

Université Mohamed Khider - Biskra
Faculté des Sciences et de la technologie
Département: Génie Electrique
Réf :



جامعة محمد خيضر بسكرة
كلية العلوم و التكنولوجيا
قسم : الهندسة الكهربائية
المرجع :

Mémoire présenté en vue de l'obtention
Du Diplôme de
Magister en Electronique
Option : Communications

Conception des circuits convoyeurs de courant et applications au filtrage analogique

Présenté par : AGOUDJIL Abdelmalik

Soutenu publiquement le 21/06/2011

Devant le jury composé de:

| | | | |
|----------------|--------------------------|--------------------|------------|
| A. BENAKCHA | Maître de Conférences | Univ. de Biskra | Président |
| N. MIMECHE | Maître de Conférences | Univ. de Biskra | Rapporteur |
| Z. E. BAARIR | Maître de Conférences | Univ. de Biskra | Examineur |
| S. SBAA | Maître de Conférences | Univ. de Biskra | Examineur |

Remerciements

Je remercie avant tout DIEU tout puissant pour la volonté et la patience qu'il m'a donné afin de réaliser ce modeste travail.

Je remercie Monsieur MIMECHE Naaman maître de conférence pour son encadrement, pour les précieux conseils le long de la réalisation de ce travail.

A tout les personne qui sont chargées d'encadrer la promotion des magisters 2007: Monsieur SBAA Salim, BAARIR Zineddine BENAKCHA Abdelhamid, qu'il soit remercié pour ses précieux conseils, son aide et son soutien permanent le long de l'étude.

Je tiens également à remercier toutes les personnes qui m'ont permis de réaliser cette recherche et m'ont fait bénéficié de leur aide, conseils et encouragements, et en particulier Mes enseignant, amis et collègues du département de génie électrique de l'université de Biskra

Mes amis et collègues de l'INSFP Hassani Bounab Biskra, toutes les personnes que je ne peut citer qui m'ont aidé de près ou de loin mes sincères remerciements et reconnaissances.

Je tiens à remercier mon père et ma mère et tout les membre de la famille AGOUDJIL. Frères et Sœurs, ma Femme, mes Enfant Enfin Je remercie les membres du Jury pour l'intérêt qu'ils ont bien voulu porter à ce modeste travail.

SOMMAIRE

| | |
|--|----|
| INTRODUCTION GÉNÉRALE | 1 |
| Chapitre 1 : Conception Des Circuits Convoyeurs De Courant | |
| 1-1 Introduction | 3 |
| 1-2 conception des cellules élémentaires | 3 |
| 1-2-1 Cellules élémentaires à base des circuits transléneaires | 4 |
| 1-2-1-1 Introduction | 4 |
| 1-2-1-2 Définition | 4 |
| 1-2-1-3 Boucle translénaire à diode | 4 |
| 1-2-1-4 Boucle translénaire à transistors bipolaires | 6 |
| 1-2-1-4-1 Boucle translénaire simple à transistors bipolaires | 6 |
| 1-2-1-4-2 Les boucles translénaires mixtes | 9 |
| 1-2-1-4-2-1 Première boucle translénaire mixte | 9 |
| 1-2-1-4-2-2 Seconde boucle translénaire mixte | 11 |
| 1-2-3 Propriétés des circuits translénaires | 13 |
| 1-2-2 Cellules élémentaires à base des miroirs de courant | 13 |
| 1-2-2-1 Définition d'un miroir de courant | 13 |
| 12-2-2 Miroir de courant à transistors bipolaires | 14 |
| 1-2-2-2-1 Miroir de courant à quatre transistors bipolaires | 14 |
| 1-2-2-2-1 Miroir de courant avec des transistors bipolaires à structure de Wilson | 15 |
| 1-2-2-3 Miroir de courant à transistors MOS | 15 |
| 1-2-2-3-1 Miroir de courant à base de deux transistors MOS | 15 |
| 1-2-2-3-2 Miroir de courant en cascade | 16 |
| 1-2-2-3-3 Miroir de courant à structure de Wilson | 17 |
| 1-2-2-3-3 Miroir de courant amélioré à structure de Wilson | 18 |
| 1-3 Les circuits convoyeurs de courant | 19 |
| 1-3-1 Introduction | 19 |
| 1-3-2 Convoyeurs de courant de la première génération | 19 |
| 1-3-2-1 Introduction | 19 |
| 1-3-2-2 Structure de Circuit CCI+ translénaire | 20 |
| 1-3-2-3 Structure du Circuit convoyeur de courant CCI- | 21 |
| 1-3-2-4 Convoyeur de courant CCI à base des transistors MOS. | 22 |
| 1-3-3 Convoyeurs de courant de la deuxième génération | 23 |
| 1-3-3-1 Introduction | 23 |
| 1-3-3-2 Définition du convoyeur de courant CCII idéal | 24 |
| 1-3-3-3 Schéma de principe du CCII+ translénaire | 25 |
| 1-3-3-4 Convoyeurs de courant de la deuxième génération CCII à base des transistors MOS. | 26 |
| 1-3-3-5 Schéma de principe du CCII- translénaire: | 26 |
| 1-3-4 Convoyeurs de courant de la troisième génération | 27 |
| 1-3-4-1 Introduction | 27 |
| 1-3-4-2 Convoyeurs de courant de la troisième génération à base des transistors CMOS | 28 |
| 1-4 Propriétés des circuits convoyeurs de courant | 29 |
| 1-4-1 Mesure de l'impédance d'entrée R_e sur la voie Y | 29 |

| | | |
|------------|--|-----------|
| 1-4-2 | Variation du gain en tension en fonction de la fréquence | 30 |
| 1-4-3 | Variation du gain en courant en fonction de la fréquence | 31 |
| 1-4-4 | Variation de la phase en fonction de la fréquence | 31 |
| 1-4-5 | Mesure de l'impédance d'entrée sur la voie X | 32 |
| 1-4-6 | Mesure de l'impédance sur la voie Z | 32 |
| 1-4-7 | Analyse transitoire du circuit convoyeur de courant | 34 |
| 1-4-8 | Tableau des paramètres simulés d'un convoyeur de courant | 34 |
| 1-5 | Avantages des circuits convoyeurs de courant | 35 |
| 1-6 | Conclusion | 35 |

Chapitre 2: Filtres Actifs À Simple Convoyeur De Courant

| | | |
|----------------|---|-----------|
| 2-1 | Introduction | 36 |
| 2-2 | Filtre actifs première ordre avec un seul convoyeur de courant CCI | 36 |
| 2-2-1 | Filtre passe bas du premier ordre avec un CCI+ | 36 |
| 2-2-1-a | Présentation de circuit de filtrage | 36 |
| 2-2-1-b | Résultat de simulation et discussion | 37 |
| 2-2-2 | Filtre passe haut | 39 |
| 2-2-2-a | présentation de circuit de filtrage | 39 |
| 2-2-2-b | Résultat de la simulation et discussion | 39 |
| 2-2-3 | Filtre passe tout : | 41 |
| 2-2-3-a | présentation du circuit de filtrage | 41 |
| 2-2-3-b | Résultats et discussion | 42 |
| 2-2-4 | Filtre coupe bande | 43 |
| 2-2-4-a | Présentation du circuit de filtrage coupe bande | 43 |
| 2-2-4-b | Résultats et discussion | 45 |
| 2-2-5 | Remarque | 46 |
| 2-3 | Filtres actifs de second ordre à simple CCII- | 46 |
| 2-3-1. | Introduction | 46 |
| 2-3-2. | Description de circuit: | 47 |
| 2-3-3 | Caractéristique de l'impédance d'entrée : | 48 |
| 2-3-4 | Fonctionnement du circuit de filtrage équivalent au circuit R,L,C parallèle | 48 |
| 2-3-5 | Sensibilité | 50 |
| 2-3-6 | filtre actif utilisant un CCII- non idéal équivalent au circuit R,L,C parallèle | 50 |
| 2-3-7 | Sensibilité | 51 |
| 2-3-8 | Résultats du circuit simulé | 51 |
| 2-3-9 | Remarque | 52 |
| 2-4 | Filtres actifs de second ordre à simple CCII+ | 53 |
| 2-4-1 | Introduction | 53 |
| 2-4-2 | Simulation d'inductance | 53 |
| 2-4-3 | Résultats de simulation du circuit équivalent à une inductance | 56 |
| 2-4-4 | Réalisation des filtres à base de circuit de simulation d'inductance | 57 |
| 2-4-4-1 | Simulation du Circuit de la Fig 2-23 fonctionnant en mode courant | 57 |
| 2-4-4-2 | Simulation du Circuit de la Fig 2-23 fonctionnant en mode tension | 58 |
| 2-4-5 | Remarque | 59 |
| 2-5 | Conclusion | 60 |

Chapitre 3: Circuits De Filtrages Actifs Utilisant Des Inductances Simulées

| | |
|---|----|
| 3-1 Introduction | 61 |
| 3-2 Filtre à base de deux convoyeurs de courant CCI et CCII | 61 |
| 3-2-1 Première topologie des filtres utilisant un CCI+ et un CCII+ | 61 |
| 3-2-1-1 Description des circuits de la première topologie | 61 |
| 3-2-1-2 Conditions de simulation d'une inductance dans les circuits de topologie A et B | 62 |
| 3-2-1-3 Résultats de simulation des impédances d'entrées | 63 |
| 3-2-1-4 Circuits de filtrages déduits des topologies A et B en mode tension | 66 |
| 3-2-1-4-1 Principe de réalisation d'un circuit de filtrage avec la topologie A et B en mode tension | 66 |
| 3-2-1-4-2 Circuits de filtrage en mode tension déduits des circuits A et B | 66 |
| 3-2-1-4-3 Sensibilités passives et actives | 68 |
| a- Sensibilités passives | 68 |
| b- Sensibilités actives | 68 |
| 3-2-1-4-4 Limitations | 68 |
| 3-2-1-4-5 Résultats de simulation | 69 |
| 3-2-1-5 Les circuits de filtrage déduits des topologies A et B en mode courant | 71 |
| 3-2-1-5-1 Introduction | 71 |
| 3-2-1-5-2 Description des circuits | 71 |
| 3-2-1-5-3 Sensibilités actives et passives | 73 |
| a- Sensibilités passives | 73 |
| b- Sensibilités actives | 73 |
| 3-2-1-5-4 Résultats de simulation | 73 |
| 3-2-2 Deuxième topologie des filtres utilisant un CCI+ et un CCII+ | 76 |
| 3-2-2-1 Description du circuit de la deuxième topologie | 76 |
| 3-2-2-2 Les conditions de simulation de l'impédance d'entrée | 76 |
| 3-2-2-3 Résultats de simulation de l'impédance d'entrée | 77 |
| 3-2-2-4 Filtre déduit du circuit de topologie C en mode tension | 78 |
| 3-2-2-4-1 Description du circuit | 78 |
| 3-2-2-4-2 Sensibilités passives et actives | 79 |
| a- Sensibilités passives | 79 |
| b- Sensibilités actives | 79 |
| 3-2-2-4-3 Résultats de simulation | 79 |
| 3-2-2-5 Filtre déduit du circuit de topologie C en mode courant | 81 |
| 3-2-2-5-1 Description du circuit | 81 |
| 3-2-2-5-2 Sensibilités actives et passives | 82 |
| a- Sensibilités passives | 82 |
| b- Sensibilités actives | 82 |
| 3-2-2-5-3 Résultats de simulation | 82 |
| 3-2-3 Troisième topologie des filtres utilisant un CCI+ et un CCII+ | 83 |
| 3-2-3-1 Etude du schéma de principe du circuit de la troisième topologie | 83 |
| 3-2-3-1-1 Description du circuit de la troisième topologie | 83 |
| 3-2-3-1-2 Conditions de simulation de l'impédance du circuit de la troisième topologie | 84 |
| 3-2-3-1-3 Résultats de la simulation d'impédance d'entrée du circuit de topologie D | 84 |
| 3-2-3-2 Filtre déduit du circuit de topologie D en mode tension | 86 |
| 3-2-3-2-1 Description du circuit | 86 |
| 3-2-3-2-2 Sensibilités actives et passives | 87 |
| a- Sensibilités passives | 87 |

| | |
|---|------------|
| b- Sensibilités actives | 87 |
| 3-2-3-2-3 Résultats de la simulation | 87 |
| 3-2-3-3 Filtres déduits du circuit de topologie D en mode courant | 88 |
| 3-2-3-3-1 Description du circuit | 88 |
| 3-2-3-3-2 Sensibilités passives et actives | 89 |
| a- Sensibilités passives | 89 |
| b- Sensibilités actives | 89 |
| 3-2-3-3-3 Résultats de simulation | 90 |
| 3-2-4 Quatrième configuration des filtres utilisant un CCI+ et un CCII+ | 92 |
| 3-2-4-1 Description du circuit de la quatrième topologie | 92 |
| 3-2-4-2 Conditions de simulation de l'impédance d'entrée du circuit de la quatrième topologie | 92 |
| 3-2-4-3 Résultats de simulation de l'impédance d'entrée du circuit de topologie E | 93 |
| 3-2-4-4 Filtres déduits du circuit de topologie E en mode tension | 93 |
| 3-2-4-4-1 Description du circuit | 93 |
| 3-2-4-4-2 Sensibilités actives et passives | 94 |
| a- Sensibilités passives | 94 |
| b- Sensibilités actives | 94 |
| 3-2-4-4-3 Résultats de simulation | 94 |
| 3-2-4-5- Filtres déduits du circuit de topologie E en mode courant | 96 |
| 3-2-4-5-1 Description du circuit | 96 |
| 3-2-4-5-2 Sensibilités actives et passives | 96 |
| a- Sensibilités passives | 97 |
| b- Sensibilités actives | 97 |
| 3-2-4-5-3 Résultats de simulation | 97 |
| 3-3 Filtres à base de deux convoyeurs de courant utilisant CCII | 98 |
| 3-3-1 Première topologie de filtre à deux CCII+ | 98 |
| 3-3-1-1 Présentation du circuit de la première topologie à deux CCII | 98 |
| 3-3-1-2 Conditions d'évaluation de l'impédance d'entrée du circuit de la Fig 3-56 | 99 |
| 3-3-1-3 Calcul des Caractéristiques des transferts du filtre | 100 |
| 3-3-1-4 Sensibilités passives et actives | 101 |
| a- Sensibilités passives | 101 |
| b- Sensibilités actives | 101 |
| 3-3-1-5 Résultats de simulation | 101 |
| 3-3-2 Deuxième topologie de filtre utilisant deux CCII- | 103 |
| 3-3-2-1 Description du circuit : | 103 |
| 3-3-2-2 Sensibilités passives et actives | 104 |
| a- Sensibilités passives | 104 |
| b- Sensibilités actives | 104 |
| 3-3-2-3 Résultats de simulation | 104 |
| 3-4 Conclusion | 106 |
| | |
| CANCLUSION GÉNÉRALE | 107 |
| ANNEXE | 109 |
| BIBLIOGRAPHIE | 123 |

INTRODUCTION GÉNÉRALE

L'intérêt croissant des circuits en mode courant permet aux circuits convoyeurs de courants d'occuper une place dans le domaine des circuits analogiques et devenus comme alternative aux amplificateurs opérationnels de mode classique en tension.

Pour les circuits travaillent en mode tension les variables électriques d'entrée et de sorties sont des tensions tandis que dans des circuits en mode courant ces quantités sont choisies en tant que courant.

Dans ce thème nous nous intéressons aux convoyeurs de courant à base des circuits translinéaires dont leurs théorie est introduite par B.GILBERT en 1975[2], permettent de concevoir des circuits convoyeurs de courant translinéaires qui deviennent une branche de circuits analogiques importante et aussi ceux qui sont à base des miroirs de courant MOS.

Leurs fonctions primaires résultent dans l'exploitation des propriétés des transistors bipolaires ou MOS à fin d'avoir comme conséquence fondamentalement un comportement peu sensible à la température.

L'utilisation des boucles translinéaires permet la conception des circuits de performances élevés et montre une bande passante très large et la stabilité thermique élevée et en particulier l'utilisation des cellules de boucles translinéaires mixtes qui comportent deux transistors PNP et NPN dans la technologie bipolaire ou N-MOS et P-MOS dans la technologie CMOS. Aujourd'hui apparaît la plus grande importance de ces boucles les applications à grande vitesse en mode courant et généralement employée comme circuit d'entrée de beaucoup de fonctions analogiques de haute performance tel que les convoyeurs de courant.

Si les conditions standard des boucles translinéaires sont satisfaites, tels que les paramètres des transistors utilisés de mêmes type, ont les mêmes valeurs et travaillent dans la même température, pour avoir le bon fonctionnement des circuits et à fin qu'ils donnent des résultats favorables, dont le but de les exploitées dans la réalisation des circuits convoyeurs de courant de la première et la deuxième et la

troisième génération, qui sont les cellules de base dans les applications des filtres actifs des chapitres II et III.

Le convoyeur de courant est accepté pour avoir de plus grandes linéarités et une bande de fréquence plus large, avec son impédance entrée élevée (idéalement infinie), une basse impédance de sortie (idéalement zéro) est un élément approprié aux circuits en mode courant. Aussi possède un gain égale à l'unité et peut être employé dans des applications de boucle ouverte, puisqu'en basse fréquence a une grande stabilité et exécute bien un traitement de signaux jusqu'à relativement aux hautes fréquences.

L'augmentation rapide en publications dans le domaine des topologies des circuits intégrés des différents blocs de traitement des signaux réalisés avec les convoyeurs de courant et particulièrement le domaine de filtrage qui permet l'ajustement orthogonal du facteur de qualité Q , la fréquence de résonance f_0 en utilisant des circuits possédant des impédances d'entrées élevées et permettent de ce fait la conception facile des blocs de filtre en cascade.

L'exploitation de l'impédance d'entrée des circuits électriques construits à base des convoyeur de courants, équivalentes à une inductance dans la réalisation des circuits de filtrages fonctionnant en mode courant. Les circuits simulés en utilisant la version OrCAD 9.1, qui fournit un ensemble d'outils, permet de faire l'analyse des circuits électriques dans l'environnement Windows et affiche les résultats de la simulation des topologies de filtrages actifs avec un minimum de composants passifs en utilisant deux générations de circuits convoyeurs de courant (CCI, CCII) proposés par M. Higashimura dans la thèse de doctorat présenté par Alami Mustapha [3], en utilisant le principe du circuit équivalent d'une impédance d'entrée à une inductance pour la conception des différents modèles de filtres et permet l'amélioration des caractéristiques des circuit filtrage.

Chapitre 1

Conception Des Circuits Convoyeurs De Courant

1-1 Introduction:

Les circuits électroniques utilisés en mode courants sont des circuits de hautes performances, en particulier aux fréquences élevées. Les circuits traités dans ce chapitre conçus à partir de la notion translinéaire et des miroirs de courant; nommés les convoyeurs de courant.

La technique de conception des circuits analogiques "mode courant" utilise pour une grande partie la représentation symbolique des circuits convoyeurs de courant, cette représentation symbolique simple composée de trois ports d'entrées et de sorties a déjà permis de synthétiser un nombre important de fonctions analogiques.

Ce chapitre est divisé en deux parties, la première partie introduit la théorie des boucles translinéaires , les miroirs de courant et la deuxième partie traite la théorie des convoyeurs de courant des trois générations.

1-2 Conception des cellules élémentaires:

La conception des cellules élémentaires et le calcul des différentes caractéristiques sont la base de développement des circuits convoyeurs de courant.

Ces cellules élémentaires à base des boucles translinéaires et les cellules à base des miroirs de courant MOS présentent une grande importance dans la conception d'un grand nombre de circuits analogiques, puisque ces cellules montrent une simplicité de fonctionnement des circuit complexes, que nous allons rencontré dans les applications qui se trouvent dans les chapitres suivants.

Le développement de ces cellules est réalisé à partir des outils de conception assistée par ordinateur (CAO). Les logiciels de CAO permettent de vérifier le fonctionnement d'un circuit électronique sans l'avoir réalisé matériellement. Dans un environnement CAO, on dispose de divers outils pour passer du concept à la description physique des circuits. Ces outils regroupent les interfaces de saisie de schéma, les simulateurs, les interfaces graphiques, les bibliothèques des modèles, les outils de layout et de vérification...etc.

1-2-1 Cellules élémentaires à base des circuits translinéaires:

1-2-1-1 Introduction:

Les circuits translinéaires ont été introduits au début des années 70 [1]. Ces circuits permettent essentiellement d'obtenir différentes fonctions de calcul analogique (multiplieurs, diviseurs, ...etc).

La théorie relative à tous ces circuits, qui ont en commun l'utilisation d'une boucle fermée constituée à partir des jonctions base-émetteur de transistor bipolaire a été proposée par B. Gilbert dans les années 75 [2].

L'introduction d'une nouvelle boucle translinéaire mixte (comportant à la fois des transistors PNP et NPN) en 1983 par A. Fabre a permis d'élargir le champ d'application de ces circuits. Cette boucle a l'avantage de pouvoir commander des courants bipolaire et aussi la réalisation de nombreuses fonctions fondamentales dans le domaine de l'électronique analogique tel que: circuits suiveurs de courant, circuits suiveurs de tension, circuits convoyeurs de courant, Oscillateurs,etc.

1-2-1-2 Définition:

Les circuits translinéaires sont des circuits qui comprennent un nombre n jonctions PN (n doit être paire) identiques polarisée en directe, dont la forme d'une boucle fermée et l'ensemble des éléments de la boucle fonctionnent à la même température. L'ensemble des jonctions sont divisées en deux parties: $n/2$ jonctions sont connectés dans un sens et $n/2$ connectés dans une direction opposée aux jonctions précédentes [3].

1-2-1-3 Boucle translinéaire à diode:

La jonction PN d'une diode peut être utilisée dans la réalisation des boucles translinéaires. La caractéristique fondamentale de la diode est une relation entre le courant et la tension de polarisation V_p qui est de la forme suivante:

$$I_p = I_s \exp \frac{V_p}{V_t} \quad 1-1$$

I_p : Le courant direct qui traverse la diode lorsque $V_p \gg V_t$.

I_s : Le courant de saturation inverse de la jonction

V_p : La tension de polarisation de la jonction.

V_t : La tension thermique ($V_t = kT/q = 26\text{mV}$ à 300°K).

Le circuit de la Fig (1-1) [3] ci-dessous, présente une boucle translinéaire qui comporte un nombre paire ($n=6$) de jonctions PN de diodes sont supposées identiques, fonctionnent à la même température et polarisées en sens direct.

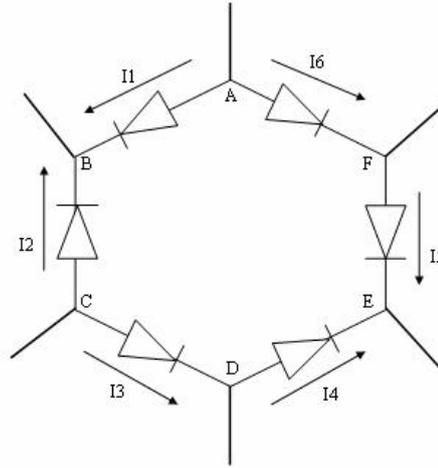


Fig 1-1: Schéma de principe de la boucle translinéaire à diode.

En appliquant les lois de KIRCHHOFF en électricité sur le circuit de la Fig(1-1) pour déterminer les relations entre les courants et entre les tensions de la boucle translinéaire:

$$V_A - V_B + V_B - V_C + V_C - V_D + V_D - V_E + V_E - V_F + V_F - V_A = 0 \quad 1-2$$

La relation 2 peut être écrite de la forme suivante:

$$\sum_{i=1,3,4} V_i \cdot \ln \frac{I_{pi}}{I_S} - \sum_{i=2,5,6} V_i \cdot \ln \frac{I_{pi}}{I_S} = 0 \quad 1-3$$

La relation 3 est simplifiée à la forme suivante :

$$I_1 I_3 I_4 = I_2 I_5 I_6 \quad 1-4$$

L'équation 1-4 détermine la relation entre les différents courants qui circulent dans un sens et les courants qui circulent dans le sens opposé. Cette relation ne fait pas intervenir les courants venant de l'extérieur sur les nœuds A, B, C, D, E, F.

Dans le cas générale un sens de parcours de maille arbitraire ayant été choisi, on attribue généralement par convention les indices pairs aux jonctions parcourues par un courant direct dont le sens coïncide avec le sens de parcours de maille, les indices impairs sont alors réservés aux jonctions parcourues par un courant orienté en sens inverse. L'application de la loi des mailles sur un circuit de n jonctions, qui fait la sommation de toutes les différences de potentiel V_p qui existe aux bornes des diodes de la boucle fermée avec un résultat égal à zéro:

$$\sum_{p=1}^n (-1)^p V_p = 0 \quad 1-5$$

En remplaçant la relation 1-1 qui lie la tension V_p au courant direct I_p en 1-5 et le résultat est une équation fondamentale des circuits translinéaires:

$$\prod_{p=1}^{n/2} I_{2p} = \prod_{p=1}^{n/2} I_{2p-1} \quad 1-6$$

Cette dernière relation montre que le produit de tous les courants directs des jonctions circulant dans un sens est égal aux produits de tous les courants directs des jonctions qui circulent en sens inverse aux premiers.

1-2-1-4 Boucle translinéaire à transistors bipolaires:

1-2-1-4-1 Boucle translinéaire simple à transistors bipolaires :

Les transistors disposent de deux jonctions PN qui permettent la réalisation des boucles translinéaires, cette jonction peut être celle qui existe entre la base et l'émetteur des transistors comme le montre la Fig (1-2) [4]. Celle-ci présente la plus simple boucle translinéaire réalisée par un miroir de courant à deux transistors NPN.

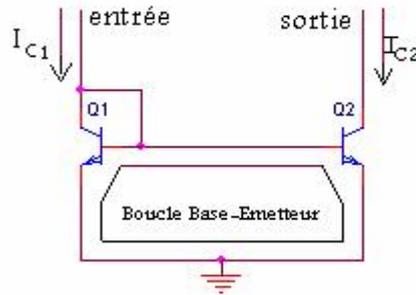


Fig 1-2: Boucle translinéaire à base d'un miroir de courant NPN.

La tension base-émetteur du transistor NPN est de la forme :

$$V_{BE} = V_t \ln \frac{I_C}{I_S} \quad 1-7$$

Les deux transistors Q1 et Q2 sont polarisés en direct.

Le courant I_e est égale à : $I_e = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2}$ 1-8

$$V_{BE2} = V_t \ln \left(\frac{I_{C2}}{I_o} \right) = V_{BE1} = V_t \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_o} \right) \quad 1-9$$

En supposant que les transistors sont identique c'est à dire : $\beta_1 = \beta_2 = \beta$

Aussi β suffisamment grands devant l'unité, le gain du miroir s'écrit :

$$\frac{I_S}{I_e} = 1 - \frac{2}{\beta + 2} \cong 1 - \frac{2}{\beta} \quad 1-10$$

Comme ($\beta \gg 1$) la relation 1-10 peut être simplifié en : $\frac{I_S}{I_e} = 1$ 1-11

Cette relation est identique à la précédente 1-6, en utilisant le courant collecteur par les diodes (base-émetteur) des transistors, si en considérant que β est assez grand cela permet d'avoir un courant collecteur de transistor Q2 a la même valeur que le courant injecté à travers le transistor Q1, cela permet d'écrire :

$$I_{C_1} = I_{C_2} \quad 1-12$$

En réalité cela n'est vrai que lorsque les deux transistors sont identique c'est à dire leurs jonctions ont les mêmes surfaces et à condition que la tension V_{CB} est nulle.

Les erreurs dans le rapport de transfert surgissent parce que :

- 1- La résistance de sortie n'est pas bien déterminée à cause de la variation de I_{C_2} en fonction de V_{CE} .
- 2- Une partie de I_1 est perdue aux bases de Q1 et de Q2, de sorte que $I_{C_1} < I_1$.
- 3- Il y aura des erreurs en valeurs des résistances des jonctions à cause de la géométrie des espaces employés.
- 4- Les petites variations aléatoires du secteur d'émetteur (contrainte thermique) se produiront et influent sur le rapport du gain.

Remarque: Pour un miroir de courant réalisé à partir des transistors PNP permet de reproduire des courants de la même façon mais sont des courants négatifs.

Un autre cas de boucle translinéaire qui se constitue de quatre transistors NPN représentée dans la Fig (1-3) [4], donnée ci-dessous :

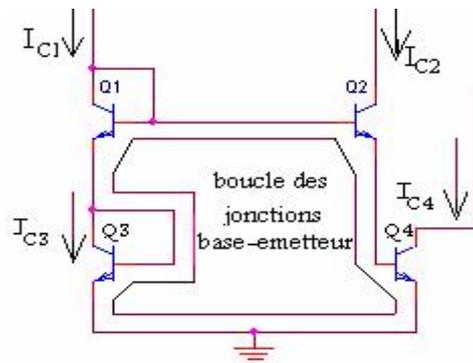


Fig 1-3: Schéma de principe d'une boucle translinéaire à quatre transistors NPN.

