a été tout naturellement choisi égal à 0 (GND).

3.5.2 Choix du point de fonctionnement.

Le problème est de définir, sur la base du schéma de la figure 3.5.1, les dimensions physiques des différents transistors ainsi que la valeur du courant de référence I_{D2sat} . Nous disposons pour ce faire de plusieurs paramètres que nous pouvons classer en trois catégories.

Il existe d'une part des grandeurs liées au procédé de fabrication choisi (tension de seuil, μC_{ox} , dimensions minimales des composants ...), d'autre part les contraintes directement dépendantes de la structure de transconductance choisie (régime de fonctionnement des transistors, tension de mode commun ...), et enfin des impératifs issus du cahier des charges et définis en ce qui concerne la fonction de filtrage dans son ensemble. Il s'agit notamment de paramètres tels que le bruit ou la consommation. La première étape est donc de traduire ces derniers en des spécifications applicables à la transconductance, et ce indépendamment de son contexte d'utilisation. Cet aspect de la conception sera abordé dans le prochain chapitre, et nous considérons pour les calculs qui suivent que ces spécifications sont disponibles.

Dimensionnement de M1, M2, MG6:

Dans un premier temps, la valeur du G_m à réaliser ainsi que sa plage de variation nécessaire permettent d'estimer la valeur du rapport K_2/K_1 pour une valeur du paramètre réduit x , comprise en pratique entre 0.1 et 0.9, à l'aide de la courbe figure 3.2.10. Cette estimation devra être vérifiée à posteriori par simulation car nous avons vu précédemment que le degré de validité de la formule simplifiée est fortement dépendant du procédé de fabrication. Une fois ce rapport déterminé, les calculs vont être effectués pour $x = 0.1$, valeur pour laquelle le courant I_{D2} est maximal dans la transconductance.

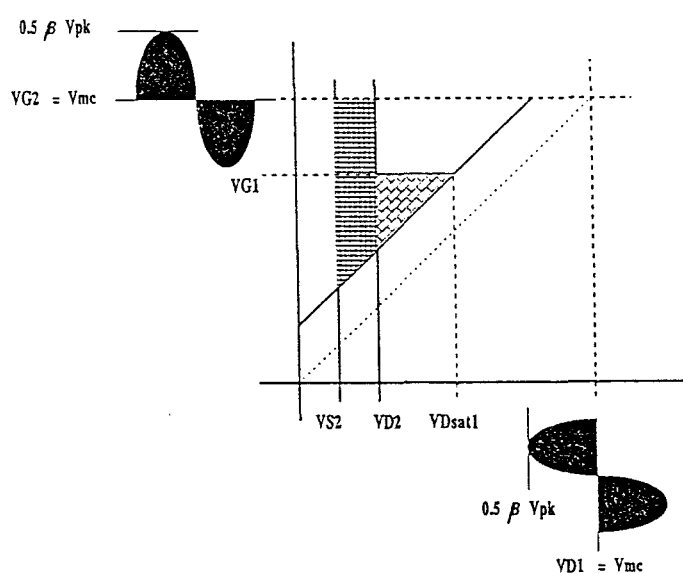


Figure 3.5.3: Diagramme de Memelink pour M1 et M2

Le diagramme de Memelink, figure 3.5.3, décrit l'état des transistors pour un état de repos défini par $V_{in} = V_{out} = V_{mc}$ tension de mode commun.

La tension V_{S2} est choisie la plus faible possible, en tenant compte toutefois du fait que le transistor MG6 doit rester en saturation afin de conserver un bon appariement entre le courant $2 \cdot I_{D2}$ de la cellule et le courant I_{D2} du demi-circuit de polarisation. Toujours dans cette optique, il est d'autre part souhaitable que la tension grille-source de MG6 soit la plus élevée possible afin de minimiser l'influence des inévitables dispersions de la tension de seuil au sein du circuit. Ces deux impératifs sont malheureusement contradictoires. En effet:

$$V_{S2} > V_{DsatG6} = \frac{V_{GG6} - V_{TsG6}}{\lambda_{G6}} \quad (V_{SG6} = 0) \quad (3.5.1)$$

Il est donc nécessaire de réaliser un compromis entre V_{DsatG6} et V_{GG6} . $V_{GG6} = 2 V_T$ permet d'atteindre cet objectif avec une erreur sur la valeur du courant de l'ordre de 1% ($V_T \approx 800$ mV, $\Delta V_T \approx 5$ mV). Il est à présent possible de définir la valeur de V_{S2} :

$$V_{S2} = V_{DsatG6} + \Delta V \quad \Delta V \approx 100 \text{ mV} \quad (3.5.2)$$

La marge de sécurité ΔV permet de s'affranchir de l'effet des variations de la valeur des paramètres sur MG6 et M2. Notons que le mode de calcul de V_{DsatG6} utilisé (cf. §3.4) tend à sous-estimer cette valeur. Une évaluation plus précise de cette tension peut être effectuée en posant l'égalité suivante:

$$V_{GG6} = V_{T0} + \gamma \sqrt{2 \Phi_F + V_{DsatG6}} - \gamma \sqrt{2 \Phi_F} + V_{DsatG6} \quad (3.5.3)$$

La résolution peut s'effectuer à l'aide d'une méthode itérative (cf. annexe D1) en prenant pour valeur de départ le résultat de (3.5.1).

Le choix de la valeur de V_{DS2} est dicté par deux contraintes liées d'une part au niveau de signal que l'on souhaite pouvoir appliquer à l'entrée de la transconductance, et d'autre part à la répétabilité de la valeur du G_m total en fonction de dérives du procédé. En effet, pour un signal différentiel de valeur crête V_{pk} en entrée de filtre, il est possible d'atteindre jusqu'à $0.5 \beta V_{pk}$ sur les grilles des transistors M2. β représente la valeur maximale des coefficients de surtension associés aux noeuds du filtre, après égalisation des niveaux le cas échéant (cf. §2.1.8). Pour que ce dernier reste en régime triode, il est nécessaire de satisfaire la condition:

$$V_{mc} - \frac{1}{2} \beta V_{pk} > V_{S2} + V_{DS2} + V_{Td2} \quad (3.5.4a)$$

La borne supérieure de V_{DS2} est ainsi déterminée. La méthode de polarisation implique par ailleurs que la valeur de V_{DS2} est fortement influencée par un écart sur la tension de seuil V_{T1} ainsi que sur K_1 , paramètre de transconductance du transistor M1. Ceci est d'autant plus vrai quand x tend vers 0.9 car gm_2 et par conséquent V_{DS2} atteignent en ce point leur valeur la plus faible. Cet effet peut être minimisé en choisissant la valeur maximale admissible pour V_{DS2} , donnée par:

$$V_{DS2} = V_{mc} - \frac{1}{2} \beta V_{pk} - V_{S2} - V_{Td2} \quad (3.5.4b)$$

Les données de V_{S2} et V_{DS2} permettent de déterminer la valeur de K_2 et I_{D2sat} pour un Gm total connu au point de polarisation $x = 0.1$. Nous pouvons calculer, à l'aide de l'équation (3.2.33), la valeur de gm_{2sat} pour le rapport K_2/K_1 choisi en fonction de la plage de variation désirée. Il en résulte les relations suivantes:

$$gm_{2sat} = \frac{2 Gm \left(1 + \sqrt{\frac{K_2}{K_1}} \sqrt{\frac{x}{1-x}} \right)}{1 - \sqrt{x}} \quad (3.5.5)$$

$$gm_2 = gm_{2sat} (1 - \sqrt{x}) \quad (3.5.6)$$

$$K_2 = \mu C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_2 = \frac{gm_2}{V_{DS2}} \quad (3.5.7)$$

La valeur de V_{S2} permet de déterminer le courant I_{D2sat} nécessaire:

$$\lambda_2 = 1 + \frac{\gamma}{2 \sqrt{2 \Phi_F + V_{S2}}} \quad (3.5.8)$$

$$V_{Ts2} = V_{T0} + \gamma \sqrt{2 \Phi_F + V_{S2}} - \gamma \sqrt{2 \Phi_F} \quad (3.5.9)$$

$$I_{D2} = K_2 \left(V_{mc} - V_{S2} - V_{Ts2} - \frac{\lambda_2}{2} V_{DS2} \right) V_{DS2} \quad (3.5.10)$$

$$I_{D2sat} = \frac{I_{D2}}{(1-x)} \quad (3.5.11)$$

Le transistor M2 est donc entièrement défini, et ces résultats vont être utilisés pour le dimensionnement de M1, puisque nous avons fixé la valeur de K_2/K_1 dès le départ. Il faut cependant vérifier, afin d'assurer la dynamique souhaitée sur la sortie, que la tension de saturation drain V_{Dsat1} réponde au critère suivant:

$$V_{Dsat1} < V_{mc} - \frac{1}{2} \beta V_{pk} \quad (3.5.12)$$

La valeur de V_{Dsat1} est déterminée par la résolution de:

$$V_{G1} = V_{T0} + \gamma \sqrt{2 \Phi_F + V_{Dsat1}} - \gamma \sqrt{2 \Phi_F} + V_{Dsat1} \quad (3.5.13)$$

où la tension V_{G1} est calculée de la façon suivante:

$$V_{G1} = \sqrt{\frac{2 \lambda_1 I_{D2}}{K_1}} + V_{S2} + V_{DS2} + V_{Ts1} \quad (3.5.14)$$

$$\text{avec: } \lambda_1 = 1 + \frac{\gamma}{2 \sqrt{2\Phi_F + V_{S2} + V_{DS2}}} \quad (3.5.15a)$$

$$V_{Ts1} = V_{T0} + \gamma \sqrt{2\Phi_F + V_{S2} + V_{DS2}} - \sqrt{2\Phi_F} \quad (3.5.15b)$$

Si le critère (3.5.12) n'est pas satisfait, il devient nécessaire d'augmenter la valeur de K_1 au détriment de la plage de variation du G_m total. Si cette augmentation n'est pas réalisable, nous nous trouvons dans un cas d'impossibilité de réalisation de la transconductance pour cette valeur de G_m et avec les spécifications désirées.

Un second critère de faisabilité réside en la valeur du rapport entre le courant I_{D2max} et I_{D2} calculé pour $V_{in} = V_{mc}$. La relation suivante permet de déterminer cette valeur maximale comme étant:

$$I_{D2max} = I_{D2sat} (1 - x) + G_m \beta V_{pk} \quad (3.5.16)$$

Le cas extrême de fonctionnement est atteint quand I_{D2max} atteint $2 I_{D2sat} (1-x)$, ce qui correspond à la saturation d'une des deux branches et au blocage de l'autre. Ce cas de figure n'est évidemment pas envisageable pour un circuit linéaire et le rapport I_{D2max} / I_{D2} devra rester aussi proche que possible de l'unité.

L'équation (3.5.16) suppose une valeur constante de G_m en fonction de V_{in} , autrement dit une faible variation de la tension V_{DS2} en fonction du potentiel de grille V_{G2} appliqué. Il en va autrement en réalité car la tension V_{G1} fixée par le circuit de polarisation restant constante, l'augmentation du courant I_{D2} fait diminuer V_{D2} et par voie de conséquence V_{DS2} de façon d'autant plus sensible que le rapport K_1/K_2 est faible. Il en résulte une variation de $g_{m2} = K_2 V_{DS2}$ entraînant de fortes non-linéarités du G_m . Ceci plaide en faveur du choix d'une forte valeur pour K_1 , toujours au détriment de la plage de variation du G_m .

Le calcul de la valeur de K_{G6} s'effectue simplement à l'aide de l'équation suivante:

$$K_{G6} = \mu C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_{G6} = \frac{2 \lambda_{G6} I_{D2sat} (1 - x)}{(V_{GSG6} - V_{TsG6})^2} \quad (3.5.17)$$

Afin de garantir le meilleur appariement possible entre le courant I_{D2} de la cellule de polarisation et le courant $2 I_{D2}$ de la transconductance, le transistor $MG6$ sera implémenté sous la forme de deux demi-transistors identiques à $MG5$.

Dimensionnement de M3, M4, M5.

Cette étape du calcul va faire intervenir les expressions du gain statique de la régulation du mode commun A_{dcMC} et du gain statique de la transconductance en mode différentiel A_{dc} , définis respectivement par:

$$A_{dcMC} = \frac{-gm_5}{g_{0,2MC} \left(1 + \frac{gd_5}{gm_4} + \frac{gd_5 gd_4 gd_3}{gm_4 gm_5 g_{0,2MC}} \right)} \quad (3.5.18)$$

$$A_{dc} = \frac{2 Gm}{(g_{0,2MD} + g_{0,3,4MD})} \quad (3.5.19)$$

avec les relations approchées suivantes:

$$g_{0,2MD} \approx \frac{gd_1}{\left(1 + \frac{gm_1}{gd_2} \right)} \quad (3.5.20a) \quad g_{0,3,4MD} \approx \frac{gd_3 gd_4}{gm_3} \quad (3.5.20c)$$

$$g_{0,2MC} \approx \frac{gd_1}{\left(1 + \frac{2 gm_1 gm_{2sat}}{gd_2 gd_{G6}} \right)} \quad (3.5.20b)$$

Les conductances équivalentes $g_{0,2MC}$, $g_{0,2MD}$ et $g_{0,3,4MD}$ sont définies respectivement pour une attaque en mode commun et différentiel (cf. §3.3).

La figure 3.5.4 donne le diagramme de Memelink pour un cas typique de polarisation de l'étage de sortie.

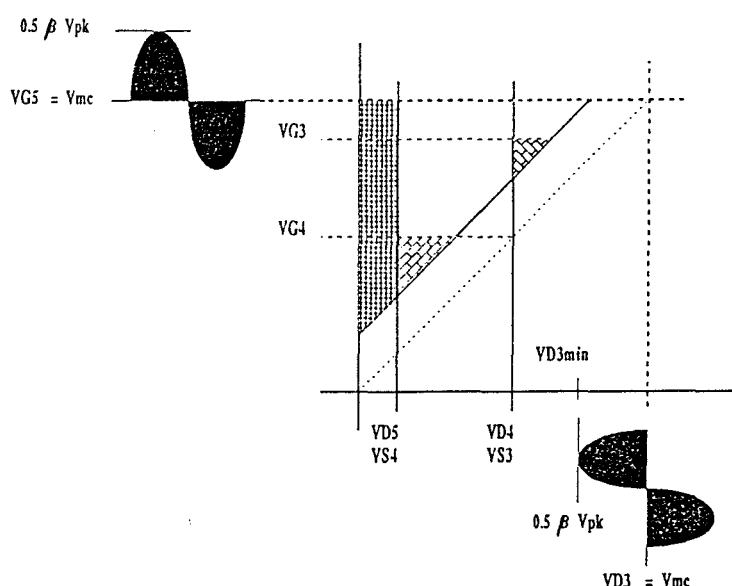


Figure 3.5.4: Diagramme de Memelink pour M3, M4 et M5

Il est possible de déterminer dès à présent la tension de grille maximale V_{G3max} applicable sur le transistor M3. Ce calcul est effectué pour la valeur de V_{D3min} :

$$V_{D3min} = V_{mc} - \frac{1}{2} \beta V_{pk} \quad (3.5.21)$$

$$V_{G3max} = V_{T0} + \gamma \sqrt{2 \Phi_F + V_{D3min}} - \gamma \sqrt{2 \Phi_F + V_{D3min}} \quad (3.5.22)$$



Une étude détaillée de l'équation (3.5.19) montre que la variation du gain statique de mode différentiel A_{dc} est minimale si $g_{o1,2MD} \gg g_{o3,4MD}$. La rapidité de variation de $g_{o3,4MD}$ en fonction de x est telle que ce minimum est presque atteint pour $g_{o1,2MD} = 2 g_{o3,4MD}$. Dans ce cas, pour $x = 0.9$, l'expression de A_{dc} peut être approximée par:

$$A_{dc} = \frac{gm_{2sat} (1 - \sqrt{x})}{1 + \sqrt{\frac{k_2}{K_1}} \sqrt{\frac{x}{1-x}}} \frac{1 + \sqrt{\frac{K_1}{K_2}} \sqrt{\frac{1-x}{x}}}{gd_1} \quad (3.5.23)$$

La seule inconnue gd_1 est ainsi aisément déterminée.

Nous verrons par la suite que, grâce à l'utilisation d'un étage cascode, la contribution du transistor M3 n'intervient pas dans l'expression du bruit. Ceci autorise de fixer la longueur de son canal à une valeur proche du minimum autorisé par la technologie. Nous connaissons donc la valeur de sa tension d'Early, et par voie de conséquence la valeur de gd_3 . Nous avons déterminé précédemment pour $x = 0.1$:

$$g_{o1,2MD} = 2 g_{o3,4MD} \quad , \text{ soit:}$$

$$\frac{gd_4}{gm_3} = \frac{gd_1}{1 + \frac{gm_1}{gd_2}} \frac{1}{2 gd_3} \quad (3.5.24)$$

Le fait que M3 ne participe pas au bruit permet de donner une valeur élevée à gm_3 . A courant donné, cela signifie que V_{GS3} peut être relativement faible. Cependant, afin de minimiser l'influence de ΔV_T sur le courant de drain de M3, nous allons réutiliser le critère suivant:

$$V_{GS3} - V_{Ts3} = V_{T0} \quad (3.5.25)$$

$$V_{G3} = V_{S3} + V_{Ts3} + V_{T0}$$

$$V_{G3} = V_{S3} + 2 V_{T0} + \gamma \sqrt{2 \Phi_F + V_{S3}} - \gamma \sqrt{2 \Phi_F} \quad (3.5.26)$$

La résolution de l'égalité précédente pour $V_{G3} = V_{G3max}$ fournit la valeur de V_{S3} , et finalement:

$$K_3 = \mu C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_3 = \frac{2 \lambda_3 I_{D2sat} (1-x)}{(V_{G3} - V_{S3} - V_{Ts3})^2} \quad (3.5.27)$$

$$gm_3 = \sqrt{\frac{2 K_3 I_{D2sat} (1 - x)}{\lambda_3}} \quad (3.5.28)$$

Cette dernière valeur permet, à l'aide du rapport gd_4/gm_3 précédemment défini (3.5.24), de calculer la valeur de gd_4 pour $x = 0.1$.

La valeur de gm_4 doit être minimisée afin d'obtenir de bonnes performances en bruit. Cette condition peut être satisfaite en donnant à V_{GS4} une valeur maximale, ce qui est facilité par le choix de V_{GS3} précédemment effectué. La tension de grille étant fixée ($V_{G4} = V_{S3}$), le seul degré de liberté réside en la valeur de V_{S4} , valeur qui conditionne le fonctionnement du transistor M5 opérant en régime triode. En effet, pour $x = 0.9$, la tension V_{DS5} est à son minimum (environ 10% de la valeur pour $x=0.1$) et les perturbations causées par les dispersions ΔV_T sont maximales. Il semble donc judicieux de fixer:

$$x = 0.9: \quad V_{DS5} \approx 100 \text{ mV}, \quad x = 0.1: \quad V_{DS5} \approx 1 \text{ V} \quad (3.5.29)$$

Il sera cependant nécessaire de vérifier que V_{DS5} reste suffisamment inférieur à V_{S3} afin de ne pas aboutir à une trop faible valeur de V_{DS4} . Nous pouvons à présent déterminer la valeur de K_4 :

$$K_4 = \mu \text{ Cox} \left(\frac{W}{L} \right)_4 = \frac{2 \lambda_4 I_{D2sat} (1 - x)}{(V_{G4} - V_{DS5} - V_{Ts4})^2} \quad (3.5.30)$$

$$gm_4 = \sqrt{\frac{2 K_4 I_{D2sat} (1 - x)}{\lambda_4}} \quad (3.5.31)$$

Les paramètres λ_4 et V_{Ts4} sont déterminés pour $V_{S4} = V_{DS5}$ de la façon habituelle. Il ne reste donc plus qu'à déterminer la valeur de K_5 au moyen de l'expression du gain statique de la régulation du mode commun A_{dcMC} (3.5.18):

$$K_5 = \frac{A_{dcMC} g_{0,2MC}}{V_{DS5} - A_{dcMC} (V_{GS5} - V_{Ts5} - \lambda_5 V_{DS5}) \left(\frac{g_{0,2MC}}{gm_4} + \frac{gd_4}{gm_4 gm_3} \right)}$$

$$K_5 = \mu \text{ Cox} \left(\frac{W}{L} \right)_5 \quad (3.5.32)$$

Cette dernière valeur est calculée au point $V_{GS5} = V_{mc}$.

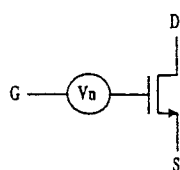
Nous disposons maintenant de tous les rapports (W/L) ainsi que des conductances de sortie associées aux transistors. Cependant, ceci ne nous permet pas encore de définir les dimensions physiques. En effet, si la transconductance atteint les spécifications en

bruit thermique, seule la connaissance des surfaces actives nécessaires à l'obtention des caractéristiques de bruit $1/f$ souhaitées permettra de fixer les valeurs de W et L .

3.5.3 Comportement en bruit de la structure.

Nous allons à présent déterminer la densité spectrale de bruit en courant en fonction de paramètres intrinsèques aux transistors et définis par le point de polarisation de la transconductance calculé dans la partie précédente. La nature totalement différentielle du circuit nous autorise à ne pas considérer les contributions issues du réseau de polarisation (V_{G1} , V_{B1} , V_{B2} , V_{B3}) car celles-ci se répartissent de façon identique sur chaque sortie et sont donc assimilables à du mode commun. Il en va de même en ce qui concerne le bruit généré par les transistors M5A, M5B, MG6. Ces hypothèses sous-entendent que tous les composants sont parfaitement appariés, ce qui n'est évidemment pas le cas dans un circuit réel. De ce fait, un certain degré de dissymétrie va être introduit dans la transconductance et une partie du bruit de mode commun va se retrouver en mode différentiel. Il est bien entendu difficile de chiffrer à priori cette augmentation de façon analytique, mais une bonne connaissance des dispersions du procédé en permettrait certainement l'évaluation au moyen d'une simulation statistiques. En tout état de cause, l'expérience prouve que si les précautions habituelles concernant l'appariement des transistors sont prises, cette contribution peut être négligée.

Le transistor est modélisé en bruit de la façon indiquée à la figure 3.5.5.



source	bruit thermique	bruit 1/f
V_{n1}^2	$\frac{2}{3} \cdot \frac{4kT}{gm_1}$	$\frac{4kT \cdot K_F}{W_1 \cdot L_1 \cdot f^{AF}}$
V_{n2}^2	voir (3 · 5 · 42)	$\frac{4kT \cdot K_F}{W_1 \cdot L_1 \cdot f^{AF}}$

Figure 3.5.5: Modélisation en bruit du transistor

L'expression de la densité spectrale de bruit en tension figurée par le générateur V_n^2 en série sur la grille dépend à la fois du régime de fonctionnement et de la nature du bruit considéré. Le tableau de la figure 3.5.5 résume ces différentes expressions pour les transistors M1 et M2 avec:

$k = 1.381 \cdot 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$ (constante de Boltzmann)

T: température ($^\circ\text{K}$)

KF: coefficient de bruit 1/f dépendant de la technologie (m^2/F)

AF: exposant du bruit 1/f, généralement compris entre 1 et 1.5

W_i, L_i : largeur et longueur effectives du canal, respectivement

Dans le cas de M2 qui fonctionne en régime triode, la formule classique donnant la valeur du bruit thermique est:

$$V_n^2 = \frac{4 k T g d}{g m^2} \quad (3.5.33)$$

Cette dernière ne prend que la contribution de $g d_2$ en compte et n'est donc pas valable quand le transistor est polarisé à tension V_{DS} non nulle. En effet, ceci entraîne l'apparition d'un bruit fonction de $g m$ qui modifie l'équation (3.5.33) de la façon suivante:

$$V_n^2 = \frac{4 k T (g d + g m)}{g m^2} \approx \frac{4 k T g m_{sat}}{g m^2} \quad (3.5.34)$$

Cette expression reste valable jusqu'à $V_{DS} = V_{DSS}$, tension pour laquelle elle devient:

$$V_n^2 = \frac{2}{3} \frac{4 k T g m_{sat}}{g m_{sat}^2} \quad (3.5.35)$$

Aux alentours de la jonction entre les deux zones, les logiciels de simulation tels que SPICE utilisent une fonction de raccordement empirique qui assure la continuité de la transition entre les deux régimes. Celle-ci fait intervenir un paramètre α qui est en quelque sorte une mesure de la position de la tension V_{DS} par rapport à la valeur V_{DSS} à partir de laquelle le transistor entre en saturation [3.13]. La densité spectrale de bruit s'exprime alors de la façon suivante:

$$V_n^2 = \frac{2}{3} \frac{4 k T g m_{sat}}{g m^2} \frac{1 + \alpha + \alpha^2}{1 + \alpha} \quad (3.5.36)$$

$$\text{avec: } \alpha = 1 - \frac{V_{DS}}{V_{DSS}} \quad (\text{triode}) \quad (3.5.37)$$

$$\alpha = 0 \quad (\text{saturation})$$

Notre stratégie de polarisation nous permet d'exprimer de façon simple le paramètre α en utilisant les relations suivantes (effet de substrat négligé):

$$V_{DS} = \frac{gm}{K} \quad K = \mu \text{ Cox} \left(\frac{W}{L} \right) \quad (3.5.38)$$

$$V_{DSS} = \frac{gm_{sat}}{K} \quad (3.5.39)$$

$$gm = gm_{sat} (1 - \sqrt{x}) \quad (3.5.40)$$

Nous pouvons donc exprimer α en substituant dans (3.5.37) les équations (3.5.38,39,40), ce qui donne:

$$\alpha = \sqrt{x} \quad \text{avec: } x = \frac{ID_0}{ID_{2sat}} \quad (3.5.41)$$

Finalement, l'équation (3.5.36) s'écrit de la façon suivante dans le cas du transistor M2:

$$V_{n2}^2 = \frac{2}{3} \frac{4 k T gm_{2sat}}{gm_2^2} \frac{1 + \sqrt{x} + x}{1 + \sqrt{x}} \quad (3.5.42)$$

Nous sommes désormais en mesure de déterminer la densité spectrale de bruit en courant (S_{in}) présente sur la sortie de la transconductance en sommant les contributions des générateurs associés à chaque transistor (V_{ni}^2), ces dernières étant pondérées par la fonction de transfert appropriée (Gm_{ni}^2):

$$S_{in} = \sum_i Gm_{ni}^2 V_{ni}^2 \quad (3.5.43)$$

La détermination de Gm_{n1} et Gm_{n2} s'effectue sur la base du schéma équivalent de la figure 3.5.6.

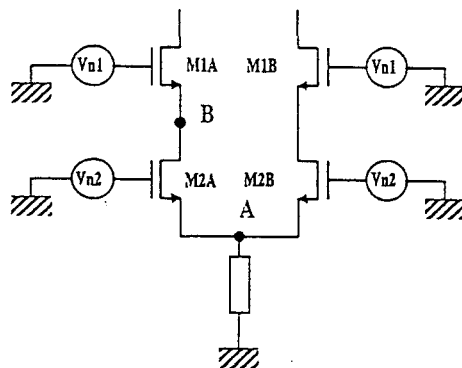


Figure 3.5.6: Schéma équivalent pour le calcul du bruit de la paire M1, M2

Le circuit reste parfaitement symétrique mais le concept de demi-circuit n'est plus applicable du fait d'une attaque non différentielle des transistors M2A et M2B. Cet inconvénient peut être contourné si le calcul des fonctions de transfert prend en compte l'impédance réelle présente aux noeuds A et B pour le calcul de $G_{m_{n2}}$ et $G_{m_{n1}}$ respectivement (figure 3.5.7).

posons:

$$Z_A = \frac{1 + \frac{g_{d_2}}{g_{m_1}}}{g_{m_2} + g_{d_2}} \quad (3.5.44a),$$

$$Z_B = \frac{1}{g_{m_1}} + \frac{2}{g_{d_2}} \quad (3.5.44b)$$

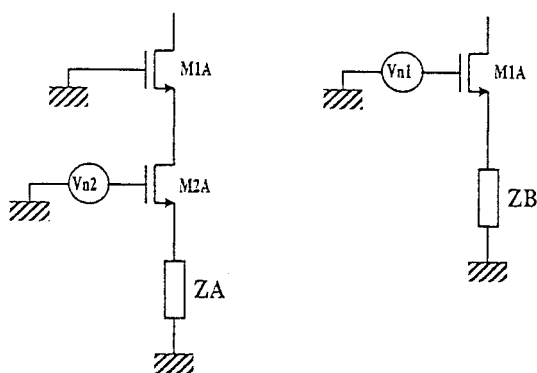


Figure 3.5.7: Définition des impédances Z_A et Z_B

qui permettent de calculer:

$$G_{m_{n1}} = \frac{g_{m_1}}{2 \left(1 + \frac{g_{m_1}}{g_{d_2}} \right)} \quad (3.5.45)$$

$$G_{m_{n2}} = \frac{g_{m_2}}{2 \left(1 + \frac{g_{d_2}}{g_{m_1}} \right)} \quad (3.5.46)$$

En ce qui concerne l'étage de sortie, la structure cascode mise en oeuvre permet de s'affranchir du bruit généré par le transistor M3. Cependant, le calcul de $G_{m_{n4}}$ nécessite de tenir compte de la présence de la boucle de régulation du mode commun. En effet, la non-corrélation entre les sources de bruit crée en sortie une tension de mode commun que la boucle de régulation va vouloir corriger. Il en résulte une diminution du bruit total généré par M4A et M4B. Le schéma équivalent de l'étage de sortie est donné figure 3.5.8.

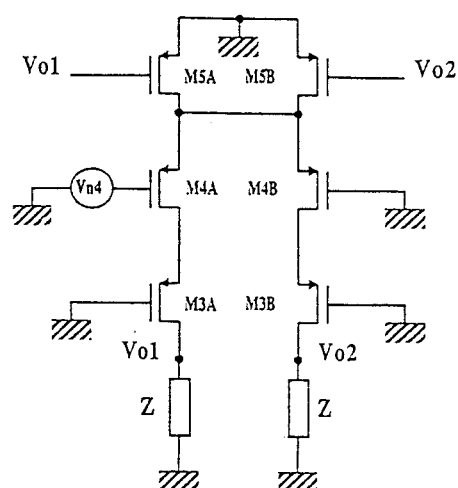


Figure 3.5.8: Schéma équivalent pour le calcul du bruit de l'étage de sortie

L'impédance Z équivalente au coeur de la transconductance est calculée sur le drain de M1A ou M1B en fonction de l'expression de Z_B définie précédemment.

$$Z = \frac{2 \left(1 + \frac{gm_1}{gd_2} \right)}{gd_1} \quad (3.5.47)$$

$$Gm_{n4} \approx \frac{gm_4 \left(1 + gm_5 Z + \frac{2 gd_5}{gm_4} \right)}{2 \left(1 + gm_5 Z + \frac{gd_5}{gm_4} \right)} \approx \frac{gm_4}{2} \quad (3.5.48)$$

La source de bruit V_{n4}^2 des transistors M4A et M4B, dont l'expression est identique à celle de M1 (voir tableau T3.5.1), est pondérée par la fonction de transfert Gm_{n4} donnée ci-dessus, et finalement, la densité spectrale de bruit en courant est donnée par:

$$S_{in} = 2 \left[Gm_{n1}^2 V_{n1}^2 + Gm_{n2}^2 V_{n2}^2 + Gm_{n4}^2 V_{n4}^2 \right] \quad (3.5.49)$$

Ceci permet de déterminer les expressions des densités spectrales S_{iwn} et S_{ifn} caractéristiques du bruit thermique et 1/f respectivement:

$$S_{iwn} = \frac{4}{3} k T gm_{2sat} \left(\frac{\frac{gm_1}{gm_{2sat}}}{\left(1 + \frac{gm_1}{gd_2} \right)^2} + \frac{1}{\left(1 + \frac{gd_2}{gm_1} \right)^2} \frac{1 + \alpha + \alpha^2}{1 + \alpha} + \frac{gm_4}{gm_{2sat}} \right) \quad (3.5.50)$$

$$S_{iwn} = \frac{4}{3} k T g m_{2sat} \left(\begin{array}{l} \frac{\sqrt{K_{1,2} (1-x)}}{\left(1 + \sqrt{K_{1,2} \frac{1-x}{x}}\right)^2} \\ + \frac{1}{\left(1 + \sqrt{K_{2,1} \frac{x}{1-x}}\right)^2} \frac{1 + \sqrt{x} + x}{1 + \sqrt{x}} \\ + \sqrt{K_{4,2} (1-x)} \end{array} \right) \quad (3.5.51)$$

avec:

$$K_{i,j} = \frac{K_i}{K_j} \quad K_i = \mu \text{ Cox} \left(\frac{W}{L} \right)_i$$

$$S_{ifn} = 2 k T \left(\begin{array}{l} \frac{K_{FN}}{S_1 f^{AFN}} \left[\frac{gm_1}{1 + \frac{gm_1}{gd_2}} \right]^2 + \frac{K_{FN}}{S_2 f^{AFN}} \left[\frac{gm_2}{1 + \frac{gd_2}{gm_1}} \right]^2 \\ + \frac{K_{FP}}{S_4 f^{AFP}} gm_4^2 \end{array} \right) \quad (3.5.52)$$

$$S_{ifn} = 2 k T g m_{2sat}^2 \left(\begin{array}{l} \frac{K_{FN}}{S_1 f^{AFN}} \left[\frac{\sqrt{K_{1,2} (1-x)}}{1 + \sqrt{K_{1,2} \frac{1-x}{x}}} \right]^2 \\ + \frac{K_{FN}}{S_2 f^{AFN}} \left[\frac{1 - \sqrt{x}}{1 + \sqrt{K_{2,1} \frac{x}{1-x}}} \right]^2 \\ + \frac{K_{FP}}{S_4 f^{AFP}} K_{4,2} (1-x) \end{array} \right) \quad (3.5.53)$$

avec:

KFN, KFP: valeur de KF pour les NMOS et PMOS respectivement

AFN, AFP: valeur de AF pour les NMOS et les PMOS respectivement

$S_i = W_i L_i$, surface active du transistor M_i

3.5.4 Détermination des dimensions optimales des transistors.

Les résultats acquis dans les deux parties précédentes sont résumés dans le tableau ci-dessous:

Mx	W/L	valeur de gd	valeur de W	valeur de L	bruit ?
1	(3.5.7) et K1/K2	(3.5.23)	à déterminer	à déterminer, min: (3.5.23)	OUI
2	(3.5.7)	sans objet	à déterminer	à déterminer min: technologie	OUI
3	(3.5.27)	fixée à priori (3.5.24)	$K_3 * L_3$	minimale (technologie)	NON
4	(3.5.30)	(3.5.24)	à déterminer	à déterminer (3.5.24), (3.5.28)	OUI
5	(3.5.32)	sans objet	$K_5 * L_5$	minimale (technologie)	NON
G6	(3.5.17)	sans objet	$K_{G6} * L_{G6}$	minimale (technologie)	NON

Tableau T3.5.1

Les dimensions physiques des transistors vont être choisies de façon à minimiser la surface totale du filtre en fonction de la densité de bruit $1/f$ désirée. Pour une valeur particulière de G_m réalisant la fréquence de coupure f_c , la capacité unitaire de dénormalisation C_u est connue et occupe une surface S_{Cu} . La surface totale occupée S_C par la somme N_{Cu} des capacités fonctionnelles s'écrit alors:

$$S_C = N_{Cu} S_{Cu} \quad (3.5.54)$$

De même, la somme N_{TC} des transconductances de surface S_{tc} définira la surface S_{TC} selon la relation:

$$S_{TC} = N_{TC} S_{tc} \quad (3.5.55)$$

La surface active totale du filtre s'écrit alors:

$$S_F = S_{TC} + S_C \quad (3.5.56)$$

Il est donc clair que, pour des valeurs de G_m et f_c données, la valeur de C_u est fixée et la minimisation de la surface totale du filtre revient à trouver la plus petite surface S_{TC} qui satisfait aux spécifications en bruit $1/f$.