L'application de la loi des mailles sur la boucle des jonctions base-émetteur permet d'écrire la relation suivante :

$$V_{BE_1} + V_{BE_3} = V_{BE_2} + V_{BE_4} \quad 1-13$$

En utilisant la relation 1-13 qui contient la tension base-émetteur en fonction du courant collecteur dans 1-9 cette dernière sera de la forme suivante :

$$I_{C_1} I_{C_3} = I_{C_2} I_{C_4} \quad 1-14$$

Pour une boucle translinéaire utilisant n transistors de type NPN comme l'exemple de la Fig (1-4) [4]

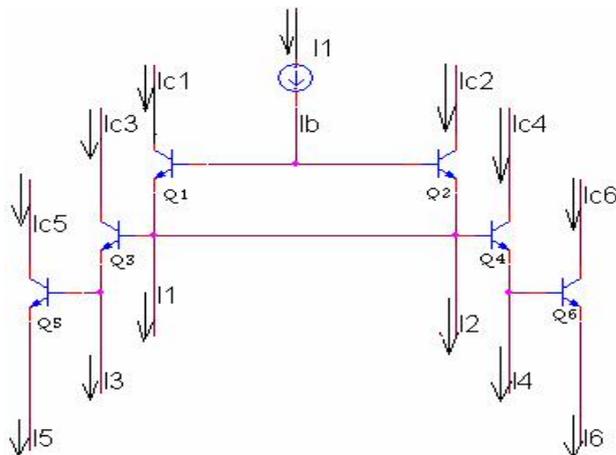


Fig 1-4: Schéma de principe de la boucle translinéaire à six transistors NPN.

Dans ce cas la somme des différences des potentiels base-émetteur, le long de la boucle fermée s'écrit de la façon suivante :

$$\sum_{p=1}^{n/2} V_{BE_{2p}} = \sum_{p=1}^{n/2} V_{BE_{2p-1}} \quad 1-15$$

La relation entre le courant collecteur et la tension base-émetteur lorsque $V_{BE} \gg V_t$ et $V_{CB}=0$, Sera de la forme :

$$I_c = I_s \exp \frac{V_{BE}}{V_t} \quad 1-16$$

En remplaçant V_{BE} de chaque terme de la relation 1-15 par V_{BE} la relation 1-16 qui peut être écrite de la forme:

$$V_{BE} = V_t \ln \frac{I_c}{I_s} \quad 1-17$$

L'équation 1-18 donne une relation identique à la précédente (1-6) qui fait intervenir les courants collecteurs et sera de forme:

$$\prod_{p=1}^{n/2} I_{C_{2p}} = \prod_{p=1}^{n/2} I_{C_{2p-1}} \quad 1-18$$

Remarque:

Dans le cas des boucles des circuits translinéaires réaliser à partir des transistors PNP le principe est le même sauf les courants ont un sens conventionnel opposé à ceux des transistors NPN (sens négative).

1-2-1-4-2 Les boucles translinéaires mixtes:

Les boucles translinéaires mixtes sont les circuits les plus utilisés et présentent une grande importance dans le domaine d'application des circuits translinéaires puisqu'il existe de nombreuses formes de circuit; dans ce paragraphe, on présente deux boucles translinéaires mixtes. Le principe de ces boucles se base sur l'utilisation à la fois des transistors PNP et NPN [3].

1-2-1-4-2-1 Premières boucles translinéaires mixtes:

La boucle translinéaire mixte présentée dans la Fig(1-5) est utilisée par "National Sem1-conducteur" [4] pour la réalisation d'un circuit suiveur de tension (circuit LH0002). Elle est ensuite utilisée comme cellule d'entrée de certains amplificateurs de transimpédance [5].

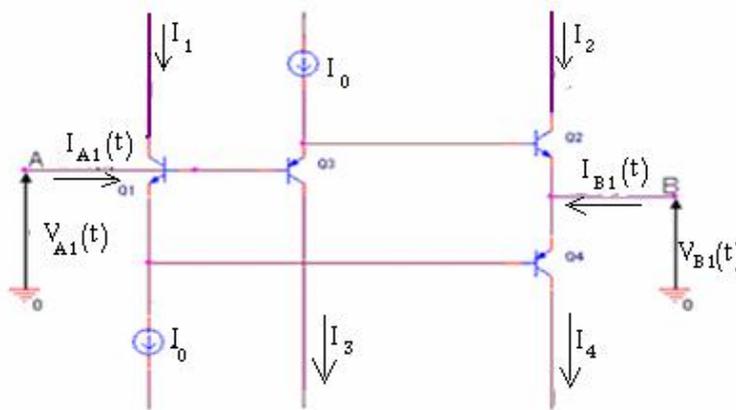


Fig.1-5: Schéma de principe de la première boucle translinéaire mixte.

La tension d'entrée $V_{A1}(t)$ du circuit est appliquée à la base des transistors Q_1 et Q_3 . Lorsque les transistors sont supposés identiques (même surface d'émetteur, $\beta \gg 1$) et fonctionnent dans la même température, l'impédance d'entrée est théoriquement infinie, ce qui implique que le courant $I_{A1}(t)$ est égal à zéro. Cela mène à dire que la boucle ne pourra donc être utilisée qu'en suiveur de tension. L'application de la relation (1-18) sur cette boucle permet d'écrire :

$$I_1 I_3 = I_2 I_4 \quad 1-19$$

Les transistors Q_2, Q_3 étant de nature différente, les tensions d'entrées et de sortie ne peuvent être considérées égales qu'en première approximation :

$$V_{A1}(t) = V_{B1}(t) \quad 1-20$$

Le circuit de la boucle est caractérisé par deux paramètres : résistance d'entrée R_e et la résistance de sortie R_s qui peuvent être déterminées en utilisant les lois de l'électricité :

La résistance d'entrée est liée à la résistance de charge R_L du circuit commandé entre B_1 et la masse. Comme le courant $I_{B1}(t)$ qui parcourt la charge R_L est égale à :

$$I_{B1}(t) = \frac{V_{B1}(t)}{R_L} \quad 1-21$$

Le courant $I_{A1}(t)$ prélever par la boucle sur le circuit de commande est de la forme:

$$I_{A1}(t) = I_0 \left(\frac{1}{\beta_n} - \frac{1}{\beta_p} \right) + \frac{V_{B1}(t)}{\beta_p \beta_n R_L} \quad 1-22$$

β_p et β_n sont respectivement les gains en courant statiques des transistors PNP et NPN.

La résistance d'entrée est alors donnée par la relation suivante :

$$R_e = \beta_p \beta_n R_L \quad 1-23$$

Les courants I_1 et I_3 de la boucle mixte sont imposés par les générateurs de polarisation I_0 . La résistance de sortie est la résistance dynamique équivalente entre les points A_1 et B_1 est donnée par la relation de R_s :

$$R_s = R_{B1A1}(t) = \frac{dV_{B1A1}(t)}{dI_{B1A1}(t)} \quad 1-24$$

D'après la relation (1-12), on déduit que :

$$I_2 = I_{C2} = I_{S2} \exp \frac{V_{BE2}}{V_t} \quad 1-25$$

$$I_3 = I_{C3} = I_{S3} \exp \frac{V_{BE3}}{V_t} \quad 1-26$$

Si en supposant que $I_B(t) \ll I_0$, sachant que I_{S2} et I_{S3} sont les courants de saturation inverse des jonctions base émetteur des transistors Q_1 et Q_3 . Les expressions (1-25) et (1-26) conduisent à écrire la relation de la tension entre B_1 et A_1 :

$$V_{B1A1}(t) = V_t \left(\log \alpha + \frac{I_B(t)}{2I_0} \right) \quad 1-27$$

α : est une constante positive représente le rapport entre I_{S3} et I_{S2} et égale à :

$$\alpha = I_{S3}/I_{S2}.$$

L'équation (1-24) permet alors d'obtenir la résistance de sortie est égale à :

$$R_s = R_{B1A1} = \frac{V_t}{2I_0} \quad 1-28$$

1-2-1-4-2-2 Seconde boucle translinéaire mixte :

La boucle translinéaire mixte représentée dans la Fig (1-6) est introduite par A.FABRE [6,7,8] est appelé boucle II. Elle comprend quatre transistors; 2 transistors de type NPN Q_1 , Q_2 et 2 transistors de type PNP Q_3 , Q_4 . Si les transistors sont identiques et

fonctionnent dans la même température (les conditions des circuits translinéaires sont satisfaisantes). Les équations qui caractérisent la boucle translinéaire sont alors:

$$V_A(t) = V_B(t) \quad 1-29$$

$$I_1 I_3 = I_2 I_4 \quad 1-30$$

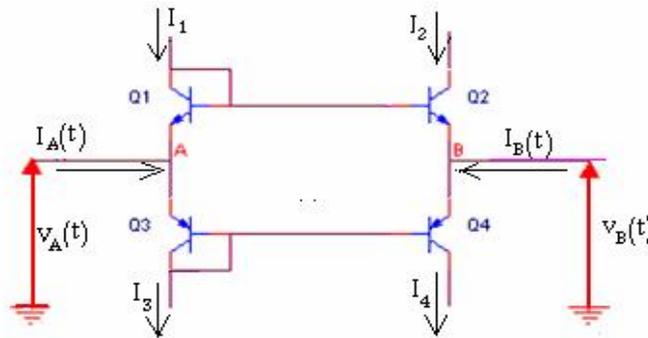


Fig (1-6): Schéma de principe de la seconde boucle translinéaire mixte.

Ce circuit étant polarisé en courant, il est donc nécessaire que les courants I_1 , I_2 , I_3 , I_4 soient strictement positifs de façon, que les jonctions base-émetteur de la boucle mixte soient toutes polarisées en direct.

Les relations des courants I_3 et I_4 lorsque les gains en courant β des transistors sont supposés grand devant l'unité sont données ci-dessous :

$$I_3 = I_1 + I_A(t) \quad 1-31$$

$$I_4 = I_2 + I_B(t) \quad 1-32$$

Les courants $I_A(t)$ et $I_B(t)$ peuvent être positifs ou nuls. Tout l'intérêt de cette boucle réside alors dans le fait que seulement deux des courants (I_1 , I_2 , I_3 , I_4) peuvent être facilement imposés par des sources de courant continues pour permettre la polarisation de la boucle. Les courants $I_A(t)$ et $I_B(t)$ constituent alors les variables d'entrée et de sortie de tout circuit actif utilisant cette boucle.

D'autre part, l'égalité des courants I_1 et I_2 ou celle de I_3 et I_4 (ces égalités pouvant être imposées par des circuits annexes) entraîne également l'égalité des tensions $V_A(t)$ et $V_B(t)$ ce qui montre que le circuit permet alors de réaliser une masse virtuelle sans faire appel à la contre réaction.

Lorsque la boucle est utilisée en suiveur de tension et que les courants I_1 et I_3 sont égaux au courant de polarisation I_0 , la résistance d'entrée peut être alors déterminée à partir de l'expression des courants $I_2(t)$ et $I_4(t)$. D'autre part en supposant l'amplitude de $I_B(t)$ est petite devant I_0 , les courants $I_2(t)$ et $I_4(t)$ sont donnés par les relations suivantes [3].

$$I_2(t) = I_0 - \frac{1}{2} I_B(t) \quad 1-33$$

$$I_4(t) = I_0 + \frac{1}{2} I_B(t) \quad 1-34$$

Les expressions des courants de collecteur des transistors Q₁ et Q₃ sont:

$$I_{C1}(t) = I_0 - \frac{I_2(t)}{\beta_N} \quad 1-35$$

$$I_{C3}(t) = I_0 - \frac{I_4(t)}{\beta_P} \quad 1-36$$

Ces courants permettent de déterminer I_A(t) puisque: $I_A(t) \cong I_{C3} - I_{C1}$

$$I_A(t) = \frac{V_A(t)}{2R_L} \left(\frac{1}{\beta_P} + \frac{1}{\beta_N} \right) + I_0 \left(\frac{1}{\beta_N} - \frac{1}{\beta_P} \right) \quad 1-37$$

La relation donnant le courant de sortie I_B(t) qui dépend de résistance de charge R_L liée à la sortie B est donné par :

$$V_B(t) = V_A(t) = -R_L I_B(t) \quad 1-38$$

Cette relation (1-37) permet alors de déterminer la résistance d'entrée de cette boucle:

$$R_e = 2R_L \frac{\beta_P \beta_N}{\beta_P + \beta_N} \quad 1-39$$

La résistance d'entrée R_e obtenue par La relation 1-39 est plus faible que celle de la boucle I (Equation. 1-23).

La résistance de sortie R_S est de même ordre de grandeur que celle de la boucle précédente (Equation.1-28):

$$R_S = \frac{dV_{BA}(t)}{dI_B(t)} = \frac{V_t}{2I_0} \quad 1-40$$

1-2-3 Propriétés des circuits translinéaires:

1-La propriété principale apparaît claire dans l'équation (1-18) où la température n'intervient pas dans les calculs des courants des boucles translinéaires. Donc on peut dire que les circuits translinéaires seront donc insensibles aux variations thermiques, à condition que toutes les jonctions d'une même boucle fonctionnent dans la même température.

2-Ces circuits ne nécessiteront qu'un nombre réduit de composants passifs, le plus souvent des résistances pour réaliser des sources de courant [3].

3-Les caractéristiques des boucles translinéaires permettent la conception de nombreuses fonctions électroniques complexes.

4-Les circuits translinéaires dont l'équation fondamentale (1-18) est exprimée uniquement en fonction des courants collecteurs, montrent qu'ils sont bien adaptés à la réalisation des fonctions électroniques en mode courant [3].

5-l'existence de plusieurs cellules élémentaires conduisent à des possibilités de combinaisons pour réaliser un nombre important des fonctions électroniques plus complexe.

6-Ces circuits dépassent les circuits habituels et permettent de réaliser des circuits de large bande en fréquence.

1-2-2 Cellules élémentaires à base des miroirs de courant :

1-2-2-1 Définition d'un miroir de courant:

Le miroir de courant construit de la boucle translinéaire la plus simple comprend que deux transistors bipolaires de même nature (NPN ou PNP) ou MOS ou les circuits complexe, sont des circuits qui permettent de recopier un courant d'entrée I_e en une sortie de courant I_s affectée d'un facteur de pondération K et peut être simplifié par le schéma de principe suivant :

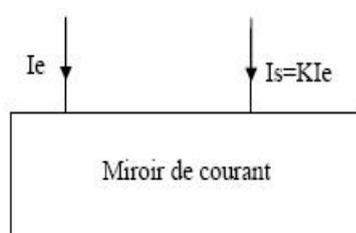


Fig 1-11: Le schéma de principe d'un miroir de courant.

I_e : courant d'entrée.

I_s : courant de sortie.

1-2-2-2 Miroir de courant à transistors bipolaires:

1-2-2-2-1 Miroir de courant à quatre transistors bipolaires:

Miroir de courant positif (NPN) est constitué des transistors Q_1 et Q_2 formant la boucle de base du miroir de courant, les transistors Q_3 et Q_4 sont pour le besoin d'amélioration du rapport de transfert et satisfaire la condition de la mise $V_{CB}=0$ du transistor Q_1 .

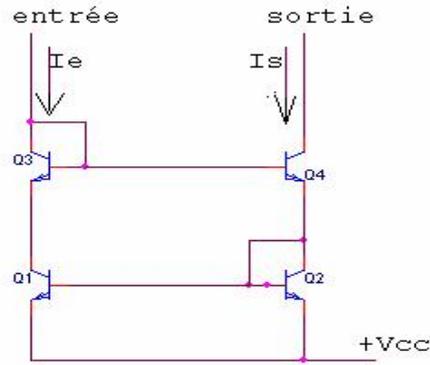


Fig 1-13: Circuit miroir de courant à quatre transistors NPN.

L'expression du gain en courant est donné comme suit :

$$\frac{I_s}{I_e} = 1 - \frac{2}{\beta^2} \quad 1-40$$

Lorsque un miroir de courant est réalisé à partir des transistors NPN, ce miroir de courant est dit miroir positif (miroir N) avec un rapport de transfert égale à +1. Dans le cas des transistors PNP, le miroir de courant est dit négatif (miroir P), avec un rapport de transfert égale à -1.

1-2-2-2-Miroir de courant avec des transistors bipolaires à Structure

de Wilson: Le miroir de courant à structure de Wilson comprend trois transistors, représenté dans Fig1-14:

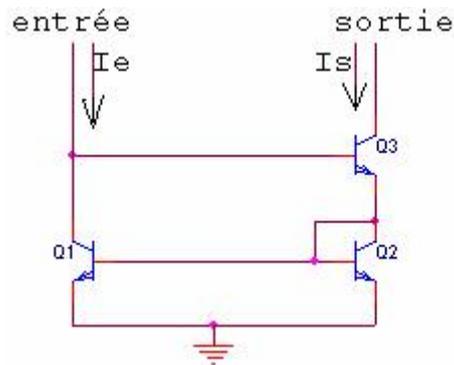


Fig.1-14: Miroir de courant à structure de Wilson.

Si les transistors sont identiques (les jonctions ont les mêmes espaces géométriques) c'est à dire ont les mêmes gains en courant ($\beta_1=\beta_2=\beta_3$) et fonctionnent à la même température; La fonction de transfert en courant de cette structure est donnée par :

$$\frac{I_s}{I_e} = 1 - \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 2} \approx 1 - \frac{2}{\beta^2} \quad 1-41$$

Comme $\beta \gg 1$ en néglige le deuxième terme de l'équation 1-41 et le rapport du gain en

courant sera:
$$\frac{I_s}{I_e} = 1 \quad 1-42$$

1-2-2-3 Miroir de courant à transistors MOS:

1-2-2-3-1 Miroir de courant à base de deux transistors MOS:

Le miroir de courant élémentaire représenté dans la Fig1-7 [4], est un circuit de base se constitue de deux transistors MOS : Q₁, Q₂ identiques (ont la même géométrie), leur résistance interne très élevée dans la zone de pincement (pas d'effet Early) et leur polarisation montre que les tensions grille-source ont les mêmes valeurs pour que les courants des drains soient égaux et la tension de sortie est supérieur à la tension de seuil.

Le courant d'entrée $I_e = I_{ref}$. Le premier transistor Q₁ travaille dans la zone de pincement avec une caractéristique $V_{GS} = Cte$, cette zone commence $V_{DSmax} = V_{GS} - V_S$ et $V_{DS} = V_{GS}$. Le fonctionnement du circuit à travers ces conditions se traduise en relations mathématiques.

$$V_{e\ min} = 2V_{DSAT} + 2V_T \quad 1-42$$

$$V_{s\ min} = 2V_{DSAT} + V_T \quad 1-43$$

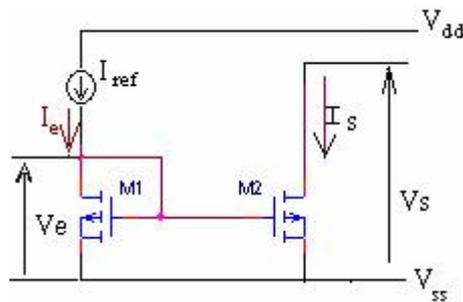


Fig 1-7: Premier modèle de miroir élémentaire en technologie MOS.

Le gain en courant a la relation suivante:

$$\frac{I_s}{I_e} = \frac{W_2 L_1}{W_1 L_2} \quad 1-44$$

$$I_{D2} = I_s = K I_{D1} = K I_e \quad 1-45$$

La fonction de transfert du circuit peut être écrite de la forme suivante :

$$K = \frac{W_2 / L_2}{W_1 / L_1} \quad 1-46$$

Pour que Le gain en courant $A_I = K \approx 1$ si les deux transistors ont la même géométrie.

L'impédance d'entrée est calculée par la relation suivante:

$$R_e = 1 / g_m \quad 1-47$$

L'impédance de sortie et calculée par la relation suivante:

$$R_s = g_m / 2g_0^2 \quad 1-48$$

a- Les avantages du circuit sont :

- 1- Circuit simple.
- 2- Grande tension à la sortie.

b- Les inconvénients du circuit sont :

- 1- Petite impédance de sortie.
- 2- Oscillation dans le signal de sortie.

1-2-2-3-2 Miroir de courant en cascade:

La structure en cascade de deux cellules de miroirs de courant représentée dans la Fig(1-8) peut imposer une rétroaction négative et peut également être employée pour augmenter l'impédance de sortie.

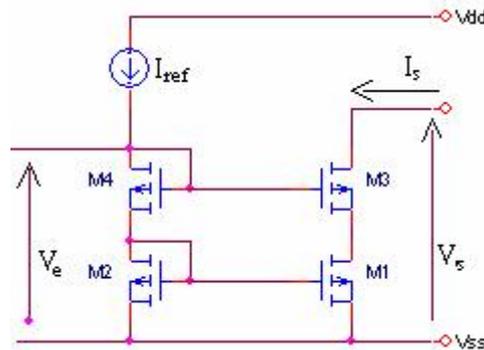


Fig 1-8: Miroir de courant en cascade à base des transistors MOS.

Le circuit a des caractéristique importante qui peuvent être utilisé dans la réalisation des circuits électronique tels que $I_{ref} = I_s$ et les résistances d'entrée et de sortie qui ont les formes suivantes:

$$R_e \approx \frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{m3}} \quad 1- 49$$

$$R_s \approx \frac{g_{m2}}{g_{o2} \cdot g_{o4}} \quad 1- 50$$

Avantage: Une impédance de sortie plus élevée

Réponse transitoire relativement bonne.

Inconvénient: petite oscillation de la tension de sortie

1-2-2-3-3 Miroir de courant à structure de Wilson:

Le circuit du miroir de courant de Wilson comporte trois transistors MOS présenté dans la figure c1-dessous Fig(1-9) permet d'augmenter l'impédance de sortie en utilisant la contre réaction négative de la tension de polarisation V_{dd} .

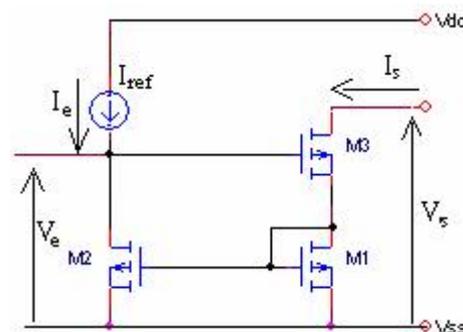


Fig 1-9: Miroir de courant de Wilson MOS.

Le circuit fonctionne avec une entrée de tension minimum calculée par la relation:

$$V_{e \min} = 2V_{Dsat} + 2V_T \quad 1- 51$$

La tension de sortie presque égale à l'entrée et ça relation est de la forme suivante:

$$V_{s \min} = 2V_{Dsat} + V_T \quad 1- 52$$

Les résistances d'entrée et de sortie sont calculées par les relations 1-53, 1-54 suivantes

$$R_e = \frac{g_{m2} + g_{o1} - g_{m1}}{(g_{m2} + g_{o2}) \cdot g_{o1}} \approx \frac{1}{g_m} \quad 1- 53$$

$$R_s = \frac{1}{g_o} + \frac{g_m}{2g_o^2} \approx \frac{g_m}{2g_o^2} \quad 1- 54$$

Avantage: Une impédance de sortie plus élevée

Inconvénient: Basse oscillation de tension de sortie

La reproduction de courant de référence I_{ref} en sortie n'est pas bonne quand le courant de référence est grand (c'est due à la dégradation des V_{DS1} et V_{DS2})

1-2-2-3-4 Miroir de courant amélioré à structure de Wilson:

Le circuit miroir de courant de Wilson amélioré comporte quatre transistors MOS présenté dans la Fig(1-10) ci-dessous et permet une meilleure reproduction de courant de référence en sortie; en utilisant un transistor (M4) pour faire un meilleur équilibre de tension entre V_{DS1} et V_{DS2} .

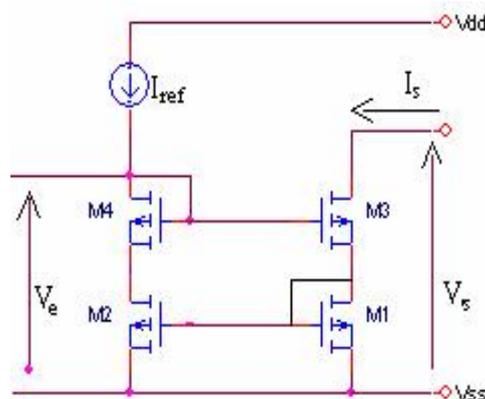


Fig 1-10: Miroir de courant amélioré de Wilson MOS.

Les relations des tensions d'entrée et de sortie sont les même comme les relations précédentes, mais les résistances d'entrée et de sortie sont calculées en utilisant les relations suivantes:

$$R_e \approx \frac{1}{2g_m} \quad 1- 55$$

$$R_s \approx \frac{g_{m1} \cdot g_{m3}}{g_{m2} \cdot g_{o1} \cdot g_{o3}} \quad 1- 56$$

Avantage: Une impédance de sortie plus élevée, une meilleure reproduction de courant de référence en sortie.

Inconvénient: faible oscillation de tension de sortie.

1-3 Les circuits convoyeurs de courant :

1-3-1 Introduction : Le concept des circuits convoyeurs de courant a été introduit par SMITH et SEDRA en 1968 [9], [12]. Ces circuits sont parmi les composants actifs les plus utilisés pour la réalisation des circuits analogiques fonctionnant en mode courant. Ces circuits possèdent trois ports d'entrées-sorties, sont notés X, Y, Z [10] [12], quelle que soit la génération, comme le montre le schéma de la Fig (1-15).

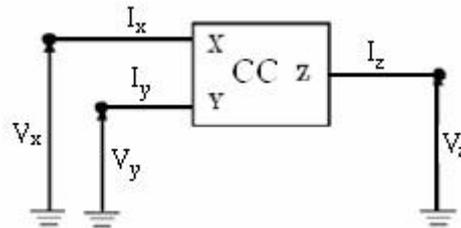


Fig 1-15 : Représentation symbolique du circuit convoyeur de courant.

Les relations entre les différents variables (tension, courant) sont résumées par une matrice hybride [11], [12] de la forme suivante:

$$\begin{bmatrix} I_y \\ V_x \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & a & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & b & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad 1-57$$

Les trois tensions sont exprimées par rapport à l'électrode de référence (masse). Ces trois ports d'entrée –sortie déterminent la génération du convoyeur de courant.

La première génération CCI est obtenu lorsque $a=1$, pour la deuxième génération CCII le paramètre $a=0$. Le signe du paramètre $b=\pm 1$ définit le signe du transfert en courant x vers z . Ces circuits sont utilisés comme cellules élémentaires à partir desquelles sont réalisés les amplificateurs de transimpédance, Aussi sont utilisés pour mettre en oeuvre des convertisseurs d'impédance, des résistances négatives, des gyrateurs flottants, des filtres à capacité commuté (SC), ...etc.

Ces circuits alors bénéficient de bonnes performances fréquentielles et ne sont pas limités par un produit gain-bande passante constant comme c'est le cas pour les circuits réalisés à partir d'amplificateurs opérationnels classiques.

1-3-2 Convoyeurs de courant de la première génération

1-3-2-1 Introduction:

La première génération de circuit convoyeur de courant a été introduite par Sedra et Smith en 1968 comme un quadripôle obéissant aux règles définies par la matrice de la relation 1-58, cette matrice détermine les différentes relations qui peuvent

exister entre les courants et les tensions des ports d'entrée-sortie, qui sont représentés par la relation suivant:

$$\begin{vmatrix} I_y \\ V_x \\ I_z \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{vmatrix} * \begin{vmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{vmatrix} \quad 1-58$$

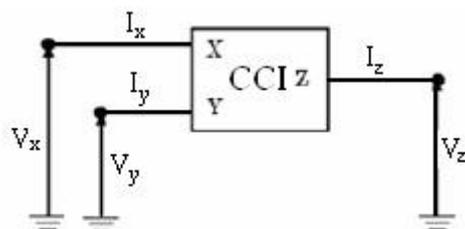


Fig 1-16: Représentation symbolique de la première génération du convoyeur de courant.

Ce circuit est appelé suiveur de courant, largement utilisé dans les systèmes travaillant en mode courant. C'est le circuit le plus dual du suiveur de tension. Si ce dernier doit posséder une impédance d'entrée infinie, le suiveur de courant idéal devra posséder une impédance d'entrée nulle [6].

Dans le cas d'un CCI+ le transfert de courant égal à l'unité et les relations deviennent d'après la matrice 1-58 comme suit.

$$I_X = I_Y = I_Z \quad 1-59$$

$$V_X(t) = V_Y(t) \quad 1-60$$

1-3-2-2 Structure de circuit CCI+ translinéaire:

Le schéma de principe de CCI+ translinéaire, réalisé à partir des mêmes cellules translinéaires élémentaires précédentes est représenté dans la Fig 1-17 [6] [7].

Ce circuit CCI+ translinéaire se constitue d'une cellule mixte à l'entrée, qui impose l'égalité des courants $I_X(t)=I_Y(t)$ ainsi que l'égalité des tensions $V_X(t)=V_Y(t)$. Les courants dans les branches de la boucle mixte I_1 et I_2 de même que I_3 et I_{4Y} sont à chaque instant identiques. La cellule du miroir de courant est polarisée par un courant I_0 . Le courant $I_X(t)$ est recopié sur la sortie z (qui est une sortie à haute impédance) par l'intermédiaire du miroir de courant PNP. La résistance qui apparaît entre les points X et Y est donc très faible (généralement de l'ordre de 1Ω).

Lorsque l'entrée Y est trouvée reliée à la masse, le circuit présente une masse virtuelle sur l'entrée X et joue le rôle d'un suiveur inverseur de courant caractérisé par une entrée à basse impédance sur le point X et une sortie à haute impédance sur le point Z. Cette caractéristique est très utile, son utilisation dans les circuits travaillant en mode courant.

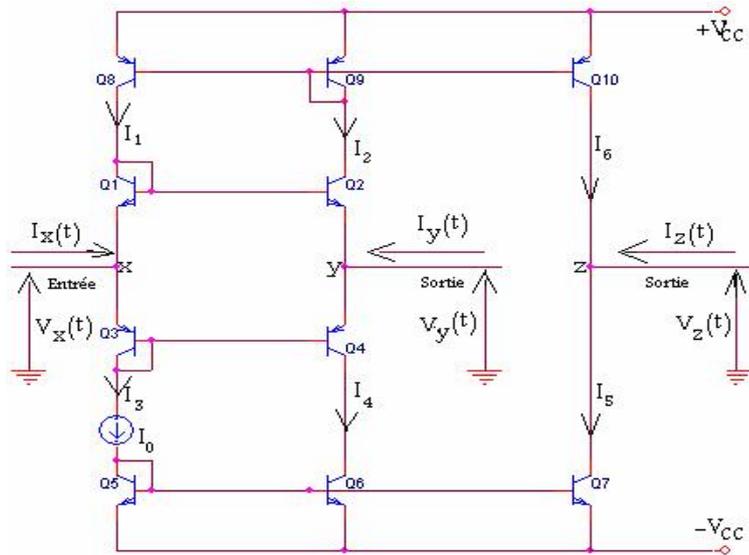


Fig 1-17: Schéma de principe d'un CCI+ translinéaire.

3-2-3 Structure du circuit convoyeur de courant CC1- :

Le circuit convoyeur de courant CC1- possède une de ces caractéristiques de courant un sens inverse par rapport aux autres courants. Ce principe est réalisé par la relation suivante:

$$I_Z(t) = -I_Y(t) = -I_X(t) \quad 1-61$$

Le principe est le même que le circuit convoyeur de courant de la première génération CCI+, sauf dans ce cas en ajoutant deux miroirs de courant supplémentaire permettant de recopier le courant $I_X(t)$ en sortie Z, si les deux miroirs sont de polarisation inversés en aura la caractéristique $I_Y(t)$, $I_X(t)$ inverse à $I_Z(t)$, cela permet d'avoir un CC1- avec une seule sortie Fig 1-18 ou suivant le besoin à deux sorties Z (Z-,Z+).

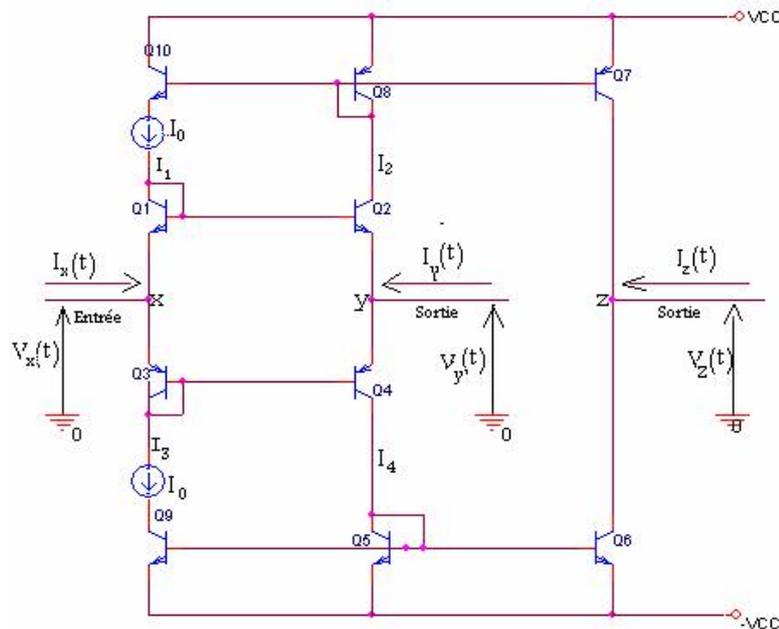


Fig (1-18): Schéma de principe de CC1- translinéaire.

1-3-2-4 Convoyeur de courant CCI à base des transistors MOS:

Le schéma de la Fig 1-19 présente une application simple des transistors MOS dans le domaine des circuits convoyeurs de courants de la première génération. Le convoyeur de courant est prévu comme module de conception général comme l'amplificateur opérationnel.

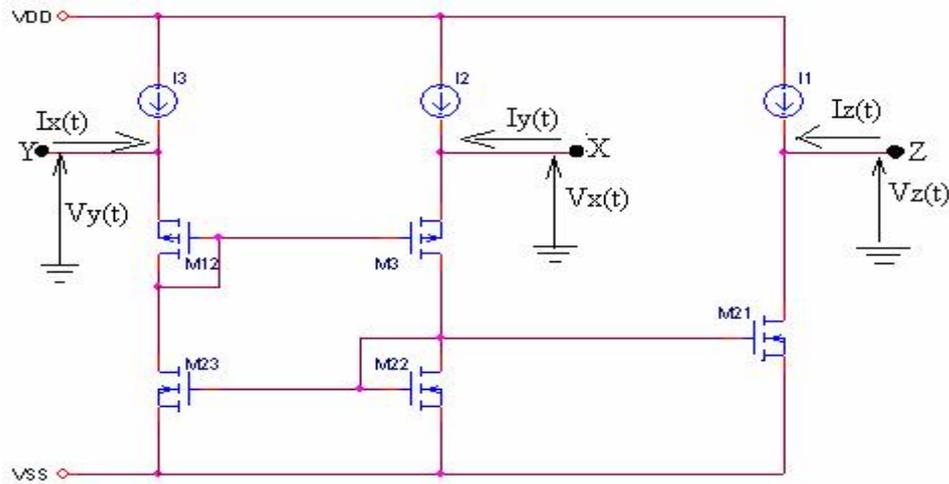


Fig 1-19: Schéma électrique d'un CCI+ à base des transistors MOS.

Dans ce circuit les transistors NMOS (M_1 et M_2) d'un miroir de courant force les courants de drain des transistors (M_3 et M_4) du genre PMOS pour être égaux et par conséquent les tensions NMOS qui sont sur les bornes X et Y sont forcés d'être identiques.

Les deux miroirs de courants du convoyeur de courant de la première génération CCI+ forme une rétroaction qui forment une boucle de sortie et forçant les courants et les tensions dans les bornes X et Y de se suivre tout à fait exactement, même sans cascades. Si les bornes Y est liée à la masse, l'impédance sur la sortie X en basse fréquence est exprimée comme:

$$R_x = \frac{1}{g_{m4}} - \frac{g_{m1}}{g_{m2}g_{m3}} + \frac{g_{ds1} + g_{ds3}}{g_{m3}g_{m4}} + \frac{g_{ds2} + g_{ds4}}{g_{m2}g_{m4}} \quad 1- 62$$

Si $g_{m1}=g_{m2}=g_{m3}=g_{m4}$ l'impédance d'entrée sera de la forme suivante:

$$R_x = \frac{g_{ds1} + g_{ds3} + g_{ds2} + g_{ds4}}{g_{m3}g_{m4}} \quad 1- 63$$

L'impédance peut devenir négative avec certains conditions; cependant les transistors M_1 , M_2 , M_3 et M_4 forment une boucle qui permet à l'impédance dans la borne de X demeure positif même dans le cas ou les transistors sont considérablement ont les mêmes paramètres. L'impédance de sortie Z dérive d'une charge d'impédance élevée; cet effet qui peut être évité en utilisant un miroir de courant en cascade NMOS à la

place, qui augmente en plus l'impédance de sortie de la borne Z et diminue les impédances des entrées des bornes X et Y en même temps.

En hautes fréquences le circuit d'entrée X et de sortie Z ressemble de plus en plus à une cascade d'atténuateur de courant de transistor M₄ et de miroir de courant de transistors M₂ et M₅, et par conséquent la déformation dans les hautes fréquences de la sortie est doublée par rapport à la déformation d'un miroir de courant simple.

1-3-3 Convoyeurs de courant de la deuxième génération:

1-3-3-1 Introduction :

Le convoyeur de courant de seconde génération a été introduit par Smith et Sedra en 1970 [6],[8] représenté dans la Fig 1-19. Rapidement apparu comme élément de base de première importance. Le circuit peut être utilisé à la réalisation des fonctions électroniques fonctionnant en mode tension. Aussi bien que en mode courant. Le circuit convoyeur de courant de seconde génération se différencie du première génération par une caractéristique qui est préférable son existence à l'entrée du port Y qui est la haute impédance comme l'entrée d'un amplificateur opérationnel. Pour cette raison, la seconde génération a été développée. Cette haute impédance existe sur l'une des entrées et l'autre entrée sera de faible impédance, au contraire des circuits de la première génération ont les deux entrées en faible impédance.

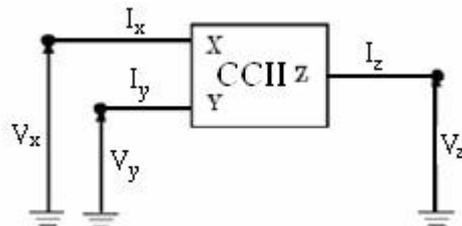


Fig.1-20: Représentation symbolique de la seconde génération des convoyeurs de courant.

L'entrée Y est une entrée en tension ($I_Y=0$).

- La propriété du noeud X est de recopier sur son noeud la tension appliquée en Y, [6] ($V_Y(t) = V_X(t)$). Cette propriété entre les noeuds X et Y correspond à la fonctionnalité d'un suiveur de tension idéal (impédance d'entrée infinie en Y, impédance de sortie nulle en X).

- Le noeud X est aussi une entrée/sortie pour un courant I_x .

Dans tous les cas le courant I_x soit une entrée en courant ou un courant de sortie issu de la connexion d'une charge en X, le noeud Z produit un courant égal à I_x . Ce noeud Z correspond à la sortie d'un générateur de courant avec une valeur $I_z = \alpha I_x$:

- Pour $\alpha = +1$, le CCII est un convoyeur de type positif et noté CCII+.

- Pour $\alpha = -1$, le CCII est un convoyeur de type négatif et noté CCII-.

CCII est caractérisé d'une valeur basse pour sa résistance parasite sur le port X dans le cas des basses fréquences.

Il a cependant éliminé tous les inconvénients qui résultent de l'utilisation d'un amplificateur opérationnel [8]: bande passante de -3dB, puissance d'énergie importante et également grand surface de silicium.

1-3-3-2 Définition du convoyeur de courant CCII idéal :

Convoyeur de courant de seconde génération idéale est décrit par la matrice qui résume le comportement électrique des noeuds X, Y et Z existe entre les variables d'entrées sorties (tensions et courants) qui est de forme suivante:

$$\begin{bmatrix} I_y \\ V_x \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad 1-64$$

D'après cette expression de la matrice le transfert de courant I_z/I_x est égal à +1 pour un convoyeur de courant positif (CCII+) et égale à -1 pour le convoyeur de courant négatif de transfert (CCII-).

Les impédances des entrées pour le CCII idéal sont respectivement infinie sur le port Y et nulle sur le port X. Le port Z, celui-ci est équivalent à un générateur de courant, possède en conséquence une impédance infinie en sortie.

1-3-3-3 Schéma de principe du CCII+ translinéaire:

La Fig (1-20) [8] représente le schéma électrique du circuit convoyeur de courant de seconde génération CCII+ à base des boucles translinéaires. La boucle mixte a deux courants I_1 et I_3 , sont imposés par les générateurs de courant continu I_o pour permettre de mettre en œuvre le circuit suiveur de tension, qui est caractérisé par une impédance d'entrée qui est théoriquement infinie, cela fait éliminer l'existence de courant sur la sortie Y et permet d'écrire :

$$I_y(t)=0 \quad 1-65$$

Un gain en tension égale à l'unité si en considère que tous les gains en courants des différents transistors supérieurs à l'unité, cela permet d'écrire :

$$V_x(t)= V_y(t) \quad 1-66$$

La résistance de sortie a une valeur qui dépend de courant de polarisation :

$$R_s \approx \frac{V_t}{2I_o} \quad 1-67$$

Les deux miroirs de courant sont ajoutés pour reproduire sur la sortie Z le courant $I_x(t)$, cela équivaut à un générateur de courant avec une fonction de sortie :

$$I_z(t) = I_x(t) .$$

1-68

Ces caractéristiques sont supposées dans le cas idéal.

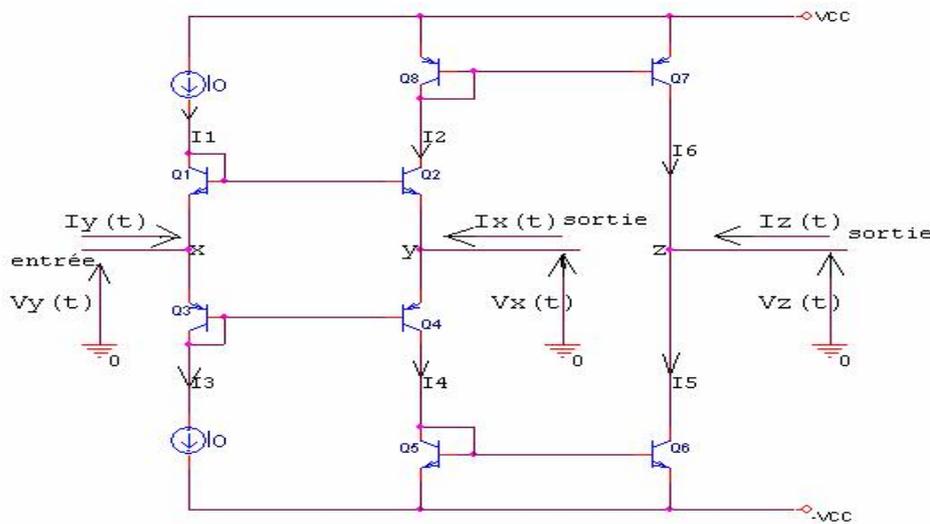


Fig 1-21: Schéma de principe du CCII+ : suiveur de tension à des transistors bipolaires.

Les relations de la matrice précédente dans le cas réelle le gain en tension sera déterminé pratiquement et théoriquement selon les caractéristiques des transistors utilisés dans les applications du circuit CCII+. Le courant qui circule sur la voie X est recopié sur la voie Z à l'aide des miroirs de sortie NPN (Q5-Q6) et PNP (Q8-Q9). Le choix du type de miroir de courant dépend de l'utilisation du circuit.

1-3-3-4 Convoyeur de courant de la deuxième génération CCII à base des transistors MOS :

Les convoyeurs de courant de la deuxième génération CCII+ de classe A construit à base des transistors MOS présenté dans la Fig1-22 est proche du circuit convoyeur de courant simple classe A de la première génération de la fig 1-19.

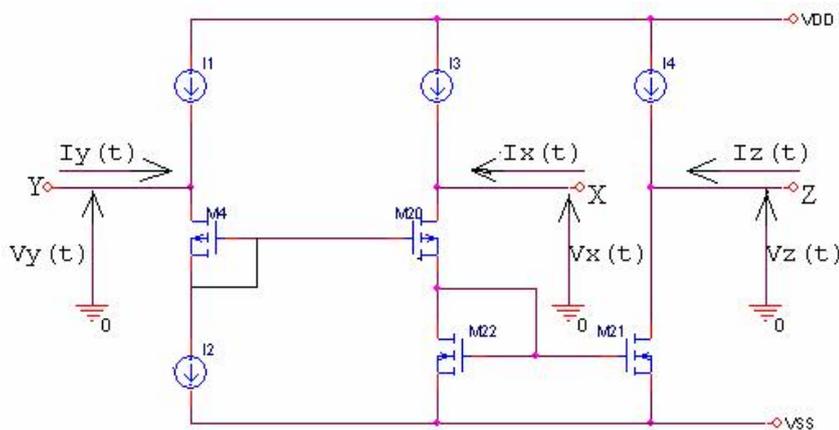


Fig 1-22: Circuit CCII+ à base des transistors MOS.

Seulement un transistor qui a été utilisé comme miroir de courant de borne X pour refléter le courant la borne de Y. par suite du manque de rétroaction locale, le niveau d'impédance sur la borne X de ce circuit CCII+ est beaucoup plus élevé que celle du CCI+.

Le niveau d'impédance d'entrée sur la borne de Y, en conséquence est limité par les conductances de sortie des sources de courant I_{BY1} et I_{BY2} .

Même principe de la sortie Z le transistor M_2 reflète le courant de borne X.

1-3-3-5 Schéma de principe du CCII- translinéaire:

Le circuit convoyeur de courant CCII- peut être obtenu du CCII+ en utilisant deux miroirs de courants sur la sortie Z, de façon à avoir les sorties émetteurs des transistors inversées sur les deux miroirs de courant Fig 1-23.

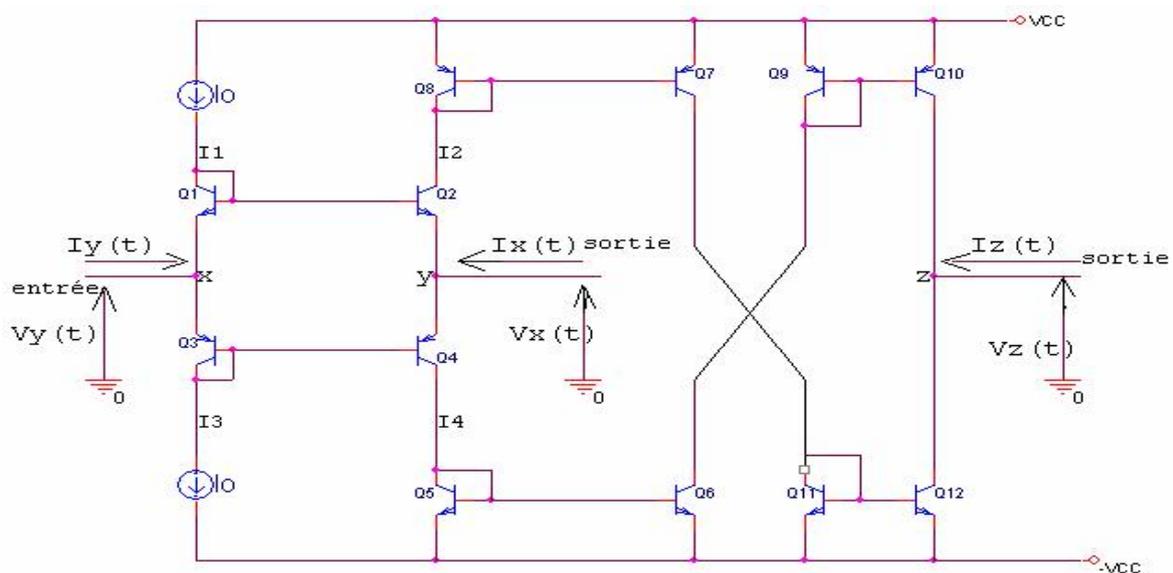


Fig 1-23: Schéma du convoyeur de courant CCII- à base des transistors bipolaires.

Le principe de fonctionnement est le même que le circuit précédent dans la boucle d'entrée mixte, avec les relations (1-44) et (1-45) restant par ailleurs identiques ; la partie des miroirs copieurs de courant sont inversés de tel façon que le miroir NPN recopie son signal dans le miroir de sortie PNP et l'autre miroir PNP recopie sa donnée dans le miroir de sortie NPN, cela mène la sortie du port Z a donnée un signal inversé à celui qui existe dans le port X.

Le sens de courant sur la voie Z est inversé c'est-à-dire:

$$I_z(t) = -I_x(t) \quad 1-69$$

Ainsi le principe d'inversement des copieur peut permettre d'obtenir le circuit CCII- à partir de CCII+, cela permet aux circuits CCII- d'avoir deux sorties au même temps l'une sortie Z^+ et l'autre sortie inverse Z^- .

1-3-4 Convoyeurs de courant de la troisième génération:

1-3-4-1 Introduction : En 1993 A.Fabre et Wadsworth ont mis en œuvre dans les applications des fonctions électroniques la troisième génération des convoyeurs de courant [13], ces circuits aussi possèdent 3 ports d'accès X, Y et Z, représenté dans la Fig 1-27. Le circuit se compose d'un circuit CCII et d'un miroir de courant inverse. La sortie du miroir de courant inverse est rétroagi pour mettre en communication le port Y. Cela mène à dire que le fonctionnement du CCIII est semblable au parent CCII. Ce convoyeur est utile pour sortir le courant traversant une branche flottante d'un circuit. Il peut également être employé avec l'avantage comme cellule d'entrée des sondes et des appareils de mesure de courants. Le CCIII peut également être mis en application en utilisant deux CCII. La fonction résultante du transfert entre les ports X et Y, donne la possibilité que le CCIII se conduit comme convertisseur positif d'impédance.

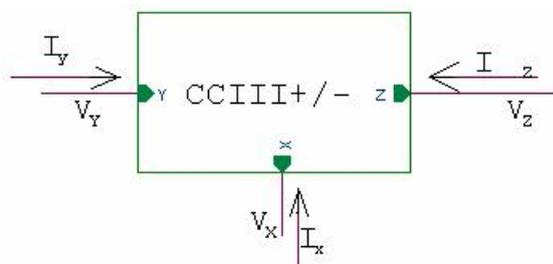


Fig 1-30: Représentation symbolique de la troisième génération du circuit CCIII.

Semblable au CCI excepté que le courant dans le port X par rapport à Y ont des directions opposées. Ces circuits sont décrits par la matrice qui résume le comportement électrique des noeuds X, Y et Z existe entre les variables d'entrées sorties (tensions et courants) qui est de forme suivante:

$$\begin{bmatrix} I_y \\ V_x \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad 1-70$$

D'après cette expression de matrice de transfert de courant I_z/I_x est égal à +1 pour un convoyeur courant a transfert positif (CCIII+) et égale à -1 pour le convoyeur de courant de transfert négatif (CCIII-).

1-3-4-2 Convoyeur de courant de la troisième génération à base des

transistors CMOS: Le convoyeur courant de la troisième génération CCIII a été proposé en 1995 par un schéma représenté dans la Fig 1-31 [32] de la page suivante. Son principe de fonctionnement est formulé dans la matrice de la relation (1-70). Les opérations du convoyeur de courant CCIII de la troisième génération sont

semblables à celles du convoyeur courant de la première génération CCI, excepté que les courants traversant les ports X et Y ont des directions opposées.

Le convoyeur de courant CCIII est construit par des push pull de quatre convoyeurs de courant simples de la première génération. Les impédances des sortie X et de Y sont faible, cependant les niveaux des impédances sont sensible aux décroissements de la tension de seuil. Les courants aussi paraient très sensible à la variation des tensions de processus d'alimentation.

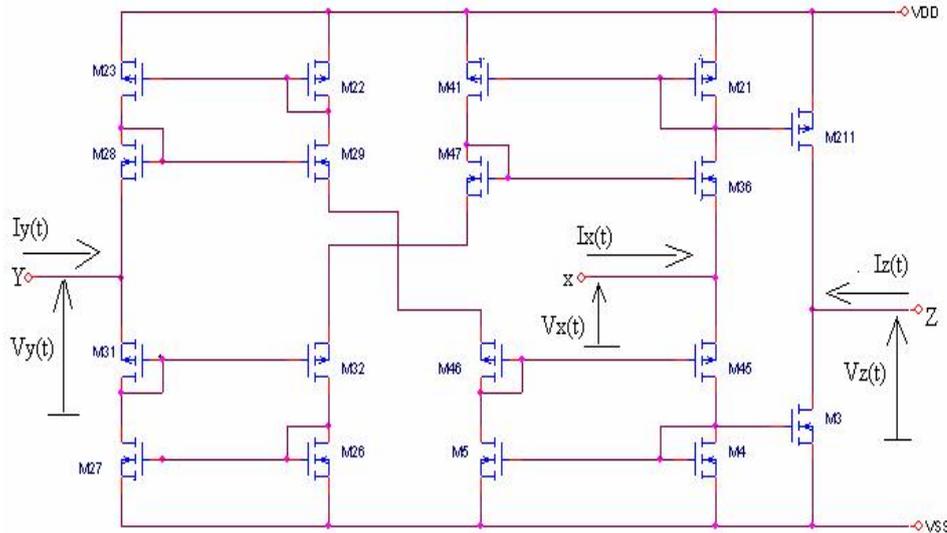


Fig 1-31: Le convoyeur de courant CCIII+ à base des transistors CMOS.

Cependant le circuit est relativement complexe caractériser par une bande passante qui ne peut pas être très large et une grande impédance d'entrée. Ces inconvénients limitent les applications du circuit.

1-4 Propriétés des circuits convoyeurs de courant :

Les circuits convoyeurs de courant possèdent plusieurs propriétés avec lesquelles on détermine l'importance d'un circuit par rapport à un autre et aussi permettent de construire son circuit équivalent. Ce circuit doit tenir compte des divers éléments qui induisent à des limitations en fréquence (gain, impédance parasite, pôles de la fonction de transfert,...etc.) [17].

Les méthodes permettant la détermination des valeurs des paramètres qui caractérisent ces éléments sont indiqués ci-dessous et l'effet de chaque élément apparaît sur les réponses en fréquence des circuits employant les convoyeurs de courant.

1-4-1 Mesure de l'impédance d'entrée R_e sur la voie Y :

L'impédance d'entrée R_e est déterminée en basse fréquence en utilisant le rapport entre la tension d'entrée sur le port Y du convoyeur de courant et le courant traversant le même port Y du schéma de circuit de la figure 1-34. Pour le calcul de la valeur de la capacité C_e on utilise la relation de la fréquence de coupure f_c à -3 dB,

$$f_c = 1/2\pi R_e C_e$$

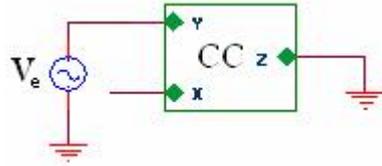


Fig 1-34 : Le schéma du circuit utilisé pour mesurer l'impédance d'entrée sur la voie

Y avec: $V_{cc} = \pm 5V$, $I_0 = 600\mu A$, $V_e = 1V$

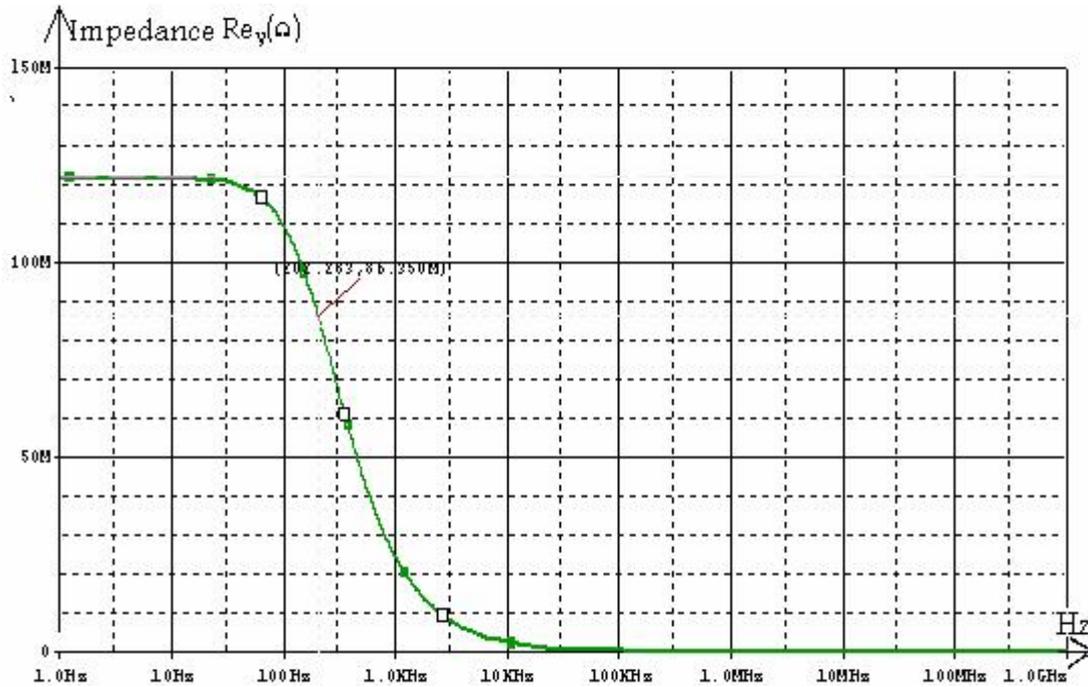


Fig 1-35 : Les variations de l'impédance d'entrée du port Y en fonction de la fréquence

du circuit de la Fig1-34: $R_e = 122.139M\Omega$ $f_c = 202.283Hz$ $C_e = 1/2\pi R_e \cdot f_c = 6.44pF$

1-4-2 Variation du gain en tension en fonction de la fréquence :

Le circuit de la Fig 1-34 a une autre caractéristique à déterminer qui est le gain en tension $V_x(t)/V_y(t)$ représente un phénomène très important de surtension à une fréquence très élevée de l'ordre du Miga Hertz. Il est donc nécessaire de faire appel à un circuit de second ordre pour simuler cette réponse en fréquence.