L'expression de S_{TC} en fonction des éléments constituant la transconductance (figure 3.5.1) est la suivante:

$$\begin{aligned}
 S_{TC} &= 2 (S_1 + S_2 + S_3 + S_4 + S_5 + S_{G6}) \\
 &= 2 S_1 \left(1 + \frac{S_2}{S_1} + \frac{S_4}{S_1} \right) + 2 (S_3 + S_5 + S_{G6}) \\
 &= 2 S_1 \left(1 + \frac{1}{r_{1,2}} + \frac{1}{r_{1,4}} \right) + D \quad (3.5.57)
 \end{aligned}$$

avec:

$$r_{1,2} = \frac{S_1}{S_2} \quad (3.5.58a) \quad r_{1,4} = \frac{S_1}{S_4} \quad (3.5.58b)$$

$$D = 2 (S_3 + S_5 + S_{G6}) \quad (3.5.58c)$$

Nous pouvons de même exprimer sous forme plus synthétique la densité spectrale de bruit $1/f$ (S_{ifn}) en réécrivant (3.5.52) sous la forme:

$$S_{ifn} = \frac{2 k T}{S_1} (A + B r_{1,2} + C r_{1,4}) \quad (3.5.59)$$

avec:

$$A = K_{FN} \left[\frac{gm_1}{1 + \frac{gm_1}{gd_2}} \right]^2 \quad (3.5.60a)$$

$$B = K_{FN} \left[\frac{gm_2}{1 + \frac{gd_2}{gm_1}} \right]^2 \quad (3.5.60b) \quad C = K_{FP} gm_4^2 \quad (3.5.60c)$$

Remarquons dès à présent que les expressions de A,B et C qui dépendent de la fréquence dans (3.5.52) sont dorénavant apériodiques. En effet, les spécifications de densité spectrale de bruit $1/f$, telles que définies au chapitre §2.2, sont données pour $f=1\text{Hz}$ et justifient cette modification.

En injectant (3.5.59) dans (3.5.57), nous obtenons:

$$S_{TC} = \frac{4 k T}{S_{ifn}} (A + B r_{1,2} + C r_{1,4}) \left(1 + \frac{1}{r_{1,2}} + \frac{1}{r_{1,4}} \right) + D \quad (3.5.61)$$

S_{TC} est maintenant définie uniquement à l'aide de variables dont la valeur est connue au point de polarisation donné. Le minimum de cette expression est atteint pour:

$$\frac{d S_{TC}}{d r_{1,2}} = \frac{d S_{TC}}{d r_{1,4}} = 0 \quad (3.5.62)$$

d'où l'on déduit:

$$r_{1,2}^2 = \frac{C r_{1,4}^2 + A r_{1,4}}{B (1 + r_{1,4})} \quad (3.5.63a)$$

$$r_{1,4}^2 = \frac{B r_{1,2}^2 + A r_{1,2}}{C (1 + r_{1,2})} \quad (3.5.63b)$$

Les valeurs de $r_{1,2}$ et $r_{1,4}$ seront déterminées par itérations successives (annexe D2) puis injectées dans (3.5.59) afin de calculer les valeurs numériques de S_1 puis S_2 et S_4 qui satisfont aux spécifications de bruit $1/f$ tout en minimisant la surface active totale.

La dernière étape consiste en la détermination des dimensions physiques des transistors M1, M2, M4. Il sera cependant parfois difficile de satisfaire aux valeurs de $(W/L)_i$, g_{d_i} , S_i précédemment définies de façon simultanée, et nous devrons recourir à un compromis généralement fait au détriment de la surface active du filtre.

3.5.5 Conclusion.

Nous avons présenté une méthode de dimensionnement pour la transconductance de type 1 qui est bien adaptée aux applications faible bruit, basses fréquences devant fonctionner sous une tension d'alimentation élevée. Notre méthode offre la possibilité de minimiser la surface active des éléments constitutifs. Cette minimisation n'est pas parfaite car elle ne prend pas en compte la place occupée par les interconnexions. En tout état de cause, cette dernière est difficile à estimer a priori et dépend en grande partie du savoir-faire de la personne ou du logiciel effectuant le routage.

3.6 Transconductance pour applications moyennes-fréquences (type II).

Ce composant a été développé dans le cadre de l'étude d'un filtre passe-bas vidéofréquences décrit par la suite (cf §5.2). Le coeur de la transconductance a été conservé, mais contrairement à la réalisation précédente, la faible valeur de la tension d'alimentation (5V) n'a pas permis de conserver la même structure en ce qui concerne l'étage de sortie. Nous avons donc opté pour une cellule de type "Folded-Cascode" dont le schéma de principe simplifié est présenté figure 3.6.1. Nous retrouvons les transistors M1 et M2 qui constituent le coeur de la transconductance. L'étage de sortie est constitué des transistors M3, M5, M6 et M7. Cette disposition permet de maintenir le potentiel de drain de M1 proche de l'alimentation, ce qui préserve certains degrés de liberté dans le dimensionnement des transistors. Par ailleurs, la valeur du courant de polarisation de l'étage de sortie est maintenant indépendante de celle du coeur, excepté pour M5, ce qui permet ici encore de découpler les problèmes de dimensionnement.

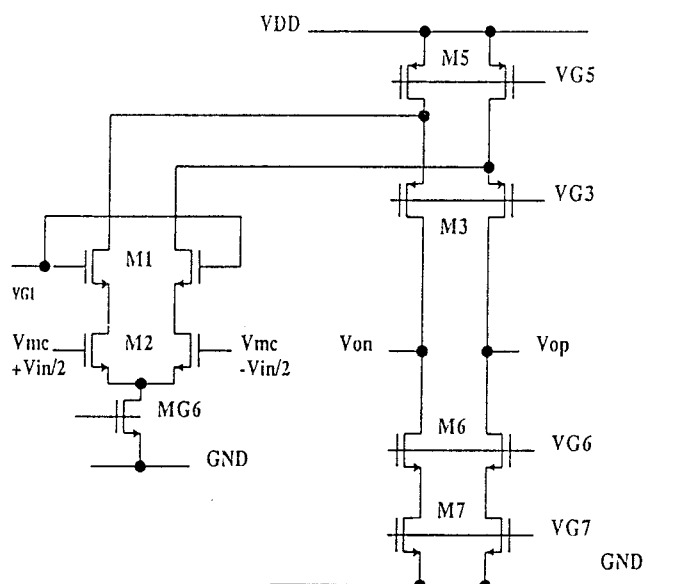


Figure 3.6.1: Schéma de principe de la transconductance type II

3.6.1 Modifications apportées au schéma de principe.

Afin d'optimiser la structure simplifiée, diverses modifications ont été apportées au circuit de la figure 3.6.1.

En premier lieu, l'observation du schéma d'un filtre passe-bas nous permet de constater qu'un nombre pair de transconductances (2 ou 4) sont connectées sur chaque noeud du réseau. Il vient donc immédiatement à l'esprit de faire partager un même étage de sortie par plusieurs coeurs de transconductance. Afin de conserver un bon degré d'appariement entre les divers éléments actifs ainsi que la nature systématique de la conception, le filtre sera réalisé à l'aide de blocs de base tels que celui de la figure 3.6.2.

Cette approche n'est malheureusement pas généralisable à la réalisation de tous les types de filtres⁽¹⁾ mais présente dans ce cas précis plusieurs avantages dont il est fait mention ci-après [3.12].

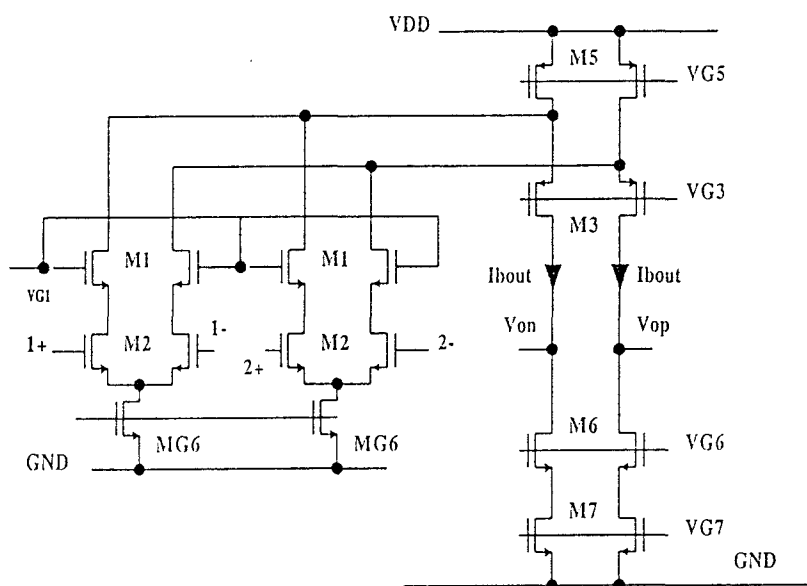


Figure 3.6.2: Transconductance à double entrée

a) Le courant de polarisation de l'étage de sortie $I_{b\text{out}}$ est uniquement déterminé par le courant maximum $I_{pk\ n}$ que la charge sur un noeud n est susceptible d'absorber. Pour une valeur crête V_{pk} de la tension différentielle à l'entrée du filtre, ce dernier s'exprime de la façon suivante:

$$I_{pk\ n} = \beta_n \omega_{\max\ n} C_n V_{pk} \quad (3.6.1)$$

β_n représente le coefficient de surtension associé au noeud n , $\omega_{\max\ n}$ la pulsation pour laquelle le pic de surtension apparaît et C_n la valeur de la capacité fonctionnelle sur ce même noeud. Afin de satisfaire au cas le plus défavorable, le courant $I_{b\text{out}}$ sera déterminé par l'expression ci-dessous:

$$I_{b\text{out}} = \eta \max (I_{pk\ n}) \quad (3.6.2)$$

où η est un coefficient de sécurité destiné à éviter l'annulation du courant dans l'une des branches de l'étage de sortie quand la tension de sortie atteint βV_{pk} . Il est à remarquer que si chaque coeur de transconductance possédait son propre étage de sortie, ce dernier devrait être polarisé selon (3.6.2). En conséquence, l'impédance de sortie et par

(1): Il s'agit notamment des fonctions passe-haut, passe-bande et coupe-bande comportant un nombre impair de transconductances sur la plupart des noeuds. De même, un filtre passe-bas avec égalisation des niveaux (cf §2.1.8) peut présenter cet inconvénient.

là même le gain statique en tension A_{dc} seraient deux fois moindres à géométries identiques.

b) En termes de bruit, le partage de l'étage de sortie présente l'avantage de minimiser la contribution de M7. En effet, son courant de polarisation et donc son niveau de bruit sont fonction du courant I_{bout} déterminé par l'équation (3.6.2), indépendamment du nombre de coeurs connectés à cet étage. Le bruit total est donc moindre que dans le cas d'un étage de sortie polarisé à I_{bout} par coeur de transconductance.

En second lieu, le fait que le transistor M5 soit traversé à la fois par le courant I_{bout} et $2 \cdot I_{D2}$ (pour les coeurs) présente un côté peu pratique du point de vue de la génération de la tension V_{G5} car I_{D2} varie en fonction de la valeur du G_m désirée. Cet inconvénient est contourné par la mise en place du transistor M4 dont la commande V_{G4} , issue du circuit de polarisation, fournit le courant $2 \cdot I_{D2}$. Le courant qui traverse M5 est maintenant constant et égal à I_{bout} , quelle que soit la valeur du G_m à réaliser.

De ces diverses modifications résulte le schéma de la figure 3.6.3.

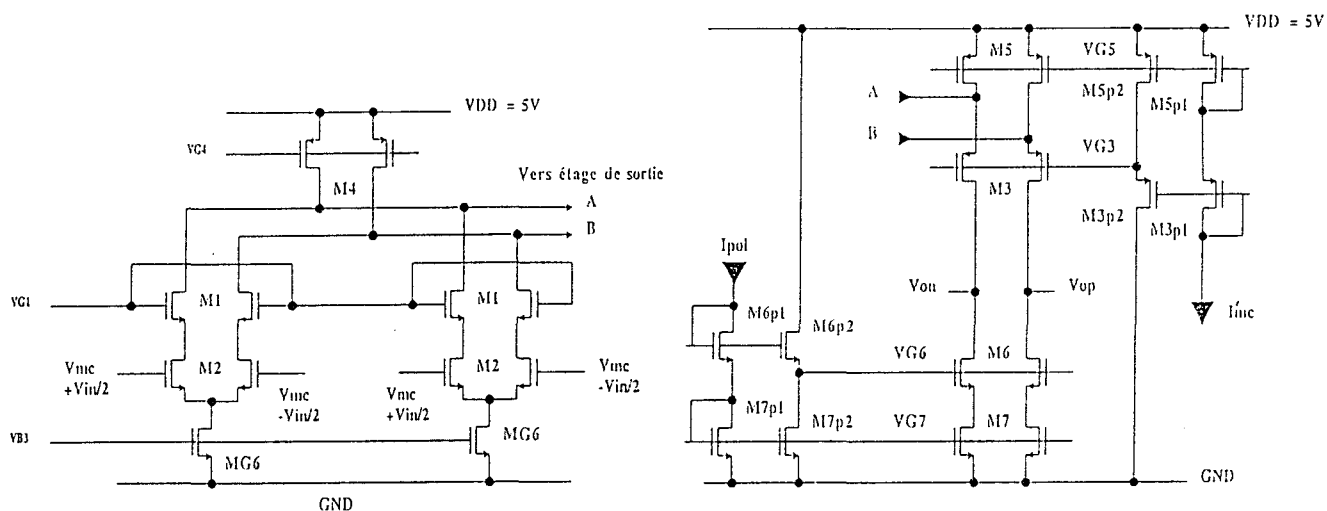


Figure 3.6.3: Transconductance de type II complète

Les tensions V_{G3} , V_{G5} , V_{G6} et V_{G7} sont générées au moyen de branches de référence (M_{xp1} , M_{xp2}) traversées par les courants I_{pol} et I_{mc} . La topologie de ces branches et le dimensionnement particulier des transistors M3p1 et M6p1 permet de gagner l'équivalent de la valeur d'une tension de seuil V_T sur la dynamique de sortie [3.14].

Afin que le circuit soit pleinement fonctionnel, un asservissement de la valeur du mode commun sur les sorties V_{on} et V_{op} doit être prévu. C'est le rôle du schéma de la figure 3.6.4 dont le fonctionnement a été détaillé dans la partie 3.3.1. Nous rappellerons

simplement que le courant I'_{mc} est généré à partir d'un courant de référence I_{mc} , en fonction de la tension de mode commun présente sur V_{on} et V_{op} . Ce courant I'_{mc} agit quant à lui sur la valeur des courants de drain de M3 et M5 de façon à amener la tension de mode commun en sortie proche de sa valeur nominale V_{mc} . En pratique, le courant I_{mc} est dérivé du courant de référence I_{D2sat} nécessaire à la polarisation de M1 et M2 (coeur de la transconductance).

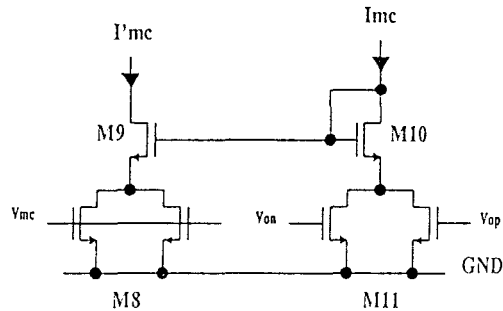


Figure 3.6.4: Circuit de régulation du mode commun en sortie

Enfin, les tensions V_{G1} et V_{G4} sont issues du circuit de polarisation de la figure 3.6.5 dont le fonctionnement a été détaillé précédemment (cf §3.5.1) et n'appelle pas de commentaire particulier.

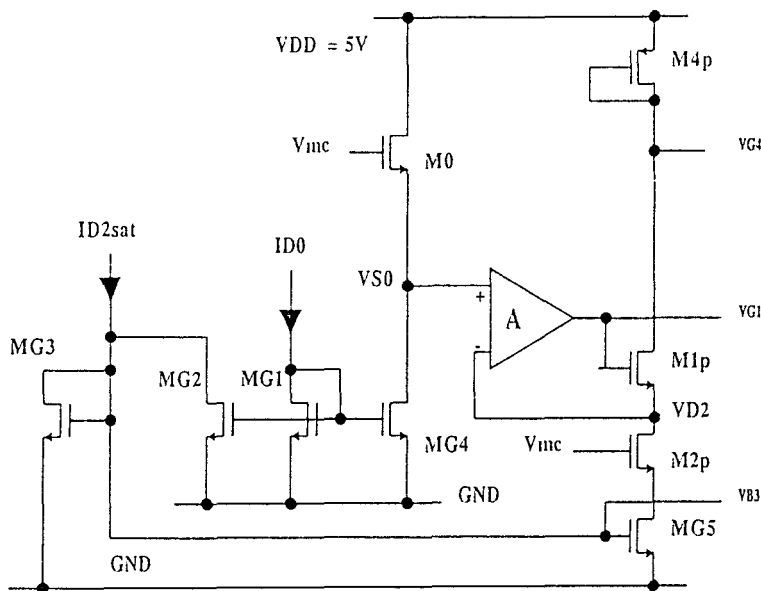


Figure 3.6.5: Circuit de polarisation (génération de V_{G1} , V_{G4} , I_{D2} et I_{D0})

3.6.2 Choix du point de fonctionnement.

De même que dans le cas de la transconductance de type I, nous considérerons pour ce qui suit que les contraintes sur la fonction de filtrage dans son ensemble ont été traduites en un jeu de spécifications applicables à la transconductance

indépendamment de son contexte d'utilisation. Nous allons donc définir maintenant la marche à suivre permettant d'aboutir au dimensionnement des transistors.

Dimensionnement de M2, détermination de I_{D2sat} :

La méthode est identique à celle développée dans la partie 3.5.2 et par conséquent, seuls les principaux résultats seront rappelés.

La valeur de la tension de source V_{S2} est déterminée par:

$$V_{S2} = V_{DsatG6} + \Delta V \quad (3.6.3)$$

avec la marge de sécurité $\Delta V \approx 100$ mV. V_{DsatG6} est déterminé par résolution numérique de l'équation suivante:

$$V_{GG6} = V_{T0} + \gamma \sqrt{2 \Phi_F + V_{DsatG6}} - \gamma \sqrt{2 \Phi_F + V_{DsatG6}} \quad (3.6.4)$$

où V_{GG6} est pris égal à $2 V_T$. Afin que le transistor M2 reste en régime triode, V_{DS2} doit être choisi de façon à satisfaire la relation suivante:

$$V_{DS2} = V_{mc} - \frac{1}{2} \beta V_{pk} - V_{S2} \quad (3.6.5)$$

Les données de V_{S2} et V_{DS2} permettent de déterminer la valeur de K_2 et I_{D2sat} pour un G_m total connu au point de polarisation $x = 0.1$. Nous pouvons calculer, à l'aide de l'équation (3.2.33), la valeur de gm_{2sat} pour le rapport K_2/K_1 choisi en fonction de la plage de variation désirée. Il en résulte les relations suivantes:

$$gm_{2sat} = \frac{2 G_m \left(1 + \sqrt{\frac{K_2}{K_1}} \sqrt{\frac{x}{1-x}} \right)}{1 - \sqrt{x}} \quad (3.6.6)$$

$$gm_2 = gm_{2sat} (1 - \sqrt{x}) \quad (3.6.7)$$

$$K_2 = \mu C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) = \frac{gm_2}{V_{DS2}} \quad (3.6.8)$$

La valeur de V_{S2} permet de déterminer le courant I_{D2sat} nécessaire:

$$\lambda_2 = 1 + \frac{\gamma}{2 \sqrt{2 \Phi_F + V_{S2}}} \quad (3.6.9)$$

$$V_{Ts2} = V_{T0} + \gamma \sqrt{2 \Phi_F + V_{S2}} - \gamma \sqrt{2 \Phi_F} \quad (3.6.10)$$

$$I_{D2} = K_2 \left(V_{mc} - V_{S2} - V_{Ts2} - \frac{\lambda_2}{2} V_{DS2} \right) V_{DS2} \quad (3.6.11)$$

$$I_{D2sat} = \frac{I_{D2}}{(1-x)} \quad (3.6.12)$$

Le transistor M2 est donc entièrement défini, et ces résultats vont être utilisés pour le dimensionnement de M1, puisque nous avons fixé la valeur de K_2/K_1 dès le départ. Il faut cependant vérifier que la tension de saturation drain V_{Dsat1} répond au critère suivant:

$$V_{Dsat1} < V_{DD} - V_{DS5} \quad (3.6.13)$$

La valeur de V_{DS5} ne pouvant pas être connue à priori, nous allons maintenant déterminer la plage de variation possible de cette tension au cours du fonctionnement normal de la transconductance.

Détermination de M3, M5 et de la branche de polarisation:

La situation du problème est résumée par le schéma de la figure 3.6.6.

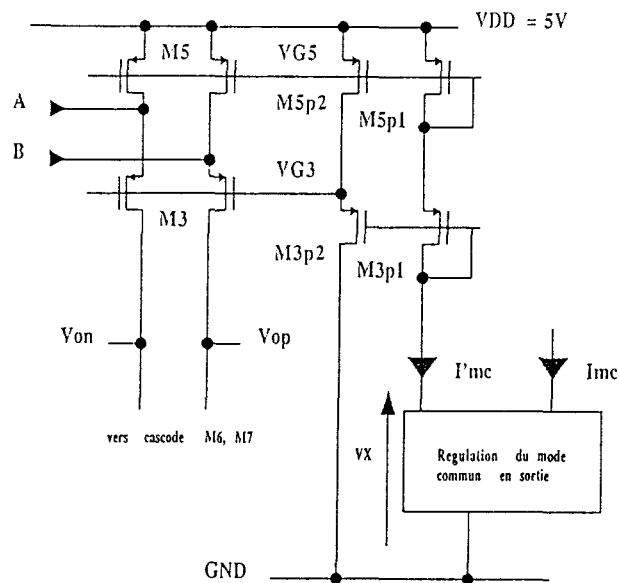


Figure 3.6.6: Etage de sortie (partie PMOS)

En fonctionnement normal, $I'_{mc} \approx I_{mc}$ et VX est la tension nécessaire à la bonne marche du circuit. VX est la somme de deux tensions:

$$VX = V_{DS8} + V_{DS9} \quad (3.6.14)$$

La valeur minimale de VX est celle qui amène le transistor M9 à la limite de la saturation, soit:

$$VX_{\min} = V_{DS8} + V_{DSS9} \quad (3.6.15a)$$

De par la symétrie du montage, M8 est identique à M11, ce qui permet de reformuler (3.6.15a) de la façon suivante:

$$V_{X_{\min}} = V_{DS11} + V_{DSS9} \quad (3.6.15b)$$

Pour $V_{X_{\min}}$, nous devons assurer que le gain statique de la régulation de mode commun (A_{dcMC}) fonction de V_{DS11} est suffisamment élevé.

La tension V_{DS11} peut être exprimée en fonction de grandeurs connues qui sont A_{dcMC} et le gain statique de mode différentiel A_{dc} définis de la façon suivante:

$$A_{dc} = \frac{gm_2}{\left(1 + \frac{gd_2}{gm_1 + gd_1}\right)} \frac{gm_3 + gd_3}{gm_3 + gd_3 + gd_4 + gd_5} \frac{1}{go_{3,5} + go_{6,7}} \quad (3.6.16)$$

$$A_{dc} \approx \frac{2 Gm}{go_{3,5} + go_{6,7}} \quad (3.6.17)$$

avec:

$$Gm = \frac{1}{2} \frac{gm_2}{\left(1 + \frac{gd_2}{gm_1 + gd_1}\right)} \quad (3.6.18)$$

Les conductances $go_{3,5}$ et $go_{6,7}$ sont les conductances équivalentes aux cascades M3, M5 et M6, M7 respectivement et dont l'expression en fonction des paramètres des transistors ne présente pas d'intérêt pour l'instant.

$$A_{dcMC} = 2 gm_{11} \frac{gm_5}{gm_{5p}} \frac{1}{(go_{6,7} + go_{3,5})} \quad (3.6.19)$$

Or, le transistor M11 est en régime triode et:

$$gm_{11} = K_{11} V_{DS11} \quad (3.6.20)$$

$$I_{D11} = I_{mc} = K_{11} \left(V_{mc} - V_{Ts11} - \frac{\lambda_{11} V_{DS11}}{2} \right) V_{DS11} \quad (3.6.21)$$

Nous avons de plus:

$$\frac{gm_5}{gm_{5p}} = \frac{I_{bout}}{I_{mc}} \quad (3.6.22)$$

A l'aide de (3.6.17) et (3.6.20) à (3.6.22), nous pouvons réécrire (3.6.19) de la façon suivante:

$$A_{dcMC} = \frac{I_{bout} A_{dc}}{G_m \left(V_{mc} - V_{Ts11} - \frac{\lambda_{11} V_{DS11}}{2} \right)} \quad (3.6.23)$$

Ce qui nous donne finalement:

$$V_{DS11} = \frac{2}{\lambda_{11}} \left(V_{mc} - V_{Ts11} - \frac{I_{bout} A_{dc}}{G_m A_{dcMC}} \right) \quad (3.6.24)$$

Le courant de polarisation I_{bout} est calculé selon l'équation 3.6.2 rappelée ci dessous:

$$I_{bout} = \eta \max (I_{pk n}) \quad (3.6.25)$$

Nous sommes maintenant en mesure de poursuivre le calcul les rapports W/L à donner aux transistors.

La valeur maximale du courant traversant M3 est donnée par:

$$I_{D3max} = I_{bout} + \max (2 G_m \beta_{max} V_{pk} , 2 I_{D2}) \quad (3.6.26)$$

avec $I_{D2} = 0.9 I_{D2sat}$ dans le cas le plus défavorable. Pour cette valeur de I_{D3} , la tension V_{S3} est telle que V_{DS5} atteint son minimum, le transistor M5 devant cependant rester en régime de saturation. Si nous prenons une tension de saturation $V_{DSS5} \approx V_T$, il est possible de déterminer la valeur de V_{G5} par la relation suivante:

$$V_{G5} = V_{T0} + \gamma \sqrt{2 \Phi_F + V_{DSS5}} - \gamma \sqrt{2 \Phi_F} + V_{DSS5} \quad (3.6.27)$$

$$V_{G5} = V_{G5p1} = V_{G5p2} = V_{S3p1} \quad (3.6.28)$$

La valeur de V_{Dsat3} nécessaire à l'obtention de la dynamique désirée en sortie est donnée par:

$$V_{Dsat3} = V_{mc} - \frac{1}{2} \beta_{max} V_{pk} \quad (3.6.29)$$

ce qui nous permet de déterminer la valeur de V_{G3} nécessaire à l'aide de:

$$V_{G3} = V_{T0} + \gamma \sqrt{2 \Phi_F + V_{Dsat3}} - \gamma \sqrt{2 \Phi_F} + V_{Dsat3} \quad (3.6.30)$$

$$V_{G3} = V_{S3p2} \quad (3.6.31)$$

Nous savons par ailleurs que:

$$V_{G3p1} = V_{G3p2} = V_{DD} - V_X \quad (3.6.32)$$

La valeur de V_X est donnée par (3.6.15b) en prenant une tension V_{DSS9} telle que $V_{DD} - V_X - V_{G3}$ soit nettement supérieur à V_T afin qu'il soit possible de dimensionner le transistor M3p1. Il faut cependant veiller à ce que V_{DSS9} ne soit pas inférieur à quelques centaines de millivolts, ce qui occasionnerait une taille prohibitive pour M9 et M10.

Pour un transistor en régime de saturation, nous avons:

$$K = \mu C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) = \frac{2 \lambda I_D}{(V_{GS} - V_T)^2}$$

ce qui nous donne, en utilisant (3.6.28), (3.6.31), (3.6.32):

$$K_{3p1} = \frac{2 \lambda_{3p1} I_{mc}}{(V_{DD} - V_X - V_{G5} - V_{Ts3p1})^2} \quad (3.6.33)$$

$$K_{3p2} = \frac{2 \lambda_{3p2} I_{mc}}{(V_{DD} - V_X - V_{G3} - V_{Ts3p2})^2} \quad (3.6.34)$$

Où λ_x et V_{Tsx} sont calculés de la façon habituelle. Le courant I_{mc} est choisi arbitrairement égal à I_{D2sat} afin de faciliter sa génération à partir de la référence extérieure. Par ailleurs, la structure de polarisation de l'étage cascode impose $K_{3p2} = 4 K_{3p1}$ [3.14], ce qui donne finalement:

$$K_{3p2} = \max (K_{3p2}, 4 K_{3p1}) \quad (3.6.35a)$$

$$K_{3p1} = \frac{1}{4} K_{3p2} \quad (3.6.35b)$$

$$K_3 = K_{3p2} \frac{I_{bout}}{I_{mc}} \quad (3.6.35c)$$

Finalement, le transistor M5 est dimensionné en utilisant (3.6.27) et (3.6.28):

$$K_{5p1} = K_{5p2} = \frac{2 \lambda_5 I_{mc}}{(V_{G5} - V_{Ts5})^2} \quad (3.6.36a)$$

$$K_5 = K_{5p1} \frac{I_{bout}}{I_{mc}} \quad (3.6.36b)$$

Nous disposons à présent de tous les éléments nécessaires à la détermination de la valeur maximale de V_{DS5} . Il suffit pour cela de rechercher à l'aide d'une méthode itérative (cf annexe D3) la valeur de V_{S3} qui satisfait à l'égalité suivante:

$$I_{D3min} = K_3 \frac{(V_{G3} - V_{S3} - V_{Ts3})^2}{2 \lambda_3} \quad (3.6.37a)$$

$$\text{avec: } I_{D3\min} = I_{\text{bout}} - \max(2 G_m \beta_{\max} V_{pk}, 2 I_{D2}) \quad (3.6.37b)$$

Détermination de M1 et MG6:

Il s'agit donc de vérifier le critère (3.6.13) rappelé ci-dessous:

$$V_{D\text{sat}1} < V_{DD} - V_{DS5} \quad (3.6.38)$$

La valeur de $V_{D\text{sat}1}$ est déterminée par la résolution de:

$$V_{G1} = V_{T0} + \gamma \sqrt{2 \Phi_F + V_{D\text{sat}1}} - \gamma \sqrt{2 \Phi_F + V_{D\text{sat}1}} \quad (3.6.39)$$

où la tension V_{G1} est calculée de la façon suivante:

$$V_{G1} = \sqrt{\frac{2 \lambda_1 I_{D2}}{K_1}} + V_{S2} + V_{DS2} + V_{Ts1} \quad (3.6.40)$$

$$\text{avec: } \lambda_1 = 1 + \frac{\gamma}{2 \sqrt{2 \Phi_F + V_{V2} + V_{DS2}}} \quad (3.6.41a)$$

$$V_{Ts1} = V_{T0} + \gamma \sqrt{2 \Phi_F + V_{S2} + V_{DS2}} - \gamma \sqrt{2 \Phi_F} \quad (3.6.41b)$$

Si le critère (3.6.13) n'est pas satisfait, il devient nécessaire d'augmenter la valeur de K_1 au détriment de la plage de variation du G_m total. Si cette augmentation n'est pas réalisable, nous nous trouvons dans un cas d'impossibilité de réalisation de la transconductance pour cette valeur de G_m et avec les spécifications désirées.

Le calcul de la valeur de K_{G6} s'effectue simplement à l'aide de l'équation suivante:

$$K_{G6} = \mu C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_{G6} = \frac{4 \lambda_{G6} I_{D2\text{sat}} (1 - x)}{(V_{GSG6} - V_{TsG6})^2} \quad (3.6.42)$$

Afin de garantir le meilleur appariement possible entre le courant I_{D2} de la cellule de polarisation et le courant $2 I_{D2}$ de la transconductance, le transistor MG6 sera implémenté sous la forme de deux demi-transistors identiques à MG5.

Détermination de M6, M7 et de la branche de polarisation

Le schéma de la partie étudiée est celui de la figure 3.6.7.

V_X représente la tension minimale à appliquer aux bornes du générateur de courant I_{pol} pour le maintenir dans un régime de fonctionnement correct. Au repos, les sorties V_{on} et V_{op} sont polarisées à la tension de mode commun V_{mc} et leur excursion en tension est égale à $0.5 \beta V_{pk}$ en fonctionnement normal.

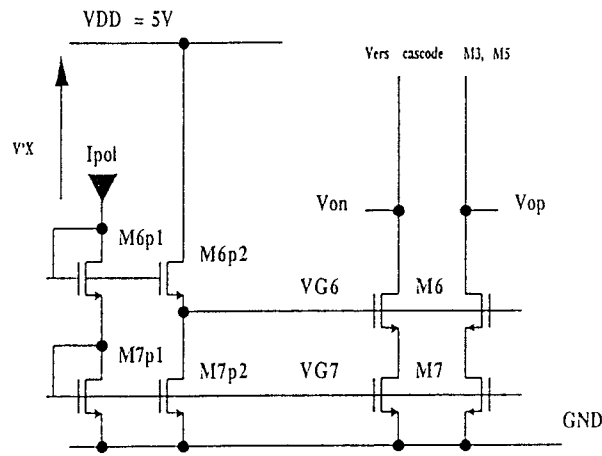


Figure 3.6.7: Etage de sortie (partie NMOS)

La tension de saturation du transistor M6 est donc égale à:

$$V_{Dsat6} = V_{mc} - \frac{1}{2} \beta V_{pk} - \Delta V \quad (3.6.43)$$

Nous pouvons donc déterminer la tension V_{G6} maximale:

$$V_{G6} = V_{T0} + \gamma \sqrt{2 \Phi_F + V_{Dsat6}} - \gamma \sqrt{2 \Phi_F + V_{Dsat6}} + \Delta V \quad (3.6.44)$$

$$V_{G6} = V_{S6p2} \quad (3.6.45)$$

Ici encore la marge de sécurité ΔV peut être d'environ 100 mV, valeur non critique. La tension maximale sur la grille de M6p1 est donnée par

$$V_{G6p1 \max} = VDD - V'X = V_{G6p2} \quad (3.6.46)$$

Le courant qui traverse les transistors M6p1, M7p1 et M6p2, M7p2 est connu et nous sommes en mesure de déterminer les rapports W/L de ces derniers:

$$K_{6p2} = K_{7p2} = \frac{2 \lambda_{6p2} I_{pol}}{(VDD - V'X - V_{G6} - V_{Ts6p2})^2} \quad (3.6.47a)$$

$$K_{7p1} = K_{7p2} \quad K_{6p1} = \frac{1}{4} K_{6p2} \quad (3.6.47b)$$

$$K_6 = K_7 = k_{6p2} \frac{I_{bout}}{I_{pol}} \quad (3.6.47c)$$

Le courant I_{pol} peut être pris égal à I_{D2sat} , ceci afin d'en faciliter la génération.

Détermination de M8, M9, M10, M11.

A partir de la valeur de V_{DS11} calculée par (3.6.24) et du courant $I_{mc} = I_{D2sat}$, il est possible de déterminer:

$$K_{11} = K_8 = \frac{I_{D2sat}}{\left(V_{mc} - V_{Ts11} - \frac{\lambda_{11} V_{DS11}}{2} \right) V_{DS11}} \quad (3.6.48)$$

En ce qui concerne M9 et M10, les tensions V_{G9} et V_{DS11} permettront de déterminer le rapport W/L .

$$V_{G9} = V_{T0} + \gamma \sqrt{2 \Phi_F + V_{DSS9} + V_{DS11}} - \gamma \sqrt{2 \Phi_F + V_{DSS9} + V_{DS11}} \quad (3.6.49a)$$

$$V_{S9} = V_{DS11} \quad (3.6.49b)$$

$$K_9 = K_{10} = \frac{2 \lambda_9 I_{D2sat}}{(V_{G9} - V_{S9} - V_{Ts9})^2} \quad (3.6.50)$$

3.6.3 Comportement en bruit de la structure.

Nous allons à présent déterminer la densité spectrale de bruit en courant en fonction de paramètres intrinsèques aux transistors et définis par le point de polarisation de la transconductance calculé dans la partie précédente.

De la même façon que pour la transconductance de type I, la nature totalement différentielle du circuit nous autorise à ne pas considérer les contributions issues du réseau de polarisation (V_{G1} , V_{G3} , V_{G4} , V_{G5} , V_{G6} , V_{G7}) car celles-ci se répartissent de façon identique sur chaque sortie et sont donc assimilables à du mode commun. Il en va de même pour ce qui est du bruit généré par les transistors du circuit de régulation de mode commun (M8 à M11) et le générateur de courant MG6.

En ce qui concerne l'étage de sortie, la structure cascode mise en oeuvre permet de s'affranchir du bruit généré par les transistors M3 et M6.

Il reste donc à déterminer les contributions issues de M1, M2, M4, M5 et M7. Comme précédemment, les transistors seront modélisés sous la forme d'un composant idéal comportant un générateur de tension de bruit V_n^2 en série sur la grille. Le tableau T3.6.1 résume les différentes expressions de V_n^2 en fonction du type de bruit et selon le composant considéré.

La densité totale de bruit en courant S_{in} généré en sortie de la transconductance par chaque transistor s'exprime de la façon suivante:

$$S_{in} = \sum_j G_{m_{nj}}^2 V_{nj}^2 \quad (3.6.51)$$

source	bruit thermique	bruit 1/f	obs.
V_{ni}^2	$\frac{2}{3} \cdot \frac{4kT}{gm_i}$	$\frac{4kT \cdot K_{Fi}}{W_i \cdot L_i \cdot f^{AF}}$	i = 1, 4, 5 et 7
V_{n2}^2	$\frac{2}{3} \cdot \frac{4kT \cdot gm_{2sat}}{gm_2^2} \cdot \frac{1 + \alpha + \alpha^2}{1 + \alpha}$	$\frac{4kT \cdot K_{F2}}{W_2 \cdot L_2 \cdot f^{AF}}$	

Tableau T3.6.1: Expression des sources de bruit V_n^2

avec: $k = 1.381 \cdot 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$ (constante de Boltzmann)

T: température ($^\circ\text{K}$)

KF: coefficient de bruit 1/f dépendant de la technologie (m^2/F)

AF: exposant du bruit 1/f, généralement compris entre 1 et 1.5

W_i, L_i : largeur et longueur effectives du canal, respectivement

L'expression de Gm_{ni} dépend cette fois encore du transistor considéré. La méthode et les détails de calcul de ces expressions ont été largement développés dans la partie 3.5.3 de ce chapitre et seuls les résultats sont résumés ci-après.

$$Gm_{n1} = \frac{gm_1}{2 \left(1 + \frac{gm_1}{gd_2} \right)} \quad (3.6.52)$$

$$Gm_{n2} = \frac{gm_2}{2 \left(1 + \frac{gd_2}{gm_1} \right)} \quad (3.6.53)$$

En ce qui concerne les transistors M4, M5, M7, les expressions sont identiques et données par:

$$Gm_{ni} = \frac{1}{2} gm_i \quad (3.6.54)$$

La densité totale de bruit en courant sur la sortie S_{in} pour la transconductance de la figure 3.6.3 est donc la somme des différentes contributions:

$$S_{in} = 4 \left(Gm_{n1}^2 V_{n1}^2 + Gm_{n2}^2 V_{n2}^2 \right) + 2 \left(Gm_{n4}^2 V_{n4}^2 + Gm_{n5}^2 V_{n5}^2 + Gm_{n7}^2 V_{n7}^2 \right) \quad (3.6.55)$$

Ceci permet de déterminer les expressions des densités spectrales S_{iwn} et S_{ifn} caractéristiques du bruit thermique et 1/f respectivement:

$$S_{iwn} = \frac{4}{3} k T g_{m_{2sat}} \left(\frac{\frac{2 g_{m_1}}{g_{m_{2sat}}}}{\left(1 + \frac{g_{m_1}}{g_{d_2}}\right)^2} + \frac{2}{\left(1 + \frac{g_{d_2}}{g_{m_1}}\right)^2} \frac{1 + \alpha + \alpha^2}{1 + \alpha} + \frac{g_{m_4} + g_{m_5} + g_{m_7}}{g_{m_{2sat}}} \right) \quad (3.6.56)$$

$$S_{ifn} = 2 k T \left(\frac{2 K_{FN}}{S_1 f^{AFN}} \left[\frac{g_{m_1}}{1 + \frac{g_{m_1}}{g_{d_2}}} \right]^2 + \frac{2 K_{FN}}{S_2 f^{AFN}} \left[\frac{g_{m_2}}{1 + \frac{g_{d_2}}{g_{m_1}}} \right]^2 + \frac{K_{FP}}{S_4 f^{AFP}} g_{m_4}^2 + \frac{K_{FP}}{S_5 f^{AFP}} g_{m_5}^2 + \frac{K_{FN}}{S_7 f^{AFN}} g_{m_7}^2 \right) \quad (3.6.57)$$

avec: KFN, KFP: valeur de KF pour les NMOS et PMOS respectivement
 AFN, AFP: valeur de AF pour les NMOS et les PMOS respectivement
 $S_i = W_i L_i$, surface active du transistor M_i

3.6.4 Détermination des dimensions optimales

Nous disposons maintenant de tous les rapports W/L à l'exception de ceux des transistors constituant la partie de régulation du mode commun (M_8 à M_{11} figure 3.6.4). La détermination des dimensions physiques de M_1 et M_2 dépend essentiellement des caractéristiques en bruit souhaitées, mais nous pouvons dès à présent déterminer entièrement les transistors constituant l'étage de sortie (M_3, M_4, M_5, M_6, M_7). En effet, le gain statique en tension de la transconductance pour des signaux en mode différentiel (A_{dc}) est directement fonction de l'impédance de sortie de cette dernière, déterminée par les caractéristiques des transistors M_3 à M_7 .

Soit le gain statique A_{dc} :

$$A_{dc} = \frac{g_{m_2}}{\left(1 + \frac{g_{d_2}}{g_{m_1} + g_{d_1}}\right)} \frac{g_{m_3} + g_{d_3}}{g_{m_3} + g_{d_3} + g_{d_4} + g_{d_5}} \frac{1}{g_{o_{3,5}} + g_{o_{6,7}}} \quad (3.6.58)$$

$$A_{dc} \approx \frac{2 G_m}{g_{o_{3,5}} + g_{o_{6,7}}} \quad (3.6.59)$$

avec:

$$G_m = \frac{1}{2} \frac{g_{m2}}{\left(1 + \frac{g_{d2}}{g_{m1} + g_{d1}} \right)} \quad (3.6.60)$$

$$g_{o6,7} \approx \frac{g_{d6} g_{d7}}{g_{m6}} \quad (3.6.61a)$$

$$g_{o3,5} \approx \frac{g_{d3} (g_{d4} + g_{d5} + g_{o1,2MD})}{g_{m3}} \approx \frac{g_{d3} (g_{d4} + g_{d5})}{g_{m3}} \quad (3.6.61b)$$

La conductance de sortie nécessaire à l'obtention du gain A_{dc} s'écrit donc:

$$g_{o6,7} + g_{o3,5} = \frac{2 G_m}{A_{dc}} \quad (3.6.62)$$

Les contributions à la conductance de sortie peuvent être équitablement partagées entre partie NMOS (M6, M7) et PMOS (M3, M4, M5), ce qui revient à écrire:

$$g_{o6,7} = g_{o3,5} \quad (3.6.63)$$

$$g_{d6} g_{d7} \frac{g_{m3}}{g_{m6}} = g_{d3} g_{d5} \left(1 + \frac{2 I_{D2sat}}{2 I_{bout}} \right) \quad (3.6.64)$$

L'équation précédente nous permet de déterminer le rapport qui doit exister entre les longueurs des NMOS donnant une tension d'Eearly V_{AN} et celles des PMOS donnant V_{AP} . Si les transistors sont tels que $L_3 = L_4 = L_5$ et $L_6 = L_7$, l'équation (3.6.64) nous donne:

$$V_{AP}^2 = V_{AN}^2 \left(1 + \frac{2 I_{D2sat}}{I_{bout}} \right) \frac{g_{m6}}{g_{m3}} \quad (3.6.65)$$

Une fois ce rapport déterminé, nous pouvons par exemple calculer la longueur à donner aux transistors de la partie NMOS de la façon suivante:

$$A_{dc} = \frac{G_m}{g_{o6,7}} = \frac{G_m g_{d6} g_{d7}}{g_{m6}} \quad (3.6.66)$$

et puisque M6 est identique à M7:

$$A_{dc} = \frac{G_m g_{d6} \# 2}{g_{m6}} = \frac{G_m I_{bout}^2}{g_{m6} V_{AN}^2} \quad (3.6.67)$$

Ceci permet finalement de déterminer la tension d'Early nécessaire:

$$V_{AN}^2 = \frac{G_m I_{bout}^2}{g_{m6} A_{dc}} \quad (3.6.68)$$

Les tensions d'Early V_{AN} et V_{AP} ainsi calculées permettent de déterminer la longueur de canal nécessaire pour les transistors M3 à M7. En ce qui concerne le circuit de régulation du mode commun (M8 à M11), les équations ne permettent pas de mettre en évidence une dépendance des paramètres envers la longueur de canal. Ceci est dû au fait que les conductances de sortie des transistors opérant en régime de saturation n'ont pas été prises en compte dans les calculs. Il convient donc d'estimer ces longueurs en fonction des dimensions minimales du procédé de fabrication choisi.

De la même façon que pour la transconductance de type I, la détermination des dimensions de M1 et M2 fait intervenir l'expression de la densité spectrale de bruit $1/f$, et le calcul va s'effectuer en tentant de minimiser la surface totale S_F du filtre. Cette dernière s'exprime de la façon suivante:

$$S_F = N_{TC} S_{TC} + N_{Cu} S_{Cu} \quad (3.6.69)$$

N_{Cu} représente la somme des capacités fonctionnelles du filtre exprimée relativement à une capacité unitaire C_u de surface S_{Cu} . C_u est déterminée en fonction de la valeur de G_m et pour une fréquence de coupure donnée. N_{TC} représente le nombre de transconductances de surface S_{TC} nécessaires à la réalisation du filtre. Le seul degré de liberté réside en la valeur de S_{TC} et la minimisation de S_F se ramène à l'optimisation de S_{TC} .

Dans ce cas précis, un même étage de sortie est utilisé pour deux coeurs de transconductance. La surface S_{TC} s'exprime donc de la façon suivante:

$$S_{TC} = 4 (S_1 + S_2) + 2 (S_3 + S_4 + S_5 + S_6 + S_7 + S_{G6}) \\ + S_{6p1} + S_{6p2} + S_{7p1} + S_{7p2} + S_{3p1} + S_{3p2} + S_{5p1} + S_{5p2} \\ + 2 (S_8 + S_{11}) + S_9 + S_{10} \quad (3.6.70)$$

Cette expression inclut un étage de sortie et deux coeurs de transconductance, la valeur de N_{TC} est donc égale à la moitié du nombre de coeurs nécessaires à la réalisation du filtre. Les deux seules inconnues demeurent S_1 et S_2 , et nous pouvons exprimer (3.6.70) de façon plus synthétique:

$$S_{TC} = 4 S_1 \left(1 + \frac{1}{r_{1,2}} \right) + D \quad (3.6.71)$$

avec:

$$r_{1,2} = \frac{S_1}{S_2} \quad (3.6.72a)$$

$$D = 2 (S_3 + S_4 + S_5 + S_6 + S_7 + S_{G6}) + S_{6p1} + S_{6p2} + S_{7p1} + S_{7p2} + S_{3p1} + S_{3p2} + S_{5p1} + S_{5p2} + 2 (S_8 + S_{11}) + S_9 + S_{10} \quad (3.6.72b)$$

La densité spectrale de bruit 1/f s'écrira quant à elle:

$$S_{\text{ifn}} = \frac{2 k T}{S_1} (A + B r_{1,2}) + C \quad (3.6.73)$$

avec:

$$A = 2 K_{\text{FN}} \left[\frac{gm_1}{1 + \frac{gm_1}{gd_2}} \right]^2 \quad (3.5.74a)$$

$$B = 2 K_{\text{FN}} \left[\frac{gm_2}{1 + \frac{gm_1}{gd_2}} \right]^2 \quad (3.5.74b)$$

$$C = 2 k T \left(\frac{K_{\text{FP}}}{S_4 f^{\text{AFP}}} gm_4^2 + \frac{K_{\text{FP}}}{S_5 f^{\text{AFP}}} gm_5^2 + \frac{K_{\text{FN}}}{S_7 f^{\text{AFN}}} gm_7^2 \right) \quad (3.6.74c)$$

Les valeurs de S_4 , S_5 , S_7 sont issues des déterminations précédentes de L_4 , L_5 , L_7 et K_4 , K_5 , K_7 . Si ces surfaces sont telles que la densité spectrale de bruit liée à l'étage de sortie (C) est inférieure à S_{ifn} , il est alors possible d'obtenir une valeur du rapport $r_{1,2}$ qui minimise la surface totale S_{TC} de la transconductance et par là même celle du filtre. Nous pouvons écrire, en injectant (3.6.73) dans (3.6.71):

$$S_{\text{TC}} = \frac{8 k T}{(S_{\text{ifn}} - C)} (A + B r_{1,2}) \left(1 + \frac{1}{r_{1,2}} \right) + D \quad (3.6.75)$$

la valeur optimale du rapport $r_{1,2}$ est obtenue pour:

$$\frac{d S_{\text{TC}}}{d r_{1,2}} = 0 \quad \text{soit:} \quad r_{1,2} = \sqrt{\frac{A}{B}} \quad (3.6.76)$$

La valeur de $r_{1,2}$ ainsi calculée sera réinjectée dans (3.6.73) afin de calculer S_1 puis S_2 .

3.6.5 Principe de la compensation de l'effet des pôles secondaires.

Nous avons analysé, dans le chapitre 2 (cf §2.3.2), les effets des pôles secondaires associés à la transconductance sur la fonction de transfert d'un filtre. Il en résulte de forts dépassements de l'amplitude de cette dernière au voisinage de la fréquence de coupure.

Du point de vue de la transconductance, les pôles parasites sont à l'origine de la rotation de phase observée lorsque la fréquence d'utilisation n'est plus négligeable devant la fréquence de ces derniers. Il importe donc de compenser ces écarts de phase afin que la transconductance se comporte de façon aussi parfaite que possible dans la bande de fréquence utilisée.

L'analyse du comportement en fréquence de G_m , destinée à mettre en évidence l'action des pôles secondaires, est effectuée sur le schéma de la figure 3.6.8a à partir du demi-circuit équivalent présenté figure 3.6.8b.

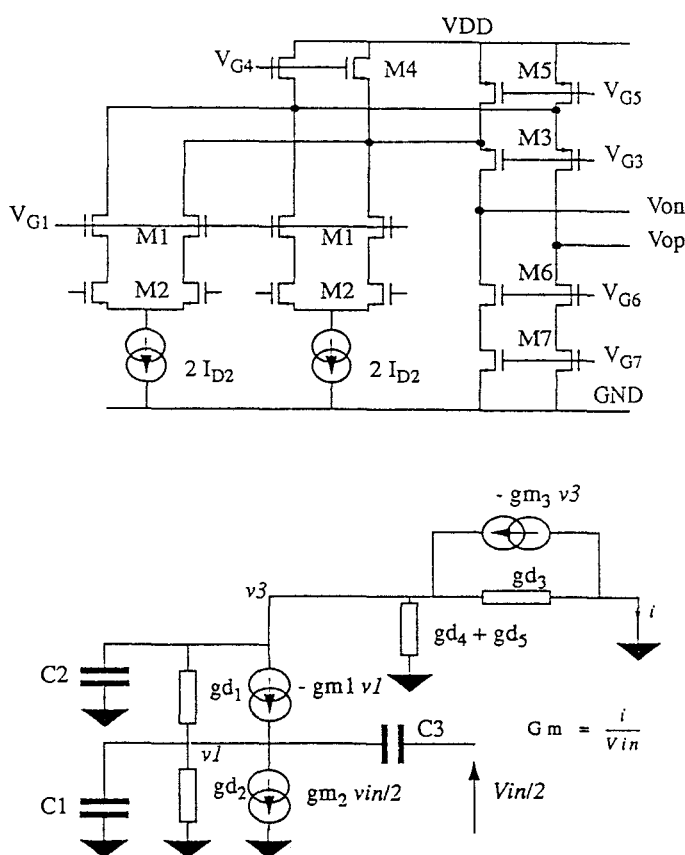


Figure 3.6.8: (a) Transconductance non compensée
(b) Schéma équivalent petit-signal du demi-circuit

Les capacités équivalentes C_1 , C_2 et C_3 sont fonction des capacités intrinsèques C_{gs} et C_{gd} , ainsi que de C_{jdb} et C_{jsb} , capacités propres aux jonctions source et drain polarisées

en inverse. Ces dernières ont été définies dans la partie 3.4. Pour le circuit de la figure 3.6.8a, nous pouvons écrire:

$$C_1 = C_{gs1} + C_{gsov1} + C_{jsb1} + C_{jdb2} \quad (3.6.77a)$$

$$C_2 = 2(C_{gd1} + C_{gdov1} + C_{jbd1}) + C_{gs3} + C_{gsov3} + C_{jsb3} \\ + C_{gd4} + C_{gdov4} + C_{jdb4} + C_{gd5} + C_{gdov5} + C_{jdb5} \quad (3.6.77b)$$

$$C_3 = C_{gd2} + C_{gdov2} \quad (3.6.77c)$$

La nouvelle expression de Gm est donnée par:

$$G_m = \frac{1}{2} \frac{g_{m2} (g_{m1} + g_{d1})(g_{m3} + g_{d3}) \left(1 - \frac{C_3 p}{g_{m2}} \right)}{\left[\begin{aligned} & \left(1 + \frac{g_{d2}}{g_{m1} + g_{d1}} \right) (g_{m1} + g_{d1})(g_{m3} + g_{d3} + g_{d4} + g_{d5}) \\ & \left(1 + \frac{C_2 p}{g_{m3} + g_{d3} + g_{d4} + g_{d5}} \right) \left(1 + \frac{(C_1 + C_3) p}{g_{m1} + g_{d1} + g_2} \right) \\ & + g_{d1} g_{d2} \left(1 + \frac{(C_1 + C_3) p}{g_{d2}} \right) \end{aligned} \right]} \quad (3.6.78)$$

Cependant, le transistor M1 opère en régime saturé et par conséquent $g_{m1} \gg g_{d1}$. L'équation (3.6.78) se ramène donc à:

$$G_m = \frac{1}{2} \frac{g_{m2} (g_{m3} + g_{d3}) \left(1 - \frac{C_3 p}{g_{m2}} \right)}{\left[\begin{aligned} & \left(1 + \frac{g_{d2}}{g_{m1} + g_{d1}} \right) (g_{m3} + g_{d3} + g_{d4} + g_{d5}) \\ & \left(1 + \frac{C_2 p}{g_{m3} + g_{d3} + g_{d4} + g_{d5}} \right) \left(1 + \frac{(C_1 + C_3) p}{g_{m1} + g_{d1} + g_2} \right) \end{aligned} \right]} \quad (3.6.79)$$

Nous pouvons écrire l'expression précédente sous une forme plus synthétique:

$$G_m = \frac{G_{mDC} \left(1 - \frac{p}{z_1} \right)}{\left(1 - \frac{p}{p_1} \right) \left(1 - \frac{p}{p_2} \right)} \quad (3.6.80)$$

Le terme G_{mDC} représente la valeur de Gm pour le continu et les basses fréquences, que l'on peut rapprocher de l'expression donnée par (3.2.14) pour $g_{m3} \gg g_{d3} + g_{d4} + g_{d5}$.

$$G_{mDC} = \frac{1}{2} \frac{gm_2 (gm_3 + gd_3)}{\left(1 + \frac{gd_2}{gm_1 + gd_1}\right) (gm_3 + gd_3 + gd_4 + gd_5)} \quad (3.6.81a)$$

Nous nous trouvons en présence de deux pôles à partie réelle négative (p_1, p_2) et d'un zéro dans le demi-plan droit (z_1) dont les expressions sont données par:

$$p_1 = - \frac{gm_3 + gd_3 + gd_4 + gd_5}{C_2} \quad (3.6.81b)$$

$$p_2 = - \frac{gm_1 + gd_1 + gd_2}{(C_1 + C_3)} \quad (3.6.81c)$$

$$z_1 = \frac{gm_2}{C_3} \quad (3.6.81d)$$

La figure 3.6.9 présente la disposition de ces derniers dans le plan complexe. Il convient de noter que la très faible constante de temps généralement associée au zéro z_1 n'intervient que très peu dans la réponse en fréquence du circuit complet.

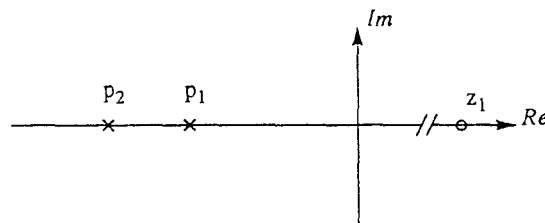


Figure 3.6.9: Transconductance non compensée: disposition des pôles et zéros dans le plan complexe

La valeur de la rotation de phase résultante Φ est alors donnée par:

$$\Phi = - \arctg \left(\frac{\omega}{p_1} \right) - \arctg \left(\frac{\omega}{p_2} \right) \quad (3.6.82)$$

L'erreur de phase résultante Φ_ϵ calculée pour une pulsation particulière $\omega = \omega_\epsilon$ est définie comme étant la différence entre la phase idéale Φ_{ideal} que doit présenter la transconductance et la phase réelle Φ calculée pour $\omega = \omega_\epsilon$ par (3.6.82). Dans notre cas, $\Phi_{ideal} = 0$ et:

$$\Phi_\epsilon = - \arctg \left(\frac{\omega_\epsilon}{p_1} \right) - \arctg \left(\frac{\omega_\epsilon}{p_2} \right) \quad (3.6.83)$$

Les réseaux de compensation qui vont être ajoutés au circuit par la suite ont pour but de ramener cette erreur de phase au voisinage de zéro. Notons dès à présent qu'une correction parfaite de l'erreur de phase sur une très large bande de fréquence

nécessiterait de disposer de deux zéros ajustables indépendamment que l'on viendrait positionner sur les pôles p_1 et p_2 . Ceci n'est pas réalisable en pratique car il serait alors très difficile de concevoir un circuit permettant de générer les deux grandeurs de commande nécessaires avec suffisamment de précision à partir d'une seule mesure de phase sur une branche de référence selon le principe exposé dans la partie 2.4 du chapitre précédent. En conséquence, la méthode de compensation développée ci-après ne va faire appel, dans un premier temps, qu'à un seul zéro judicieusement placé afin d'obtenir une phase résultante aussi proche que possible de sa valeur idéale dans la bande de fréquence utilisée.

L'implémentation d'un zéro ajustable sur la base du circuit de la figure 3.6.8a est présentée à la figure 3.6.10.

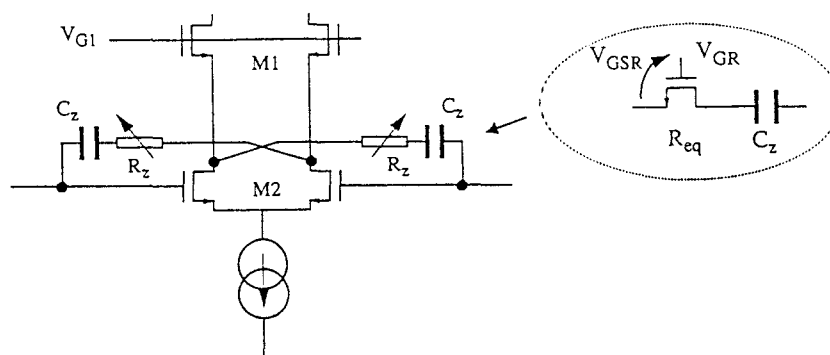


Figure 3.6.10: Implémentation d'un zéro ajustable

Dans une technologie CMOS, la résistance variable est réalisée à l'aide d'un transistor fonctionnant en régime triode dont la valeur de la résistance équivalente ($R_{eq} = R_z$) est contrôlée par la tension grille-source (V_{GSR}). Malheureusement, aucune des bornes du réseau n'est à un potentiel fixe lors de l'application du signal sur la transconductance. Ceci présente le grave inconvénient de moduler la tension de commande V_{GSR} - et par là même le produit $R_{eq} C_z$ - à moins d'avoir recours à un système élaboré de génération de la tension de grille V_{GR} . Ce dernier devrait d'ailleurs être dupliqué sur chaque entrée de transconductance, rendant ainsi la complexité et la place occupée par le circuit prohibitives.

Nous avons donc choisi d'implémenter un zéro fixe selon le schéma simplifié de la figure 3.6.11a. La représentation équivalente petit-signal pour le schéma complet est donnée figure 3.6.11b.

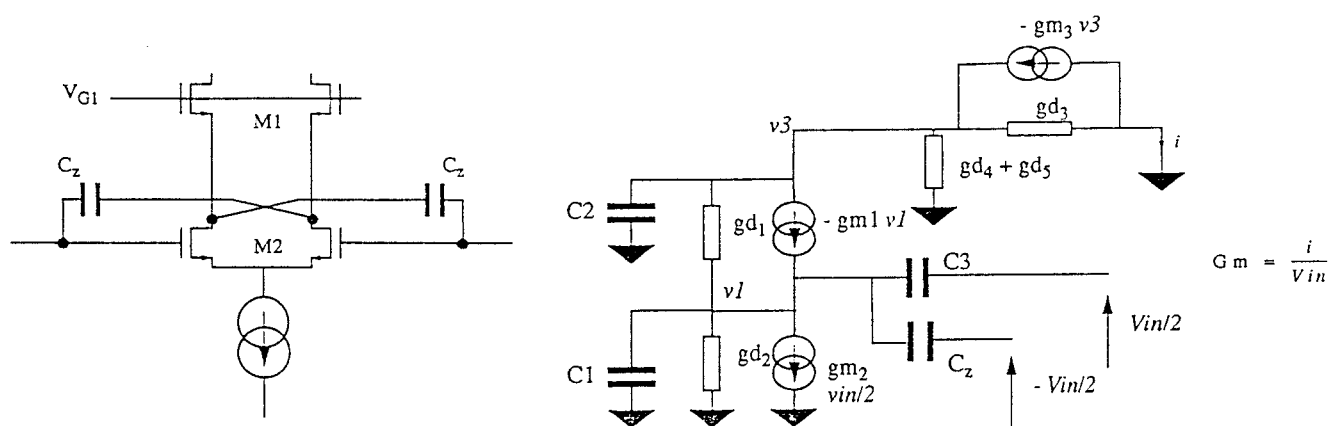


Figure 3.6.11: (a) Implémentation du zéro fixe
(b) demi-circuit équivalent

L'analyse de ce dernier conduit à une nouvelle expression du G_m :

$$G_m = \frac{G_{mDC} \left(1 + \frac{(C_z - C_3) p}{g_{m2}} \right)}{\left(1 + \frac{C_2 p}{g_{m3} + g_{d3} + g_{d4} + g_{d5}} \right) \left(1 + \frac{(C_1 + C_3 + C_z) p}{g_{m1} + g_{d1} + g_2} \right)} \quad (3.6.84)$$

que nous pouvons écrire sous une forme plus synthétique:

$$G_m = \frac{G_{mDC} \left(1 - \frac{p}{z'_1} \right)}{\left(1 - \frac{p}{p_1} \right) \left(1 - \frac{p}{p'_2} \right)} \quad (3.6.85)$$

avec:

$$p_1 = - \frac{g_{m3} + g_{d3} + g_{d4} + g_{d5}}{C_2} \quad (3.6.86a)$$

$$p'_2 = - \frac{g_{m1} + g_{d1} + g_{d2}}{(C_1 + C_3 + C_z)} = p_2 \frac{1}{\left(1 + \frac{C_z}{C_1 + C_3} \right)} \quad (3.6.86b)$$

$$z'_1 = - \frac{g_{m2}}{(C_z - C_3)} \quad (3.6.86c)$$

Nous observons un déplacement du zéro z_1 qui se trouve maintenant localisé dans le demi-plan gauche, ainsi qu'une translation du pôle p_2 vers les basses fréquences, l'expression de p_1 restant pour sa part inchangée. La figure 3.6.12 résume cette nouvelle situation.

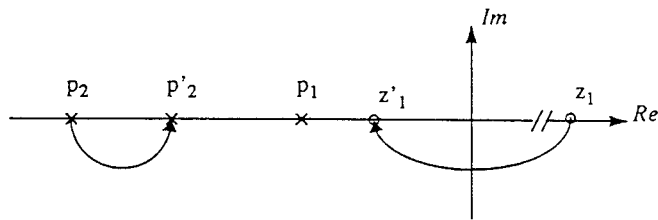


Figure 3.6.12: Transconductance à zéro fixe: position des pôles et zéros dans le plan complexe

La phase résultante vaut maintenant:

$$\Phi' = - \operatorname{arctg} \left(\frac{\omega}{p_1} \right) - \operatorname{arctg} \left(\frac{\omega}{p'_2} \right) + \operatorname{arctg} \left(\frac{\omega}{z'_1} \right) \quad (3.6.87)$$

L'erreur de phase résultante Φ'_ϵ calculée pour $\omega = \omega_\epsilon$ vaut donc:

$$\Phi'_\epsilon = - \operatorname{arctg} \left(\frac{\omega_\epsilon}{p_1} \right) - \operatorname{arctg} \left(\frac{\omega_\epsilon}{p'_2} \right) + \operatorname{arctg} \left(\frac{\omega_\epsilon}{z'_1} \right) \quad (3.6.88)$$

Du fait qu'il n'existe aucune possibilité ultérieure d'ajustement de la valeur du zéro, C_z ne peut être choisi de façon à minimiser l'erreur de phase Φ'_ϵ pour des valeurs typiques de p_1 et p_2 car les innévitables dispersions sur ces dernières et sur la valeur absolue de C_z rendraient le résultat de la correction aléatoire⁽²⁾. Il faut donc calculer C_z de manière à obtenir une surcompensation, puis dans un deuxième temps, nous implanterons un pôle ajustable dont le rôle sera de ramener l'excès de phase à une valeur proche de zéro. Il faut donc satisfaire à la relation suivante:

$$- \operatorname{arctg} \left(\frac{\omega_\epsilon}{p_{1\min}} \right) - \operatorname{arctg} \left(\frac{\omega_\epsilon}{p'_{2\min}} \right) + \operatorname{arctg} \left(\frac{\omega_\epsilon}{z'_{1\max}} \right) \approx \phi \quad (3.6.89)$$

avec ϕ de valeur positive différente de zéro. D'un point de vue pratique, l'équation (3.6.9) représente un cas extrême assez peu probable. Si celle-ci est évaluée en tenant compte des variations les plus défavorables du procédé de fabrication, la valeur de C_z obtenue sera telle que l'excès de phase qui en résultera sera relativement important pour un cas typique et à fortiori pour le cas où p_1 et p_2 atteignent leur valeur maximale. Cet état de fait présente l'inconvénient de nécessiter une grande plage de variation pour la valeur du pôle ajustable, d'où une forte sensibilité aux dérives des composants et aux perturbations extérieures. Il faut donc être particulièrement vigilant à ne pas surévaluer les dérives du procédé, quitte à prendre le risque de ne pouvoir corriger certains circuits.