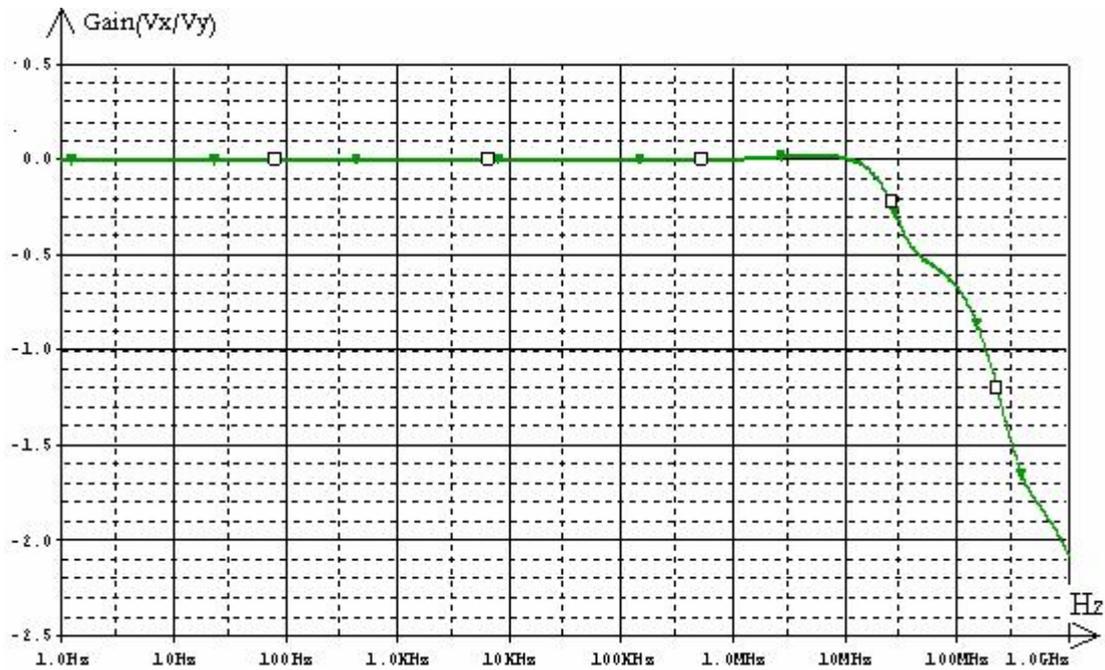


Fig 1-36 : Variation du gain en tension V_x/V_y en fonction de la fréquence.

1-4-3 Les variation du gain en courant en fonction de la fréquence :

La caractéristique du gain en courant $\alpha=I_x/I_y$ est déterminée en basse fréquence en utilisant le circuit de la Fig 1-34. Ces variations du gain sont montrées par la courbe de figure 1-37.

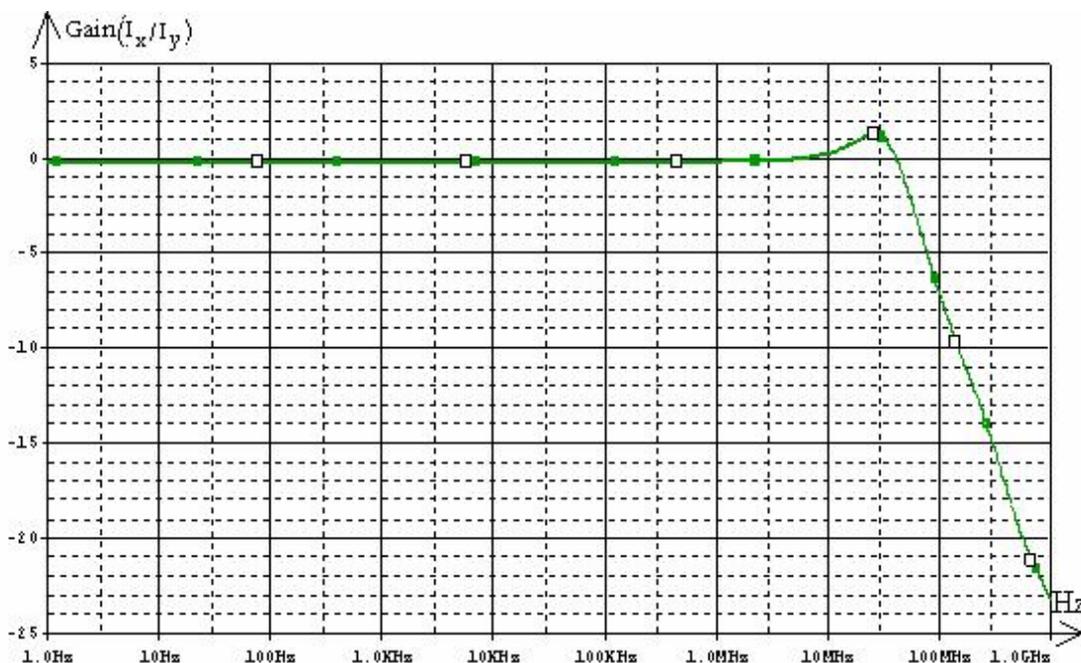


Fig1-37: La courbe de variation du gain en courant $\alpha=I_x/I_y$ en fonction de la fréquence

1-4-4 Variation de la phase en fonction de la fréquence:

En utilisant le même circuit de la Fig 1-34 pour la représentation de la courbe de déphasage entre les courants I_x et I_y en fonction de la fréquence. Ces variations de la fonction de phase sont montrées dans la Fig 1-38 c1-dessous.

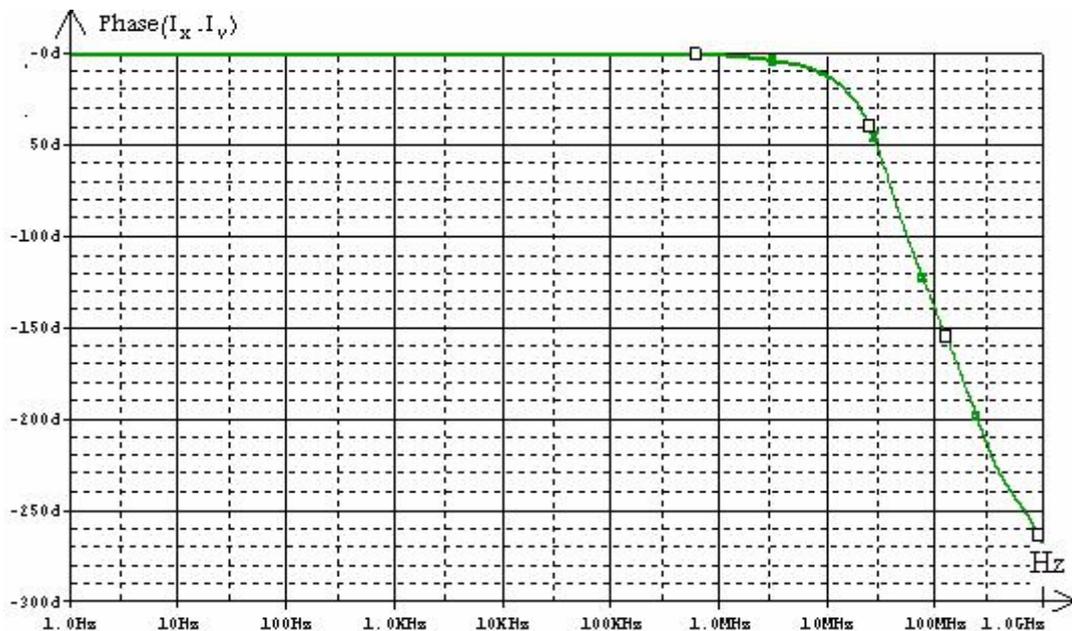


Fig 1-38: Les variations de la phase en fonction de la fréquence entre I_x et I_y .

1-4-5 Mesure de l'impédance d'entrée sur la voie X :

Le circuit de la figure 1-39 représenté ci-dessous est utilisé pour la mesure de la caractéristique de l'impédance d'entrée sur la voie X du convoyeur de courant.

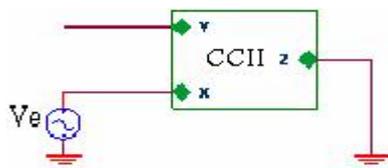


Fig 1-39: Circuit utilisé pour la mesure de l'impédance d'entrée sur la voie X :
 $V_{cc} = \pm 5V$, $I = 600\mu A$, $V_e = 1V$, R_e est déterminée en basse fréquence.

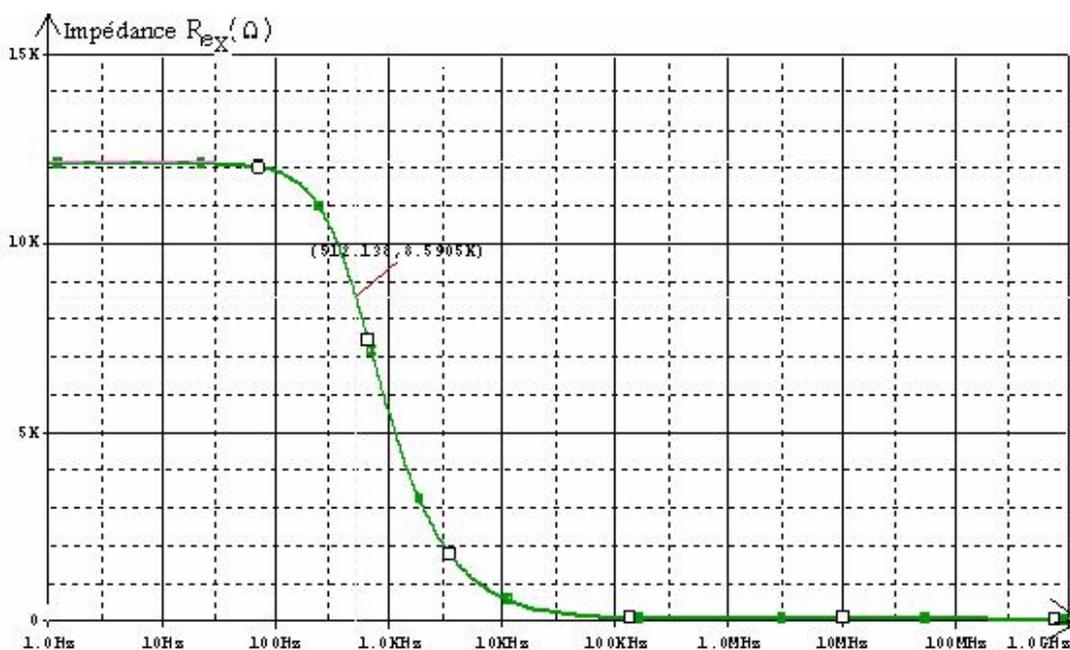


Fig 1-40 : Réponses en fréquence d'impédance d'entrée à la voie X de la Fig (1-39)

$$R_e = 12.149k\Omega \quad f_c = 512.138hz$$

1-4-6 Mesure de l'impédance sur la voie Z:

Le circuit de la Fig 1-41 est utilisé pour déterminer deux caractéristiques du convoyeur de courant telles que: la résistance d'entrée R_e en basse fréquence et la capacité de l'impédance d'entrée C_e qui est déterminée à partir de la fréquence de coupure de la courbe de variation de la résistance d'entrée R_e avec $f_c = 1/2\pi R_e C_e$.

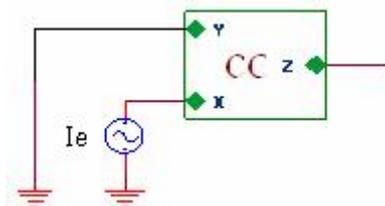


Fig 1-41: Circuit utilisé pour la mesure de l'impédance sur la voie Z:

$$V_{cc} = \pm 5V, I = 600\mu A, I_e = 1A.$$

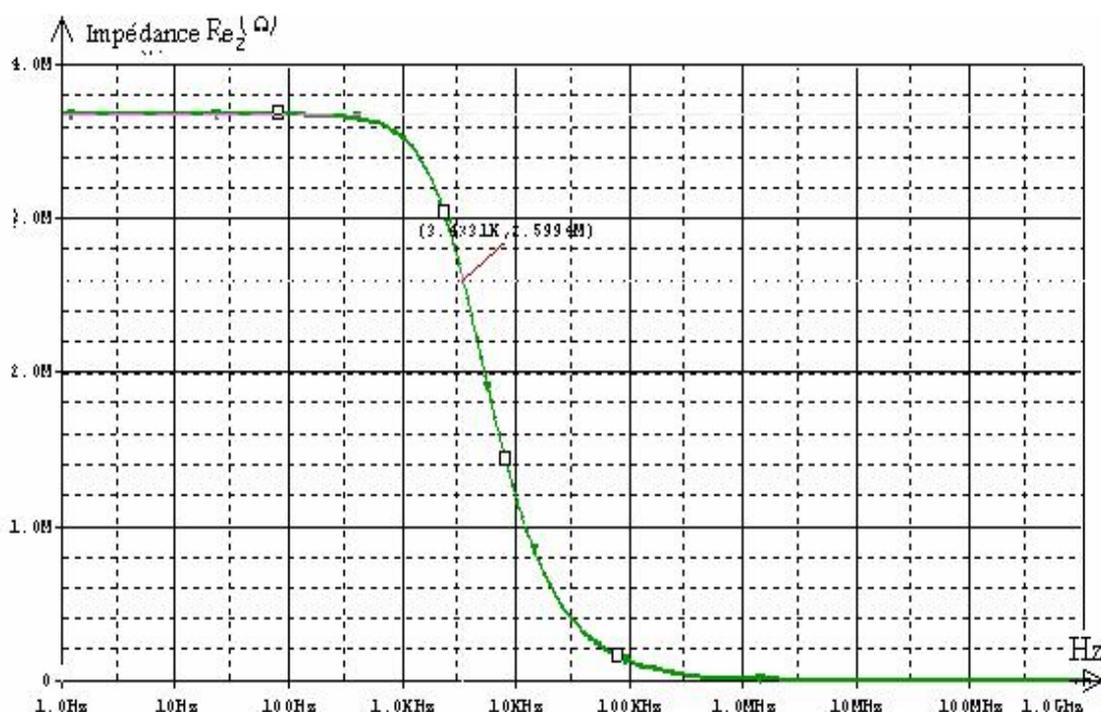


Fig 1-42 : Réponses en fréquence de l'impédance sur la voie Z du circuit de la

Fig (1-41) : $R_e = 3.676M\Omega$ $f_c = 3.433Khz$ $C_e = 1/2\pi R_e f_c$ $F_e = 12.611pF$

Sur la voie Z, l'impédance parasite de sortie à vide $Z_e = R_e // C_e$ sera directement déterminée à partir des caractéristiques de la tension V_z à vide lorsque le CCII+ est attaqué en courant sur l'entrée X, l'entrée Y étant reliée à la masse. Le gain en courant sera déterminé avec la même méthode lorsque le circuit est commandé en courant en X, l'entrée Y étant reliée à la masse.

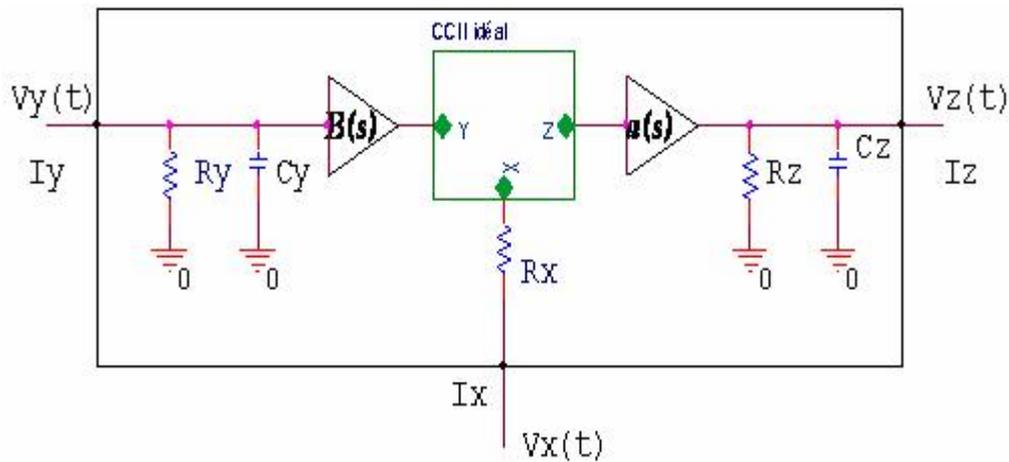


Fig 1-43 : Schéma équivalent de circuit convoyeur de courant CCII réel.

La matrice du circuit équivalent d'un convoyeur de courant est donnée par la relation suivante :

$$\begin{vmatrix} I_y \\ V_x \\ I_z \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1/(R_y // C_y) & 0 & 0 \\ \beta(s) & R_x & 0 \\ 0 & \pm \alpha(s) & 1/(R_z // C_z) \end{vmatrix} * \begin{vmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{vmatrix} \quad 1-71$$

Cette matrice présente plusieurs paramètres qui entrent dans les calculs des différents caractéristiques d'entrées et sorties des convoyeurs de courant.

1-4-7 Analyse transitoire du circuit convoyeur de courant:

Le circuit de la figure 1-44 est utilisé pour analyser la réponse d'un signal carré de fréquence 100Mhz afin de déterminer les différentes caractéristiques du circuit convoyeur de courant tels que le temps d'établissement, le temps de réponse, le slew rate. Le résultat de la réponse transitoire est donné par la Fig (1-45).

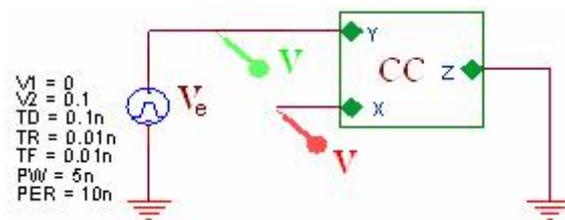


Fig 1-44: Schéma du circuit utilisé pour l'analyse transitoire du convoyeur de courant.

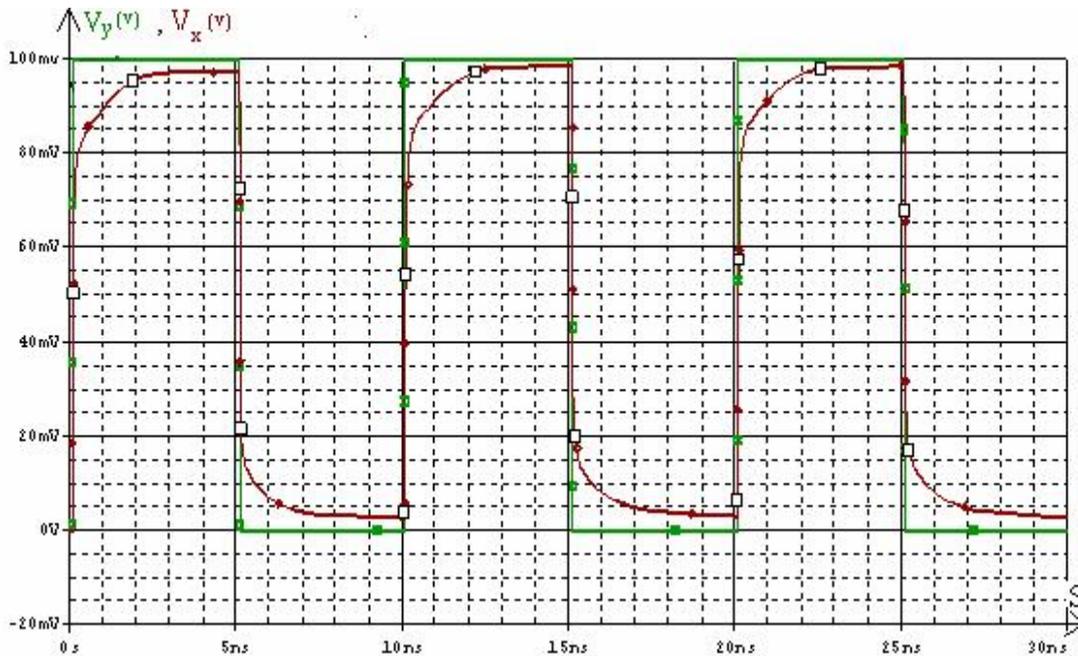


Fig1-45: Réponse transitoire à un signal carré d'un CCII+ avec la sortie x à circuit ouvert: $V_{\max}=97\text{mV}$: 90% de $V_{\max}=87.3\text{mV}$ à $t_1=803.571\text{pS}$ et 10% de $V_{\max}=9.7\text{mV}$ à $t_2=102.744\text{pS}$. donc $\Delta E/\Delta T = (87.3-9.7)/(803.571-102.744) = 97.884\text{v}/\mu\text{S}$

1-4-8 Tableau des paramètres simulés d'un convoyeur de courant:

Le tableau ci-dessous résume quelques paramètres d'un circuit convoyeur de courant de la deuxième génération et à partir de ces paramètres on peut déterminer le circuit qui convient dans certaines fonctions électroniques.

| Paramètre | Valeur |
|---|----------------------|
| Résistance d'entrée (voie Y) R_y | 122.139M Ω |
| Capacité parasite d'entre (voie Y) C_y | 6.44pF |
| Résistance d'entrée (voie x) R_x | 12.149k Ω |
| Résistance d'entrée (voie Z) R_z | 3.676M Ω |
| Capacité parasite d'entre (voie Z) C_z | 12.611pF |
| Gain en tension (voie X) | 1 |
| Bande passante à -3 dB (voie X) Ghz | 3.05 |
| Gain en courant | 0.985 |
| Bande passante à -3dB pour (I_z/I_x) Mhz | 62.316 |
| Puissance dissipée | 15.5mW |
| Temps d'établissement (a voie x) pour $V_y = 0.1\text{v}$ | 2.507ns |
| Temps de montée (a voie x) pour $V_y = 0.1\text{v}$ | 0.803ns |
| Slew rate (voie x) pour $V_y = 0.1\text{v}$ | 97.884 μs |

Tableau 1-1 : Caractéristiques simulées, à 27°C, du convoyeur de courant CCII+.

1-5 Avantages des circuits convoyeurs de courant:

Les circuits convoyeurs de courant possèdent des avantages qui peuvent être déterminé d'après leurs utilisations dans le domaine des circuits analogiques:

- Les circuits convoyeurs de courant possèdent un gain égal à l'unité et fonctionnant en boucle ouverte. Notons cependant que des gains en courant supérieur à l'unité sont facilement réalisables par mise en parallèle de plusieurs sorties identiques. Leur réponse en fréquence est très précise sur une plage de fréquence très étendue.
- Les circuits convoyeurs de courant de première et de seconde génération sont caractérisés d'une architecture simple comme celles présentées dans les Figures précédentes aussi qu'ils n'ont pas besoin de circuit de compensation pour assurer la stabilité et ne nécessiteront qu'une petite surface de silicium.

1-6 Conclusion:

Dans ce premier chapitre en à commencer par une présentation des boucles des circuits translinéaires puis en à montré que leurs propriétés parais très efficace dans la conception des circuits actifs ainsi les cellules miroirs de courants MOS.

Ces circuits sont exploités dans la réalisation des circuits convoyeurs de courant, qui possèdent des propriétés permettent de les considérer comme des cellules de base dans la conception des circuits de filtrage présentés dans les chapitres suivants.

Chapitre 2

Filtres Actifs À Simple Convoyeur De Courant

2-1 Introduction :

Depuis son introduction le convoyeur courant devient très attirant dans l'emploi des filtres actifs puisqu'ils présentent des avantages importants dans le fonctionnement de ces circuits en mode courant que ces applications en mode de tension [2].

Dans ce chapitre on présente des filtres actifs fonctionnant en mode courant de premier ordre puis de second ordre, en employant un seul convoyeur de courant un CCI n°2 ou un CCII n°4 de l'annexe N°2, puisqu'ils présentent de bonnes caractéristiques par rapport aux autres et un nombre minimum de composants passifs. Les fonctions de filtrage réalisées dans ce chapitre sont les suivantes : passe bas, passe-haut, passe bandes et coupe bande.

De diverses méthodes sont employées dans la réalisation des filtres, parmi celles-ci:

La méthode qui simule les inductances idéales au moyen de gyrateur [3], ou celle des inductances de lossy [4], ou celle des circuits du shunt LC [5], [6] et emploient le minimum de convoyeur courant.

Les premiers filtres sont d'ordre un, des simples applications et fonctionnent en mode courant, leur conception ne nécessite qu'un seul convoyeur de courant de la première génération CCI+ et quelques composants passifs.

Les deux derniers filtres sont des circuits généraux qui peuvent être utilisés dans plusieurs applications selon le choix des impédances et fonctionnent aussi en mode courant. Ces filtres actifs leur fonctionnement est basé sur la simulation non idéale d'inductance et emploient aussi un seul convoyeur de courant de la deuxième génération l'un de sortie de transfert de courant positif et l'autre négatif.

2-2 Filtre actifs première ordre avec un seul convoyeur de courant:

2-2-1 Filtre passe bas du premier ordre avec un CCI+:

2-2-1-1 Présentation de circuit de filtrage:

Le circuit de filtrage présenté dans cette partie est le plus simple proposé par Alain Fabre et Mustapha Alami [6], comporte un seul convoyeur de courant de la première génération CCI+ avec deux composants passifs (une résistance et un condensateur) qui

peuvent être variables de façon à rendre le filtre fonctionne selon les besoins de l'utilisateur en tenant compte des caractéristiques attendu du circuit.

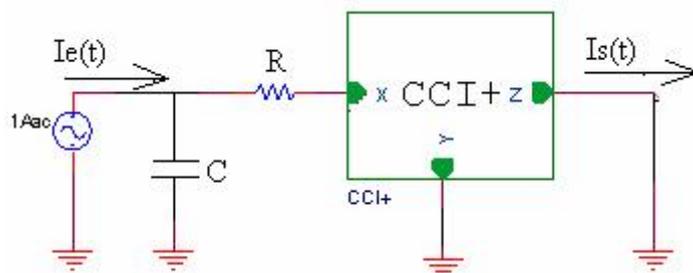


Fig II-1: Schéma électrique d'un filtre passe bas de premier ordre avec un CCI+.

Le filtre passe bas présenté dans la Fig 2-1 fonctionne en mode courant est caractérisé par une fonction de transfert en courant $H(s)$ déterminé par les relations ci-dessous:

$$I_x = I_z = I_s \quad 2-1$$

$$I_e = I_x + I_c \quad 2-2$$

$$Z_c * I_c = R * I_x \quad 2-3$$

De la relation 3 en a: $I_c = \frac{R}{Z_c} I_s \quad 2-4$

En remplace 2-4 dans 2-2 en obtient la fonction de transfert de la forme donnée dans la relation 2-5 ci-dessous :

$$H(s) = \frac{I_s}{I_e}(s) = \frac{1}{1 + RCs} \quad 2-5$$

La fonction de transfert du circuit est une fonction de premier ordre, avec une réponse en fréquence d'une forme d'un filtre passe bas, avec un gain égale 1 dans le cas des fréquences basse inférieur à 1MHz et d'une fréquence de coupure déterminé à partir de la fonction de transfert à -3dB est donnée par :

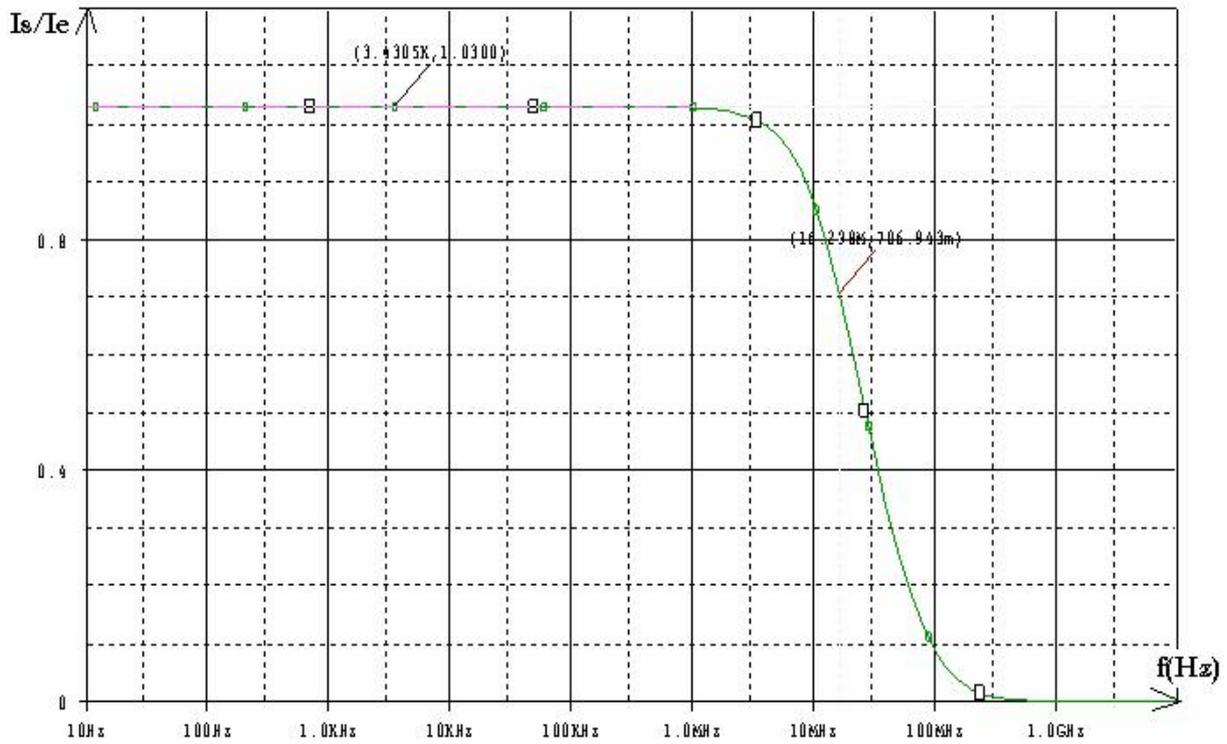
$$f_o = \frac{1}{2\pi RC} \quad 2-6$$

En utilisant les valeurs des composants passifs du circuit simulé ($R=100\Omega$, $C=100\text{pF}$) pour le calcul théorique de la fréquence de coupure f_o égale à : $f_o=15.9235\text{MHz}$

2-2-1-2 Résultat de simulation et discussion :

Le circuit simulé à une réponse fréquentielle d'un filtre passe bas représenté dans le graphe ci-dessous Fig 2-2, comportant les caractéristiques suivantes :

- Un gain égale à 1.030 au fréquence basse $f < 1\text{MHz}$ presque même valeur que celui du calcul théorique.
- Une fréquence de coupure prise a -3dB égale à 16.298MHz proche de celle du calcul théorique avec une différence de 375kHz.