Afin de diminuer la sensibilité de la compensation aux dérives du procédé, la pulsation ω_ϵ sera située au delà de la pulsation de coupure du filtre ω_c mais suffisamment loin du

(2): Il pourrait en effet se produire des cas pour lesquels la rotation de phase due aux pôles p_1 et p_2 ne pourrait être compensée, notamment lorsqu'ils atteignent leur valeur minimale.

premier pôle secondaire p_1 de manière à ce que la rotation de phase ne soit pas excessive.

La valeur de C_z sera calculée de façon à obtenir l'excès de phase ϕ désiré à $\omega = \omega_\xi$. Cette détermination s'effectue en résolvant par itérations successives (annexe D4) l'égalité (3.6.89).

Nous allons maintenant, à l'aide d'un pôle ajustable, corriger l'excès de phase ϕ de façon à ramener l'erreur de phase Φ_ξ à une valeur proche de zéro. L'implémentation d'un tel pôle est proposée figure 3.6.13a. Le transistor M_p opérant en régime triode simule la résistance R_p dont la valeur est déterminée par la tension V_{pole} appliquée sur sa grille.

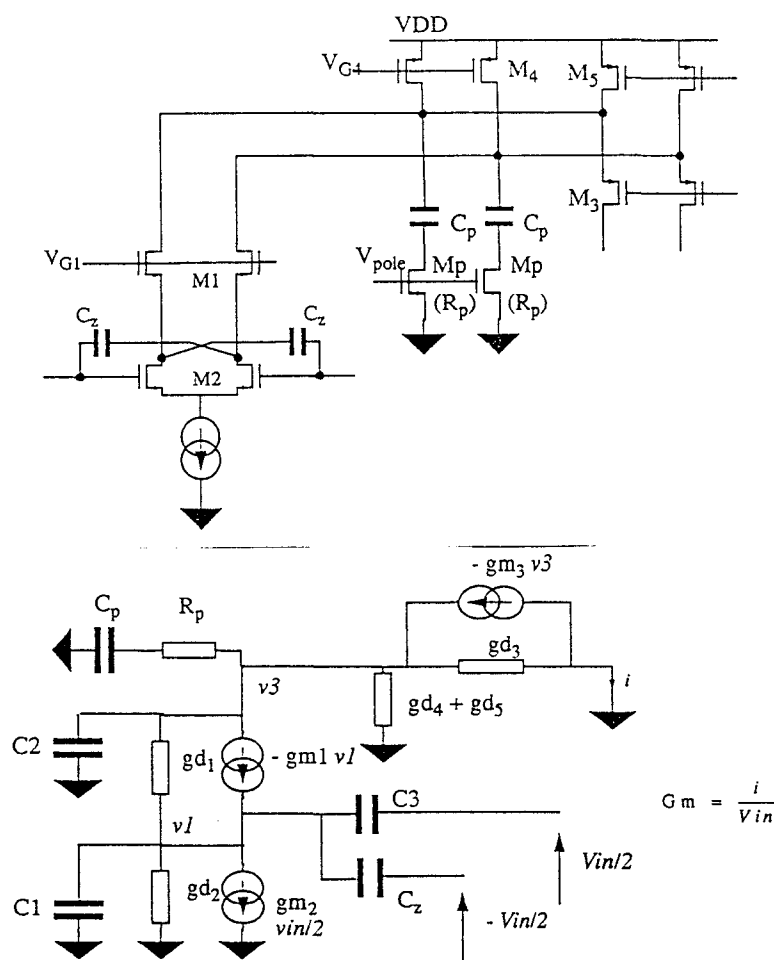


Figure 3.6.13: (a) Implémentation du pôle ajustable
(b) demi-circuit équivalent

L'étude effectuée sur le demi-circuit équivalent de la figure 3.6.13b nous donne une nouvelle expression de G_m :

$$G_m = \frac{G_{mDC} \left(1 + \frac{(C_z - C_3) p}{g_{m2}} \right) (1 + R_p C_p p)}{\left(1 + \frac{(C_1 + C_3 + C_z) p}{g_{m1} + g_{d1} + g_{d2}} \right) \left(1 + \frac{(R_p g_{m3} C_p + C_2 + C_p) p}{g_{m3} + g_{d3} + g_{d4} + g_{d5}} + \frac{R_p C_p C_2 p^2}{g_{m3} + g_{d3} + g_{d4} + g_{d5}} \right)} \quad (3.6.90)$$

Nous retrouvons inchangées les expressions de p'_2 et z'_1 . L'étude du terme du second degré au dénominateur met en évidence le glissement vers les hautes fréquences du pôle p_1 qui devient p''_{1a} ainsi que l'apparition d'un nouveau pôle p''_{1b} accompagné d'un zéro z''_2 vers les "basses" fréquences.

$$z''_2 = -\frac{1}{R_p C_p} \quad (3.6.91a)$$

$$p''_{1a} = -\frac{\left(1 + (g_{m3} R_p + 1) \frac{C_p}{C_2} \right)}{2 R_p C_p} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{4 R_p C_p C_2 g_{m3}}{(C_2 + (R_p g_{m3} + 1) C_p)^2}} \right) \quad (3.6.91b)$$

$$p''_{1b} = -\frac{\left(1 + (g_{m3} R_p + 1) \frac{C_p}{C_2} \right)}{2 R_p C_p} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4 R_p C_p C_2 g_{m3}}{(C_2 + (R_p g_{m3} + 1) C_p)^2}} \right) \quad (3.6.91c)$$

Cette nouvelle situation est représentée figure 3.6.14. Un choix judicieux de la position de z''_2 et p''_{1b} permet d'annuler l'excès de phase ϕ et de tendre vers une caractéristique de transconductance idéale.

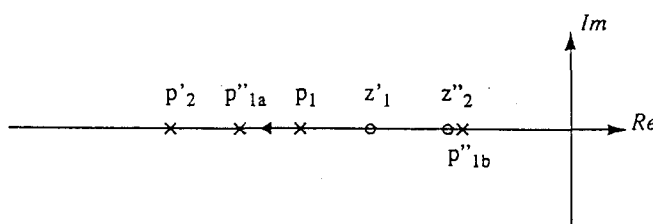


Figure 3.6.14: Transconductance compensée: position des pôles et zéros dans le plan complexe

La capacité C_p sera choisie en fonction de la valeur de C_2 et de la surface totale de la transconductance, de manière à obtenir une surface occupée suffisamment importante

permettant d'assurer une bonne reproductibilité de cette valeur. Dans un deuxième temps, R_p sera calculée par résolution de l'égalité suivante:

$$\arctg\left(\frac{\omega_\varepsilon}{z'_1}\right) + \arctg\left(\frac{\omega_\varepsilon}{z''_2}\right) - \arctg\left(\frac{\omega_\varepsilon}{p'_2}\right) - \arctg\left(\frac{\text{Im}(A)}{\text{Re}(A)}\right) = 0 \quad (3.6.93)$$

avec:

$$A = \left(1 + \frac{(R_p g_{m3} C_p + C_2 + C_p)}{p} + \frac{R_p C_p C_2 p^2}{g_{m3} + g_{d3} + g_{d4} + g_{d5}} \right) \quad (3.6.94)$$

calculé pour $p = j \omega_\varepsilon$.

Les dimensions du transistor M_p seront déterminées en fonction de la valeur de R_p précédemment calculée:

$$R_p = \frac{1}{K_p (V_{\text{pole}} - V_{T_s})} \quad (3.6.95)$$

La valeur de K_p sera telle que la plage utile de variation de V_{pole} permettra de compenser l'excès de phase ϕ en dépit des variations dues au procédé de fabrication

La figure 3.6.15 illustre sur un exemple les différentes phases de la compensation décrites auparavant ($\omega_\varepsilon = 30$ MHz environ).

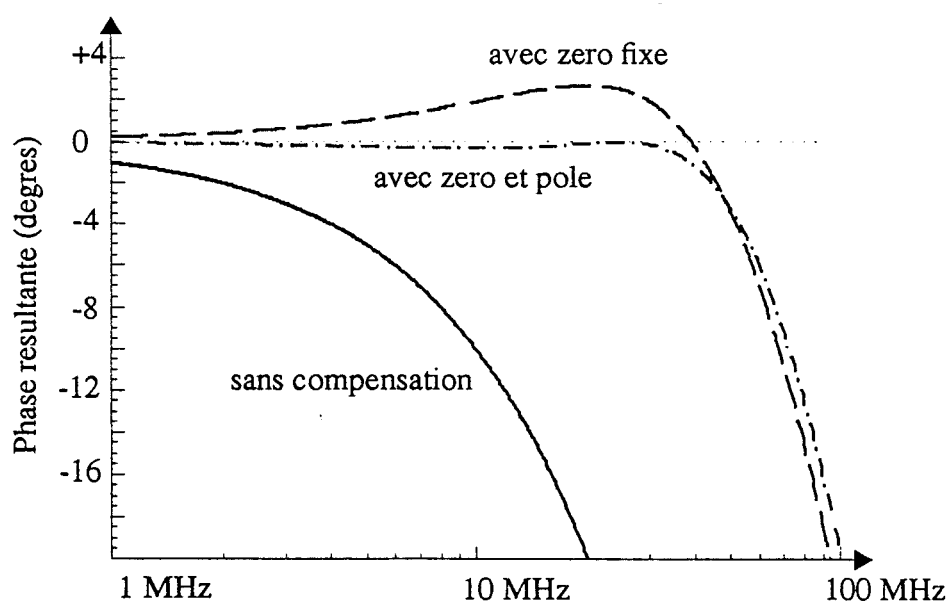


Figure 3.6.15: Exemple de compensation

3.6.6 Conclusion.

Nous avons présenté une méthode de dimensionnement pour la transconductance de type II bien adaptée aux applications moyennes fréquences devant fonctionner sous une tension d'alimentation réduite. De même que pour la transconductance de type I, notre méthode offre la possibilité de minimiser la surface active des éléments constitutifs avec des limitations identiques dues aux incertitudes sur la place occupée par les interconnexions. Une méthode de correction de l'effet des pôles secondaires a été présentée. Il faut cependant noter que cette dernière n'est qu'approximative du fait de la nature aléatoire du choix de ω_c . Cependant, les valeurs ainsi obtenues pourront servir de base à une optimisation ultérieure de la réponse en fréquence du filtre tout en garantissant des valeurs raisonnables pour les composants calculés.

BIBLIOGRAPHIE

- [3.1] **CMOS Voltage to Current Transducers**
R.R.TORRANCE, T.R.VISWANNATHAN, J.V.HANSON. IEEE
Transactions on circuits and systems Vol CAS32 N°11 November 1985
- [3.2] **MOS Tunable Transconductor**
Z.CZARNUL, Y.P.TSIVIDIS. Electronics Letters 19th June 1986 Vol22
N°13
- [3.3] **MOS Transconductors and Integrators with High Linearity**
Z.CZARNUL, Y.P.TSIVIDIS, S.C.FANG. Electronics Letters 27th
February 1986 Vol22 N°5
- [3.4] **Adequacy of Voltage Control for Compensating Process and Temperature
Variations in MOS Active R.C Filters**
M.BANU, Y.P.TSIVIDIS, I.PAPANOS. Proceedings of ISCAS 1984
- [3.5] **Continuous-Time MOSFET-C Filters in VLSI**
Y.P.TSIVIDIS, M.BANU, J.KHOURY. IEEE Journal of Solid-State
Circuits Vol SC21 N°1 February 1986
- [3.6] **Novel Drain Biased Transconductance Building Blocks for
Continuous-Time Filter Applications**
S.L.WONG. Electronics Letters 19th January 1989 Vol25 N°2
- [3.7] **CMOS Triode Transconductor Continuous-Time Filters**
J.PENNOCK, P.FRITH, R.G.BARKER. Proceedings of the IEEE 1986
CUSTOM INTEGRATED CIRCUITS CONFERENCE
- [3.8] **CMOS Triode Transconductor with High Dynamic Range**
B.STEFANELLI, A.KAISER. Electronics Letters 21st June 1990 Vol26
N°13
- [3.9] **Fully Differential Amplifier with Accurate Oupptut Balancing**
M. BANU, J.M. KHOURY, Y.P. TSIVIDIS. IEEE Journal of Solid-State
Circuits VolSC23 N°6 December 1988
- [3.10] **Power-Supply Rejection in Differential S.C. Filters**
A. DE LA PLAZA, P. MORLON. IEEE Journal of Solid-State Circuits
VolSC19 N°6 December 1984
- [3.11] **Conception de Filtre Continus CMOS Micropuissance et leur application
dans un système de mesure de déplacement linéaire**
A. KAISER. Thèse de doctorat N°609, Université de LILLE I
- [3.12] **Design Considerations for High-Frequency Continuous-Time Filters and
Implementation of an Antialiasing Filter for Digital Video**
V.GOPINATHAN, Y.P.TSIVIDIS, K.S.TAN, R.K.HESTER IEEE
Journal of Solid-State Circuits Vol SC25 N°6 DEC 1990
- [3.13] **Operation and Modeling of the MOS Transistor**
Y.P. TSIVIDIS. McGRAW-HILL 1987

- [3.14] **High Frequency CMOS Switched Capacitor Filters for Communication Applications**
T.C. CHOI, R.T. KANESHIRO IEEE Journal of Solid-State Circuits
Vol SC16 N°6 DEC 1983

CHAPITRE 4

METHODOLOGIE DE SYNTHÈSE

Dans ce chapitre, nous allons proposer une méthodologie qui permet de passer de l'état de filtre prototype à celui de circuit complet, entièrement défini au niveau transistor et implantable sur le silicium.

Nous allons tout d'abord rappeler les différentes étapes de la réalisation, notamment dans le but de déterminer avec précision la nature des renseignements dont dispose le concepteur en début de projet.

Une grande partie de ce chapitre sera dévolue aux différents aspects de la synthèse électrique de la transconductance, bloc de base de nos réalisations. Nous déterminerons à ce propos un critère de choix du niveau d'impédance du filtre en fonction de contraintes globales issues de l'application envisagée pour le circuit. Nous montrerons que ces dernières peuvent être traduites en un ensemble de spécifications propres à la transconductance permettant de mener à bien son dimensionnement et de proposer plusieurs solutions parmi lesquelles un choix devra être fait en fonction de critères d'encombrement et de consommation.

4.1 Les différentes étapes de la réalisation

Pour une application donnée, la détermination des caractéristiques d'un filtre donne lieu à deux sous ensembles de contraintes. Le premier consiste en un gabarit de filtrage qui décrit la réponse en fréquence nominale du circuit (fréquence de coupure, ondulation en bande passante, atténuation en bande coupée ...) et fixe dans un même temps les limites dans lesquelles devra s'inscrire la fonction de transfert réelle pour toutes les conditions d'utilisation.

Le deuxième rassemble d'une part les caractéristiques électriques:

- tension d'alimentation (VDD, VSS)
- puissance maximale consommée (P_s)
- amplitude maximale du signal à traiter (V_{inpk})
- distorsion harmonique et (ou) d'intermodulation
- rapport signal à bruit (S/N)
- offset maximal
- nature des signaux de programmation (le cas échéant)
- etc...

Et d'autre part les contraintes d'environnement:

- température d'utilisation
- disposition physique des entrées et sorties
- fréquence de l'horloge de référence (asservissement de la fréquence de coupure)
- etc...

Cette liste, non exhaustive, permet de se faire une idée de la complexité du processus à mettre en oeuvre afin de satisfaire simultanément à toutes ces contraintes. De plus, et contrairement aux filtres à base d'amplificateurs opérationnels, il n'est pas possible de créer une bibliothèque de transconductances précaractérisées car la valeur du G_m sera propre à chaque filtre réalisé. Toute nouvelle application nécessitera de reprendre la démarche complète (de l'aspect système jusqu'au dimensionnement du dernier transistor), ce qui souligne l'intérêt d'avoir recours à une procédure automatisée.

Avant de débiter la synthèse électrique, il est nécessaire de calculer les caractéristiques de la fonction de filtrage qui s'inscrira au mieux dans la gabarit fixé. Cette opération est réalisée par des logiciels existants qui calculent dans un premier temps le lieu des racines de la fonction, puis traduisent ces données en un schéma électrique (dans notre cas un réseau passif R-L-C en échelle) dont les composants sont normalisés pour une pulsation de coupure ω_c unitaire. L'opération de synthèse électrique consiste tout d'abord en la traduction du réseau en circuit transconductance-capacité (G_m -C) puis au choix d'un type de transconductance dans la bibliothèque et enfin au dimensionnement de cette dernière selon le niveau d'impédance ($1/G_m$) choisi après dénormalisation, les spécifications globales de la fonction et les caractéristiques du procédé de fabrication disponible. Il en résulte un schéma d'ensemble au niveau transistor qui sera la base d'une opération de placement-routage manuelle ou automatique. Le diagramme de la figure 4.1.1 résume l'ensemble de ces phases.

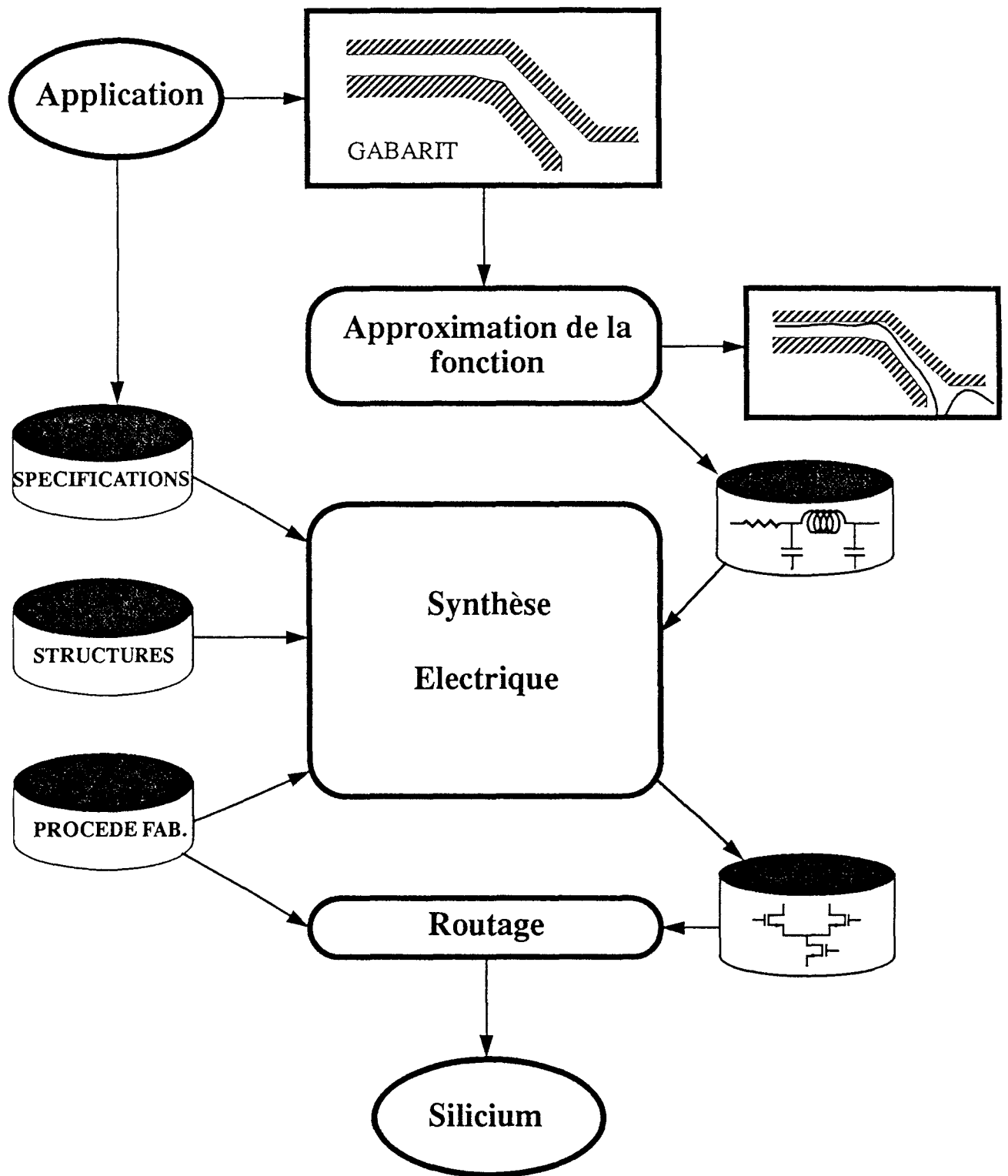


Figure 4.1.1: Les différentes étapes de la réalisation d'un filtre

4.2 Synthèse électrique

Les différentes étapes de la synthèse électrique ont été brièvement abordées dans la partie précédente. Nous allons ici préciser ces notions, notamment en ce qui concerne la partie traitant de la traduction des spécifications et du dimensionnement qui constituent l'apport principal de ce travail à l'état de l'art en ce domaine. La figure 4.2.1 présente dans son ensemble la démarche proposée et met en évidence les différentes étapes qui vont être approfondies dans les paragraphes suivants.

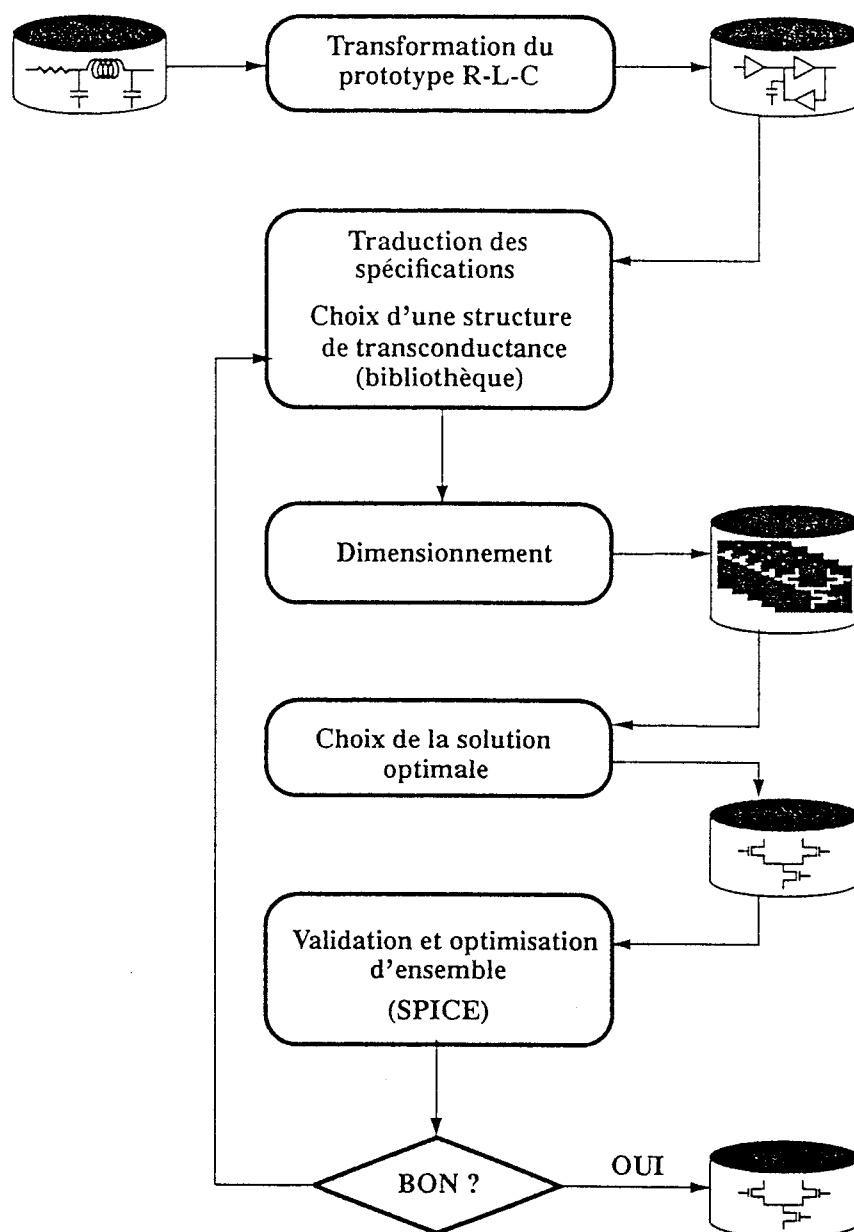


Figure 4.2.1: Les différentes opérations de la synthèse électrique

La plupart des opérations sont à base de méthodes analytiques, sauf celles pour lesquelles l'emploi d'un simulateur de type SPICE ou équivalent présente l'avantage

d'une plus grande puissance alliée à la souplesse d'emploi, par exemple pour la validation finale (analyses transitoires et variation de certains paramètres clés tels que la tension d'alimentation) et l'optimisation d'ensemble du circuit.

4.2.1 Transformation du réseau prototype, égalisation des niveaux

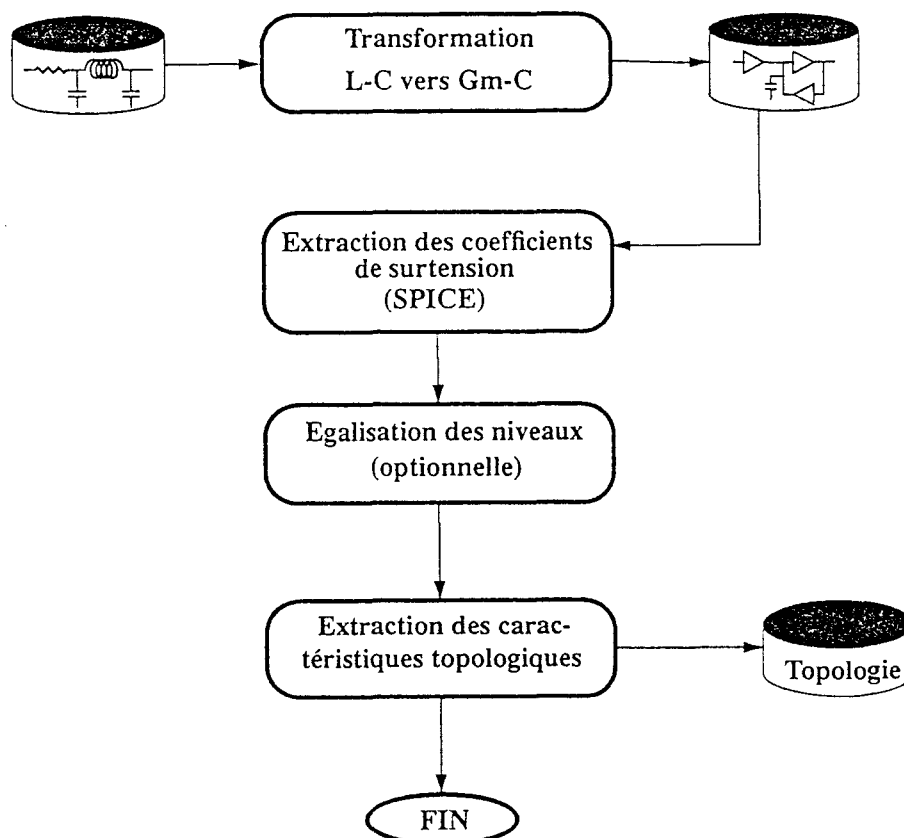


Figure 4.2.2: Construction du schéma définitif et extraction des données topologiques

L'opération de transformation du réseau prototype constitue la première étape de la synthèse électrique. Il s'agit, sur la base de la description de ce dernier, d'aboutir au réseau Gm-C équivalent qui permettra de déterminer certaines caractéristiques électriques et topologiques du circuit. Ce passage s'effectue simplement et de façon très systématique en parcourant la description du réseau R-L-C et remplaçant chaque élément par son équivalent Gm-C selon les règles de transformations évoquées au chapitre 1 (cf §1.1). A ce stade, les transconductances sont implantées sous forme de sous-circuits dont la modélisation interne va s'adapter aux besoins au fur et à mesure de l'avancement du processus de synthèse, pour être finalement remplacés par la structure réelle dimensionnée.

A l'aide du réseau précédemment construit, une extraction des coefficients de surtension sur les noeuds internes du filtre est effectuée. Pour ce faire, les transconductances sont

modélisées par des sources de courant idéales commandées en tension et une analyse petit signal est réalisée par le simulateur sur le circuit complet. Le résultat de cette simulation est ensuite analysé de façon à faire apparaître les noeuds qui présentent de forts dépassements et afin de prendre des mesures adéquates le cas échéant (cf §2.1.8). Il est important de définir à ce stade de l'étude s'il est nécessaire de procéder à une égalisation des niveaux car cela conditionne la topologie du circuit dont certaines caractéristiques seront utilisées au moment de la traduction des spécifications. Le circuit est maintenant entièrement défini et il est possible de générer le fichier de description topologique utilisé dans l'étape suivante.

Ce dernier comporte pour chaque noeud du circuit les renseignements suivants:

nombre de sorties de transconductances (N_{TS})

valeur normalisée des capacités fonctionnelles (C_{norm})

4.2.2 Traduction des spécifications

L'ensemble des spécifications issues de l'application concerne la fonction de filtrage du point de vue système. Cependant, le processus de dimensionnement des transconductances suppose que l'on soit en possession des caractéristiques souhaitées pour cette dernière, et ce indépendamment de son contexte d'utilisation. Il est donc nécessaire d'effectuer une opération de traduction des spécifications globales en spécifications intrinsèques à la transconductance.

Par exemple, la puissance maximale (P_s) qu'il est possible de consommer sur les alimentations (VDD, VSS) détermine le niveau de courant maximal (I_{max}) admissible dans une transconductance puisque le nombre de transconductances ($N_{TC} = \sum N_{TS}$) constituant le filtre est connu (fichier des caractéristiques topologiques):

$$I_{max} = \frac{P_s}{(VDD - VSS) N_{TC}} \quad (4.2.1)$$

Il en va de même pour déterminer la valeur maximale de la tension ($V_{pk\ max}$) appliquée sur les entrées:

$$V_{pk\ max} = \beta_{max} V_{inpk} \quad (4.2.2)$$

où V_{inpk} est une spécification du filtre et β_{max} la valeur maximale des coefficients de surtension calculés précédemment.

En ce qui concerne le rapport signal à bruit, le problème est différent car la contribution d'une transconductance au bruit total en sortie va dépendre de sa position dans le filtre.

La méthode de détermination repose sur les expressions qui ont été démontrées dans la partie 2.2. La valeur efficace de la tension de bruit $V_{n_{rms}}$ est obtenue en fonction du rapport signal sur bruit (S/N) désiré pour un signal de valeur efficace $V_{s_{rms}}$ par la relation suivante:

$$V_{n_{rms}} = V_{s_{rms}} 10^{\left(\frac{-S/N}{20}\right)} \quad \text{avec: } \frac{S}{N} = 20 \log\left(\frac{V_{s_{rms}}}{V_{n_{rms}}}\right) \quad (4.2.3)$$

La tension de sortie $V_{n_{rms}}$ est la somme de deux grandeurs non corrélées V_{wn} et V_{fn} représentant les contributions des divers éléments actifs au bruit thermique et au bruit 1/f respectivement. Ces dernières sont définies comme suit à partir des grandeurs $S_{wn_{tc}}$ et $S_{fn_{tc}}$ caractéristiques de la transconductance:

$$V_{wn}^2 = \sum_{j=1}^n N_{TSj} S_{wn_{tc}} \int_{f_{min}}^{f_{max}} Z_{tj}^2 df \quad (4.2.4)$$

$$V_{fn}^2 = \sum_{j=1}^n N_{TSj} S_{fn_{tc}} \int_{f_{min}}^{f_{max}} Z_{tj}^2 \frac{1}{f^\alpha} df \quad (4.2.5)$$

avec:

$S_{wn_{tc}}$: densité spectrale de bruit thermique (A^2/Hz)

$S_{fn_{tc}}$: densité spectrale de bruit 1/f (A^2/Hz) calculée pour $f = 1$ Hz

α : exposant du bruit 1/f (généralement voisin de l'unité)

Nous pouvons donc facilement déterminer le niveau de bruit que doit présenter la transconductance pour peu que la valeur des transimpédances $\int Z_{tj}$ soit connue. Z_{tj} représente le rapport entre la tension en sortie et le courant entrant sur le noeud j. Il a été aussi montré que cette grandeur caractéristique peut être exprimée sous la forme:

$$Z_{tj} = \frac{1}{G_m} Z_{t'j} \quad (4.2.6)$$

ce qui entraîne:

$$V_{wn}^2 = \frac{S_{wn_{tc}}}{G_m^2} \sum_{j=1}^n N_{TSj} \int_{f_{min}}^{f_{max}} Z_{t'j}^2 df \quad (4.2.7)$$

$$V_{fn}^2 = \frac{S_{fn_{tc}}}{G_m^2} \sum_{j=1}^n N_{TSj} \int_{f_{min}}^{f_{max}} Z_{t'j}^2 \frac{1}{f^\alpha} df \quad (4.2.8)$$

$Z_{t'j}$ est, à pulsation ω donnée, une constante qui ne dépend que de la topologie du circuit et de la valeur de la pulsation de coupure ω_c . Par conséquent, son intégrale dans

une bande de fréquence Δf fixée est aussi une constante. En d'autres termes, pour une valeur de $V_{n_{rms}}^2 = V_{wn}^2 + V_{fn}^2$ donnée, il existe une relation directe entre la valeur du G_m choisi pour la transconductance et la densité spectrale de bruit maximale que cette dernière peut générer. Ces relations fondamentales seront utilisées lors du dimensionnement de celle-ci pour déterminer si la solution obtenue satisfait aux spécifications en bruit. Nous ne pouvons cependant pas inclure les valeurs de $S_{wn_{tc}}$ et $S_{fn_{tc}}$ au fichier contenant les spécifications intrinsèques à la transconductance puisque la valeur de G_m n'est pas encore connue.

La détermination de Zt'_j par simulation est très simple. Il suffit en effet de se placer dans le cas où $G_m = 1 \text{ A/V}$ et de réaliser une analyse petit-signal donnant l'amplitude de la tension de sortie du filtre pour une excitation unitaire en courant sur le noeud j considéré. Cette opération, renouvelée pour chaque noeud du filtre, nous donne directement la valeur de Zt'_j pour chaque fréquence dans la bande Δf qui sera déterminée selon les critères proposés dans la partie 2.2.5. L'intégrale sera ensuite calculée de façon numérique, en employant par exemple la méthode des trapèzes. Afin de tenir compte du fait que Zt'_j dépend de la pulsation de coupure ω_c , les capacités fonctionnelles C_{norm} du filtre seront dénormalisées pour cette simulation à l'aide de la valeur de C_u calculée de la façon suivante:

$$C_u = \frac{1}{2 \pi \omega_c} \quad (4.2.9a)$$

$$C_{reel} = C_{norm} C_u \quad (4.2.9b)$$

La dernière opération à réaliser est le choix, parmi les différents types disponibles en bibliothèque, de la structure de transconductance la plus apte à s'adapter aux contraintes précédemment définies (tensions d'alimentation, puissance consommée, bruit, comportement aux hautes fréquences, etc...).

La figure 4.2.3 en page suivante retrace le déroulement de cette étape.

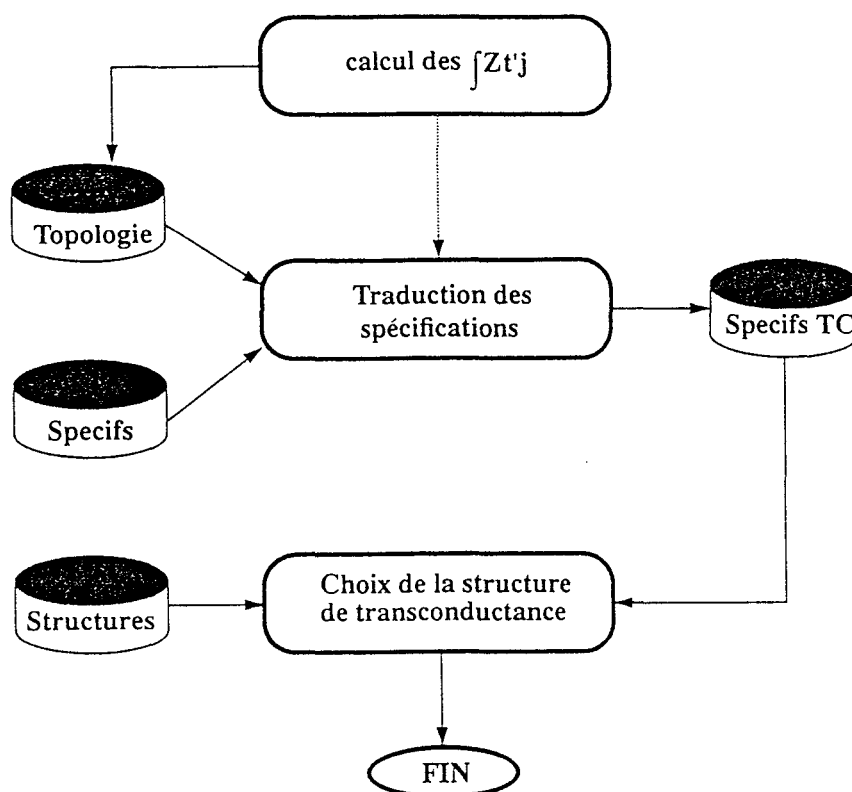


Figure 4.2.3: Traduction des spécifications

4.2.3 Dimensionnement des transconductances, choix de la solution optimale

Nous allons maintenant utiliser les relations (4.2.7) et (4.2.8) énoncées précédemment. Pour que la solution obtenue soit correcte, il est nécessaire que ces deux égalités soient satisfaites simultanément, ce qui pose un problème car cela revient à résoudre un système de deux équations à trois inconnues. Afin de lever l'indétermination, considérons dans un premier temps que seul le bruit thermique est présent. Nous pouvons de ce fait réécrire l'équation (4.2.7) sous la forme:

$$Vn_{rms}^2 = \frac{Swn_{max}}{Gm^2} \sum_{j=1}^n N_{TSj} \int_{fmin}^{fmax} Zt'_j{}^2 df \quad (4.2.7)$$

soit:

$$Swn_{max} = \frac{Vn_{rms}^2 Gm^2}{\sum_{j=1}^n N_{TSj} \int_{fmin}^{fmax} Zt'_j{}^2 df} \quad (4.2.10)$$

Swn_{max} représente la densité spectrale de bruit thermique maximale que devra générer une transconductance pour la valeur de Gm choisie, et ce quel que soit son type. Les autres paramètres ont été définis auparavant et figurent dans le fichier des données topologiques. Pour la structure de transconductance choisie et la même valeur de Gm , le

calcul du dimensionnement est effectué (cf §4.4 et 4.5) en fonction de ses spécifications intrinsèques et nous donne les niveaux de courant dans les transistors, les valeurs de W/L ainsi qu'une valeur de densité spectrale de bruit thermique $S_{wn_{tc}}$. Si la condition suivante est vérifiée:

$$S_{wn_{max}} > S_{wn_{tc}} \quad (4.2.10)$$

le filtre est réalisable pour cette valeur de G_m . Dans le cas contraire, il est nécessaire de refaire le calcul avec une valeur de G_m supérieure, et ce jusqu'à ce que la condition (4.2.10) soit réalisée. A partir de ce moment là, l'existence de bruit $1/f$ est prise en compte. Pour cette valeur de G_m , nous devons au plus atteindre une densité spectrale en courant pour le bruit $1/f$ ($S_{fn_{tc}}$) calculée en fonction de $S_{wn_{tc}}$ de la façon suivante:

$$V_{wn}^2 = \frac{S_{wn_{tc}}}{G_m^2} \sum_{j=1}^n N_{TSj} \int_{f_{min}}^{f_{max}} Zt'_j{}^2 df \quad (4.2.12)$$

$$S_{fn_{tc}} = \frac{\left(V_{nrms}^2 - V_{wn}^2 \right) G_m^2}{\sum_{j=1}^n N_{TSj} \int_{f_{min}}^{f_{max}} Zt'_j{}^2 \frac{1}{f^\alpha} df} \quad (4.2.13)$$

Cette valeur de $S_{fn_{tc}}$ permet de déterminer les surfaces actives des transistors de façon optimale (minimisation de la surface totale de la transconductance) afin de mener à bien la détermination des dimensions physiques des transistors. L'ensemble de ces données fournit les paramètres nécessaires au calcul de la position des pôles secondaires et la détermination des éléments de compensation de la réponse en fréquence sera effectuée le cas échéant.

Cette méthodologie nous donne, pour chaque valeur de G_m permettant la réalisation du filtre selon les spécifications définies par l'application, une solution entièrement dimensionnée et implantable qui sera stockée, accompagnée de ses caractéristiques propres (surface active de la transconductance, surface totale des capacités fonctionnelles correspondant à cette valeur de G_m , surface totale du filtre ainsi créé, consommation totale, etc...).

Notons que si G_m est tel que la condition (4.2.10) est tout juste satisfaite, la densité spectrale de bruit $1/f$ devra être très faible, donnant lieu à des surfaces actives de transconductance et une surface totale de filtre prohibitives. A l'inverse, une forte valeur de G_m réduira les contraintes sur le bruit $1/f$, mais il en résultera une nette domination de la surface totale du filtre par celle des capacités fonctionnelles, ce qui conduit encore à une surface totale prohibitive. Ceci suggère que dans certains cas de figure, il est possible d'obtenir un G_m particulier qui minimise la surface totale du filtre. A défaut de

ce résultat optimale, l'ensemble des solutions constituera la base d'un processus de choix selon d'autres critères définis en fonction de l'application envisagée.

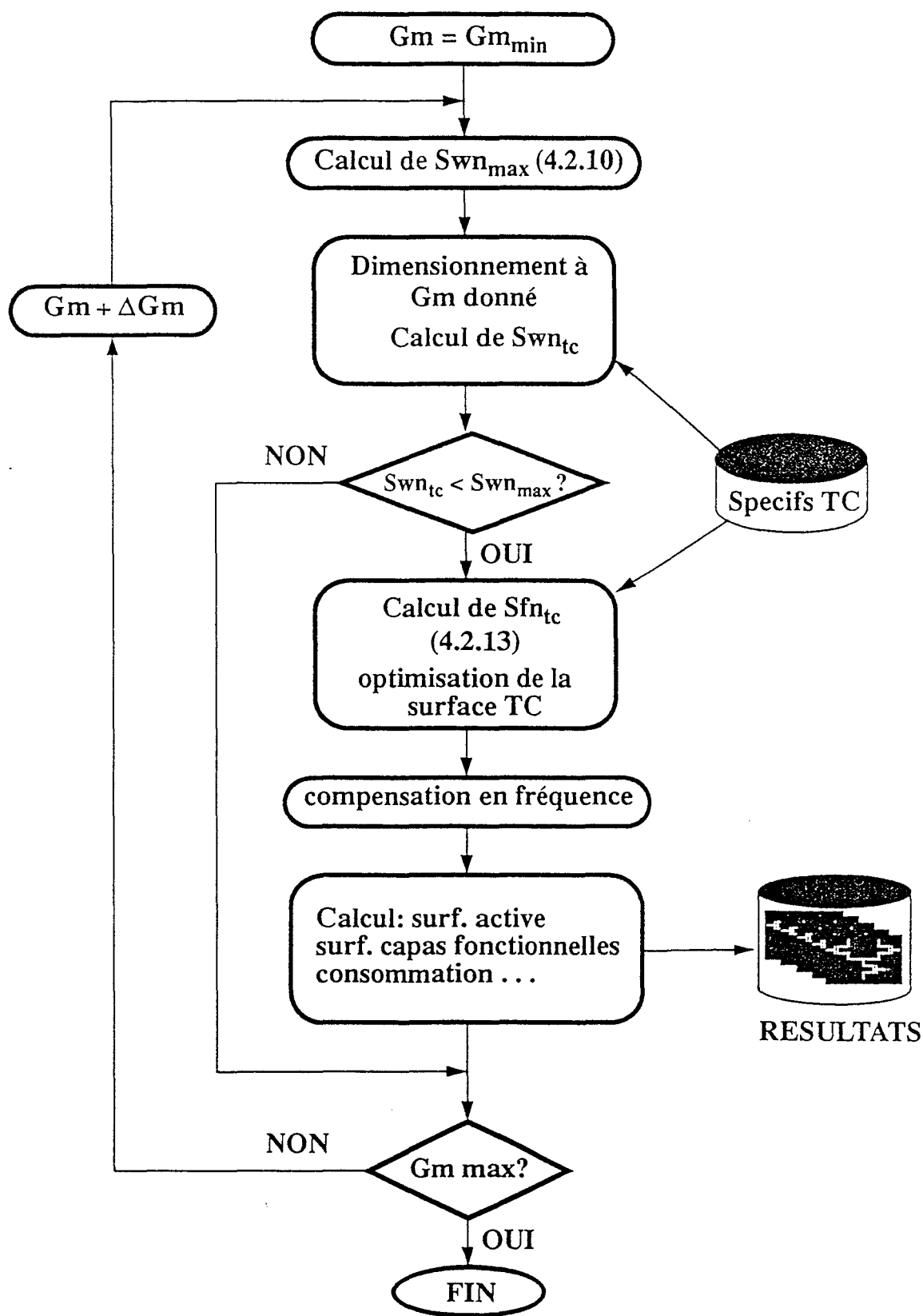


Figure 4.2.4: Dimensionnement de la transconductance

4.2.4 Cas des filtres à fréquence de coupure variable

La méthode exposée au cours des deux parties précédentes sous entend que le filtre est calculé pour une fréquence de coupure fixe. Dans le cas d'un dispositif prévu pour être accordé sur une large plage de fréquence, il importe de déterminer pour quelle valeur de f_c le calcul de dimensionnement des transconductance doit être conduit. Pour ce faire, considérons l'expression générale de la puissance de bruit en sortie de filtre:

$$V_n^2 = \frac{S_{n_{tc}}}{G_m^2} \sum_{j=1}^n N_{TSj} \int_{f_{min}}^{f_{max}} Zt'_j{}^2 df = \frac{S_n}{G_m^2} A \quad (4.2.14)$$

Le problème consiste en l'étude de la variation de V_n^2 lorsque l'on passe de f_c à $n f_c$ ($n > 1$). La transimpédance Zt'_j peut être approximée par un polygone délimité par les bornes d'intégration f_{min} et f_{max} (figure 4.2.5).

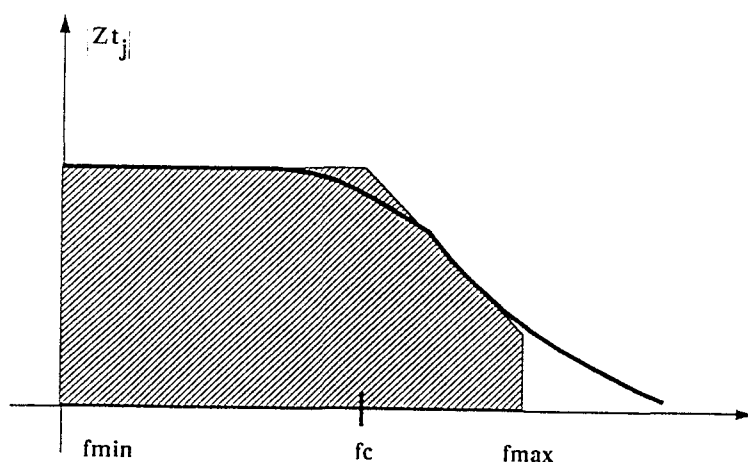


Figure 4.2.5: Représentation de l'intégrale de Zt'_j

L'intégrale de Zt'_j revient à calculer l'aire A de la surface hachurée pour laquelle le rapport f_{max}/f_c est constant. De ce fait, le passage de f_c à $n f_c$ implique que l'aire A devient $n A$. De la même façon et pour une valeur de capacité fixée, la transconductance G_m devient $n G_m$.

Par conséquent, si la densité spectrale de bruit est directement proportionnelle à la valeur de G_m - ce qui est le cas pour une paire différentielle simple - S_n devient $n S_n$ et la valeur résultante de V_n^2 n'est pas modifiée par un changement de la fréquence de coupure.

Il en va autrement dans le cas de structures de transconductance plus complexes pour lesquelles la densité de bruit ne varie pas dans les mêmes proportions que la valeur du G_m . La figure 4.2.6 présente, pour la transconductance que nous avons développé, les

valeurs du G_m et de la densité de bruit S_{wn} normalisées à g_{m2sat} et $4kT g_{m2sat}$ respectivement, en fonction du paramètre réduit I_{D0}/I_{D2sat} .

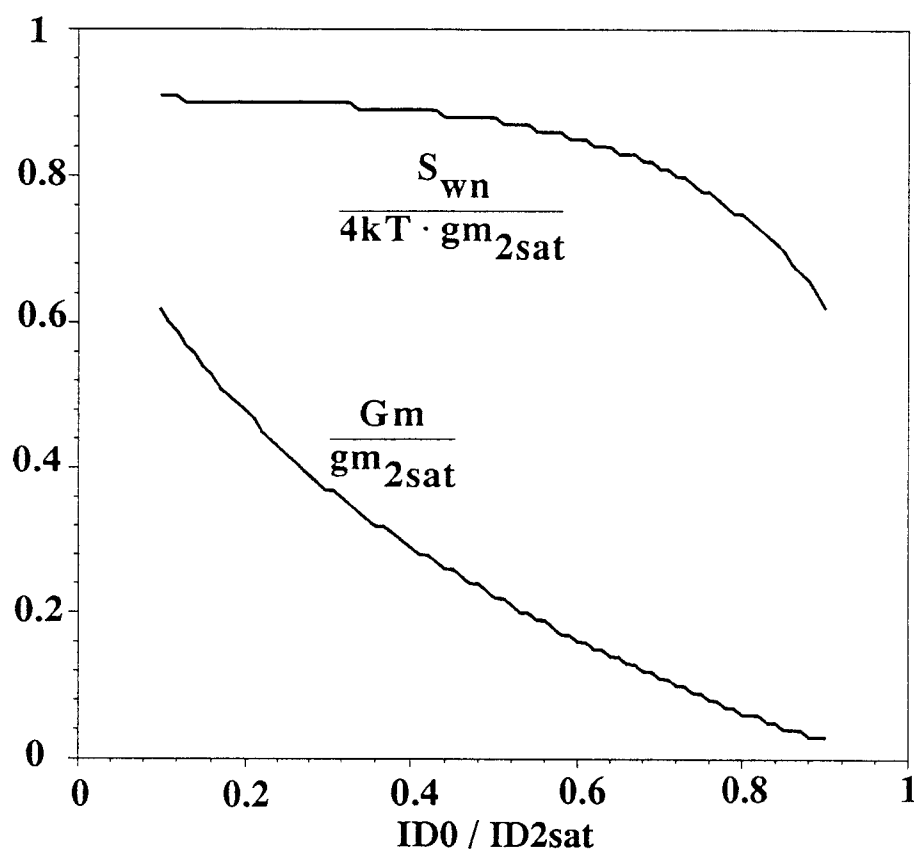


Figure 4.2.6: Variations normalisées de G_m et S_n

Ces courbes montrent clairement que la densité spectrale de bruit varie moins vite que le G_m . Par conséquent, le filtre est moins bruyant aux alentours de la limite supérieure de sa plage d'accord. Dans ce cas, il importera de calculer le filtre pour $f_c = f_{cmin}$ afin de garantir un rapport signal à bruit minimal pour tous les cas d'utilisation.

4.2.5 Validation et optimisation d'ensemble

Nous disposons maintenant d'un circuit implantable qui satisfait aux contraintes en bruit et à une part des spécifications électriques de départ. Il convient cependant de vérifier par une analyse transitoire que la distorsion n'est pas excessive pour le niveau maximal de signal applicable. De même, des simulations statistiques permettront de vérifier que la réponse en fréquence reste à l'intérieur du gabarit fixé pour les cas extrêmes de variation du procédé de fabrication.

A l'aide des fonctions d'optimisation disponibles sur la plupart des simulateurs électriques récents, les valeurs des éléments de compensation de la réponse en

fréquence et des capacités fonctionnelles pourront être retouchées de façon à prendre en compte certains effets du second ordre dont il n'a pas été tenu compte lors de la synthèse. Il pourra s'avérer nécessaire de reprendre cette dernière opération si l'extraction des éléments parasites après implantation et routage fait apparaître un risque lié à des valeurs excessives de capacité sur les noeuds critiques.

Les résultats obtenus lors de ces simulations sur le système complet doivent permettre la validation de la solution retenue. Dans le cas contraire, la procédure complète est à reprendre en choisissant une autre structure de transconductance et en modifiant éventuellement certaines spécifications trop restrictives.

4.2.6 Conclusion

Nous avons présenté une méthodologie de synthèse qui permet de déterminer de façon objective la valeur maximale du niveau d'impédance ($1/G_m$) permettant de satisfaire à une caractéristique en bruit. Nous avons montré qu'il était possible dans certains cas de définir une valeur optimale de G_m qui minimise la surface totale du filtre. Il convient de noter que cette méthodologie ne présuppose ni structure ni caractéristique particulière en ce qui concerne la transconductance.

Bien que les différentes étapes précédemment décrites aient été présentées sous forme d'algorithme, seules certaines parties ont effectivement fait l'objet de l'écriture d'un logiciel. Il s'agit notamment de la transformation du prototype R-L-C en circuit Gm-C et de l'opération de dimensionnement de la transconductance. Les autres opérations de liaison se font actuellement de façon manuelle en faisant intervenir, pour une large part, le savoir faire du concepteur.

CHAPITRE 5

REALISATIONS EXPERIMENTALES

5.1 Filtre anti-repliement faible bruit

L'objet de cette étude était de réaliser une fonction d'anti-repliement pour un filtre à capacités commutées mis en oeuvre au sein d'une chaîne d'acquisition de données. Ce dernier est caractérisé par une réponse de type elliptique (CAUER) du septième ordre, sa fréquence de coupure (f_c) pouvant être fixée entre 6 KHz et 24 KHz au moyen d'une horloge externe de valeur $f_H = 256 f_c$. D'un point de vue système, il est nécessaire que l'association des deux filtres s'effectue avec des pertes minimales en ce qui concerne les performances de la chaîne dans son ensemble. Ceci dicte l'élaboration des spécifications typiques d'atténuation ou d'ondulation en bande passante, de phase et éventuellement de délai de groupe applicables au filtre anti-repliement, ainsi que des indications sur les dispersions acceptables sur ces paramètres. Afin de minimiser les contraintes au niveau du premier filtre, sa fréquence de coupure (f_{cpe}) doit être choisie aussi élevée que possible, tout en assurant une bonne atténuation des parties du spectre ramenées en bande de base du fait de l'échantillonnage.

Pour cette application, le choix s'est porté sur une fonction de transfert du type BUTTERWORTH du troisième ordre dont la fréquence de coupure f_{cpe} vaut $2.56 f_c$, cette dernière devant être ajustable sur toute la gamme des valeurs de f_c au moyen d'une horloge externe dérivée de celle du filtre à capacités commutées.

Les signaux à traiter étant de faible niveau, il était primordial de présenter un bon rapport signal à bruit afin de ne pas devoir amplifier le signal avant filtrage ce qui a pour conséquence une perte en dynamique. D'autre part, le taux de distorsion doit être suffisamment faible afin que les harmoniques issus des parasites de forte amplitude ne masquent pas la composante utile du signal à mesurer. L'encadré ci-après résume les principales spécifications du produit:

Fréquence de coupure (f_{cpe}):	15.36, 30.72 ou 61.44 KHz
Rapport signal à bruit (1 Hz à f_{cpe}):	80 dB min.
Distorsion (@1 Vrms différentiel):	1% max.
Alimentation:	$\pm 5 \text{ V} \pm 10\%$
Consommation:	6 mA max.
Dispersions ($f = f_c$):	$\pm 0.2 \text{ dB max.}$ $\pm 2 \text{ degrés max.}$

5.1.1 Structure du filtre

Le schéma bloc du filtre normalisé est présenté figure 5.1.1. L'adjonction des transconductances $2b$, $4b$ résulte de l'égalisation des niveaux internes rendue nécessaire par le fort dépassement observé sur le noeud 1 (coefficient de surtension voisin de 1.5). Cette modification, dictée par les contraintes de distorsion pour des signaux de fort niveau, présente malheureusement l'inconvénient d'augmenter le nombre des transconductances et par là même le bruit total issu du dispositif.

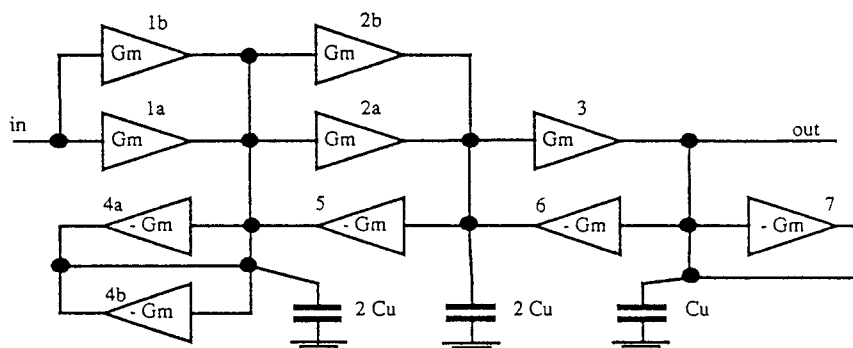


Figure 5.1.1: Schéma bloc du filtre réalisé.

Dans le souci de minimiser les difficultés de dimensionnement de la transconductance, la plage d'accord a été fractionnée en trois sous-gammes, chacune correspondant à une utilisation typique de la chaîne ($f_c = 6$ KHz, 12 KHz et 24 KHz). La commutation entre ces dernières s'effectue par le biais d'un mot binaire qui commande les switches sélectionnant la valeur des capacités fonctionnelles. La possibilité de corriger les dérives technologiques a été prise en compte en prévoyant une plage d'accord autour de chaque valeur de la fréquence f_{cpe} . La largeur nécessaire de la plage d'accord (environ 30% dans ce cas précis) a été estimée à l'aide des variations extrêmes de μCox et de la capacité POLY1/POLY2 par unité de surface données par le fondeur.

L'asservissement de la fréquence de coupure à l'horloge externe de référence n'a pas été totalement intégré sur le circuit par manque de temps. Cependant, un oscillateur contrôlé en courant a été implémenté, réalisé à l'aide des mêmes transconductances que le filtre selon la technique décrite par KRUMMENACHER et JOEHL [2.16]. Les autres fonctions nécessaires à la réalisation de la boucle à verrouillage de phase (mise en forme, comparateur, filtre de boucle) sont extérieures au circuit.

L'ensemble du circuit est polarisé par une branche de référence interne qui génère les différents courants nécessaires en fonction du courant externe de référence I_{D2sat} et rapport I_{D0}/I_{D2sat} qui détermine la fréquence de coupure f_{cpe} (cf §3.5.1).

Pour la limite inférieure de la gamme de fréquence la plus élevée ($f_{cpe} = 2.56 \cdot 24 \text{ KHz} - 30\%$), une solution visant à minimiser la surface totale du filtre a été trouvée pour une valeur de G_m proche de $17.5 \mu\text{A/V}$, soit une capacité unitaire de dénormalisation C_u égale à 45 pF . Cette dernière valeur s'élève à 90 pF pour la gamme 12 KHz et 180 pF pour la gamme 6 KHz , soit une valeur totale de capacité de 900 pF pour l'ensemble du filtre occupant une surface de 2.18 mm^2 . Cette valeur relativement importante au regard de celles employées habituellement est justifiée d'une part par le fait que l'on doit atteindre un fort rapport signal à bruit sur l'ensemble des gammes, et d'autre part à cause du principe de commutation des gammes qui a été retenu. En effet, une plus large variation de la valeur du G_m aurait probablement permis de conserver une valeur minimale pour C_u et de réduire la surface du filtre dans cette même proportion.

5.1.2 La transconductance

Afin de favoriser l'élimination des non-linéarités du second ordre, une structure de transconductance entièrement différentielle a été utilisée. La figure 5.1.2 en donne le schéma de principe, et l'on se reportera à la partie 3.5 pour les détails concernant son fonctionnement. Le courant de référence I_{D2sat} a été fixé à $100 \mu\text{A}$.

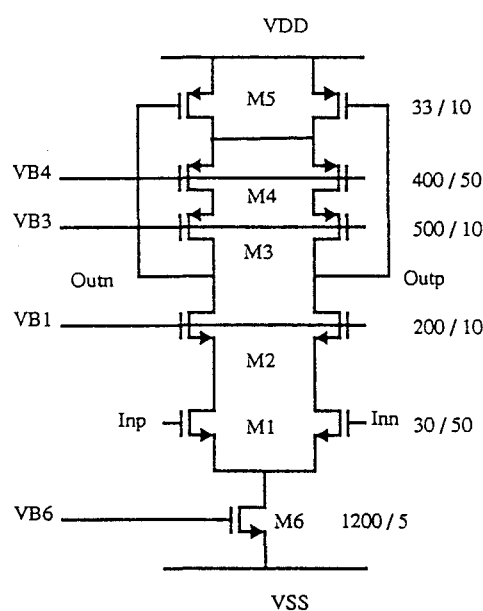


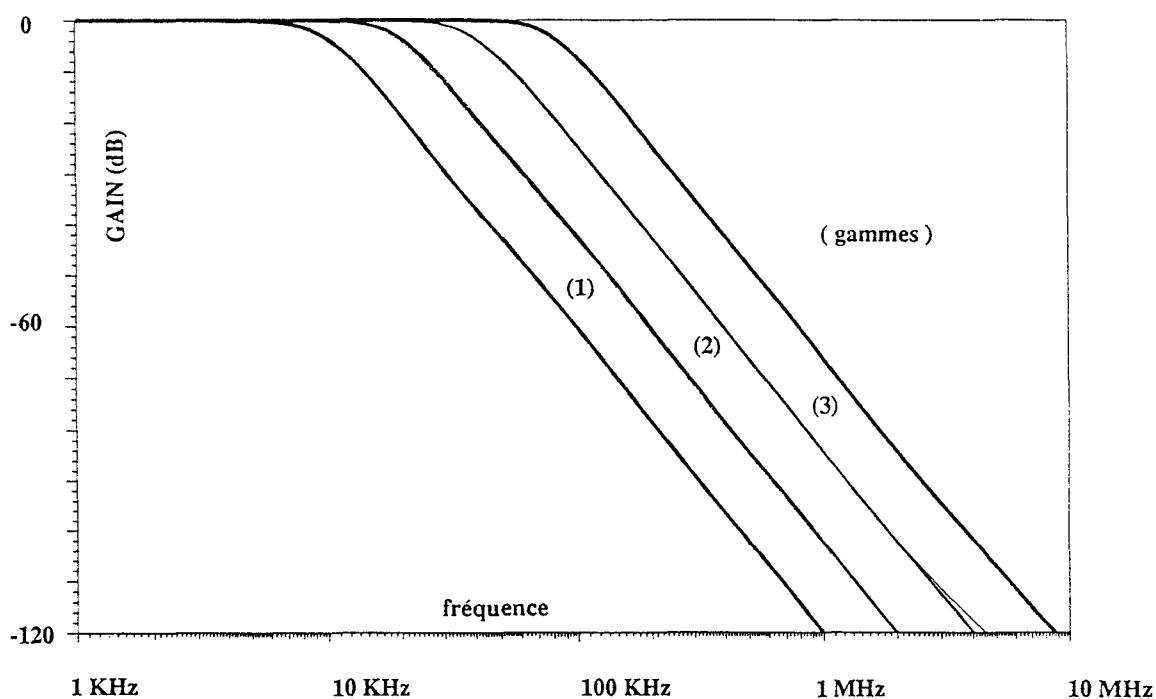
Figure 5.1.2: Transconductance faible bruit.

La très faible valeur de la limite inférieure de la bande d'intégration du bruit (1 Hz) est à l'origine des importantes surfaces actives mises en oeuvre au niveau des transistors. Il en résulte une surface égale à 0.063 mm^2 par dispositif et 0.82 mm^2 pour l'ensemble des transconductances du filtre.

5.1.3 Résultats de simulation

La solution optimale calculée par la méthode décrite au chapitre 4 a été validée par des simulations conduites sur l'ensemble du filtre. Le simulateur utilisé est le SPICE standart dans lequel la modélisation LEVEL 3 des transistors MOS a été modifiée dans le but d'améliorer le calcul des conductances de sortie et du bruit en zone triode notamment. Les paramètres technologiques nécessaires à l'élaboration des modèles ont été auparavant extraits par des mesures réalisées sur un ensemble de motifs test, ce qui a permis de disposer de caractéristiques précises en ce qui concerne le bruit $1/f$.

Les résultats concernant la réponse en fréquence sont présentés figure 5.1.3 et résumés dans le tableau pour les valeurs extrêmes du rapport $x = I_{D0}/I_{D2sat}$ qui définit la valeur de f_{cpe} . Nous pouvons remarquer que les différentes gammes sont presque recouvrantes. Un recouvrement peut être simplement obtenu en augmentant la valeur maximale de x , ce qui ne pose pas de problème particulier.

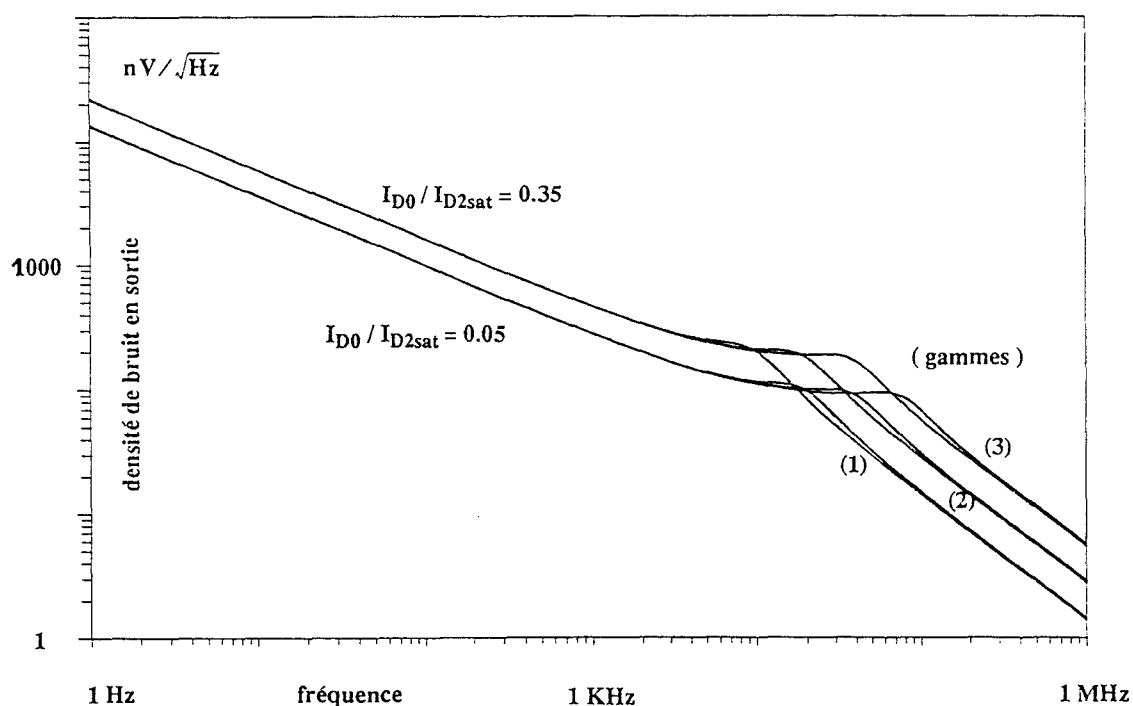


I_{D0}/I_{D2sat}	Gamme 1	Gamme 2	Gamme 3
0.05	18 KHz	38 KHz	78 KHz
0.35	9 KHz	19 KHz	38 KHz

Figure 5.2.3: Fonction de transfert du filtre pour les valeurs extrêmes de I_{D0}/I_{D2sat} dans chaque gamme.

La figure 5.1.4 présente la densité spectrale de bruit thermique calculée en sortie pour les valeurs minimales et maximales de f_{cpe} pour chaque gamme, les paramètres clef extraits de ces résultats sont quant à eux rassemblés dans le tableau. Cette simulation met bien en évidence le fait que le rapport signal à bruit du filtre est meilleur pour la limite supérieure de chaque gamme, ceci étant dû au fait que la densité spectrale de bruit de la transconductance n'évolue pas de la même façon que la valeur du G_m (cf §4.2.4).