FigII-2 La Réponse de la sortie du circuit d'un filtre passe bas de premier ordre simulé.

De même la phase à des valeur négative ce la montre que le filtre présente un déphasage de retard a chaque instant du parcours du signal électrique comme tout filtre passe bas qui se base sur un condensateur de filtrage.

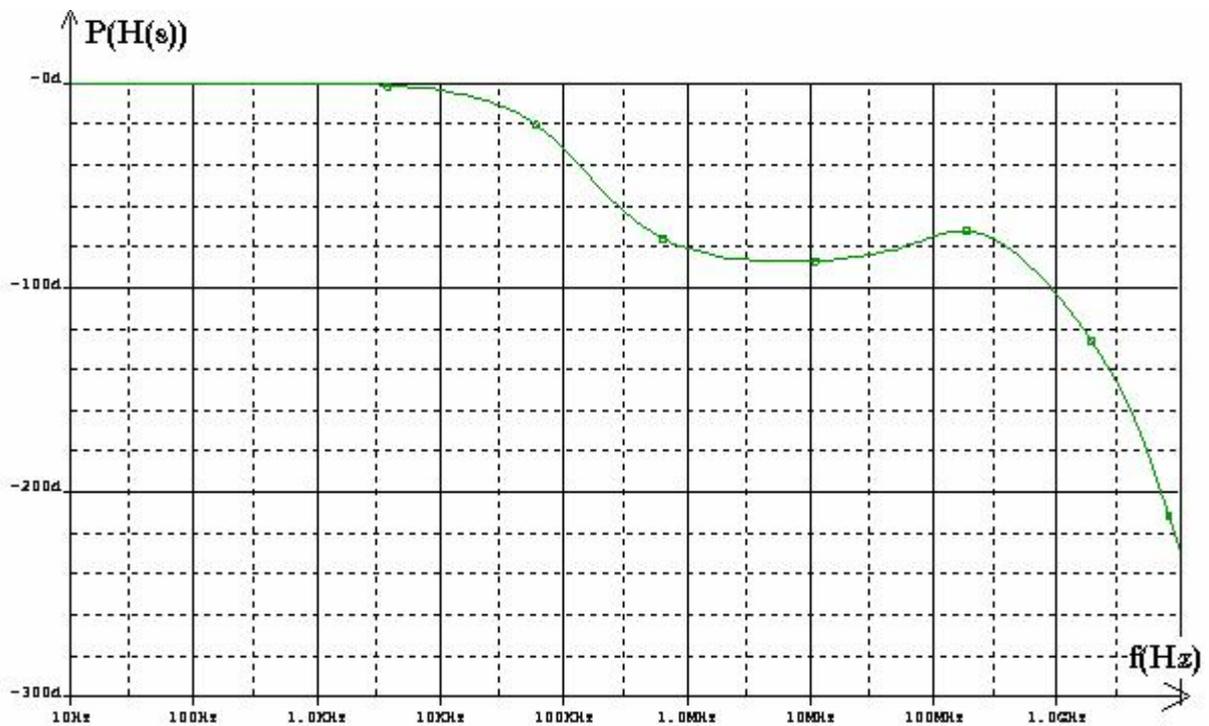


Fig 2-3: Représentation de l'évolution de phase en fonction de la fréquence de la sortie du filtre passe bas.

2-2-2 Filtre passe haut :

2-2-2-1 Présentation de circuit de filtrage:

Le changement de position entre la résistance et le condensateur dans le circuit précédant donnera une caractéristique de filtrage différente par rapport au circuit précédent. Cette caractéristique peut être démontrée théoriquement que ce changement présente un circuit de filtrage passe haut [6], qui est représenté dans la figure suivante :

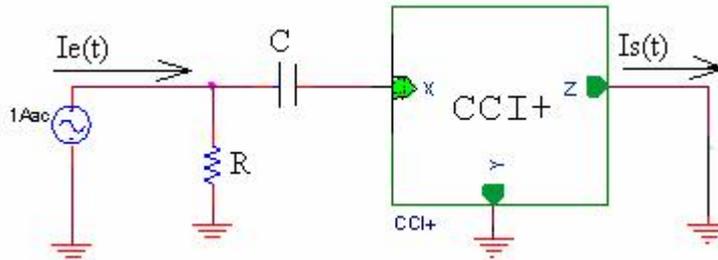


Fig 2-4 : Schéma d'un filtre passe haut de premier ordre avec un CCI+.

La fonction de transfert de circuit de la Fig 2-4 peut être déterminé en utilisant la matrice qui gère les différentes entrées sorties du circuit CCI+ comme suit :

$$I_z = I_x = I_s \quad 2-6$$

$$I_e = I_x + I_R \quad 2-7$$

$$R * I_R = Z_C * I_x \quad 2-8$$

$$I_R = \frac{Z_C}{R} I_s \quad 2-9$$

En remplace 2-9 dans 2-7 en obtient la fonction de transfert du circuit de filtrage qui est de la forme suivante :

$$H(s) = \frac{I_s}{I_e}(s) = \frac{RCs}{1 + RCs} \quad 2-10$$

La représentation graphique de la relation mathématique 2-10 montre que le circuit est un filtre passe haut qui est caractérisé par un gain égal à l'unité à la fréquence supérieure à la fréquence de coupure f_o qui donnée par de la relation :

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC} \quad 2-11$$

En utilisant les valeurs des composants passifs du circuit simulé $R=10\Omega$ et $C=1.4\text{pF}$ dans le calcul de la valeur théorique de la fréquence de coupure f_o du circuit est égale à 11.3739GHz.

2-2-2-2 Résultat de la simulation et discussion :

Le circuit simulé avec les mêmes valeurs des composants utilisés en calcul théorique présente une réponse fréquentielle de la forme d'un filtre passe haut représenté dans la Fig 2-5 et possède un gain égale à 1.62 et une fréquence de coupure $f_o=13.654\text{GHz}$.

Ces deux résultats sont proches des valeurs de calcul théorique.

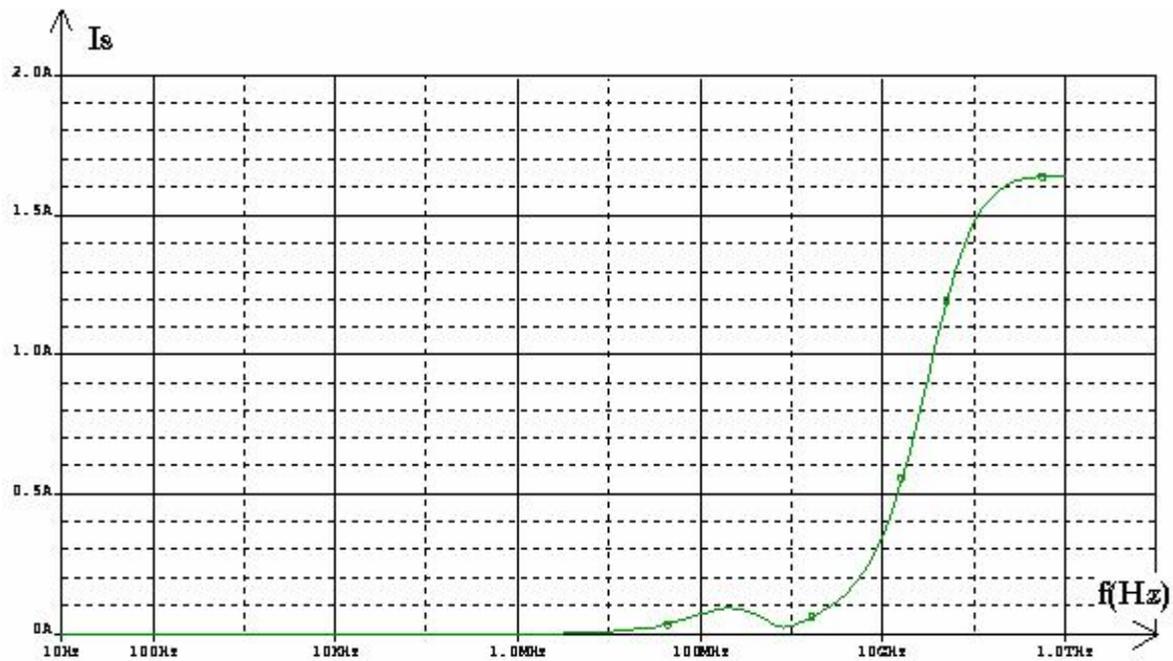


Fig 2-5 Représentation de la réponse fréquentielle de la sortie du filtre actif passe haut.

$H_{max}=1.62$

La fonction de phase est donnée par la relation suivante :

$$Arg(T) = -\arctan\left(\frac{f}{f_0}\right) + \frac{\pi}{2} \quad 2-12$$

La courbe de phase du circuit simulé est donnée par la Fig 2-6 suivante:



Fig 2-6: Représentation de la réponse fréquentielle de la fonction de phase de la sortie du filtre actif passe haut.

2-2-3 Filtre passe tout :

2-2-3-1 Présentation du circuit de filtrage:

Le circuit de filtrage du premier ordre est le plus simple dans son genre proposé par Alain Fabre et Mustapha Alami [6], son schéma est représenté dans la Fig 2-7 avec deux composants passifs.

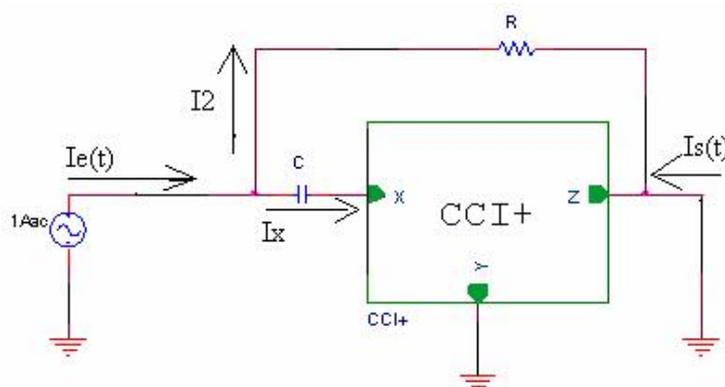


Fig 2-7: Schéma du circuit de filtre passe tout du premier ordre avec un CCI+.

Ce circuit est caractérisé par ça fonction de transfert qui est déterminée en utilisant la matrice du convoyeur de courant de la première génération CCI+, en utilisant les relations suivante :

$$I_x = I_z \quad 2-13$$

$$I_e = I_x + I_2 \quad 2-14$$

$$I_2 = I_z + I_s \quad 2-15$$

$$R + I_2 = I_c * I_x \quad 2-16$$

En remplaçant I_2 de la l'équation 2-16 dans l'équation 2-14 et 2-15 qui seront de la forme :

$$I_e = \left(\frac{R}{Z_c} + 1\right) I_2 \quad 2-17$$

$$I_s = \left(1 - \frac{R}{Z_c}\right) I_2 \quad 2-18$$

Des équations 2-17 et 2-18, la fonction de transfert est obtenue et donnée par la relation suivante :

$$H(s) = \frac{I_s}{I_e}(s) = \frac{1 - RCs}{1 + RCs} \quad 2-19$$

Cette forme est une fonction de transfert d'un filtre passe tout, et peut être vérifier par le simulateur matlab présenté dans la Fig 2-8 ci-dessous. La courbe présentée peut aller à des fréquences plus hautes avec un gain $H=1$ qui est stable jusqu'à des fréquences inférieur à 1MHz, puisque ce dernier ne peut pas atteindre les valeurs supérieures à celle-ci.

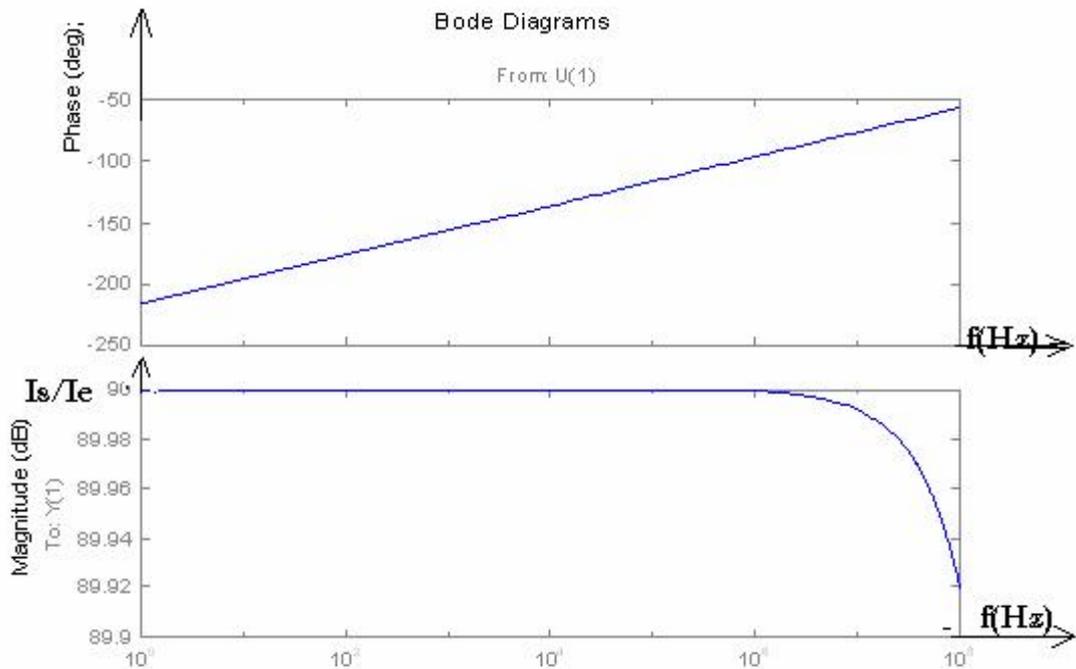


Fig 2-8: Diagramme de Bode de la réponse fréquentielle de la sortie I_s en gain et en phase du filtre actif passe tout du premier ordre.

2-2-3-2 Résultats et discussion :

Le circuit simulé par PSPICE a une réponse fréquentielle de la sortie I_s représenté dans la Fig 2-9 ci-dessous. Cette sortie par rapport à l'entrée a un gain $I_s/I_e=1$ pour des valeurs de fréquence atteint presque 1GHz, puis décroît jusqu'à une valeur de 0.752 pour une fréquence de 10GHz. Ces résultats sont en accord avec ceux de calcul théorique vérifié en utilisant le logiciel Matlab.

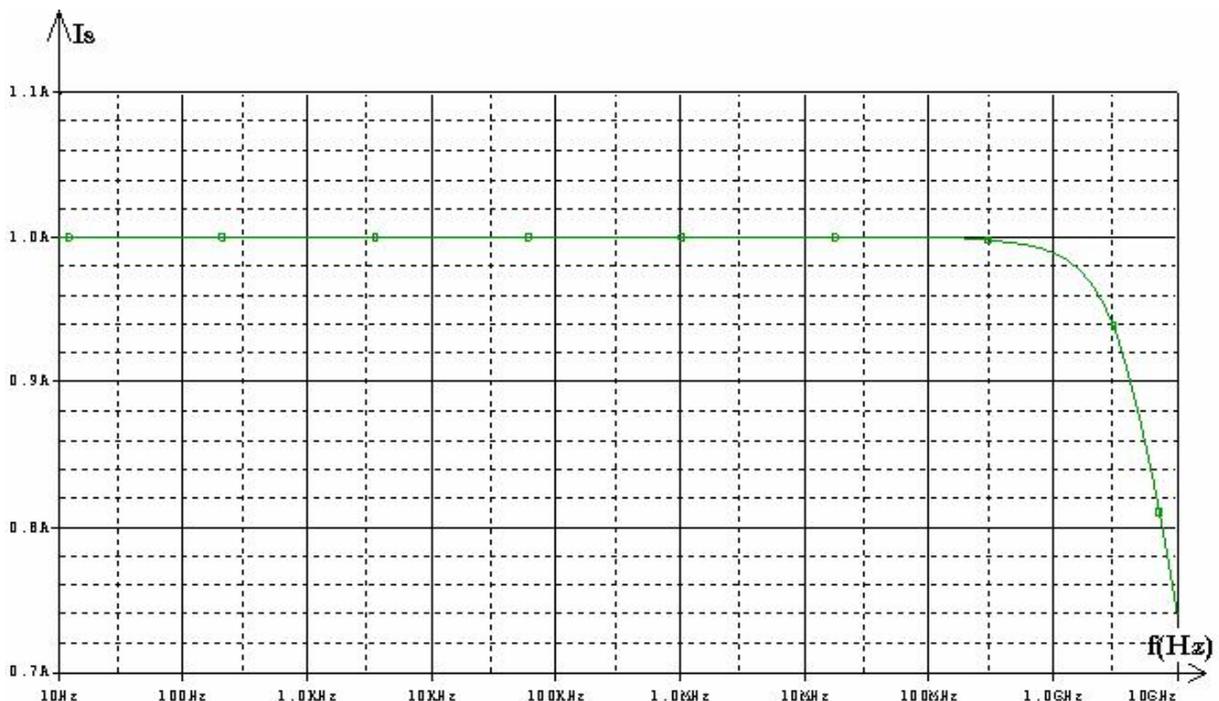


Fig 2-9: Réponse fréquentielle de la sortie $I_s(f)$ du filtre actif passe tout du premier ordre.

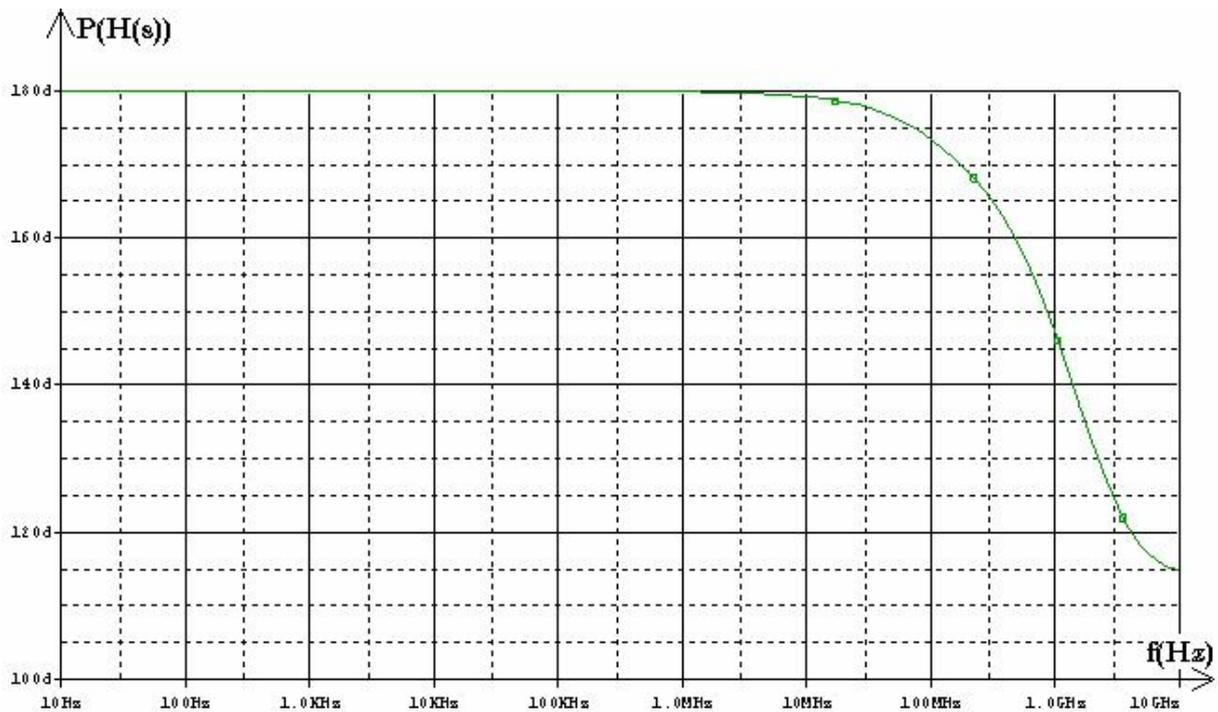


Fig 2-10: Réponse fréquentielle en phase de sortie I_s du filtre passe tout du premier ordre

La réponse en phase du circuit montre que le circuit présente une valeur de 180° le long de la bande passante puis varie et atteint une plus basse valeur en haute fréquence et cela du aux impédances parasites du circuit.

2-2-4 Filtre coupe bande :

2-2-4-1 Présentation du circuit de filtrage coupe bande :

Le circuit de la fig 2-11 présente un filtre coupe bande réalisé à base d'un CCI+ et quatre composants passifs (deux condensateurs C_1, C_2 et deux résistances R_1, R_2) [6].

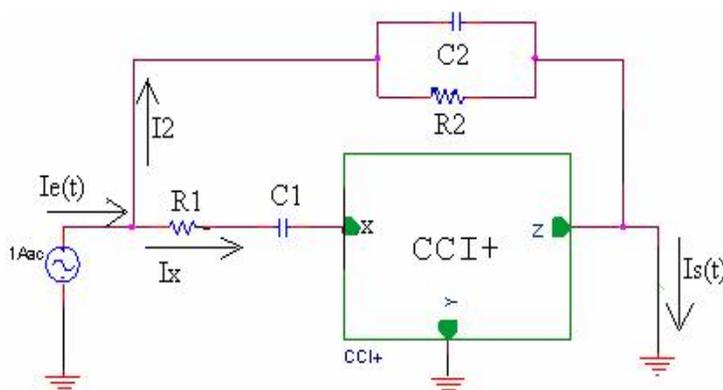


Fig 2-11: Schéma du circuit d'un filtre coupe bande à base d'un CCI+.

La fonction de transfert peut être déterminé en utilisant la matrice du CCI+ et suivant les étapes ci dessous:

$$I_x = I_z \quad 2-20$$

$$I_e = I_x + I_2 \quad 2-21$$

$$I_s = I_2 - I_z \quad 2-22$$

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{sC_1} \quad 2-23$$

$$Z_2 = \frac{R_2}{1 + R_2C_2s} \quad 2-24$$

$$Z_1 * I_x = Z_2 * I_2 \quad 2-25$$

$$I_s = \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1} I_2 \quad 2-26$$

$$I_x = \frac{Z_2}{Z_1 - Z_2} I_s \quad 2-27$$

En remplaçant 2-26 et 2-27 dans l'équation 2-21, on obtient la relation de la fonction de transfert du circuit de la Fig 2-11 de la forme suivante :

$$G(s) = \frac{I_s}{I_e} = \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad 2-28$$

En remplaçant les impédances Z_1 et Z_2 par leur quantité équivalente dans la relation 2-28 de la fonction de transfert $G(s)$ et devienne de la forme suivante :

$$G(s) = \frac{I_s}{I_e} = \frac{R_1R_2C_1C_2s^2 + (R_1C_1 - R_2C_1 + R_2C_2)s + 1}{R_1R_2C_1C_2s^2 + (R_1C_1 + R_2C_1 + R_2C_2)s + 1} \quad 2-29$$

Cette fonction de transfert 2-29 est une fonction d'un filtre coupe bande qui est représenté graphiquement par un logiciel de simulation matlab dans la Fig 2-12 suivante :

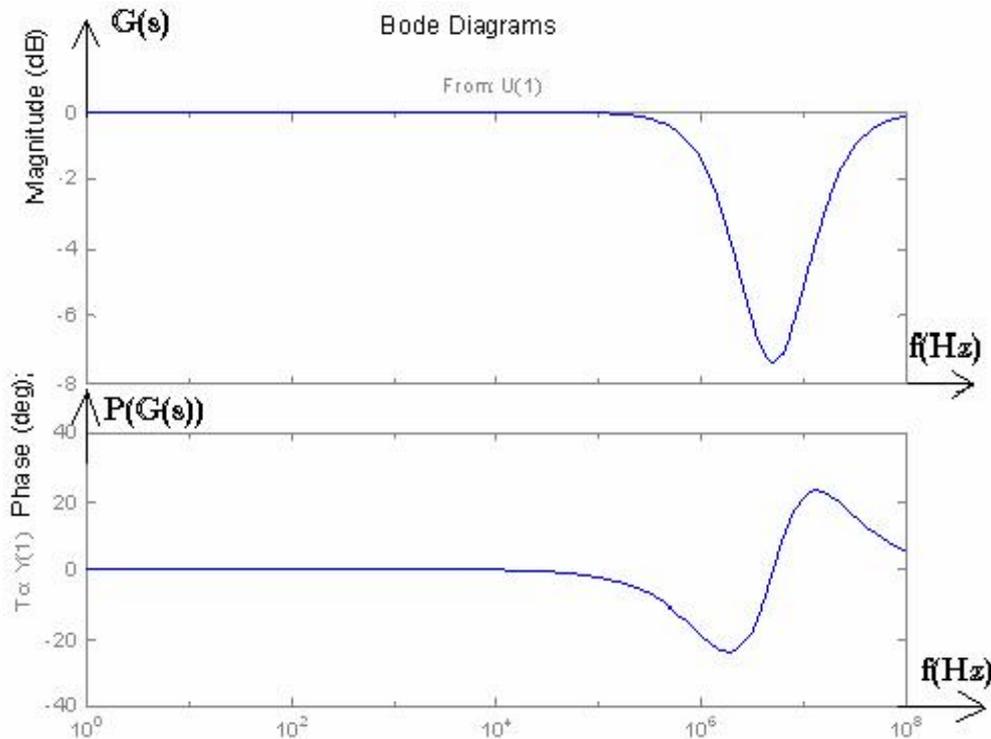


Fig 2-12 Diagramme de Bode de la réponse de la sortie du circuit coupe bande (gain, phase).

2-2-4-2 Résultats et discussion:

Le circuit simulé par le logiciel SPICE est représenté ci-dessous Fig2-13 avec les valeurs des composants passifs : $R_2=2*R_1=200\Omega$, $C_2=2*C_1=2nF$.

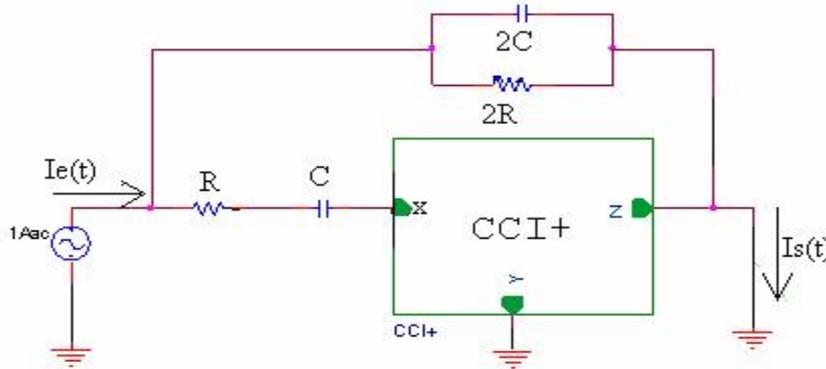


Fig 2-13: Circuit d'un filtre coupe bande à base d'un CCI+.