De même, ces résultats montrent clairement que la composante en $1/f$ est la source dominante du bruit à la sortie du filtre.



I_{D0}/I_{D2sat}	Gamme 1	Gamme 2	Gamme 3
0.05	89 dBV	89 dBV	88 dBV
0.35	85 dBV	85 dBV	84 dBV

Figure 5.1.3: Bruit en sortie du filtre pour les valeurs extrêmes de I_{D0}/I_{D2sat} dans chaque gamme.

L'encadré de la page suivante résume les performances atteintes par simulation:

ID _{2sat} :	100 μ A
$x = I_{D0} / I_{D2sat}$:	0.05 à 0.35
Fréquence de coupure (f_{cpe}):	9 KHz - 18 KHz, 19 KHz - 38 KHz 38 KHz - 78 KHz
Rapport signal à bruit (1 Hz à f_{cpe}):	84 dB min.
Distorsion (@1 V _{rms} différentiel, 1KHz):	0.9% max.
Alimentation:	± 5 V \pm 10%
Consommation:	3.2 mA ($x = 0.05$) 2.2 mA ($x = 0.35$)

5.1.4 Layout du circuit

Le circuit a été fabriqué dans une technologie CMOS 3 μ m de MIETEC (Belgique) possédant deux niveaux de polysilicium et un seul niveau de métallisation. Des précautions particulières ont été prises en vue de minimiser l'effet des couplages via les capacités parasites Cp1 et Cp2 entre la capacité fonctionnelle Cu et la ligne d'alimentation négative VSS. Le découplage est effectué par la mise en place d'un NWELL relié à la masse sous les capacités (figure 5.1.5).

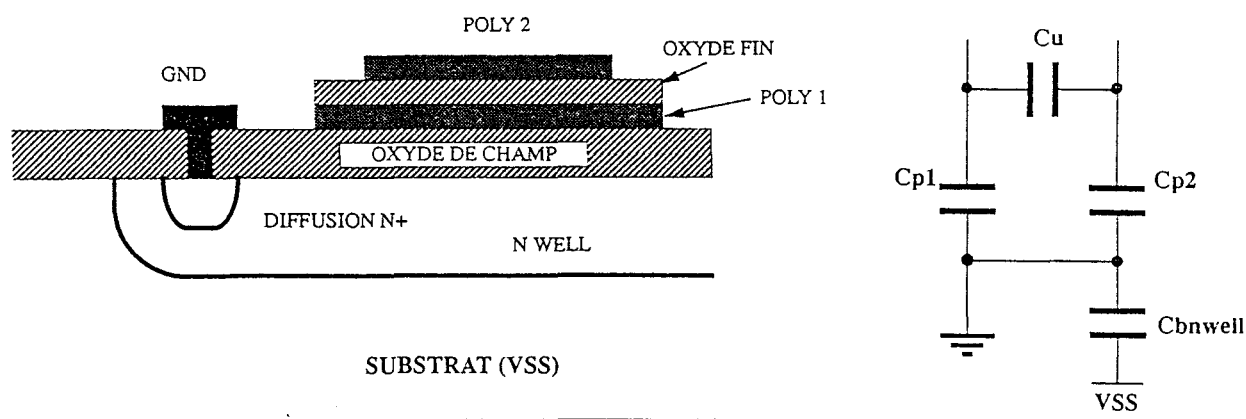


Figure 5.1.5: Vue en coupe du principe de découplage des capacités fonctionnelles.

Les capacités fonctionnelles sont constituées d'un ensemble de blocs élémentaires divisés en trois bancs correspondant chacun à une des plages de fréquence. Les commutateurs de gamme sont intercalés entre les bancs afin de minimiser la longueur des liaisons (figure 5.1.6a).

Du fait de l'importance de taille des transconductances, la partie conversion courant-tension (coeur) a été séparée de son étage de sortie. Leur implantation physique s'est effectuée sous la forme de deux blocs indépendants qui comprennent chacun leur propre demi-circuit de polarisation, ceci afin de minimiser autant que faire se peut la distance entre l'élément de référence et l'élément actif (figure 5.1.6b).

Une photographie du circuit réalisé est présentée figure 5.1.7.

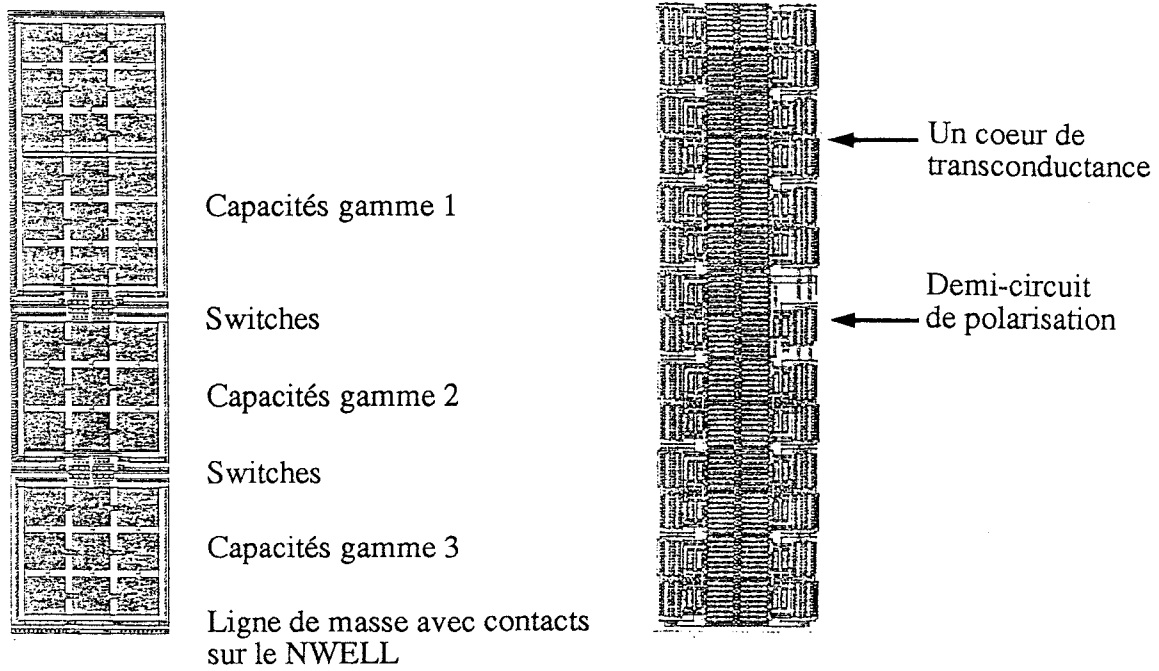


Figure 5.1.6: (a): Bloc élémentaire de capacité.
(b): Ensemble des convertisseurs V-I avec demi-circuit de polarisation

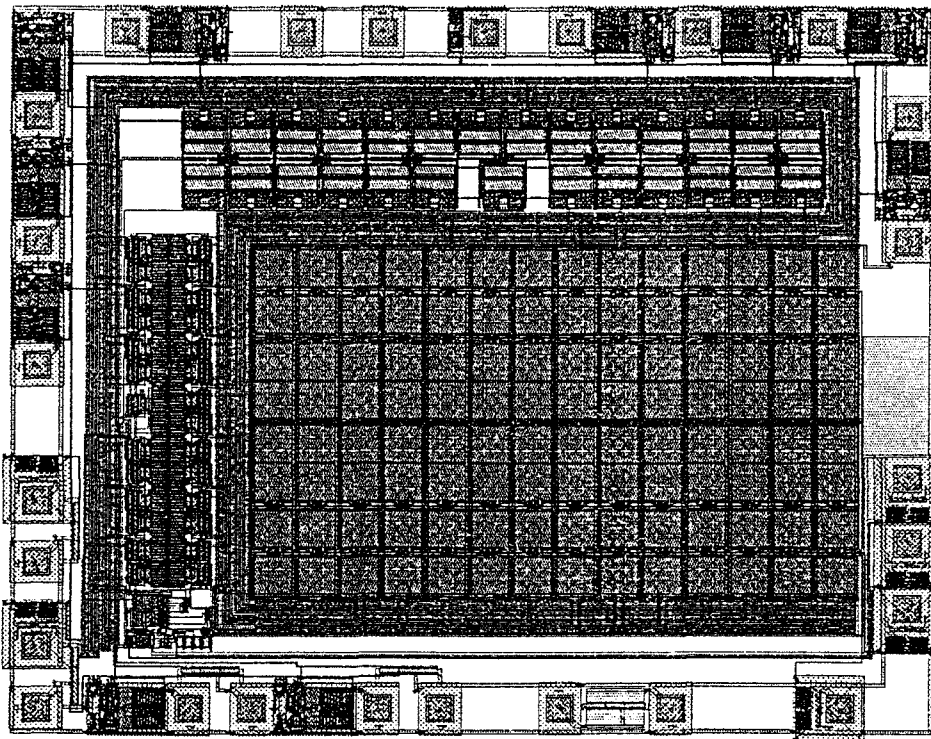


Figure 5.1.7: Microphotographie du circuit complet.

5.1.5 Résultats expérimentaux

Les mesures ont été effectuées sur trois lots de vingt circuits chacun. La part des circuits remplissant leur fonction sur l'ensemble des trois gammes de fonctionnement était de 50% environ. La figure 5.1.8 présente une vue d'ensemble de la réponse en fréquence sur les trois gammes pour $x = 0.05$ et 0.35 . Nous pouvons observer un net recouvrement des plages d'accord, phénomène qui n'apparaissait pas lors des simulations. Ceci peut s'expliquer par le fait que le simulateur a tendance à sous estimer la variation réelle de la valeur de la transconductance.

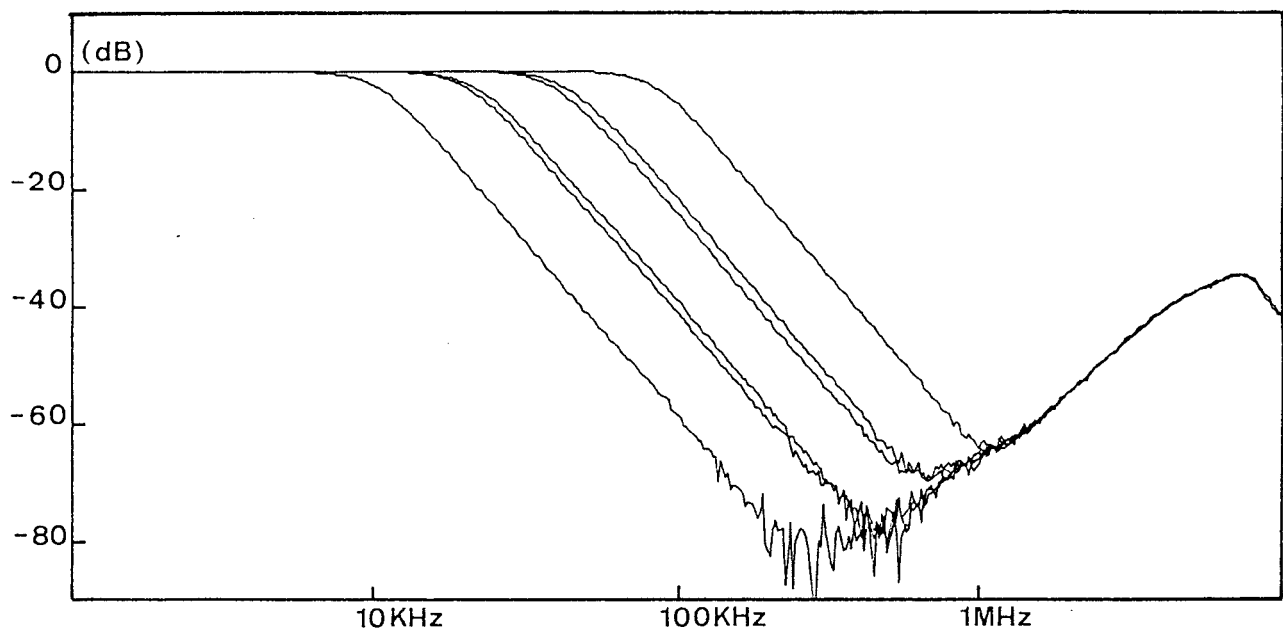


Figure 5.1.8: Réponse en fréquence expérimentale pour les valeurs extrêmes de I_{D0}/I_{D2sat} dans chaque gamme.

La figure 5.1.9 présente la variation du taux de distorsion harmonique en fonction de la valeur crête de la tension différentielle appliquée sur les entrées ($f = 1$ KHz). Le taux spécifié de 1% est atteint aux alentours de $2 V_{pk}$, ce qui est conforme au cahier des charges. Notons cependant que la simulation avait fourni un résultat pessimiste à ce sujet. La courbe présente deux zones de pente différente dont le raccordement s'effectue aux alentours de 1.7 V. L'apparition de ce changement de pente est attribué au fait que les transistors M2 de la paire différentielle (figure 5.1.2) quittent leur régime de fonctionnement prévu pour entrer en saturation.

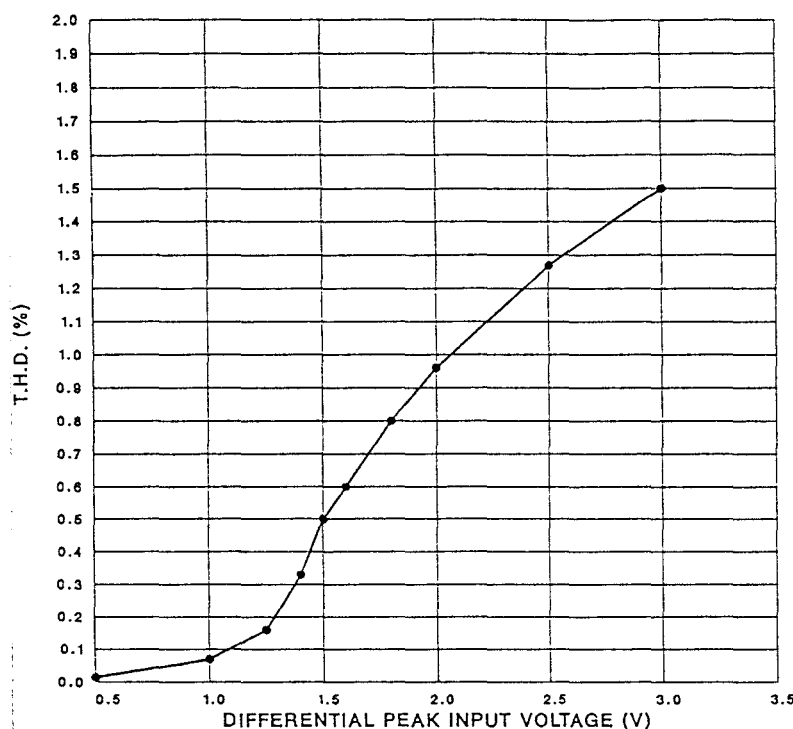


Figure 5.1.9: Taux de distorsion harmonique en fonction de la tension différentielle à l'entrée du filtre ($f=1$ KHz).

Le taux de réjection des alimentations a été évalué en superposant une source de bruit blanc aux différentes tensions d'alimentation. Les résultats obtenus sont résumés figure 5.1.10 et montrent que les précautions prises au cours de l'implantation visant à éliminer les couplages sur les capacités ont été efficaces, au moins dans la bande de fréquence pour laquelle les mesures étaient possibles.

Les mesures de bruit ont été effectuées sur l'ensemble des cas de fonctionnement prévus et sont en bon accord avec les simulations. La figure 5.1.11 présente le spectre large bande pour une des configurations testées. Nous pouvons cependant remarquer que le niveau de bruit en $1/f$ est nettement moins élevé que prévu par la simulation. Cet effet est dû à une dérive - dans le bon sens - de la valeur du paramètre KF du modèle SPICE, paramètre réputé sensible au déroulement des différentes étapes de la fabrication du circuit. A l'inverse, la valeur du bruit thermique est supérieure d'environ 10% à la valeur prévue lors des simulations. Cet effet est essentiellement dû aux désappariement des transistors au sein des transconductances qui transforment une part du bruit de mode commun en bruit de mode différentiel. La valeur efficace du bruit dans la bande est de l'ordre de 32 mV, ce qui donne un rapport signal à bruit de 90 dB pour un signal de 1 V_{rms}.

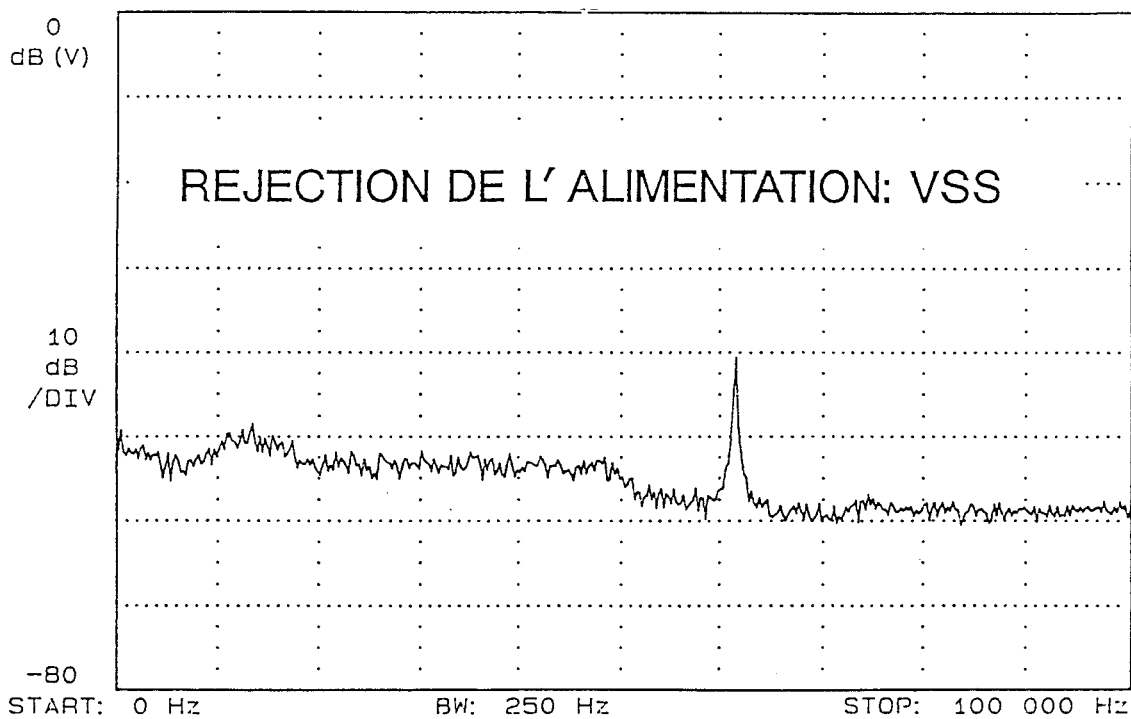
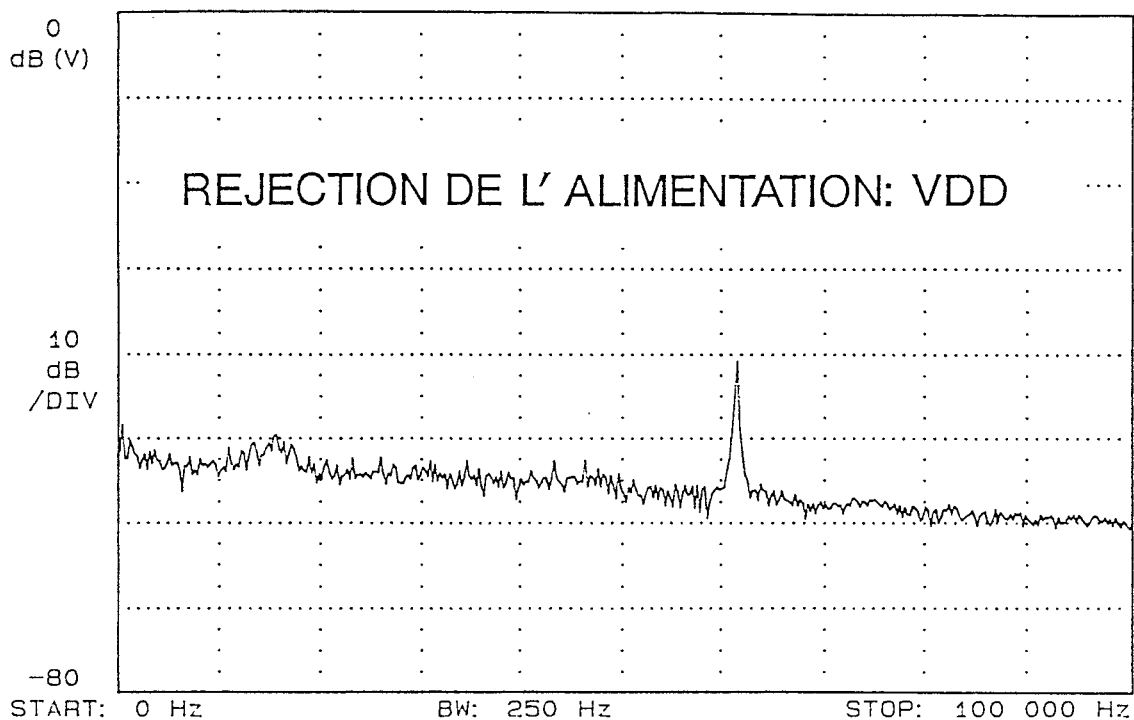
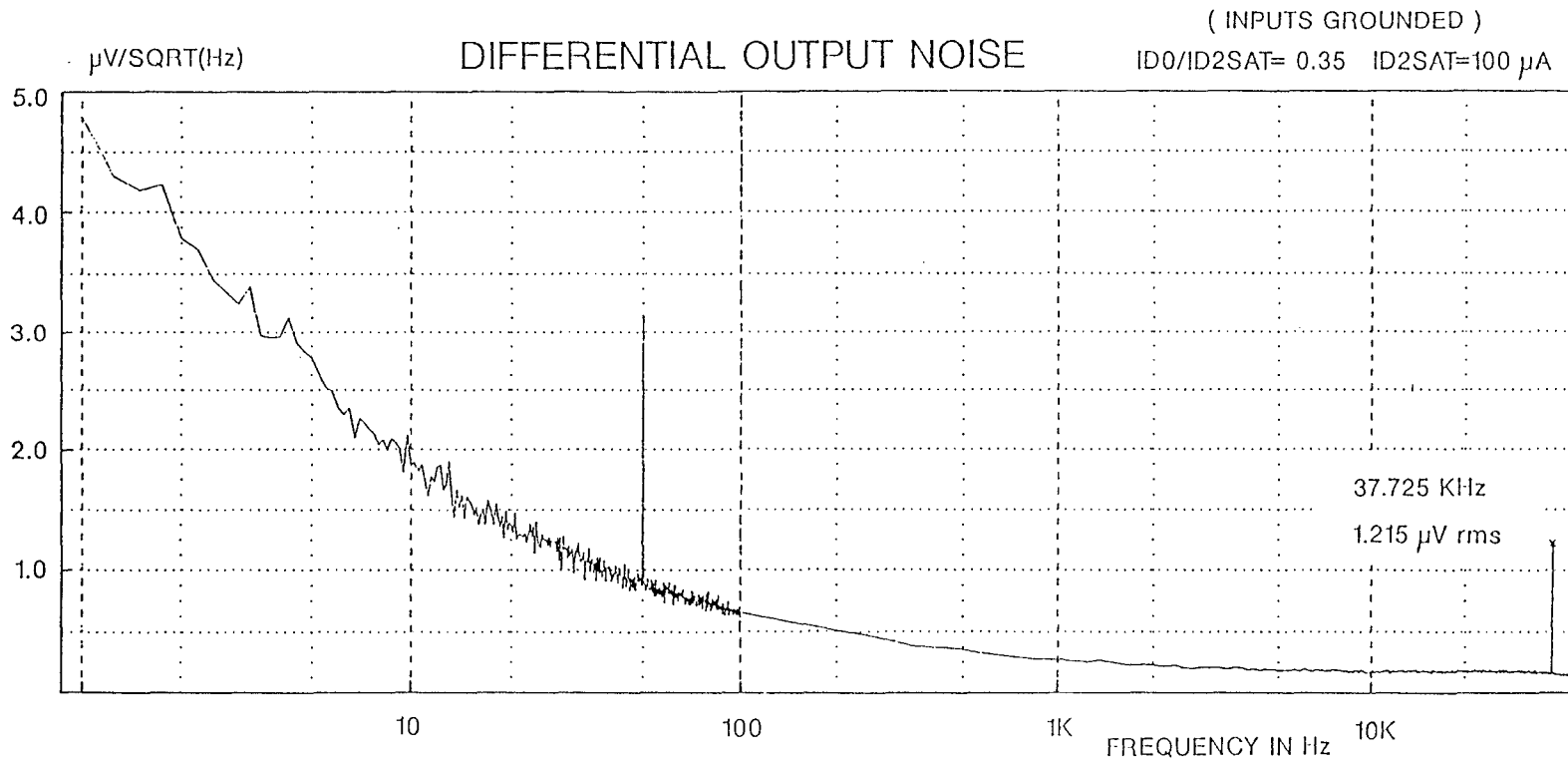
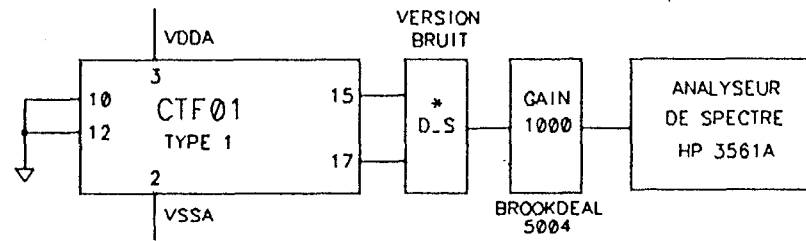


Figure 5.1.10: Réjection des alimentations VDD et VSS.

Figure 5.1.11: Spectre large bande du bruit en sortie du filtre (gamme 2).



Les contraintes de dispersion sur le gain et la phase pour le continu et aux alentours de la valeur de la fréquence de coupure du filtre à capacités commutées n'avaient pas été simulées car nous ne disposions à l'époque ni de l'outil adéquat, ni de données statistiques pertinentes. Les mesures effectuées sur l'ensemble des circuits montrent que le gain statique se situe dans la majorité des cas dans la fourchette de ± 1 dB autour de 0 dB. Cet écart relativement important peut être attribué à l'écart existant entre la valeur du mode commun à l'intérieur du filtre et celle appliquée sur ses entrées, écart qui est à l'origine d'une erreur sur la valeur de G_{m1a} et G_{m1b} (figure 5.1.1). Les dispersions de gain pour $f = f_{cpe}/2.56$ ont été évaluées après correction de cette erreur de gain statique et se trouvent en deçà des ± 0.2 dB fixés par les spécifications, ce qui donne une indication sur la qualité de l'appariement du mode commun à l'intérieur du filtre. Par contre, en ce qui concerne la phase, la valeur maximale de ± 2 degrés est largement dépassée.

L'encadré ci-dessous résume les performances obtenues:

ID2sat:	100 μ A
$x = I_{D0} / I_{D2sat}$:	0.05 à 0.35
Gain DC:	0 dB \pm 1 dB max.
Fréquence de coupure (f_{cpe}):	9 KHz - 83 KHz (gammes recouvrantes)
Rapport signal à bruit (1 Hz à f_{cpe}):	> 84 dB
Distorsion (@1 Vrms différentiel, 1KHz):	0.5%
Offset différentiel:	-5 mV à +10 mV (90% des circuits)
Alimentation:	± 5 V \pm 10%
Consommation:	3 à 4.5 mA ($x = 0.05$)
Rejection des alimentations:	> 50 dB (DC à 100 KHz)
Dispersions ($f = f_{cpe}/2.56$):	
Gain:	< ± 0.2 dB
Phase:	< ± 8 degrés

5.2 Filtre pour applications vidéofréquence

Nous avons réalisé ce circuit dans le but d'évaluer les possibilités d'extension vers les hautes fréquences de la structure de transconductance développée pour le filtre faible bruit. Une utilisation potentielle de ce circuit pourrait être la fonction d'anti-repliement qui précède la conversion analogique-numérique dans une chaîne d'acquisition de signal pour des applications dans le domaine de la vidéo numérique (figure 5.2.1).

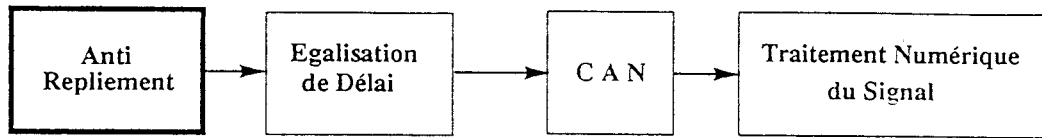


Figure 5.2.1: Synoptique d'une chaîne d'acquisition.

Les fréquences de coupure associées à de telles applications se situent aux alentours des 5 MHz. Cette étude n'était cependant pas liée à un cahier des charges précis, et nous nous sommes fixés pour but d'atteindre une fréquence de coupure de l'ordre de 10 MHz afin d'essayer de mettre en évidence certaines limitations liées soit à notre principe de transconductance, soit au procédé de fabrication utilisé.

5.2.1 Structure générale du circuit.

Le circuit comporte, outre le filtre proprement dit, toutes les fonctions nécessaires à l'asservissement de la fréquence de coupure et des pôles secondaires. Le schéma synoptique est présenté figure 5.2.2.

Le filtre principal consiste en une fonction passe-bas de CAUER du cinquième ordre. L'ondulation en bande passante est de l'ordre de 350 mdB, les zéros de transmission se situent quant à eux aux alentours de $1.35 f_c$ et $1.95 f_c$. L'atténuation en bande coupée est supérieure à 35 dB.

L'asservissement de la fréquence de coupure est réalisé à l'aide d'une boucle à verrouillage de phase (PLL) bâtie autour d'un oscillateur commandé en tension (VCO) qui utilise les mêmes transconductances que le filtre principal afin de garantir un appariement aussi bon que possible. Le comparateur de phase ainsi que le filtre de boucle ont été intégrés au circuit. L'oscillation sinusoidale de fréquence f_c produite par le VCO est utilisée pour attaquer l'entrée de référence du circuit de compensation automatique des pôles secondaires (CPS) dont le rôle est de corriger l'effet de ces derniers sur l'ondulation en bande passante au voisinage de la fréquence de coupure. Ce procédé permet d'utiliser une simple horloge compatible CMOS comme référence

externe au lieu d'une sinusoïde de qualité exigée par la méthode mettant en oeuvre une boucle à verrouillage de fréquence (FLL) [3.12].

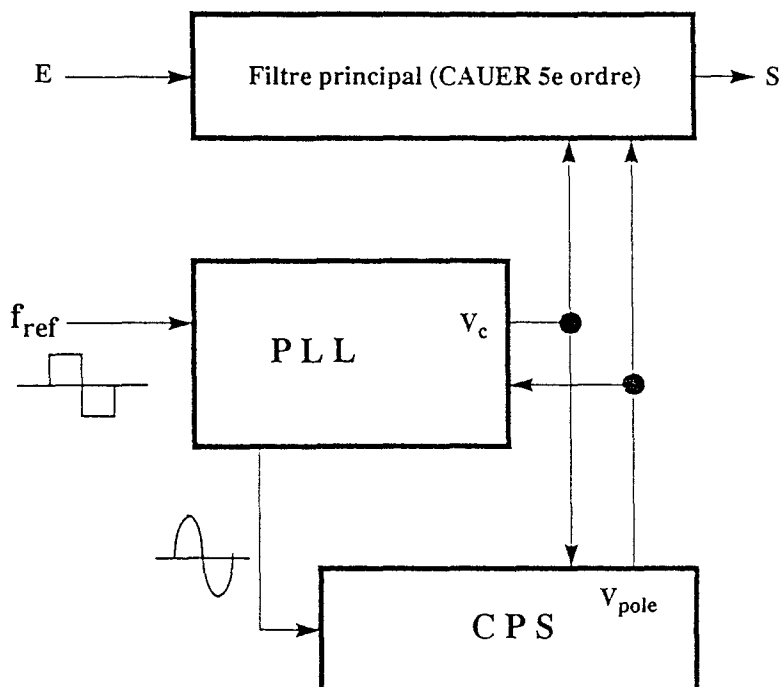


Figure 5.2.2: Synoptique du circuit complet.

5.2.2 Structure du filtre principal.

Le filtre principal est réalisé par synthèse directe à partir du réseau prototype de la figure 5.2.3. Contrairement à la réalisation précédente et malgré la présence de forts coefficients de surtension sur tous les noeuds internes ($1.75 < \beta < 3.25$), aucune égalisation des niveaux n'a été entreprise afin de réaliser un circuit aussi compact que possible. Il en résulte cependant une diminution notable de l'amplitude des signaux que le circuit peut traiter. La valeur de la capacité de dénormalisation est de 1 pF, soit une valeur de G_m aux environs de $63 \mu\text{A}/\text{V}$.

La transconductance utilisée est celle décrite en dernière partie du chapitre 3, son schéma de principe est rappelé figure 5.2.4. La valeur du G_m a été obtenue pour un courant $I_{D2\text{sat}} = 43 \mu\text{A}$ et un rapport $I_{D0}/I_{D2\text{sat}} = 0.1$. Le courant dans chaque branche de l'étage de sortie de type "folded cascode" est de l'ordre de $300 \mu\text{A}$. Les capacités C_z introduisent un zéro fixe destiné à compenser l'excès de phase introduit par les pôles secondaires liés au coeur et à l'étage de sortie de la transconductance. Cette compensation est volontairement surévaluée, et un réseau R-C implémenté au moyen de l'association Mp-Cp introduit un pôle qui vient ramener la phase résultante au voisinage de sa valeur idéale. La position de ce dernier est ajustée au moyen de la tension de commande V_{pole} générée par le bloc CPS (cf §3.6.5).

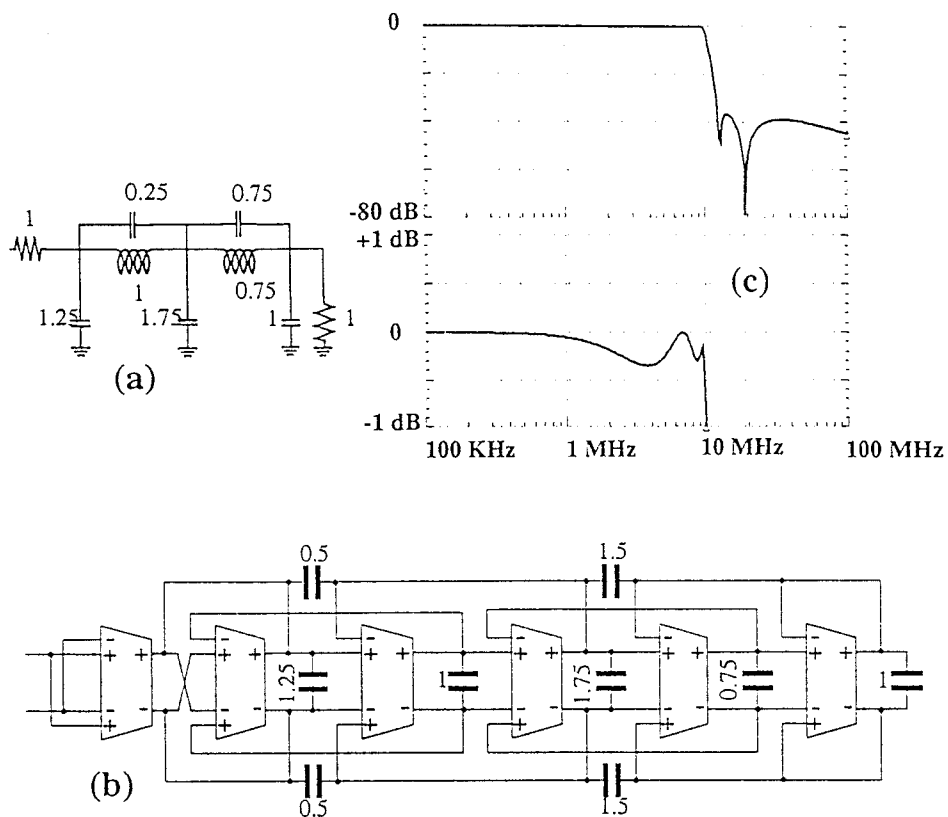


Figure 5.2.3: (a): Filtre prototype (b): Réalisation à transconductance et capacités (c): Réponse en fréquence.

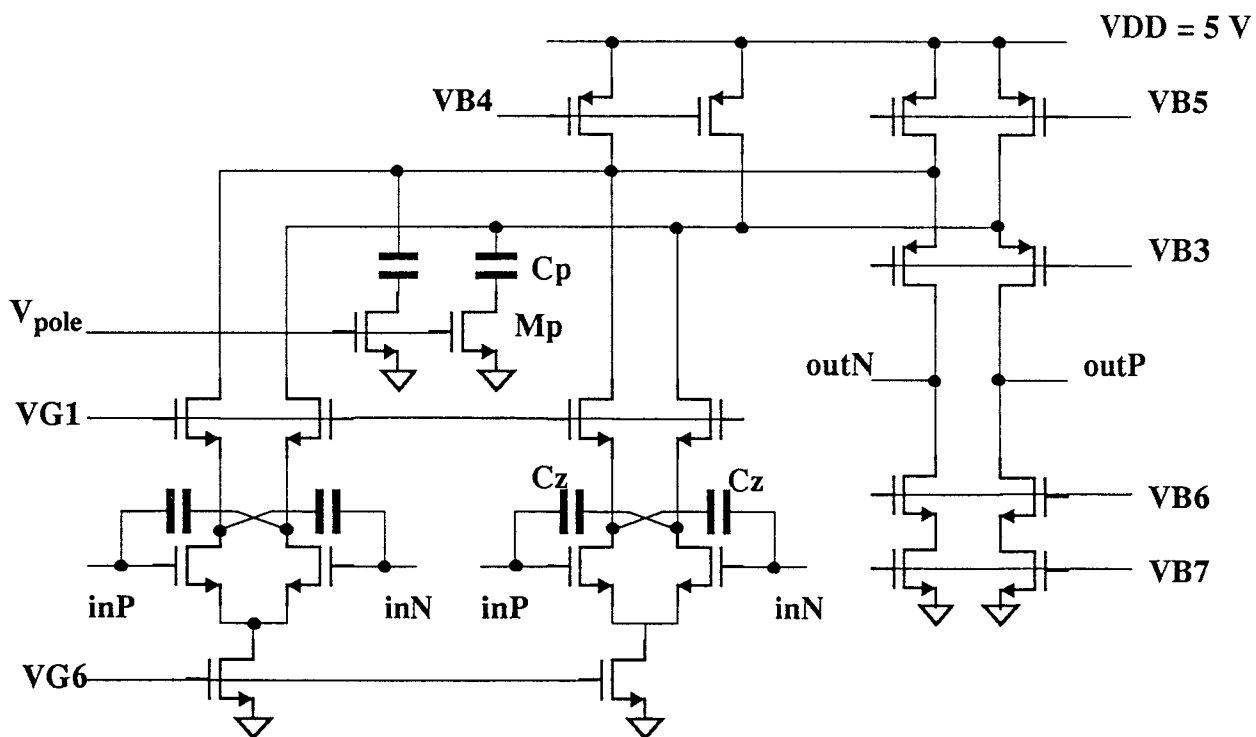


Figure 5.2.4: Schéma de principe de la transconductance.

5.2.3 Les circuits d'asservissement.

Ces circuits réalisent deux fonctions distinctes:

- * l'ajustement de la fréquence de coupure.
- * l'ajustement de la réponse en fréquence du filtre principal au voisinage de sa fréquence de coupure f_c par action sur les réseaux de compensation de la transconductance.

La figure 5.2.5 donne le synoptique détaillé de cette partie du circuit.

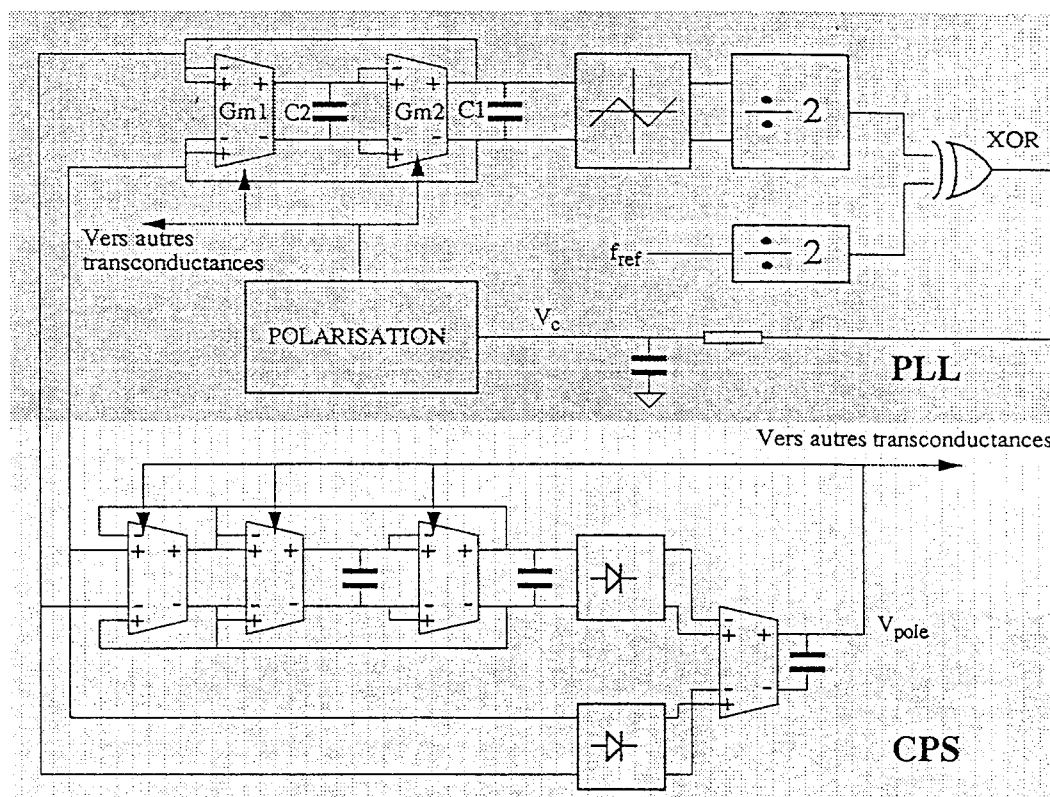


Figure 5.2.5 Synoptique des circuits d'asservissement.:

L'oscillateur contrôlé en tension (VCO) est réalisé par simulation d'une self (G_{m1} , G_{m2} , C_2) afin de réaliser avec C_1 un circuit L-C parallèle. La condition d'oscillation est entretenue par une conductance non-linéaire dont le rôle est à la fois de compenser les pertes diverses au sein du circuit et d'agir en tant que limiteur afin de maintenir l'amplitude de l'oscillation dans la zone linéaire des transconductances. Le contrôle de la fréquence d'oscillation s'effectue par action sur la valeur de G_{m1} et G_{m2} au moyen du circuit de polarisation dont le rôle est de fournir le courant I_{D2} à tous les coeurs de transconductance à partir d'une référence externe I_{D2sat} et d'une tension de contrôle V_c .

Ce VCO est inclus dans une boucle qui comprend un circuit de mise en forme de l'oscillation sinusoidale ainsi qu'un comparateur de phase de type OU-EXCLUSIF (XOR). Les diviseurs par deux garantissent un rapport cyclique de 50% pour les signaux

à comparer, condition indispensable au bon fonctionnement du XOR. La boucle à verrouillage de phase ainsi réalisée asservit le VCO à la fréquence de référence externe f_{ref} et fixe ainsi la fréquence de coupure du filtre principal (f_c) et celle du filtre passe-bande (BPF) du bloc CPS du fait de la polarisation commune et de l'appariement existant entre ces différentes fonctions.

L'action sur les réseaux de compensation destinés à corriger l'effet des pôles secondaires associés aux transconductances est proportionnelle à une tension de contrôle V_{pole} générée par comparaison entre une sinusoïde de fréquence f_{ref} issue du VCO et cette même tension après transit par le filtre BPF centré sur f_{ref} . La soustraction des deux signaux redressés en double alternance crée une tension d'erreur qui, une fois intégrée, devient V_{pole} . Les pôles secondaires auront pour effet une modification de la phase et de l'amplitude du signal issu de BPF, ce qui donnera lieu à une augmentation de la tension d'erreur suivie d'une action sur les réseaux correcteurs afin de ramener la réponse du filtre passe-bande proche de sa valeur idéale. La tension V_{pole} étant commune à toutes les transconductances du circuit, elle agit de même sur le filtre principal.

5.2.4 Résultats de simulation.

Les résultats présentés ici ne concernent que les principales fonctions du circuit considérées séparément. La figure 5.2.6 présente une vue globale de la fonction de transfert du filtre avant compensation ($I_{D0}/I_{D2sat} = 0.1$). La réponse en fréquence du même filtre après compensation par la méthode décrite §3.6.5 est présentée figure 5.2.7 pour différentes valeurs de la tension V_{pole} qui mettent bien en évidence l'action des correcteurs. La réponse (1), affectée par le zéro fixe, est volontairement surcompensée. En (2), le pôle ajustable agit au maximum de ses possibilités et annule virtuellement l'effet du zéro fixe.

Pour la réponse quasi-optimale figurée en (3), la fréquence de coupure est d'environ 9 MHz avec une ondulation en bande passante de 0.8 dB et une atténuation en bande coupée supérieure à 43 dB. Ce résultat s'écarte de la réponse idéale de la figure 5.2.4 simulée avec la même valeur de G_m . Ceci peut être attribué aux capacités de jonction drain-substrat présentes en sortie de transconductance. Ces dernières viennent en parallèle avec les capacités fonctionnelles et perturbent les constantes de temps locales, d'où une distorsion de la réponse en fréquence. Cet effet peut être pris en compte en modifiant dans les mêmes proportions la valeur des capacités fonctionnelles, à l'aide par exemple d'un programme d'optimisation tel que ceux présents dans la plupart des simulateurs actuels.

Le même type de comportement est observable figure 5.2.8 en ce qui concerne le filtre passe-bande (BPF) du bloc CPS pour lequel la condition de compensation idéale correspond à un gain unitaire et une phase nulle (3).

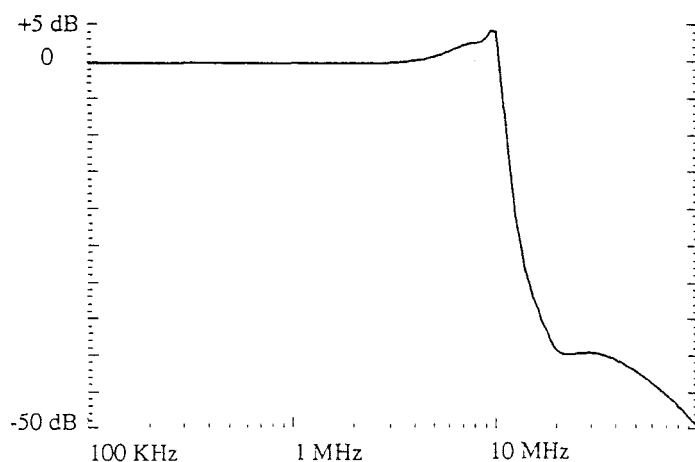


Figure 5.2.6: Réponse du filtre avant compensation.

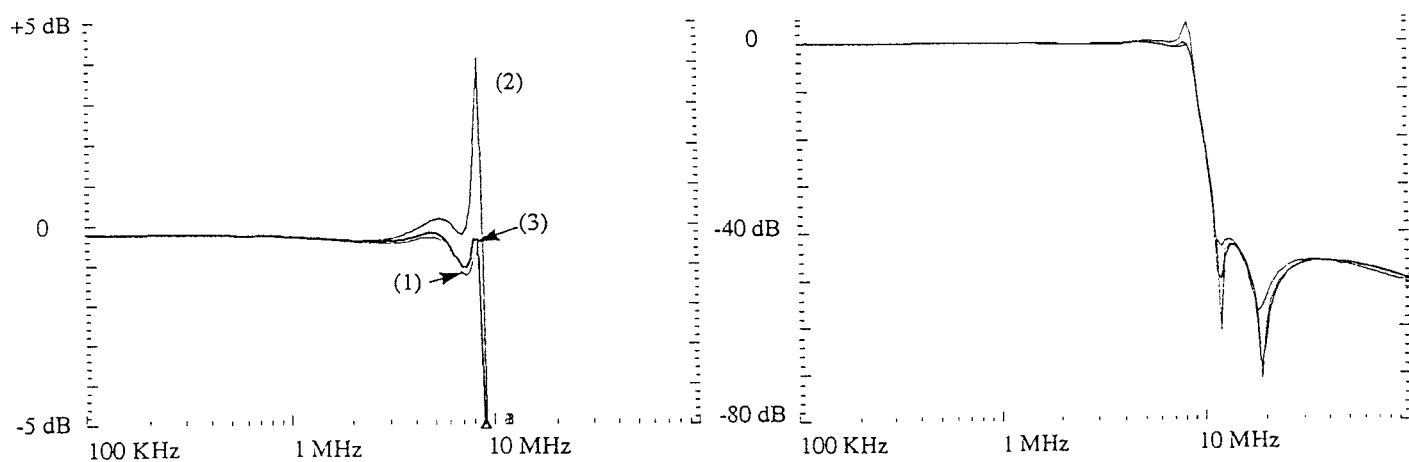


Figure 5.2.7: Action des différents correcteurs.

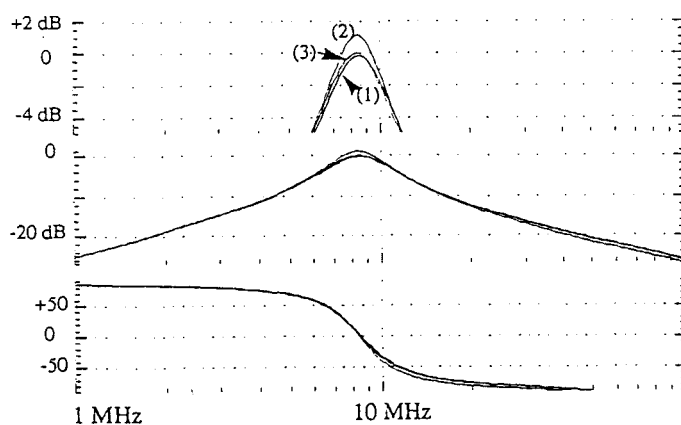


Figure 5.2.8: Réponse du filtre passe-bande (bloc CPS).

Une simulation du VCO a été effectuée en régime transitoire afin de vérifier son fonctionnement ainsi que les valeurs de l'amplitude d'oscillation et de la fréquence (figure 5.2.9).

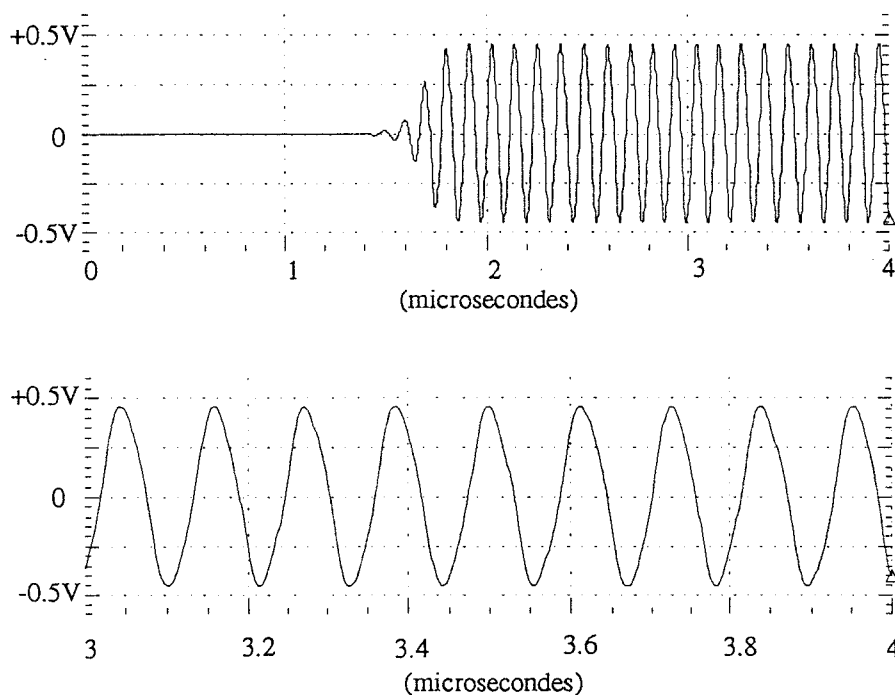


Figure 5.2.9: Oscillation délivrée par le VCO.

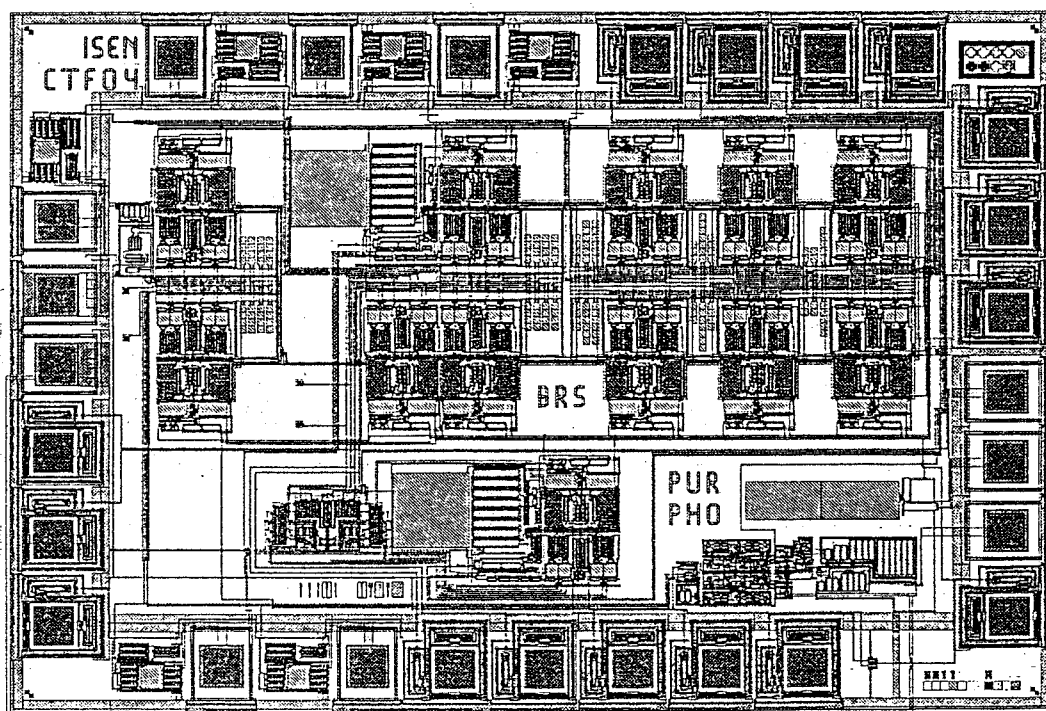


Figure 5.2.10: Microphotographie du circuit.

5.2.5 Layout du circuit.

Le circuit a été fabriqué dans la technologie CMOS 2 μm à deux niveaux de polysilicium et de métallisation du fondeur AMS (Autriche). Les mêmes précautions que pour le circuit précédent ont été prises en ce qui concerne le découplage des capacités fonctionnelles vis à vis de l'alimentation. Cette technique a été étendue aux canaux de routage qui véhiculent les signaux analogiques haute fréquence afin d'éliminer autant que faire se peut les couplages par le substrat entre les noeuds critiques. De même, les parties numériques du PLL ont été éloignées des points analogiques sensibles.

Contrairement au circuit précédent, les capacités n'ont pas été regroupées afin de minimiser la longueur des liaisons aux transconductances et d'éloigner autant que possible les noeuds d'entrée et de sortie du filtre principal.

Le circuit complet présenté figure 5.2.10 occupe une surface de 6 mm².

5.2.6 Résultats expérimentaux.

La figure 5.2.11 présente la fonction de transfert mesurée sur le filtre principal pour différentes valeurs de la tension V_{pole} ($I_{D0}/I_{D2\text{sat}} = 0.1$). Pour le cas optimal, la fréquence de coupure vaut environ 7 MHz, l'ondulation en bande passante est de 0.8 dB et l'atténuation en bande coupée est supérieure à 43 dB. Ces valeurs sont proches de la simulation sauf en ce qui concerne la fréquence de coupure. Ce dernier écart peut être attribué à une variation combinée de la valeur de G_m et de C_u . Une mesure effectuée sur une transconductance isolée donne $G_m = 54 \mu\text{A/V}$, ce qui correspond à $C_u = 1.2 \text{ pF}$ pour $f_c = 7 \text{ MHz}$. Bien que proche de la valeur limite, un écart de + 20 % sur C_u reste dans les tolérances fournies par le fondeur.

Les mesures ont mis en évidence une importante distorsion de la fonction de transfert pour de fortes amplitudes du signal d'entrée, ce qui s'explique par le fait que certaines transconductances travaillent dans leur zone non-linéaire à cause de la forte valeur des coefficients de surtension.

La figure 5.2.12 présente la fonction de transfert du filtre aux limites extrêmes de sa plage d'accord. La perte en gain aux basses fréquences constatée pour la fréquence de coupure la plus faible est imputable à la diminution du gain statique A_{dc} des transconductances due au fait que la conductance de sortie (g_o) reste sensiblement constante alors que le G_m varie fortement. Ceci a de plus pour conséquence de rapprocher de la fréquence de coupure le pôle déterminé par g_o / C_u qui est à l'origine d'une erreur de phase que les réseaux ne peuvent compenser. Ceci se traduit par une

distorsion de la réponse en fréquence au voisinage de la fréquence de coupure. Cet effet pourrait être partiellement éliminé diminuant le courant dans l'étage de sortie afin d'en augmenter la conductance équivalente et de rendre le gain statique A_{dc} relativement indépendant de la valeur du G_m .

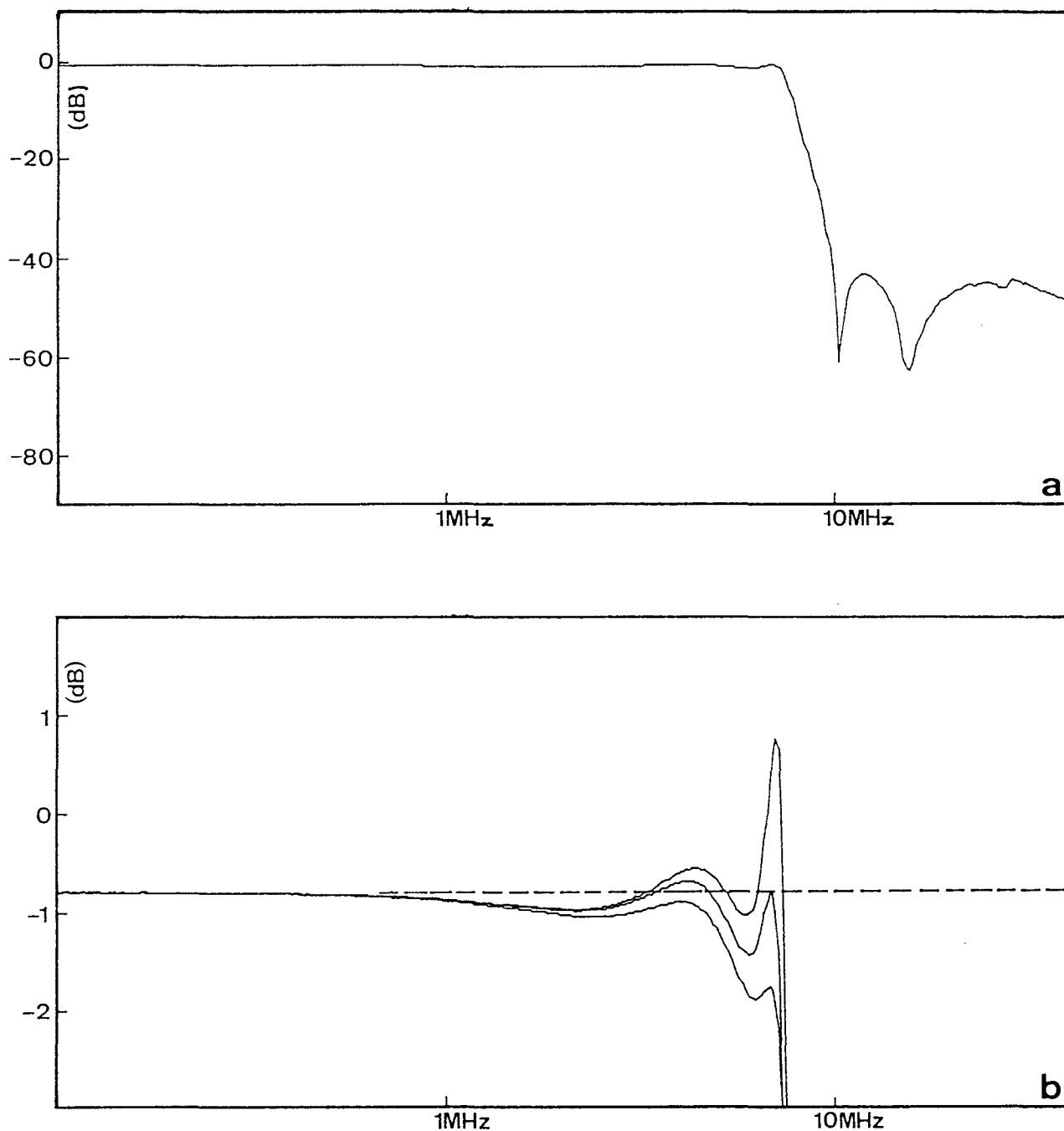


Figure 5.2.11: Fonction de transfert du filtre principal
(a): globale (b): détail en bande passante.

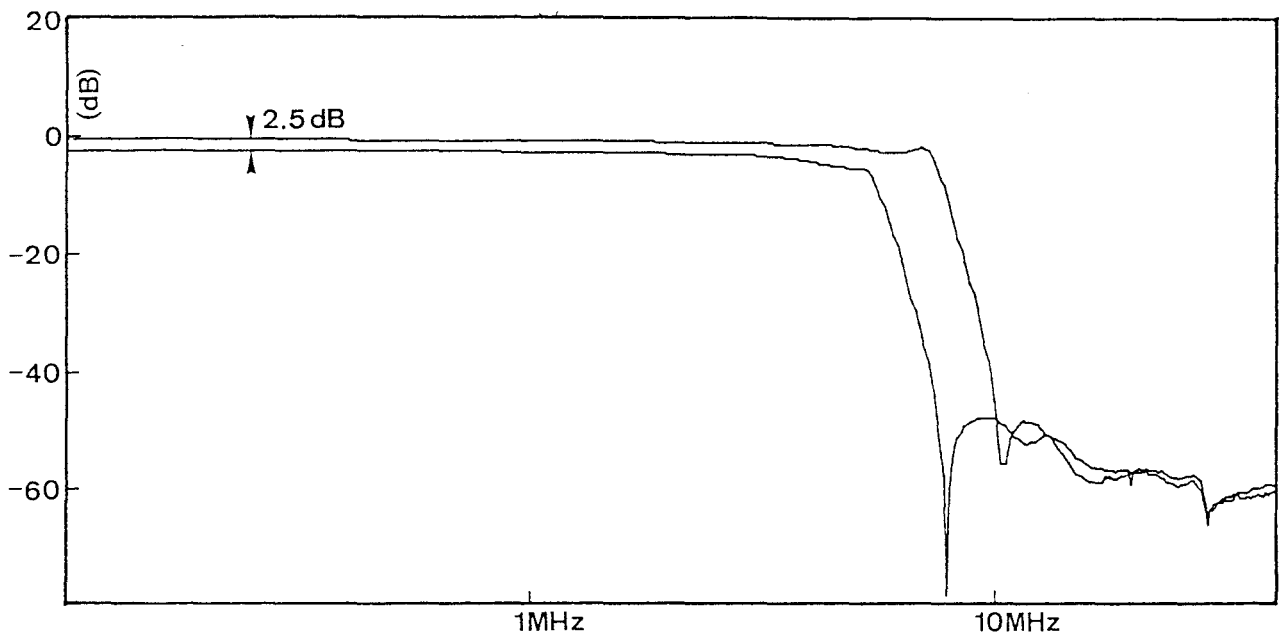


Figure 5.2.12: Limites d'accord du filtre principal.

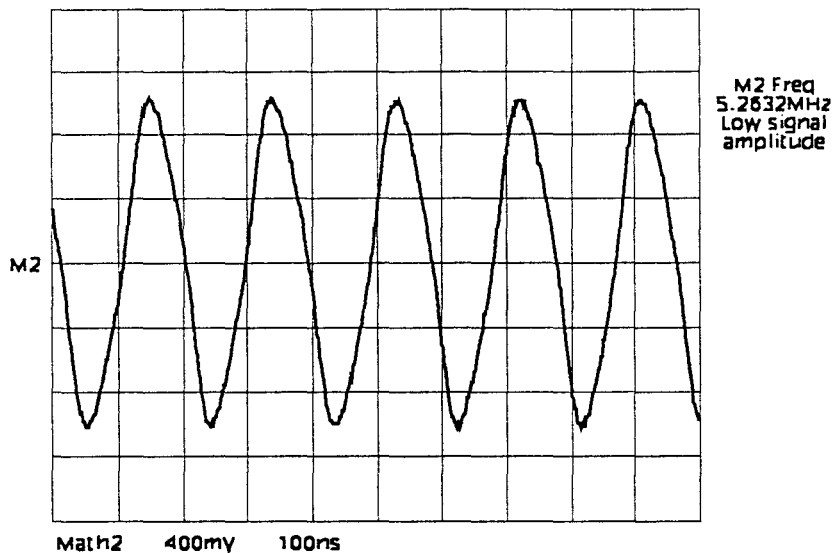


Figure 5.2.13: Signal fourni par le VCO.

Le signal différentiel fourni par le VCO est présenté figure 5.2.13 pour $I_{D0}/I_{D2sat} = 0.1$. Nous pouvons remarquer que la fréquence est nettement plus faible que prévu et surtout non corrélée avec la fréquence de coupure du filtre. Ceci semble être dû à un mauvais fonctionnement du limiteur, car l'amplitude d'oscillation est le double de celle prévue. En effet, pour des tensions d'alimentations supérieures à la valeur nominale (5 V), l'amplitude de l'oscillation augmente de façon régulière, ce que l'on peut interpréter par le fait que ce sont les non-linéarités des transconductances qui jouent le rôle de limitation, avec pour conséquence une forte dérive en fréquence de l'oscillateur.

Le mauvais fonctionnement du VCO n'a donc pas permis de valider en vraie grandeur la fonction de correction automatique des pôles secondaires. Cependant, l'application d'une sinusoïde de fréquence variable en entrée du bloc CPS a permis de constater que la correction était optimale pour une fréquence très proche de la fréquence de coupure du filtre, ce qui autorise à penser que la boucle de compensation automatique fonctionne correctement.

5.2.7 Conclusion

Bien que souffrant des conséquences de quelques choix malheureux lors de la conception, ce circuit a cependant permis de montrer que la transconductance développée à l'origine pour les applications basses fréquences et faible bruit est utilisable au moins jusque dans le domaine des fréquences vidéo. De plus, le principe de compensation des pôles secondaires mis au point pour cette structure particulière a fourni des résultats encourageants qui permettent d'envisager une suite à cette étude.

CONCLUSION GENERALE

Nous avons présenté dans ce travail une méthodologie de dimensionnement des filtres continus synthétisés par la méthode dite directe qui utilise uniquement des transconductances et des capacités. Cette méthodologie permet de déterminer, à partir d'une spécification en bruit concernant la fonction dans son ensemble, une solution physiquement réalisable et qui de plus minimise la surface totale du filtre. Cette approche peut être généralisée à toute structure de transconductance existante mais nécessite cependant de disposer de la formulation analytique des caractéristiques de cette dernière.






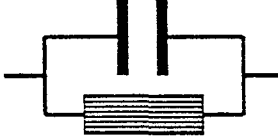
Nous avons également développé une nouvelle stratégie de polarisation pour une transconductance basée sur une paire différentielle dégénérée. Cette stratégie permet en cas de besoin de disposer d'un composant dont la valeur peut être ajustée sur une large plage. Deux versions de cette même transconductance ont été proposées afin de couvrir un large spectre d'applications qui s'étend des basses fréquences aux fréquences vidéo.