La réponse fréquentielle du circuit de filtrage est représenté dans la Fig 2-14 ressemble à celle du calcul théorique (diagramme de bode) simulé par le logiciel matlab. La fréquence centrale f_o qui représente la fonction de transfert $G(s)$ est calculé par la relation suivante :

$$f_o = 1/4 * \pi * RC \quad 2-30$$

Dans le cas où: $R_1=R=100\Omega$, $C_1=C=1nF$ ça valeur sera égale à : $f_o=811.131kHz$, cette valeur est très proche de celle du circuit simulé qui égale à : $f_o=796.178kHz$.

Le gain dans toute la bande de fréquence $G=1$.

Ce circuit présente une faible sensibilité et un facteur de qualité de l'ordre de 0.25 avec une rejection d'une bande de fréquence $Bf= 1.645Mhz$ calculée à -3dB.

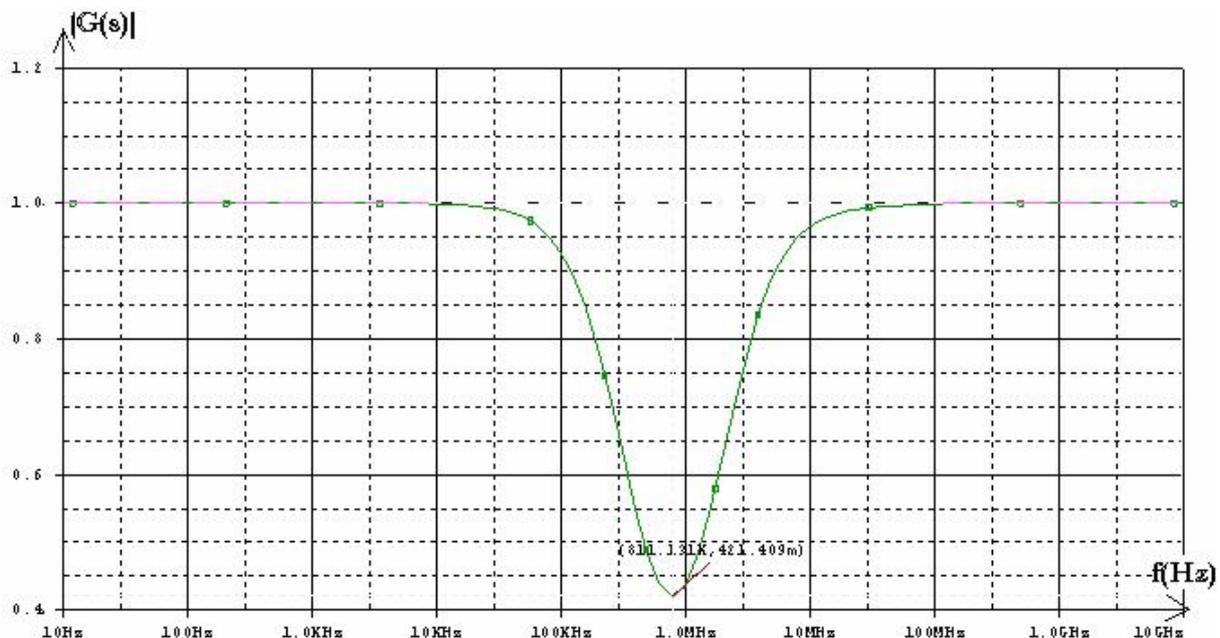


Fig 2-14: La Réponse fréquentielle de la sortie du circuit de filtrage coupe bande simulé.

La réponse fréquentielle de la phase du circuit est représenté dans la Fig 2-15, qui montre quelle est stable dans les deux bandes passantes et variable dans la bande de rejection.

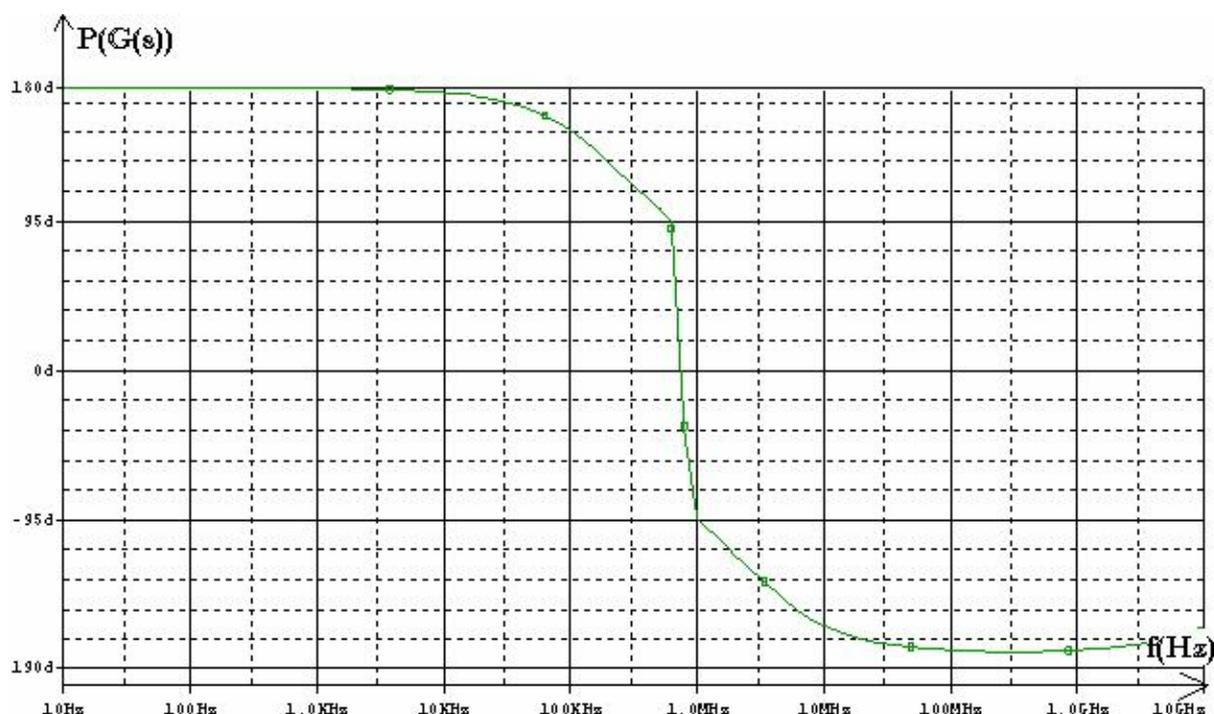


Fig 2-15 La Représentation fréquentielle de la phase du circuit de filtrage coupe

bande simulé.

2-2-5 Remarque : Les circuit proposés sont simple ne comprennent pas un grand nombre de composants passif. Leurs réalisations peuvent être facile.

D'après les caractéristiques de fonctionnement des circuits apparaissent que certain circuit peuvent travailler dans les hautes fréquences et être insensible aux effets de petite variation des valeurs des composants passifs. Sauf le circuit passe tout après la fréquence $f=1GHz$ l'atténuation commence à faire changer la caractéristique du circuit en un filtre passe bas de fréquence de coupure située en haute fréquence et sera sensible aux variations des valeurs des différents composant du circuit.

Mais le circuit coupe bande peut être transformé en un circuit général qui peut présenter plusieurs caractéristiques de filtrage (passe bas, passe haut, coupe bande) avec une proposition de mettre chaque deux composants passifs (C , R) sous forme d'impédance Z variable a plusieurs comportement.

2-3 Filtres actifs de second ordre à simple CCII-:

2-3-1 INTRODUCTION:

Le convoyeur de courant de la deuxième génération, depuis son introduction devient très attirant dans l'emploi des filtre active puisqu'ils présentent des avantages

importantes dans le fonctionnement des circuits en mode courant que les application en mode de tension [6].

Dans la simulation des filtres actifs de second ordre le circuit de shunt R,L,C est un prototype utile dans la conception des circuits de filtrage.

Dans cette partie en présente un filtre actif fonctionne en mode courant de second ordre. Il emploie un simple type de convoyeur de courant CCII- et un nombre minimum de composants passifs, peut avoir les caractéristiques de transfert au même temps des filtres passe bas, passe-haut, passe bandes et coupe bande, qui sont fournies par ce circuit sans n'importe qu'elle modification dans la structure du filtre.

Pour simuler le circuit de shunt R L C, de diverses méthodes sont employées. Parmi ces méthodes celle qui simulent les inductances idéaux au moyen de gyrateur [3], ou les inductance de lossy [4], ou les circuits du shunt LC [5], [6] et emploient au moins deux convoyeurs de courant ou un convoyeur de courant simple qui est un dispositif actif additionnel [7]. Le circuit proposé basé sur la simulation non idéale d'inductance qui emploie un convoyeur de courant inversant simple employé en mode courant.

2-3-2. DESCRIPTION DE CIRCUIT:

Le circuit présenté dans la Fig.2-16 se compose de trois composants passifs et un convoyeur de courant de seconde génération inverse CCII-. Ce circuit a une impédance d'entrée qui est équivalente avec une inductance en parallèle à une résistance, dont les paramètres sont: L_{eq} , R_{eq} .

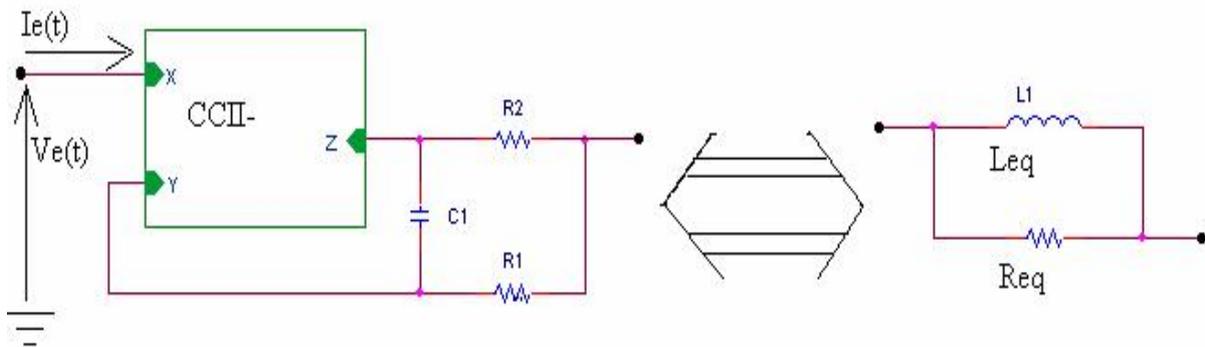


Fig 2-16: Simulation d'inductance flottante non idéale en utilisant un convoyeur de courant simple de deuxième génération.

L'impédance d'entrée du circuit est déterminée par la relation suivante:

$$Z_e = \frac{V_e}{I_e} = \frac{sC_1 R_1 R_2}{1 + sC_1 (R_1 + R_2)} = \frac{sL_{eq}}{1 + s \frac{L_{eq}}{R_{eq}}} \quad 2-31$$

Leq et Req ont les expressions :

$$R_{eq} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad 2-32$$

$$L_{eq} = C_1 R_1 R_2 \quad 2-33$$

2-3-3 Caractéristique de l'impédance d'entrée :

En utilisant le circuit de la Fig 2-16 avec des valeurs des composants passifs suivant :

$R_1=0.5\Omega$, $R_2=10\Omega$, $C_1=1.2nF$.

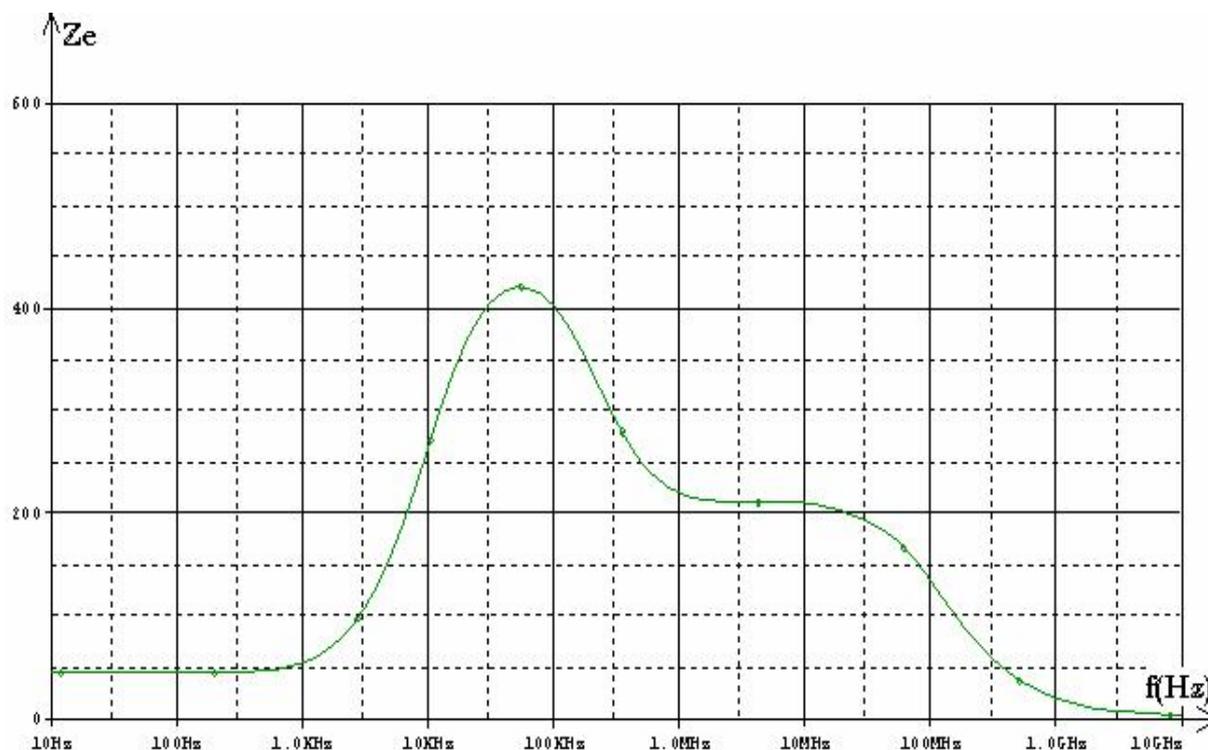
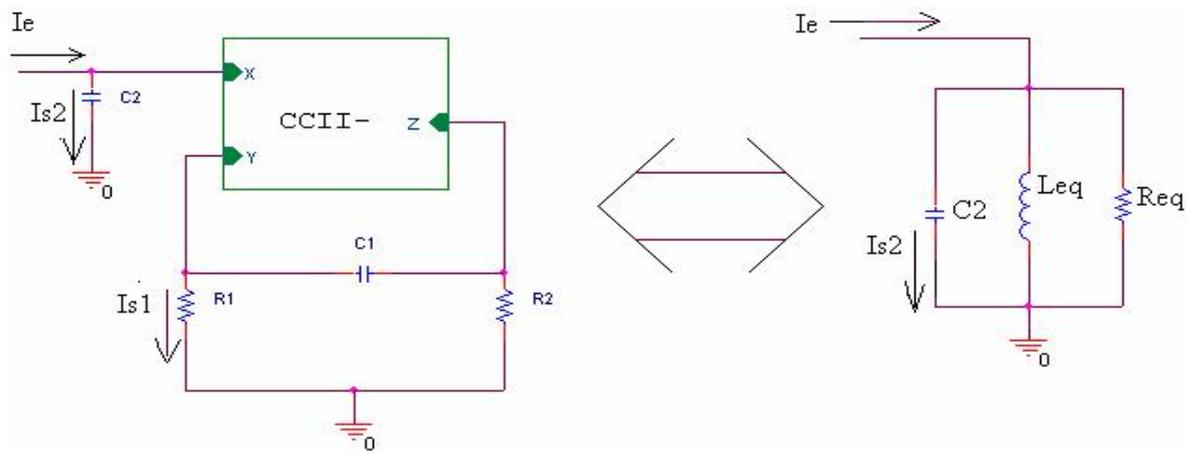


Fig 2-17: Représentation de la courbe de la variation de l'impédance d'entrée du circuit à un simple convoyeur de courant équivalent à R, L, C en parallèle.

En remarque que la valeur maximale de l'impédance $Z_e= 409.89\Omega$ est atteinte à la valeur de fréquence $f_0=67.342KHz$, pour laquelle le circuit est en résonance.

2-3-4 Fonctionnement du circuit de filtrage équivalent au circuit R,L,C

parallèle: Si en veut utilisé le circuit qui comporte une inductance en parallèle avec une résistance en filtrage en mode courant en lui ajoute un condensateur en parallèle à son impédance d'entrée comme le montre le circuit de la Fig(2-18), ce condensateur de shunt est reliée entre la borne X du convoyeur de courant et la masse, cette structure permet d'avoir un circuit résonnant équivalent à un circuit R_{eq} , L_{eq} , C_2 parallèle.



La Fig 2-18: Filtre actif fonctionne en mode courant et son circuit équivalent.

Le comportement non inversé du convoyeur de courant de seconde génération est décrit par l'équation 34.

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad 2-34$$

Le circuit présenté comporte deux sorties I_{s1} et I_{s2} , qui peuvent donner deux caractéristiques de filtrage différentes. En résolvant les équations du circuit, celles-ci mènent aux expressions des courants des ports des sorties en fonction de l'état de l'entrée du circuit, qui sont données ci-dessous:

$$I_{s1} = \frac{sC_1 R_1 R_2}{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + sC_1 (R_1 + R_2) + 1} I_e \quad 2-35$$

$$I_{s2} = \frac{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2}{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + sC_1 (R_1 + R_2) + 1} I_e \quad 2-36$$

I_{s1} présente la caractéristique d'un filtre passe bande et I_{s2} la caractéristique d'un filtre passe-haut, leurs fréquence centrale est déduite de la pulsation centrale ω_0 et le facteur de qualité Q sont donnés par les expressions suivantes:

$$\omega_0 = \frac{1}{(C_1 C_2 R_1 R_2)^{1/2}} \quad 2-37$$

$$Q = \frac{(C_2 R_1 R_2)^{1/2}}{\sqrt{C_1} (R_1 + R_2)} \quad 2-38$$

Comme le gain du filtre passe haut égal à l'unité et le gain du filtre passe bande à la fréquence angulaire ($\omega = \omega_0$) dépend du rapport des résistances:

$$H_{BP}(\omega_o) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} < 1 \quad 2-39$$

Afin d'obtenir une impédance de sortie plus élevée pour l'intérêt des courants. Les convoyeurs de courant peuvent utiliser des sorties de courant additionnels sur les circuits.

2-3-5 Sensibilité:

Les sensibilités de la fréquence centrale et le facteur de qualité du circuit apparaissent dans les relations ci-dessous petites:

$$S_{R_1}^{\omega_o} = S_{R_2}^{\omega_o} = S_{C_1}^{\omega_o} = S_{C_2}^{\omega_o} = -\frac{1}{2}, \quad S_{C_2}^Q = -S_{C_1}^Q = \frac{1}{2},$$

$$S_{R_2}^Q = -S_{R_1}^Q = \frac{R_1 - R_2}{2(R_1 + R_2)}$$

Les importances des deux dernières sensibilités sont plus petites que 0,5.

2-3-6 filtre actif utilisant un CCII- non idéal équivalent à un circuit R,L,C

parallèle: Si nous considérons le convoyeur de courant non idéal, son courant et le gain de tension ne sont pas exactement égaux à un, comme on a assumé qu'ils sont dans l'équation 2-32. Dans ce cas la fonction du dispositif est décrite par l'équation hybride 2-37.

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \beta & 0 & 0 \\ 0 & \pm \alpha & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad 2-40$$

Le circuit à une différence par rapport au schéma de la Fig 2-16 où les courants de sortie, I_{R1} , I_{C2} dans le circuit proposé sont reliés vers la masse, de cette façon seront plus facile de les extraire et possible de les conduire directement.

En outre, parce que l'inductance simulée est un lossy, seulement un convoyeur courant simple est nécessaire pour réaliser le filtre. La résistance équivalente de shunt est une fonction de R_1 et R_2 qui sont employés pour polariser le convoyeur courant, Certainement le changement dans les fonctions de transfert n'influe pas sur les caractéristiques des deux filtres:

$$I_{S_1} = \frac{s\beta C_1 R_1 R_2}{s^2 \beta C_1 C_2 R_1 R_2 + s C_1 (R_1 + R_2) + \alpha} I_e \quad 2-41$$

$$I_{s_2} = \frac{s^2 \beta C_1 C_2 R_1 R_2}{s^2 \beta C_1 C_2 R_1 R_2 + s C_1 (R_1 + R_2) + \alpha} I_e \quad 2-42$$

Les nouvelles expressions de la pulsation centrale ω_0 et le facteur de qualité Q sont:

$$\omega_0 = \frac{\alpha}{(\beta C_1 C_2 R_1 R_2)^{1/2}} \quad 2-43$$

$$Q = \frac{(\beta C_2 R_1 R_2)^{1/2}}{\sqrt{C_1} (R_1 + R_2)} \quad 2-44$$

2-3-7 Sensibilité:

Les sensibilités de ω_0 et de Q par rapport aux gains du dispositif sont aussi petites:

$$S_{\alpha}^{\omega_0} = -S_{\beta}^{\omega_0} = -S_{\beta}^Q = \frac{1}{2}, \quad S_{\alpha}^Q = 0$$

2-3-8 Résultats du circuit simulé:

Pour vérifier les résultats théoriques, des simulations ont été effectuées en utilisant le logiciel PSPICE et qui montrent les réponses fréquentielles des sorties de filtrage (I_{s_2} passe-haut, I_{s_1} passe bande) montrées sur le schéma représenté dans la Fig2-19 ci-dessous.

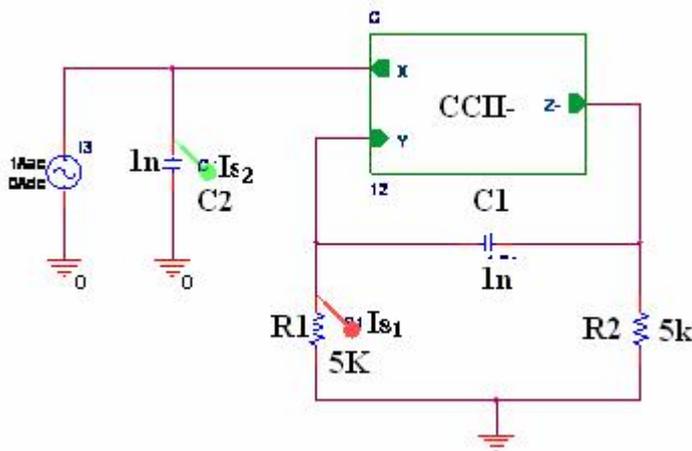


Fig 2-19: Le circuit de filtrage à deux sorties : I_{s_2} passe haut, I_{s_1} passe bande.

Les valeurs des composants utilisés dans cette simulation sont: $R_1 = 0.5K\Omega$, $R_2 = 5K\Omega$, $C_1 = 1nF$, $C_2 = 1nF$, celles-ci permettent d'avoir les valeurs des paramètres (la fréquence de résonance, le facteur de qualité Q et le gain en résonance T) des sorties (I_{s_2} passe haut, I_{s_1} passe bande) du circuit simulé qui sont présent de la Fig2-20, qui représente les deux courbes des deux sorties du circuit, ces résultats sont donnés par un tableaux ci-dessous:

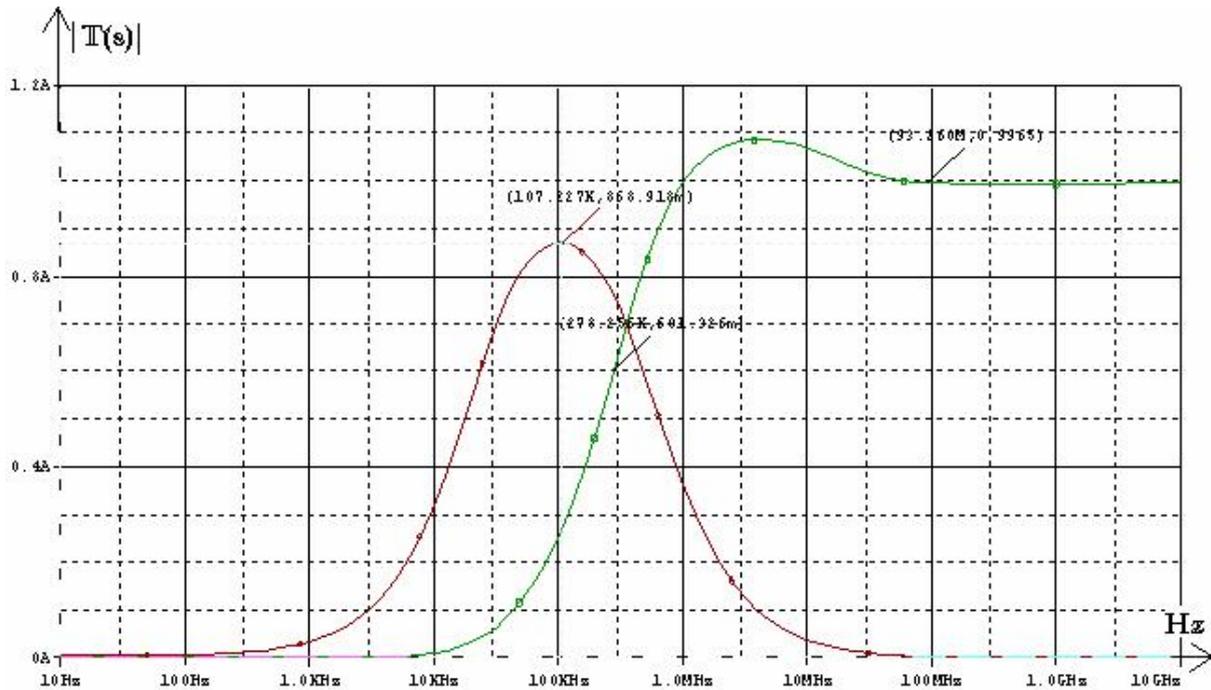


Fig 2-20: Réponse fréquentielle du circuit de la Fig 2-19. -réponse passe-haut Is2
- réponse passe-bande Is1

| Paramètres | Calculés | Simulés |
|-------------------|----------|---------|
| $f_o(\text{kHz})$ | 107.094 | 278.256 |
| T | 1 | 0.9965 |

Tableau 2-1: Caractéristiques théoriques et simulés de la sortie Is2 à comportement passe haut du circuit de filtrage à simple convoyeur de courant.

| Paramètres | Calculés | Simulés |
|-------------------|----------|---------|
| $f_o(\text{kHz})$ | 107.094 | 107.227 |
| Q | 0.211 | 0.239 |
| T | 0.769 | 0.868 |
| Bp(kHz) | 506.118 | 450.010 |

Tableau 2-2: Caractéristique théorique et simulé de la sortie à comportement passe bande du circuit de filtrage à simple convoyeur de courant.

2-3-9 Remarque: Le filtre actif présenté dans la Fig 2-18 fonctionne en mode courant, très simple et contient un nombre minimum de composants passif, peut réaliser une fonction de transfert de second ordre de deux types de filtres (passe-haut , passe-bande) sont disponibles immédiatement, sans n'importe quelle modification de circuit. Le filtre passe bande est moins sélective puisqu'il possède une large bande passante. Les paramètres du circuit peuvent avoir des modifications a usage d'atteindre des fréquence plus élevé par l'utilisateur.

2-4 Filtres actifs de second ordre à simple CCII+ :

2-4-1 Introduction: Pour la réalisation des filtres à base de l'inductance en doit utiliser le principe suivant : En ajoute un condensateur en série si en veut un fonctionnement en mode tension du circuit de filtrage ou le fonctionnement en mode courant le condensateur ajoutée au circuit de l'inductance sera en parallèle.

2-4-2 Simulation d'une inductance:

Soliman [18], Nandi [19], Singh [20], Senani et Shah [21] et Sharma et Shah [22] ont proposés des circuits de simulation d'inductance, avec divers arrangements existants pour la simulation d'inductance, ont été comparés et la meilleure a été prise dans ce travail de simulation.

Un circuit général pour réaliser une inductance à liaison de masse en utilisant un nombre minimum de composants passifs est un seul convoyeur de courant est proposé par Kumar et Shukia [23], représenté par un schéma dans la Fig.2-21 suivante:

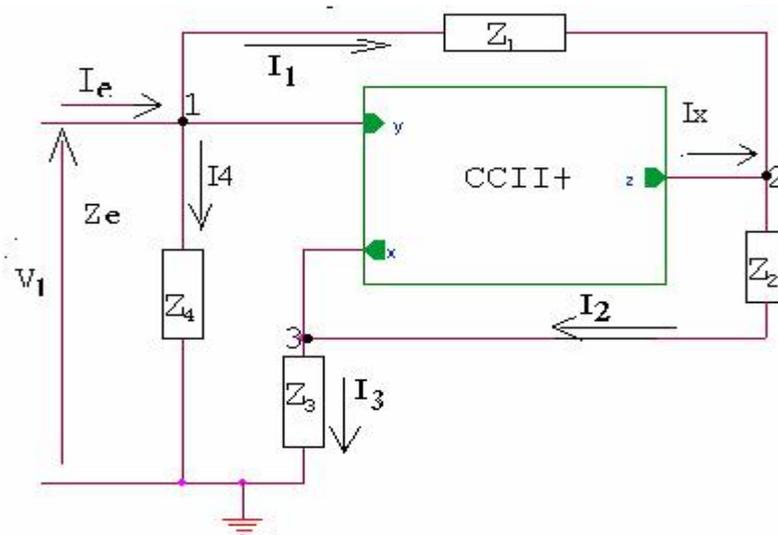


Fig 2-21: Schéma du circuit général de simulation d'impédance à liaison de masse.

On assume que le convoyeur de courant utilisé dans la figure précédente est idéal. Ce circuit simulé emploie un nombre minimum de composants passifs et simule une inductance de coefficient de qualité Q élevé. L'analyse théorique est fait avec des équations qui caractérisent les convoyeurs de courants CCII+ et avec l'utilisation des lois de KHIRSHOF pour le calcul de l'impédance d'entrée du circuit Z_e qui sera déterminée par la méthode suivante :

$$V_1 = V_Y = V_X = Z_4 I_4 = Z_3 I_3 \quad 2-45$$

Cette expression donne les relations suivantes:

$$I_3 = \frac{V_e}{Z_3}, \quad I_4 = \frac{V_e}{Z_4}$$

Et comme le courant d'entrée I_e est égale à :

$$I_e = I_1 + I_4 \quad 2-46$$

Et la tension d'entrée peut être écrite de la forme suivante :

$$V_e = V_1 + V_2 + V_3 = Z_1 I_1 + Z_2 I_2 + Z_3 I_3 \quad 2-47$$

En remplaçant I_1, I_2, I_3 par les relations qui leurs correspond dans 47:

$$I_1 = I_e - \frac{V_e}{Z_4}, \quad I_3 = \frac{V_e}{Z_3}, \quad I_3 = I_2 + I_x = I_1 + 2 I_x$$

Et avec $I_x = \frac{1}{2} \left(\frac{V_e}{Z_3} - I_e + \frac{V_e}{Z_4} \right)$

La relation 47 sera de la forme suivante :

$$\left(2 \frac{Z_1}{Z_4} + \frac{Z_2}{Z_4} - \frac{Z_2}{Z_3} \right) V_e = (2 Z_1 + Z_2) I_e \quad 2-48$$

La relation 48 permet d'écrire l'impédance d'entrée de la forme suivante :

$$\frac{V_e}{I_e} = Z_e = \frac{z_3 z_4 (2 z_1 + z_2)}{2 z_1 z_3 + z_2 z_3 - z_2 z_4} \quad 2-49$$

Si en considère $Z_3=Z_4$ l'équation 45 est simplifiée et devienne :

$$Z_e = Z_3 + \frac{Z_2 Z_3}{2 Z_1} \quad 2-50$$

Si en choisie les impédances Z_1, Z_2 et Z_3 de la façon suivante :

$$Z_1=1/sC, Z_2=R_2 \text{ et } Z_3=R_1$$

L'équation 50 qui représente l'impédance d'entrée Z_e sera de forme suivante:

$$Z_e = R_1 + \frac{CR_1 R_2}{2} s \quad 2-51$$

Cette relation peut être représenté par le schéma suivant :

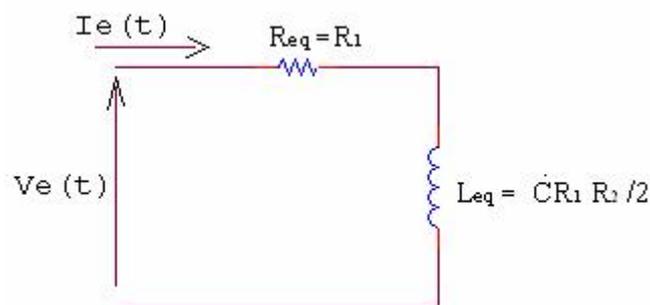


Fig 2-22: Schéma équivalent du circuit de la Fig 2-21 en utilisant les conditions 1 et 2.

Cette relation représente une impédance série qui se constitue d'une résistance R_{eq} et une inductance L_{eq} et peuvent être calculer en utilisant les relations suivantes :

$$L_{eq} = \frac{CR_1 R_2}{2} \quad 2-52$$

$$R_{eq} = R_1 \quad 2-53$$

L'inductance peut être indépendamment commandée par la résistance R2.

Pour calculer les différents coefficients de sensibilité actifs et passifs, CCII+ est assumé en tant que non idéal, tel que le courant I_x sera multiplier par (α) et non par 1, pour égaliser le courant I_z, où α est un facteur étant proportionnel aux gains des éléments actifs et correspond à une erreur de cheminement courante finie entre les ports X et Z de CCII+.

$$\text{Cela donne : } I_z = \alpha I_x \quad 2-54$$

L'équation 51 sera modifiée à la forme suivante:

$$Z_{e'} = \frac{z_3 z_4 ((1 + \alpha) z_1 + z_2)}{(1 + \alpha) z_1 z_3 + z_2 z_3 - \alpha z_2 z_4} \quad 2-55$$

Après de légers ajustements, avec Z₃ = Z₄, l'équation 55 sera de la forme:

$$Z_{e'} = \frac{z_3 ((1 + \alpha) z_1 + z_2)}{(1 + \alpha) z_1} \left[1 + \frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} \frac{z_2}{z_1} \right] \quad 2-56$$

Et si en choisie Z₁, Z₂: et Z₃ de la façon suivante : Z₁ = 1/sC, Z₂ = R₂: et Z₃ = R₁

l'équation 2-56 prend la forme suivante:

$$Z_{e'} = R_1 \left\{ 1 + \frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} (sCR_2) \right\} + \frac{sCR_1 R_2}{(1 + \alpha)} \left\{ 1 + \frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} (sCR_2) \right\} \quad 2-57$$

L'équation 2-57 est composé de deux partie Req' et Leq' qui sont données par les relations :

$$L'_{eq} = \frac{CR_1 R_2}{1 + \alpha} \left\{ 1 + \frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} (sCR_2) \right\} \quad 2-58$$

$$\text{Et } R'_{eq} = R_1 \left(1 + \frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} sCR_2 \right) \quad 2-59$$

Les divers coefficients de sensibilité qui caractérisent les deux parties de l'impédance

$$\text{d'entrée sont : } S_{\alpha}^{Leq} = \frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} \left\{ 1 + \frac{1}{1 / sCR_2 + 1 - \alpha / (1 + \alpha)} \right\}$$

$$S_{\alpha}^{Re q} = \frac{2}{1 + [(1 + \alpha) / 1 - \alpha] * 1 / sCR_2}$$

$$S_C^{Leq} = 1 \quad S_C^{Re q} = 0 \quad S_{R_1}^{Leq} = 1 \quad S_{R_1}^{Re q} = 1 \quad S_{R_2}^{Leq} = 1 \quad S_{R_2}^{Re q} = 0$$

Ainsi on voit que les sensibilités passives sont négligeables et les sensibilités actif sont également très petites à de plus basses fréquences.

2-4-3 Résultats de simulation du circuit équivalent à une inductance :

le circuit précédent utilisé avec fixation des valeurs des composants des impédances Z_1, Z_3, Z_4 tel que : $C=1\mu\text{F}$, $R_1=100\text{k}\Omega$, $R_4=100\text{k}\Omega$ la résistance R_2 reste variable pour voir l'influence de ça commande sur l'impédance d'entrée Z_e du circuit de la Fig 2-22. Le tableau ci-dessous montre que le circuit de simulation d'inductance a des valeurs résultant de la simulation, en accord avec les valeurs théoriques, mais le circuit ne fonctionne pas très bien aux fréquences hautes, cela due à une augmentation de sensibilité active.

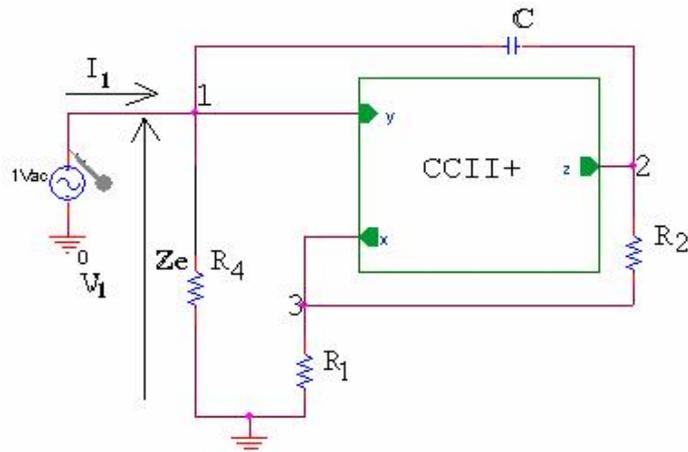


Fig 2-23: Circuit de simulation d'impédance donnant une inductance.

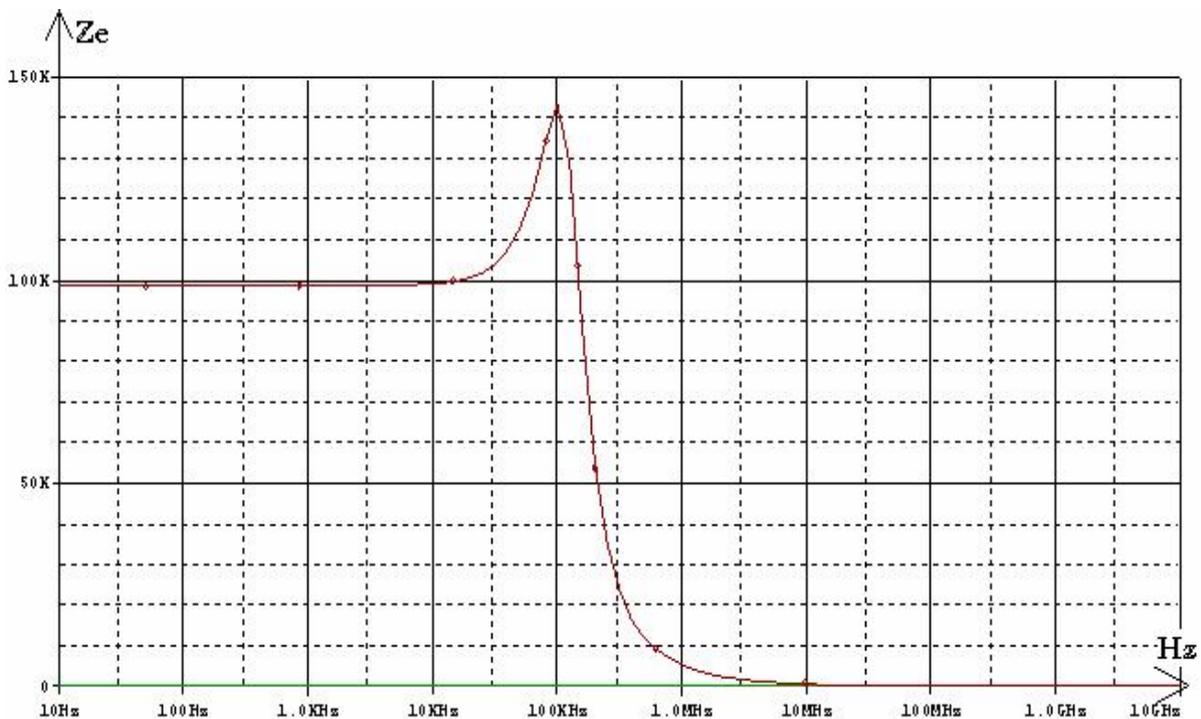


Fig 2-24: Représentation de la courbe des variations de l'impédance d'entrée du circuit simulé.

Le tableau suivant présente les performances des inductances qui peuvent être réalisés à base des simulations des circuits actifs comportant des convoyeurs de courant.

| Valeurs de la résistance R ₂ (Ω) | Valeur de l'inductance | | Facteur de qualité Q | |
|---|------------------------|---------------------|----------------------|----------------|
| | Valeur théorique (mH) | Valeur simulée (mH) | Valeur théorique | Valeur simulée |
| 1 | 50 | 50 | 0.314 | 0.314 |
| 2 | 100 | 95 | 0.628 | 0.600 |
| 3 | 150 | 149 | 0.942 | 0.916 |
| 4 | 200 | 190 | 1.256 | 1.200 |
| 5 | 250 | 230 | 1.571 | 1.452 |

Tableau 2-3: Calculs théorique et de simulation des valeurs de l'inductance simulée.

2-4-4 Réalisation des filtres a base de circuit de simulation

d'inductance:

2-4-4-1 Simulation du Circuit de la Fig 2-23 fonctionnant en mode

courant: Le circuit de la Fig 2-23 avec les conditions 1 et 2 imposées se comporte comme un filtre si en lui ajoute un condensateur C₁ en parallèle pour un transfert en mode courant et le schéma électrique sera de la forme suivante:

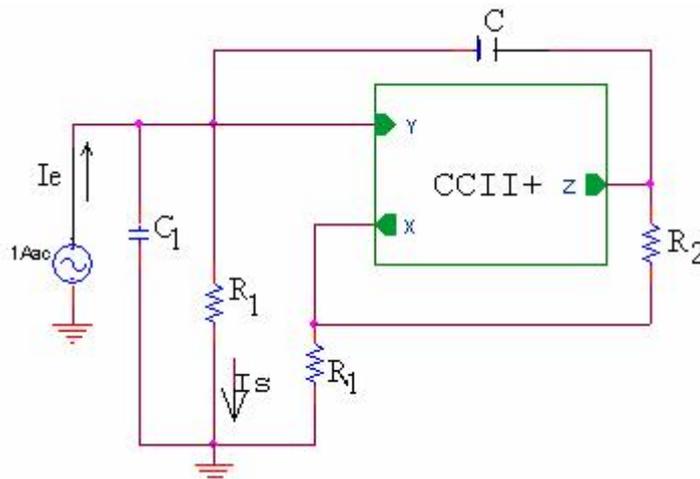


Fig 2-25: Circuit de simulation d'impédance donnant une inductance.

La fonction de transfert du circuit de la Fig 2-25 est déterminée en utilisant les relations suivantes:

$$V_e = Z_4 I_s = R_1 I_s \quad 2-55$$

$$V_e = (Z_{c1} // Z_e) I_e$$

$$V_e = \frac{2 R_1 + C R_1 R_2 s}{2 + 2 R_1 C_1 s + C_1 C R_1 R_2 s^2} I_e \quad 2-56$$

Z_e est connu par la relation précédente, Z_{c1}=1/sC et Z₄=R₄.

Ces relations donneront la fonction de transfert suivante:

$$\frac{I_s}{I_e} = \frac{2 + CR_2 s}{2 + 2R_1C_1s + C_1CR_1R_2s^2} \quad 2-57$$

Cette fonction représente un transfert de caractéristique d'un filtre passe bas qui peut avoir la bande passante de quelque kilo hertz.

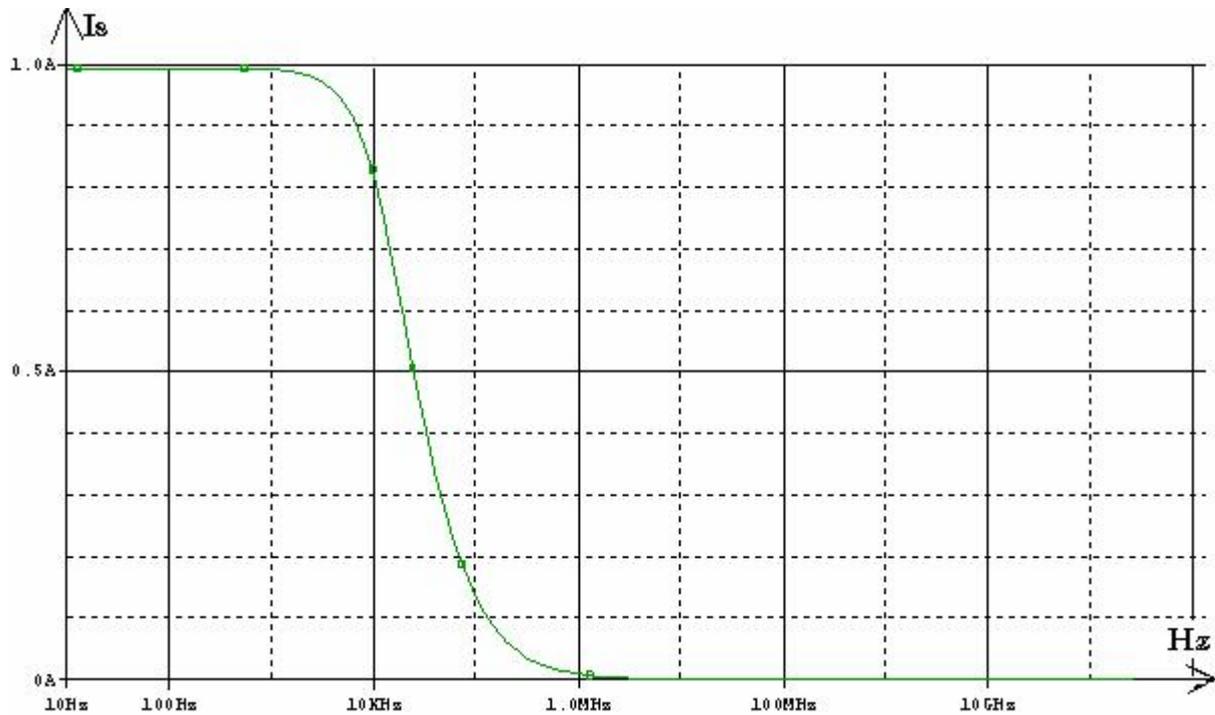


Fig 2-26: Réponse en mode courant du filtre passe bas à inductance simulée.

La réponse fréquentielle du filtre passe bas est caractérisé par une fréquence de coupure égale à: $f_c=14.71\text{kHz}$.

2-4-4-2 Simulation du Circuit de la Fig 2-23 fonctionnant en mode tension:

En mode tension le circuit de la Fig 2-23 avec les conditions 1 et 2 imposées se comporte comme un filtre si en lui ajoute un condensateur C1 en série qui sera de la forme suivante :

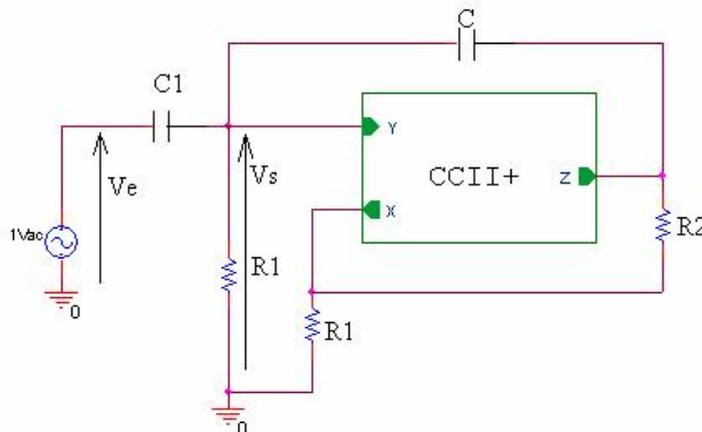


Fig 2-27: Filtre passe haut à base du circuit à inductance simulée en mode tension.

La fonction de transfert peut être déterminé par les relations suivantes:

$$V_e = (Z_{c_1} + Z_e) I_e$$

$$V_e = \left(\frac{1}{C_1 s} + R_1 + \frac{1}{2} C R_1 R_2 s \right) I_e \quad 2-58$$

$$V_s = Z_e I_e$$

$$V_s = \left(R_1 + \frac{1}{2} C R_1 R_2 s \right) I_e \quad 2-59$$

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{(2 + C R_2 s) C_1 R_1 s}{2 (2 + 2 R_1 C_1 s + C_1 C R_1 R_2 s^2)} \quad 2-60$$

La fonction de transfert 2-60 présente un filtre passe haut de caractéristique représentée ci-dessous :

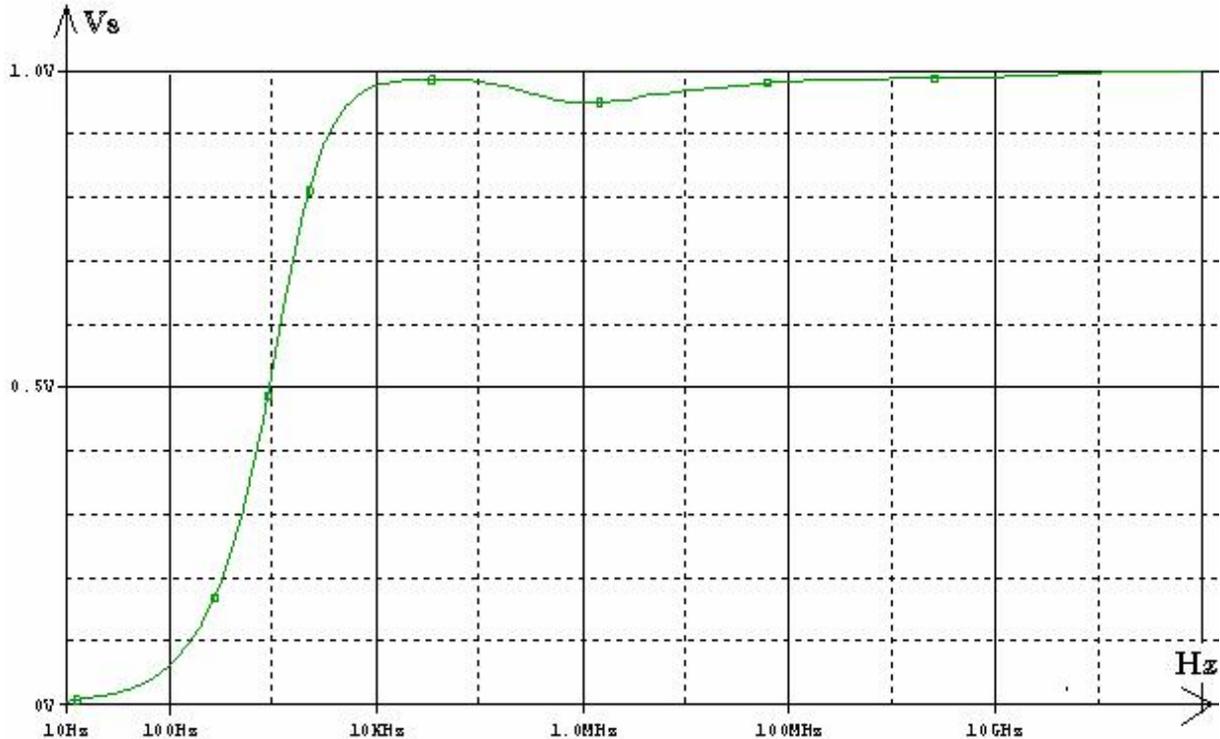


Fig 2-28: Réponse en mode tension du filtre passe haut à inductance simulé.

La réponse fréquentielle du filtre passe haut est la même que la fréquence de coupure que le filtre passe bas : $f_c=14.71\text{kHz}$ si en utilise la valeur de la capacité mais avec de nouvelle valeurs, la fréquence de coupure sera différente $f_c=1.15\text{kHz}$.

2-4-5 Remarque :

D'après le circuit générale qui a la possibilité de produire une inductance de liaison à la masse ; ce circuit est prés pour l'exploitation dans le domaine de filtrage, avec des arrangements qui peuvent être faite au niveau des conceptions qui sont possibles en utilisant ce circuit dans l'objectif de choisir les caractéristiques du filtre. Ce modèle de circuit ne possède pas une sortie passe bande mais est insensible aux variations des valeurs des composants passifs dans les bande de haute fréquence.

2-5 Conclusion :

Les circuits présentés dans ce chapitre sont des exemples des filtres à simple convoyeur de courant, conçus de deux générations différentes CCI+, CCII±, à fin d'avoir des connaissances sur les caractéristiques de ce type de filtre de premiers ordres et de second ordre à simple convoyeur de courant.

Ces circuits de filtrage simulés montrent des résultats qui sont en accord avec ceux de calcul théorique qui sont aussi simulé avec le logiciel matlab.

La première série de ces circuit actifs de filtrages à base de CCI+ fonctionnent en mode courant sont des types simples et leur réalisation est facile aussi possèdent des caractéristique souhaitable dans ce type de circuit, tel que : le gain le facteur de qualité la fréquence de coupure sont peut sensible au petite variation des composant passif.

Mais le filtre passe tout présente un gain égale à 1 jusqu'à la valeur de fréquence $f=1\text{Mhz}$ au delà de cette valeur ne présente pas la caractéristique d'un filtre passe tous puisque le gain subit une décroissance, cela est du au comportement de l'impédance d'entrée du convoyeur de courant en haute fréquence.

Les deux circuits généraux de filtrage à simple convoyeur de courant de second ordre, à base de CCII- et CCII+ fonctionne aussi en mode courant, présentent des caractéristiques qui peuvent être exploité dans le domaine de filtrage mais en utilisant des bandes de fréquence bien définie.

Mais l'impédance du troisième circuit peut présenté une caractéristique d'inductance qui peut être exploite dans la conception des filtre qui fonctionne en mode courant. Cette impédance est variable en fonction de la fréquence est peut avoir de valeur importante.

Les réponses fréquentielle des sorties des filtres sont plus proches d'être idéale que les réponses des premiers circuits, car l'atténuation est très faible en haute fréquence.

Le facteur de qualité est insensible aux petites variations des composants passifs dans tout les circuits simulés, égales à des valeurs négligeables, puisque les relations des sensibilités passives et actives montre qu'il est proche de l'unité.

Chapitre 3

Circuits De Filtrages Actifs Utilisant Des Inductances Simulées

3-1 Introduction :

Les filtres présentés dans ce chapitre sont de second ordre réalisés par des convoyeurs de courants de deux générations différentes CCI n°2, CCII n°5 de l'annexe N°2. Les circuits convoyeurs de courant de la seconde génération CCII possèdent une bande passante importante, une grande précision comparée à autre circuit intégré et leur utilisation a été bénéfique dans la réalisation des filtres et peuvent être utilisés dans la conception des circuits des oscillateurs et des amplificateurs.

Dans ce chapitre les circuits de filtrages présentés dans la première partie sont proposés par ALAMI. M [3] dans six topologies (A, B, C, D, E), chacun des circuits simule une inductance flottante qui est la base de conception des fonctions de filtrage avec des caractéristiques différentes des autres sauf A et B.

Les circuits de la deuxième partie sont des filtres du second ordre utilisent deux convoyeurs de courant de la seconde génération CCII à plusieurs sorties. Ce type de filtrage à l'avantage par rapport aux circuits classiques, de posséder des sensibilités passives et actives dont les valeurs sont faibles et indépendantes du coefficient de qualité Q.

Ces filtres n'exigent qu'un nombre minimum de composants passifs dans le but de minimiser le circuit et la puissance dissipée. Ces circuits du second ordre réalisant plusieurs transferts qui sont insensibles aux petites variations des valeurs des composants passifs en haute fréquence, les fonctionnalités de ces filtres sont vérifiées par l'analyse théorique et aussi par simulation.

3-2 Filtre à base de deux convoyeurs CCI et CCII:

3-2-1 Première topologie des filtres utilisant un CCI+ et un CCII+:

3-2-1-1 Description des circuits de la première topologie:

Les circuits de simulation d'impédance dans cette première partie sont désignés par deux lettres A, B [24]. Circuit A représentés dans la Fig (3-1) et le circuit B dans la Fig (3-2).

Ces deux circuits sont composés de trois impédances et deux circuits convoyeurs de courant de deux générations différentes CCII+ et CCI+ représentés ci-dessous :

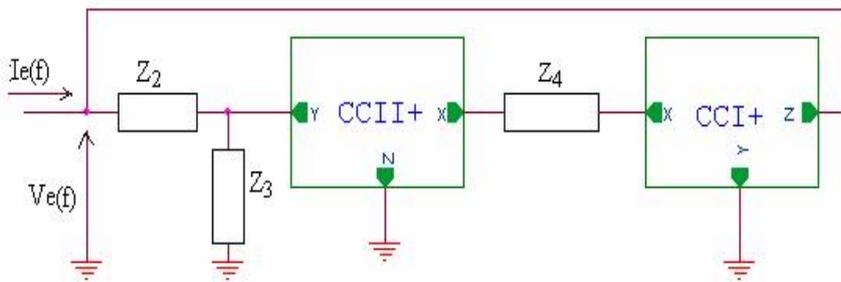


Fig 3-1: Circuit de Topologie A de simulation d'impédance.

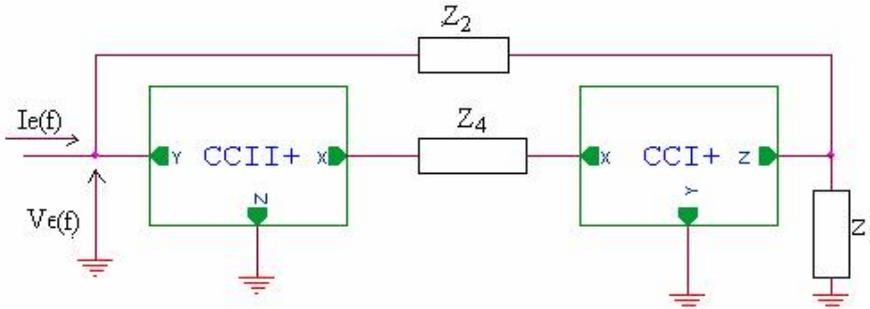


Fig 3-2: Circuit de Topologie B de simulation d'impédance.