Chacune de ces versions a donné lieu à un circuit expérimental. Ceux-ci ont permis de valider la méthodologie de synthèse dans son ensemble et ont montré les potentialités d'utilisation de cette structure de transconductance pour les hautes fréquences.

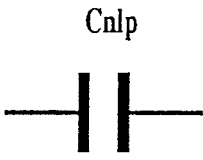
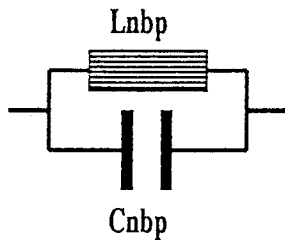
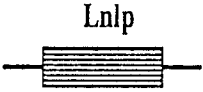
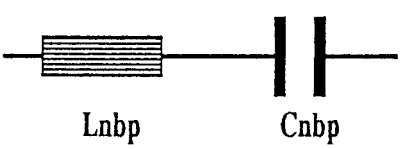
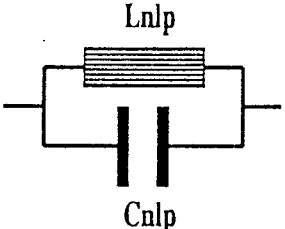
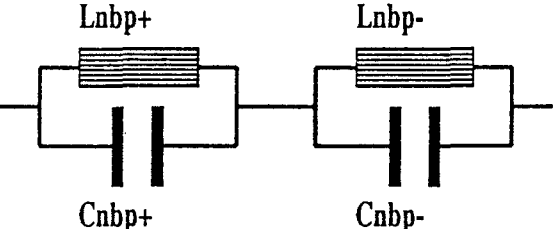
Cependant, la méthodologie présentée au long des chapitre précédents ne prend en compte qu'une partie du problème de synthèse électrique. Pour réaliser dans un avenir plus ou moins proche à un outil de conception largement automatisé, il sera nécessaire d'intégrer à la démarche des notions de distorsion harmonique ou d'intermodulation liées à la non-linéarité des composants, ainsi que des possibilités d'analyse statistique afin d'aboutir en un minimum d'itérations à un circuit pleinement fonctionnel.

ANNEXE A

FORMULES DE TRANSFORMATION

Transformation passe-bas vers passe-haut	
<p style="text-align: center;">Cnlp</p> 	<p style="text-align: center;">Lnhp</p>  $L_{nhp} = \frac{1}{C_{nlp}}$
<p style="text-align: center;">Lnlp</p> 	<p style="text-align: center;">Cnhp</p>  $C_{nhp} = \frac{1}{L_{nlp}}$
<p style="text-align: center;">Lnlp</p>  <p style="text-align: center;">Cnlp</p>	<p style="text-align: center;">Cnhp</p>  $C_{nhp} = \frac{1}{L_{nlp}}$ $L_{nhp} = \frac{1}{C_{nlp}}$

Transformation passe-bas vers passe-bande

 <p style="text-align: center;">Cnlp</p>	 <p style="text-align: center;">Lnbp Cnbp</p>	$L_{nbp} = \frac{1}{a C_{nlp}}$ $C_{nbp} = a C_{nlp}$
 <p style="text-align: center;">Lnlp</p>	 <p style="text-align: center;">Lnbp Cnbp</p>	$C_{nbp} = \frac{1}{a L_{nlp}}$ $L_{nbp} = a L_{nlp}$
 <p style="text-align: center;">Lnlp Cnlp</p>	 <p style="text-align: center;">Lnbp+ Lnbp- Cnbp+ Cnbp-</p>	

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

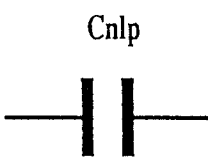
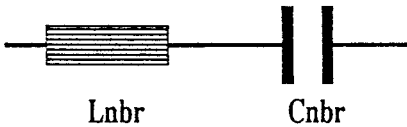
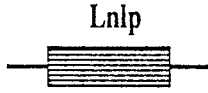
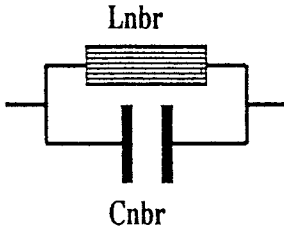
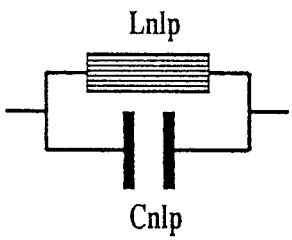
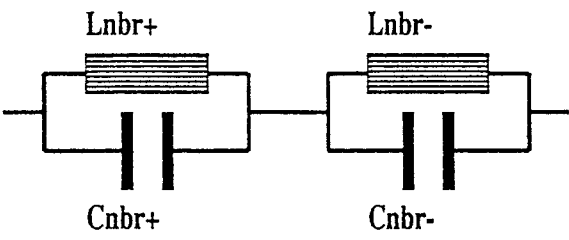
$$\Omega_+ = \sqrt{1 + \left(\frac{\Omega_\infty}{2a}\right)^2} + \left(\frac{\Omega_\infty}{2a}\right)$$

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

$$C_{nbp+} = \frac{1}{L_{nbp-}} = a C_{nlp} (1 + \Omega_-^2)$$

$$C_{nbp-} = \frac{1}{L_{nbp+}} = a C_{nlp} (1 + \Omega_+^2)$$

Transformation passe-bas vers coupe-bande

 <p style="text-align: center;">Cnlp</p>	 <p style="text-align: center;">Lnbr Cnbr</p>	$L_{nbr} = \frac{a}{C_{nlp}}$ $C_{nbr} = \frac{C_{nlp}}{a}$
 <p style="text-align: center;">Lnlp</p>	 <p style="text-align: center;">Lnbr Cnbr</p>	$C_{nbr} = \frac{a}{L_{nlp}}$ $L_{nbr} = \frac{L_{nlp}}{a}$
 <p style="text-align: center;">Lnlp Cnlp</p>	 <p style="text-align: center;">Lnbr+ Lnbr- Cnbr+ Cnbr-</p>	

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

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

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

$$C_{nbr+} = \frac{1}{L_{nbr-}} = \frac{a}{L_{nlp}} (1 + \Omega_-^2)$$

$$C_{nbr-} = \frac{1}{L_{nbr+}} = \frac{a}{L_{nlp}} (1 + \Omega_+^2)$$

ANNEXE B

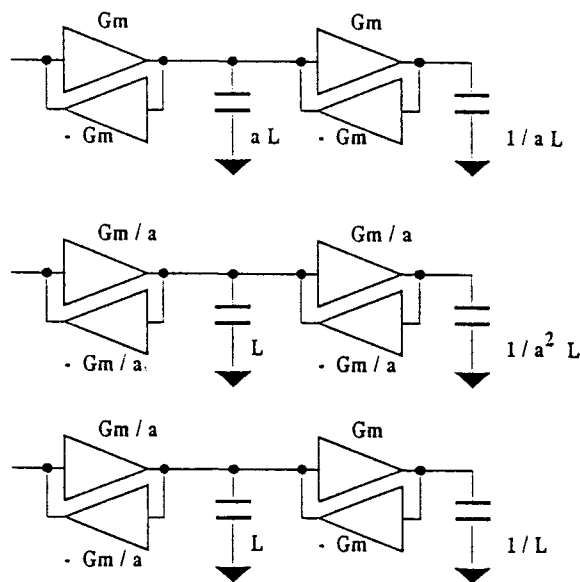
SYNTHESE DE FILTRES SELECTIFS A BANDE PASSANTE RELATIVE VARIABLE

Les formules de transformation développées en annexe A 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 à 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 ω_c constante, ce qui implique que le même facteur s'applique à G_m et à C . La démarche est la suivante:

--> 1er temps: diviser par "a" tous les composants (G_m et C) du réseau. Cette opération a pour conséquence que certaines capacités sont fonction de $1/a^2$.

--> 2eme temps: 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 " G_m/a ". Une modification de ces dernières uniquement change la bande passante relative à fréquence centrale constante. Un exemple de transformation est donné ci-après.



ANNEXE C

EVALUATION DES ERREURS DE GAIN EN BANDE PASSANTE

Cette annexe détaille le calcul approché des erreurs de gain en bande passante dûes aux pertes dans les selfs. Ces pertes, occasionnées par la conductance de sortie finie des transconductances, sont directement reliées au gain statique A_{dc} défini ci-dessous:

$$A_{dc} = \frac{G_m}{G_o}$$

Les fonctions de transfert du passe-bas, du passe-haut et du passe-bande seront exprimées sous la forme:

$$H(p) = \frac{1}{2 + \varepsilon}$$

La variable ε représente la mesure de l'erreur de gain en bande passante.

C.1 Filtre passe-bas

Le schéma Gm-C du filtre est donné à la figure C1 pour $\omega = 0$. Soit n l'ordre du filtre L-C prototype, la synthèse directe aboutit à n noeuds internes (n impair, $N+1$ pour n pair) et $2n + 1$ transconductances.

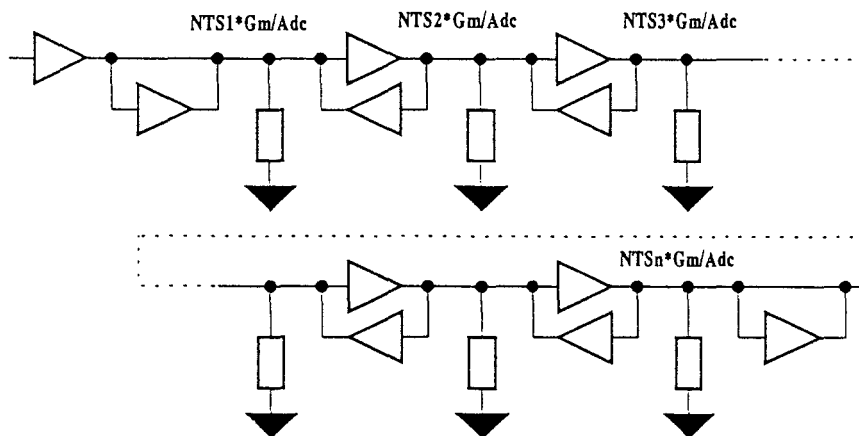


Figure C1

La matrice admittance normalisée à Gm d'un tel réseau est définie comme suit:

$$\begin{bmatrix} -\left(1 + \frac{NTS_1}{Adc}\right) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -\left(\frac{NTS_2}{Adc}\right) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -\left(\frac{NTS_3}{Adc}\right) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -\left(\frac{NTS_1}{Adc}\right) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -\left(\frac{NTS_j}{Adc}\right) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -\left(\frac{NTS_{n-1}}{Adc}\right) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -\left(\frac{NTS_n}{Adc}\right) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -\left(\frac{NTS_n}{Adc}\right) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -\left(\frac{NTS_n}{Adc}\right) \end{bmatrix}$$

Pour chaque ligne i de la matrice, on peut exprimer la tension au noeud $i-1$ en fonction de V_n qui est la tension du noeud de sortie. Les termes en Adc^{-x} avec $x > 1$ seront négligés.

ligne n :

$$V_{n-1} = \left(1 + \frac{NTS_n}{Adc}\right) V_n$$

ligne n - 1:

$$V_{n-2} = \frac{NTS_{n-1}}{Adc} V_{n-1} + V_n$$

$$V_{n-2} \# \left(1 + \frac{NTS_{n-1}}{Adc} \right) V_n$$

Ligne n - 2:

$$V_{n-3} = \frac{NTS_{n-2}}{Adc} V_{n-2} + V_{n-1}$$

$$V_{n-3} \# \left(1 + \frac{NTS_n}{Adc} + \frac{NTS_{n-2}}{Adc} \right) V_n$$

Ligne n - 3:

$$V_{n-4} = \frac{NTS_{n-3}}{Adc} V_{n-3} + V_{n-2}$$

$$V_{n-4} \# \left(1 + \frac{NTS_{n-3}}{Adc} + \frac{NTS_{n-1}}{Adc} \right) V_n$$

Par récurrence, on obtient les expressions suivantes pour les lignes 3 et 2 respectivement:

$$V_2 = \left(1 + \sum_{i=3}^n \frac{NTS_i}{Adc} \right) V_n \quad \text{avec } i \text{ impair}$$

$$V_1 = \left(1 + \sum_{j=2}^n \frac{NTS_j}{Adc} \right) V_n \quad \text{avec } j \text{ pair}$$

Finalement, pour le noeud 1:

$$V_{in} = \left(1 + \frac{NTS_1}{Adc} \right) V_1 + V_2$$

$$V_{in} = \left(1 + \frac{NTS_1}{Adc} \right) \left(1 + \sum_{j=2}^n \frac{NTS_j}{Adc} \right) V_n + \left(1 + \sum_{i=3}^n \frac{NTS_i}{Adc} \right) V_n$$

$$V_{in} = \left(2 + \sum_{k=1}^n \frac{NTS_k}{Adc} \right) V_n$$

La fonction de transfert s'écrit finalement:

$$H(\omega=0) = \frac{1}{\left(2 + \sum_{k=1}^n \frac{NTS_k}{Adc} \right)} \quad (C.1)$$

C.2 Filtre passe haut

Le schéma du filtre prototype dans sa forme la plus générale est donné figure C2.

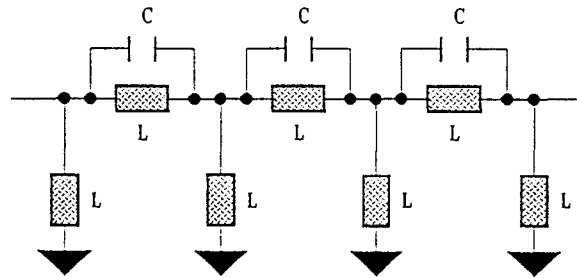


Figure C2

Le calcul de l'erreur de gain s'effectue pour $\omega = \infty$, les selfs sont donc des circuits ouverts (on peut négliger la résistance de pertes série) et les capacités sont des circuits fermés. Il reste cependant sur chaque noeud du filtre prototype une conductance dont la valeur dépend du nombre de sorties de transconductances reliées au noeud correspondant dans le réseau Gm-C. La somme de ces différentes conductances (G) va se retrouver directement sur le noeud de sortie en parallèle avec les deux conductances Gm (figure C3).

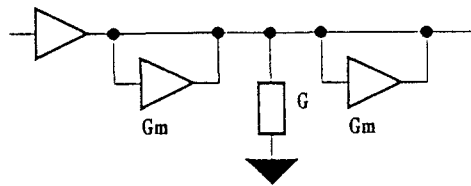


Figure C3

Soit n l'ordre du filtre et k le nombre de noeuds du réseau prototype, G s'écrit:

$$G = \sum_{i=1}^k NTS_i \quad G_o = \sum_{i=1}^k \frac{G_m NTS_i}{A_{dc}}$$

$$k = \frac{n}{2} + 1 \quad \text{pour } n \text{ pair}$$

$$k = \frac{n + 1}{2} \quad \text{pour } n \text{ impair}$$

La fonction de transfert du filtre vaut:

$$H(\omega = \infty) = \frac{1}{\left(2 + \sum_{i=1}^k \frac{NTS_i}{A_{dc}} \right)} \quad (C.2)$$

Ce résultat reste valable si la synthèse est effectuée à partir de la forme duale du filtre prototype.

C.3 Filtre passe-bande

Le schéma du filtre prototype est donné figure C4.

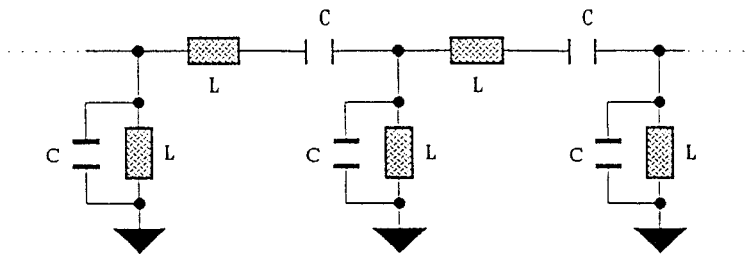


Figure C4

Les figures C5 et C6 donnent le schéma équivalent pour $\omega = \omega_c$ des circuits L-C série et parallèle

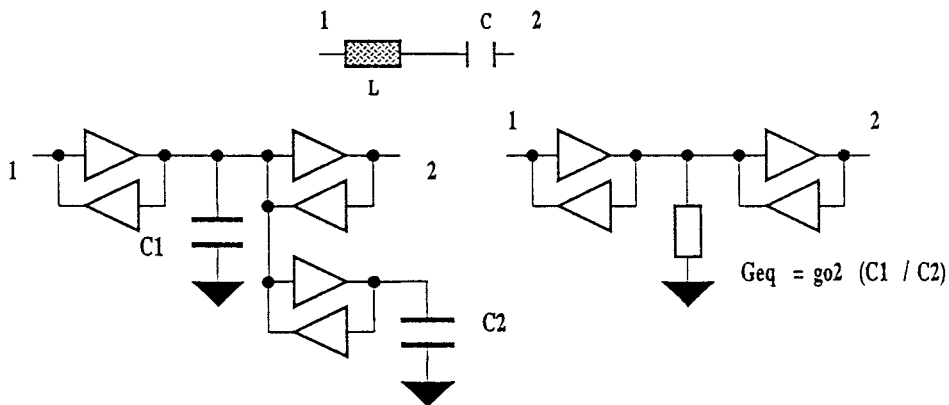


Figure C5

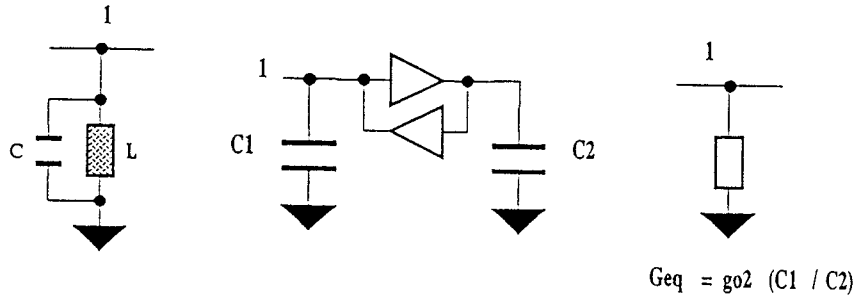


Figure C6

Pour la fréquence centrale ω_c , le filtre se réduit au schéma de la figure C7, qui est identique au filtre passe-bas.

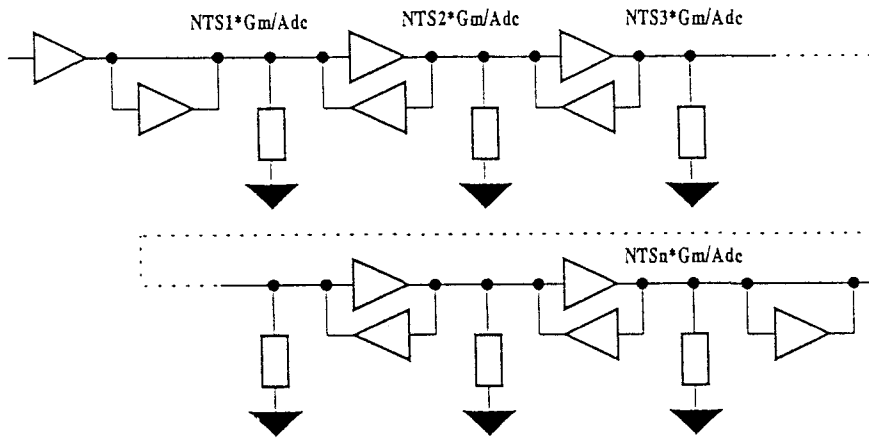


Figure C7

Soit n l'ordre du filtre passe-bas d'origine, les conductances parasites s'expriment de la façon suivante:

$$G_i = NTS_i G_o + G_{eq} = \frac{NTS_i G_m}{A_{dc}} + G_{eq}$$

La fonction de transfert s'écrit alors:

$$H(\omega_c) = \frac{1}{2 + \sum_{i=1}^r \frac{G_i}{G_m}} \tag{C.3}$$

$$r = n \quad \text{pour } n \text{ impair}$$

$$r = n + 1 \quad \text{pour } n \text{ pair}$$

C.4 Filtre coupe-bande

Son schéma de principe ainsi que la transcription sous la forme Gm-C sont donnés figure C8 et C9 respectivement, pour un filtre du troisième ordre.

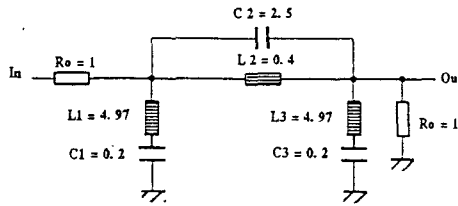


Figure C8

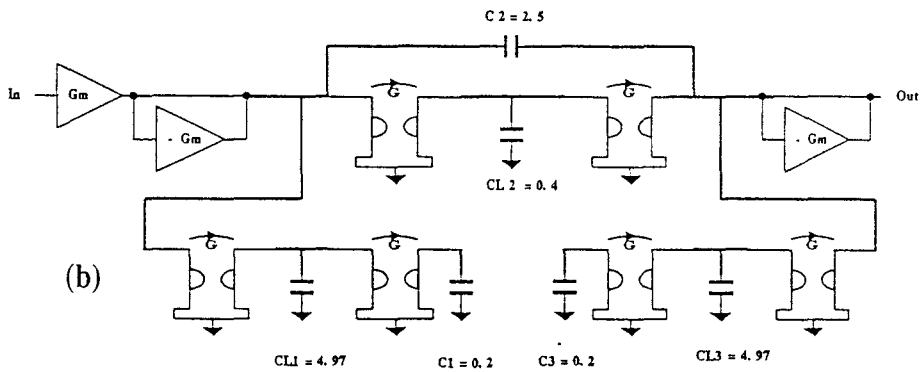


Figure C9

Pour le calcul des erreurs de gain, trois cas sont à considérer selon que l'on se trouve avant, après ou dans la bande coupée. Pour chacun de ces cas, une représentation équivalente ($G_{eq}(\omega)$) peut être établie pour les associations série et parallèle de selfs et de capacités (figures C10 et C11). Une fois ces éléments calculés, un nouveau réseau équivalent est établi permettant de calculer, à l'aide de l'équation ci-dessous, la valeur du gain dans la bande considérée. Soit n l'ordre du filtre passe-bas d'origine:

$$H(\omega) = \frac{1}{2 + \sum_{i=1}^r \frac{G_{eq}(\omega)}{G_m}} \tag{C.4}$$

$\omega \ll \omega_c$ et $\omega = \omega_c$: $\omega \gg \omega_c$:

$r = n$ $r = n-1$ pour n impair

$r = n+1$ $r = n$ pour n pair

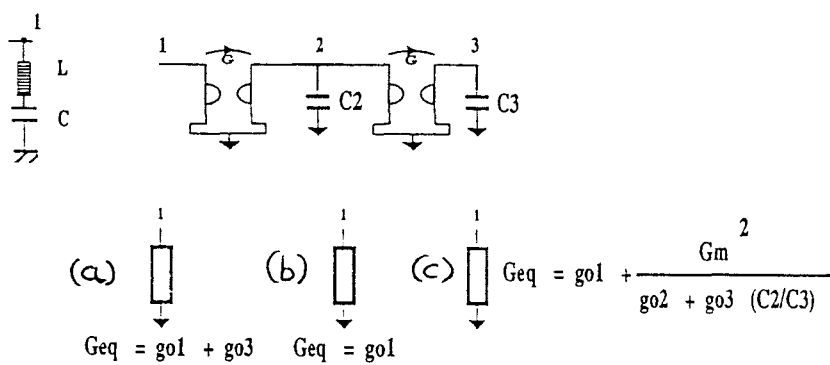


Figure C10: représentation équivalente du circuit L-C série
 (a) $\omega \ll \omega_c$ (b) $\omega \gg \omega_c$ (c) $\omega = \omega_c$

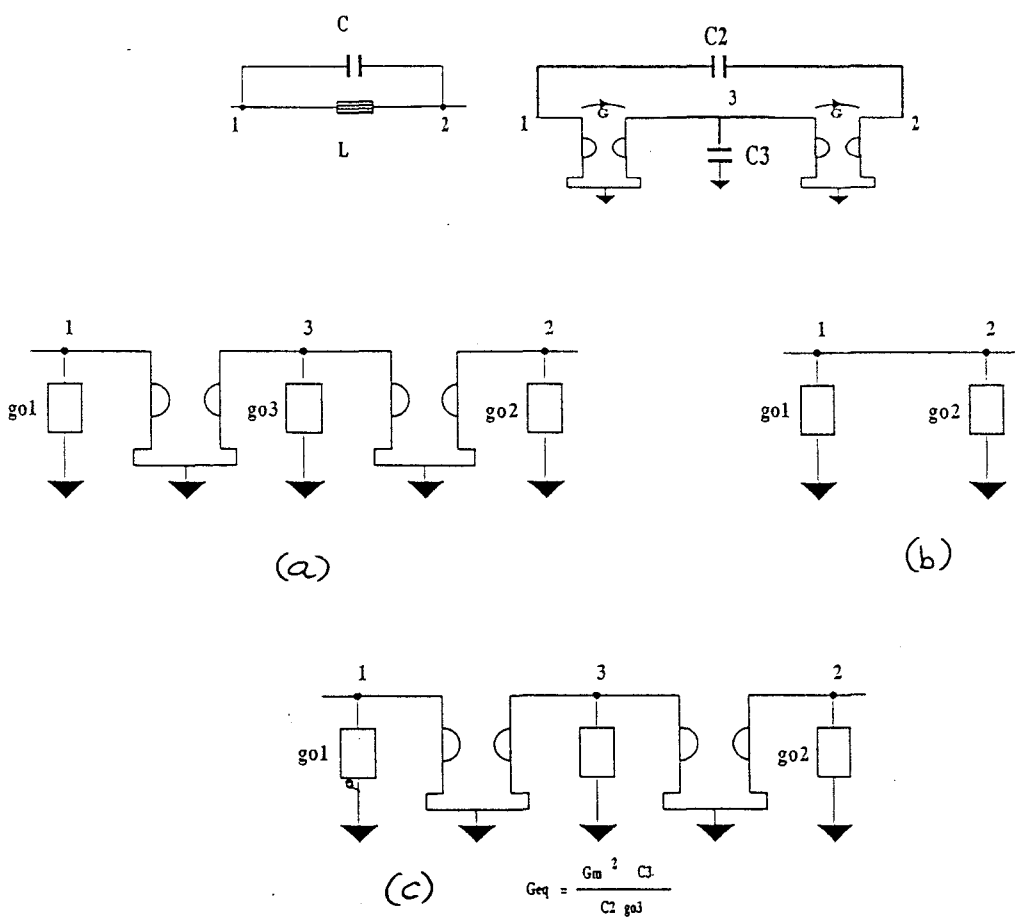


Figure C11: représentation équivalente du circuit L-C parallèle
 (a) $\omega \ll \omega_c$ (b) $\omega \gg \omega_c$ (c) $\omega = \omega_c$

ANNEXE D

D1. Calcul de la tension V_{Dsat}

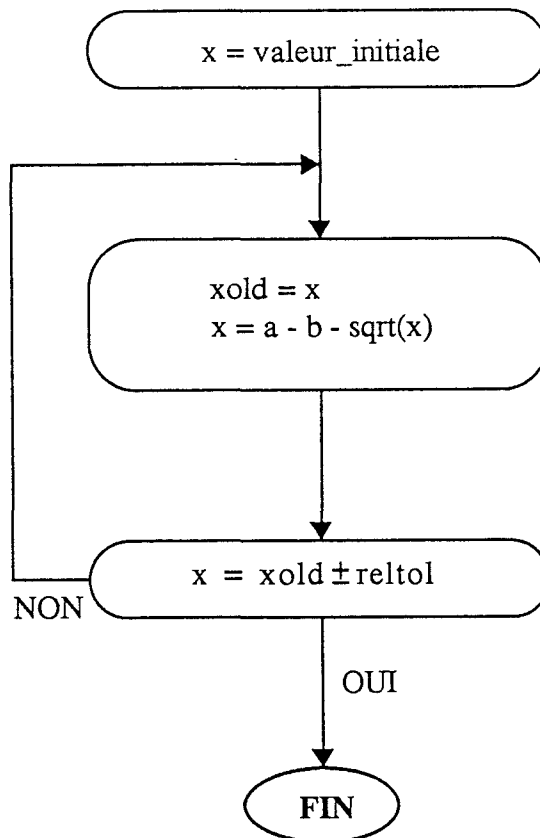
Soit à résoudre:

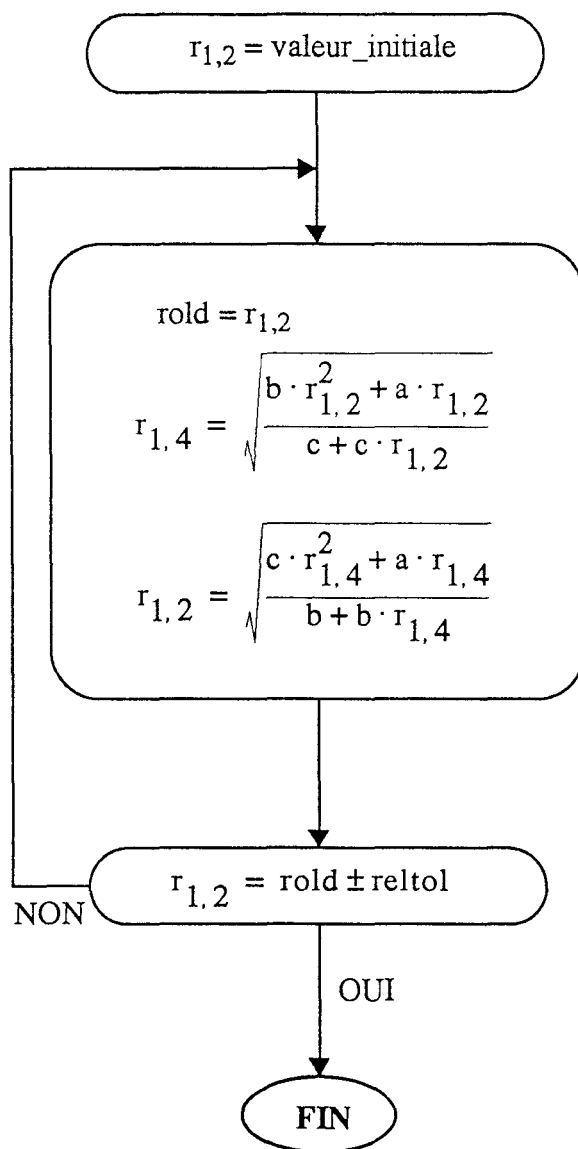
$$V_G = V_{T0} + \gamma \sqrt{2 \Phi_F + V_{Dsat}} - \gamma \sqrt{2 \Phi_F + V_{Dsat}}$$

que l'on peut mettre sous la forme générale:

$$a = x + \sqrt{x} + b$$

a, b connus



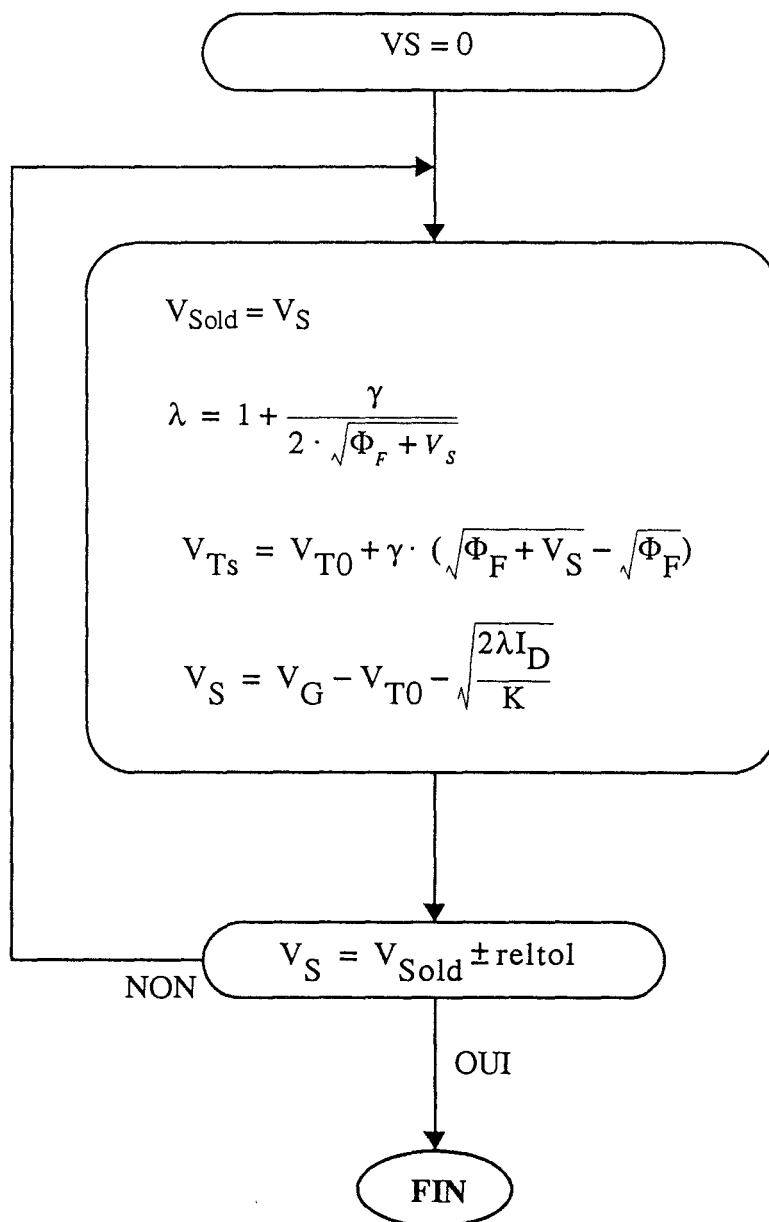
D2. Calcul de la valeur optimale de $r_{1,2}$ et $r_{1,4}$ 

D3. Calcul de la tension source pour un transistor en régime de saturation

Soit à résoudre:

$$I_D = K \frac{(V_G - V_S - V_{Ts})^2}{2 \lambda}$$

Les paramètres λ et V_{Ts} sont dépendants de V_S .



D4. Algorithme de calcul de C_z et R_p 