Ces deux topologies A, B ont la même expression de calcul pour l'impédance d'entrée équivalente Z_e qui est donné par la relation suivante :

$$Z_e = (Z_2 + Z) \parallel \left[\frac{z_2 z_4}{z \alpha_1 \beta_2} + \frac{z_4}{\alpha_1 \beta_2} \right] \quad 3-1$$

Cette expression d'impédance est composée de deux parties qui peuvent être représentées par le schéma équivalent suivant :

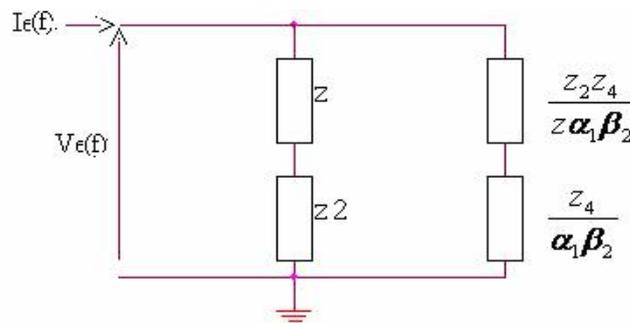


Fig3-3: Impédance simulée équivalente aux circuits de topologies A et B.

Dans la relation précédente de calcul de Z_e ; la variable Z représente l'impédance Z_3 pour le circuit A de le Fig(3-1) et Z_1 pour le circuit B de la Fig(3-2).

3-2-1-2 Conditions de simulation d'une inductance dans les circuits de topologies A et B :

1- Lorsque les impédances Z_2 et Z_4 sont des résistances, respectivement R_2 et R_4 , les deux circuits sont équivalents à des gyrateurs non idéaux.

2- lorsque Z_3 (ou Z_1 suivant le cas) est une capacité C .

En tenant compte des impédances parasites, l'impédance simulée sera identique à une inductance, ça valeur peut être déterminer par la relation suivante :

$$L_e = R_2 R_4 C_3 s \quad 3-2$$

À condition que :

$$1- \quad R_2 R_4 C_3 s \gg R_4 \quad 3-3$$

et

$$2- \quad R_2 R_4 C_3 s \ll R_2 + \frac{1}{C_3 s} \quad 3-4$$

Ces deux dernières conditions permettent de déterminer une plage de fréquence sur laquelle chacun des circuits se comporte comme une self.

$$\frac{1}{2\pi R_2 C} \ll f \ll \frac{1}{2\pi R_4 C} \quad 3-5$$

Cette dernier inéquations conduits à la condition entre composants: $R_4 \ll R_2$ nécessaire pour obtenir un gyrateur, d'autre part l'impédance simulée sera une FDNR (résistance négative dont la valeur dépend de la fréquence) lorsque Z_2 et Z_4 sont des capacités et Z_1 (ou Z_3 suivant le cas) sont des résistance R . Dans La plage de fréquence utile est alors délimitée par la relation suivante:

$$\frac{1}{2\pi R C_4} \ll f \ll \frac{1}{2\pi R C_2} \quad 3-6$$

Cette inéquations (3-6) conduits de la même manière à la condition entre les composants nécessaire pour l'obtention de la résistance négative qui est: $C_2 \ll C_4$

3-2-1-3 Résultats de simulation de l'impédance d'entrée :

La caractérisation de ces deux circuits se fait par une proposition de l'impédance équivalente à une valeur de self formée à partir des deux impédances Z_2 et Z_4 qui sont respectivement les résistance $R_2=100K\Omega$ et $R_4=100\Omega$ et l'impédance Z_3

pour la topologie A ou Z_1 pour la topologie B qui vont être une capacité de valeur $C=1nF$; dans ce cas la valeur de l'inductance est déduite de l'application de la relation :

$$L_e = R_2.R_4.C = 100*100k*1n=10mH.$$

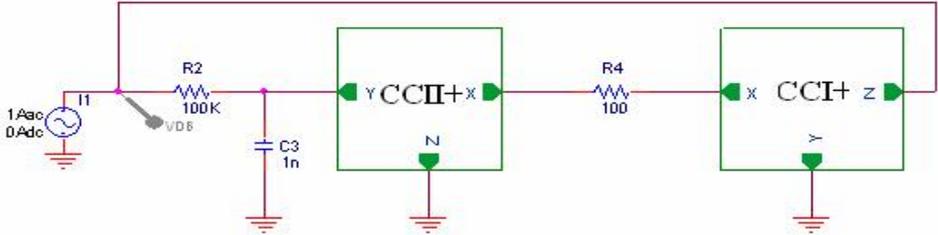


Fig 3-4: Circuit de simulation de l'impédance d'entrée du circuit de topologie A.

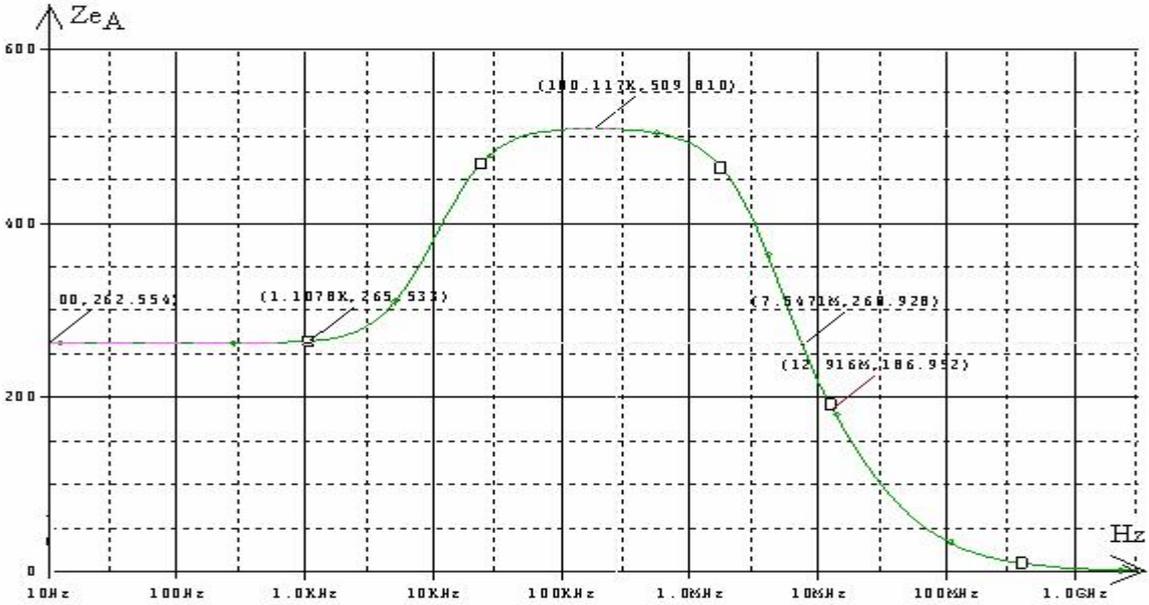


Fig. 3-5: Représentation de la variation de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence du circuit de topologie A.

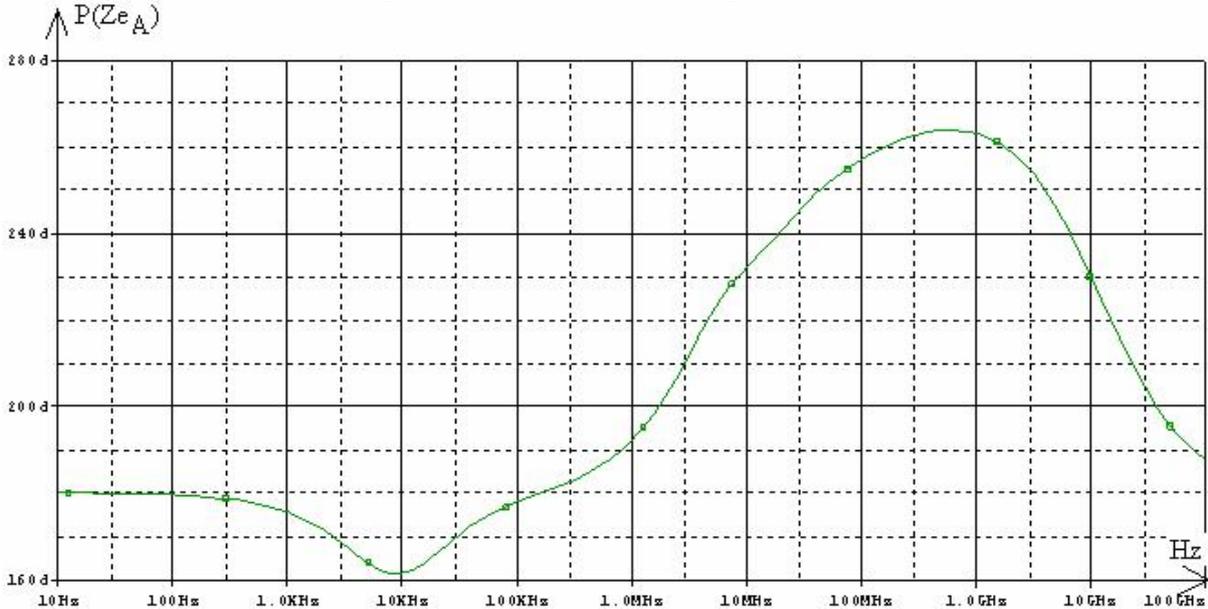


Fig 3-6: Représentation fréquentielle des variations de la phase de l'impédance d'entrée du circuit de topologie A.

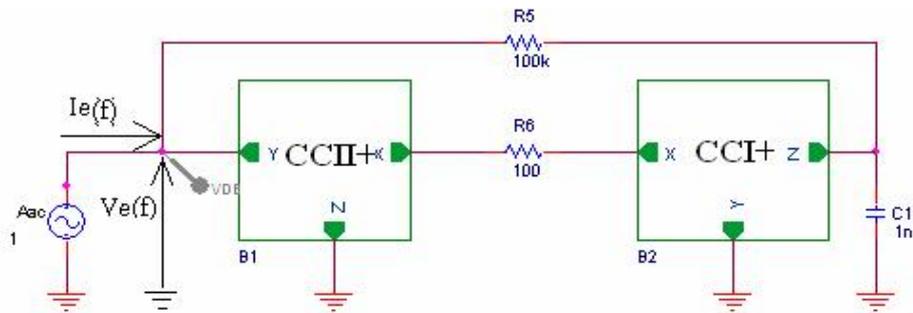


Fig 3-7: Circuit de simulation de l'impédance d'entrée du circuit de topologie B.

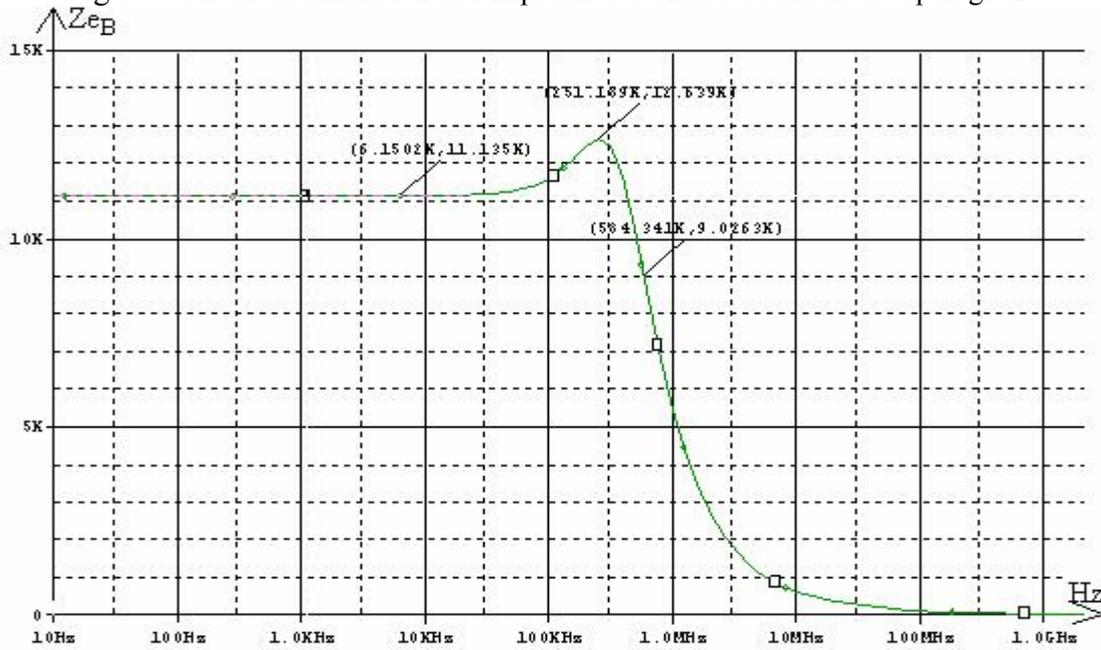


Fig. 3-8: Représentation des variations de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence du circuit de topologie B

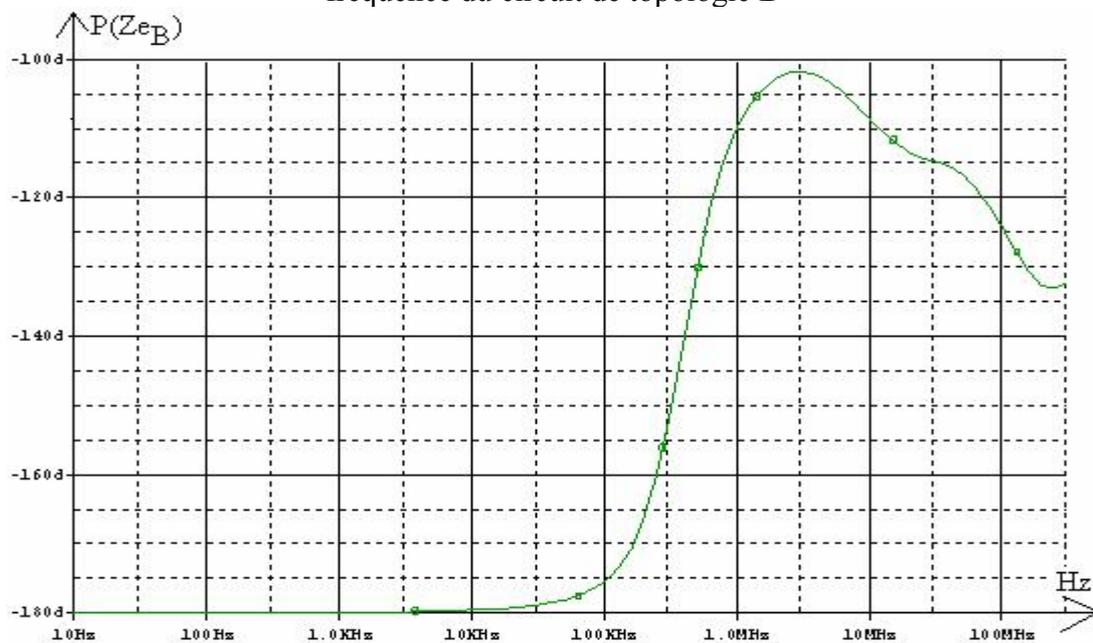


Fig 3-9: Représentation fréquentielle des variations de la phase de l'impédance d'entrée du circuit de topologie B.

Les deux circuits A et B dans la page de fréquence déduite de la relation (5),

$1.6 \text{ KHz} \ll f \ll 1.6 \text{ Mhz}$; l'impédance simulée est équivalente à une self, avec les valeurs des composants utilisés on peut dire que les résultats obtenus par simulation en parfait accord avec ceux qui sont représentés dans les Fig. (3-5), Fig. (3-8).

3-2-1-4: Circuits de filtrages déduits des topologies A et B en mode tension:

3-2-1-4-1: Principe de réalisation d'un circuit de filtrage avec la topologie A et B en mode tension:

Les circuits de topologie A ou B ont des impédances d'entrées qui prouvent un comportement d'une self dans une bande de fréquence, celle-ci peut être exploitée dans le domaine de filtrage, en ajoutant une impédance supplémentaire convenablement choisie en série sur l'entrée de chacun des circuits de simulation d'impédance précédents, va permettre de réaliser des filtres à faible sensibilité opérant en mode tension. L'impédance choisie est une capacité. Ces filtres sont désignés par configuration n°1.

D'autre part les impédances d'entrées de ces circuits A et B peuvent avoir un autre comportement comme celui d'une FDNR dans le cas où les impédances choisies sont des résistances et peut être appliqué dans les fonctions de filtrage.

Le circuit à comportement d'une FDNR [24] est désigné par (configuration n°2) lorsque les impédances de circuit de simulation choisies sont des résistances.

3-2-1-4-2 Circuits de filtrage en mode tension déduits des circuits A et B

Les deux schémas représentés ci-dessous Fig(3-10) et Fig(3-11) sont des filtres selon le cas de la configuration n°1 (capacité ajoutée en série sur l'entrée).

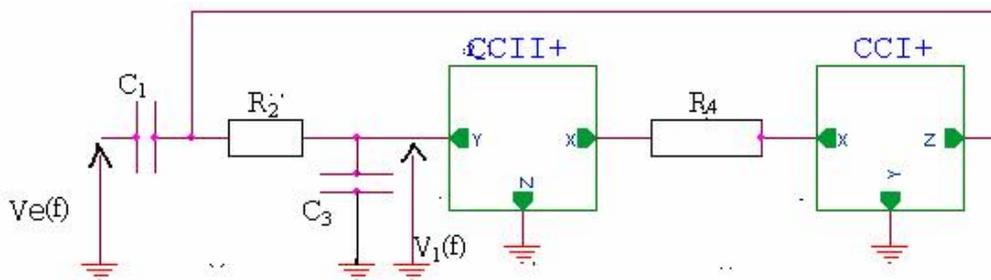


Fig 3-10 : Circuit de filtrage déduit de la topologie A en mode tension (configuration n°1).

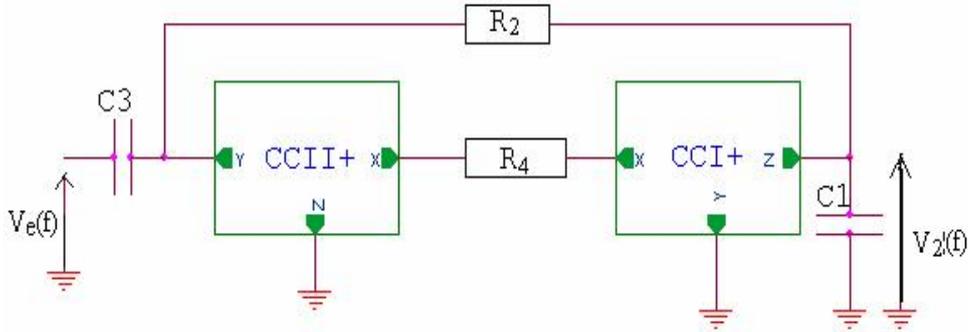


Fig 3-11: Circuit de filtrage déduit de la topologie B en mode tension (configuration°1).

Les deux circuits de filtrage précédent, permettent de réaliser des fonctions passe bande dont les transferts sont: $T_1(s)$ représente le transfert du circuit de la Fig. 3-10 $T_2(s)$ représente le transfert du circuit de la Fig. (3-11)

$$T_1(s) = \frac{V_1}{V_e}(s) = \frac{R_4 C_1 s}{R_2 R_4 C_1 C_3 s^2 + (C_1 + C_3) R_4 s + \alpha_1 \beta_2} \quad 3-7$$

$$T_2(s) = \frac{V_2}{V_e}(s) = \frac{(1 - \alpha_1 \beta_2 R_2 / R_4) R_4 C_3 s}{R_2 R_4 C_1 C_3 s^2 + (C_1 + C_3) R_4 s + \alpha_1 \beta_2} \quad 3-8$$

Les deux fonctions de transfert sont caractérisées par les mêmes valeurs de coefficient de qualité Q et de la pulsation centrale ω_0 qui sont données par les relations suivantes:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\alpha_1 \beta_2}{R_2 R_4 C_1 C_3}} \quad 3-9$$

$$Q = \frac{\sqrt{\alpha_1 \beta_2 (R_2 / R_4) C_1 C_3}}{C_1 + C_3} \quad 3-10$$

Les valeurs du gain de deux fonctions de transfert quand ω égale a la pulsation centrale ω_0 :

$$T_1 = \frac{V_1}{V_e} = \frac{C_1}{C_1 + C_3} \quad 3-11$$

$$T_2 = \frac{V_2}{V_e} = \frac{(1 - \alpha_1 \beta_2 R_2 / R_4) C_3}{C_1 + C_3} \quad 3-12$$

Lorsque $C_1 = C_3$, ce qui représente la réalisation la plus pratique, T_1 devient égal à 1/2 et T_2 vaut: $(1-4Q^2)/2$.

Pour les configurations n°2, lorsque les résistances sont remplacées par des capacités et vice-versa; les caractéristiques des filtres (qui sont aussi de type passe bande), se déduisent des équations (3-7) à (3-12) précédentes.

3-2-1-4-3 Sensibilités passives et actives:

Le calcul des différentes sensibilités passives ou actives de ces filtres se fait par les équations (3-9) à (3-12) ci-dessus et les résultats montrent que les relations ont des petites valeurs inférieures à l'unité et ne dépendent pas des valeurs des composants passifs. Celles-ci sont données ci-dessous :

a- Sensibilités passives:

$$S_{R_2, R_4, C_1, C_3} = -\frac{1}{2}$$

$$S_{R_2}^Q = -S_{R_4}^Q = -\frac{1}{2} \quad -\frac{1}{2} \leq S_{C_1, C_3}^Q \leq +\frac{1}{2}$$

$$-1 \leq S_{R_4}^{T_2} = -S_{R_2}^{T_2} \leq 0 \quad 0 \leq S_{C_1}^{T_2} = -S_{C_3}^{T_2} \leq -\frac{1}{2}$$

$$S_{R_2, R_4}^{T_1} = 0 \quad -1 \leq S_{C_1}^{T_1} \leq 0 \quad 0 \leq S_{C_3}^{T_1} \leq 1$$

b- Sensibilités actives:

$$S_{\alpha_1, \beta_2}^{\omega_o} = S_{\alpha_1, \beta_2}^Q = +\frac{1}{2}, \quad 0 \leq S_{\alpha_1, \beta_2}^{T_2} \leq 1, \quad S_{\alpha_1, \beta_2}^{T_1} = 0$$

Les sensibilités actives et passives des filtres en mode tension déduits des circuits A et B (configuration n°1) sont faibles (valeurs maximale égale à 1) et indépendantes des coefficients de qualité Q. Il est alors usuel de dire, par opposition aux circuits utilisant des amplificateurs opérationnels, que ces filtres sont insensibles [3].

3-2-1-4-4 Limitations :

Le calcul des sensibilités a montré que, contrairement aux cas des filtres à amplificateurs opérationnels, les limitations des circuits de filtrage précédents ne proviennent pas de la réponse en fréquence des circuits convoyeurs de courant (dont les gains sont égaux à l'unité et les bandes passantes sont supérieures à la centaine de Mhz. Ce seront par contre les impédances parasites qui apparaissent inévitablement qui vont entraîner les limitations.

Compte tenu de leurs valeurs, ce seront principalement: pour le CCI+ [17]: l'impédance entre y et la masse: ($R_e // C_e$); l'impédance entre x et y (R_s) l'impédance entre z et la masse ($R_z // C_z$).

Pour le CCI+ [17]: l'impédance entre sortie z et la masse ($R_o // C_o$ pF), qu'il sera nécessaire de prendre en considération. Ainsi, on constate que, pour toutes les configurations des filtres que nous avons appelées n°1 (Fig 3-1, 3-2), les impédances parasites et les impédances réalisant les fonctions filtrage sont de nature identique.

3-2-1-4-5 Résultats de simulation:

Ces filtres ont été simulés en utilisant les circuits convoyeurs de courant translinéaires précédemment décrits dans le chapitre I. Le CCII+ est celui représenté dans la Fig 1-20. Le CCI+ celui représenté dans la Fig 1-17. Les résultats obtenus sont présentés dans le tableau ci-dessous sont en parfait accord avec les résultats théoriques.

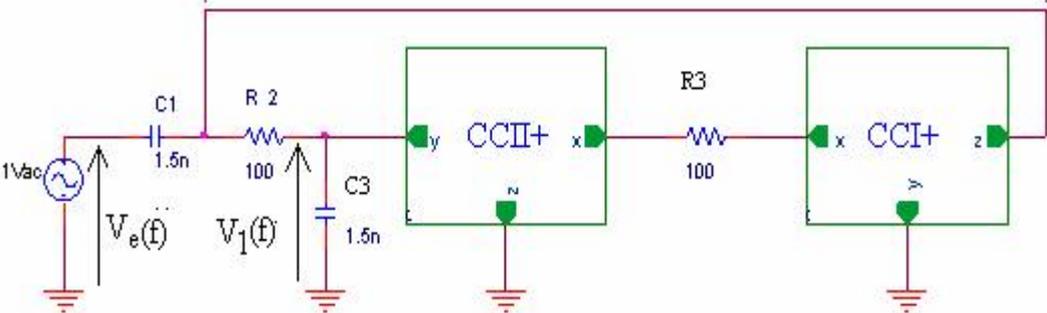


Fig 3-12: Le circuit de filtrage en mode tension déduit de la configuration n°1 de topologie A, de sortie $V_1(f)$ qui a un comportement d'un filtre passe bande.

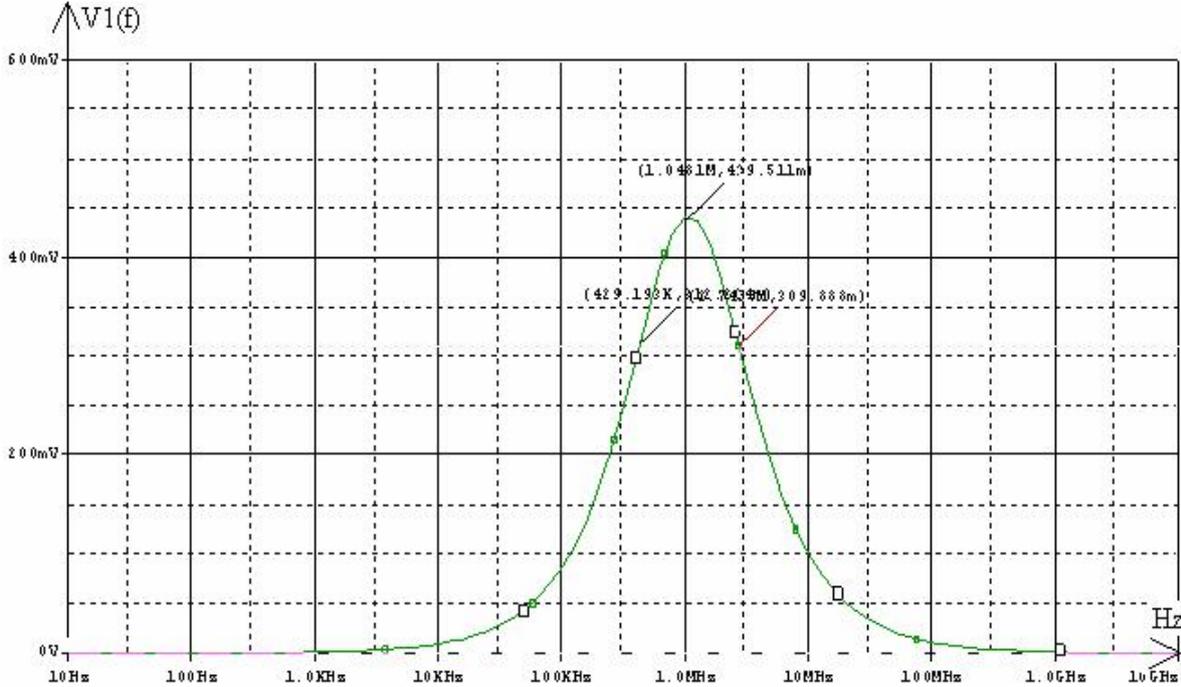


Fig 3-13: Réponse fréquentielle de la sortie $V_1(f)$ du circuit déduit de la configuration n°1 de topologie A, de caractéristique d'un filtre passe bande.

| Paramètres | Calculés | Simulés |
|-------------------|----------|---------|
| $f_o(\text{MHz})$ | 1.061 | 1.048 |
| Q | 0.500 | 0.452 |
| T_1 | 0.500 | 0.439 |
| $B_p(\text{MHz})$ | 2.123 | 2.316 |

Tableau 3-1 : Caractéristiques théoriques et simulés du filtre actif passe bande du second ordre en mode tension du circuit déduit de configuration n°1 de la topologie A et avec les potentiels de polarisation $V^+=3\text{v}$ et $V^-=-3\text{v}$ et température $T=27^\circ$ et $\alpha=\beta=1$.

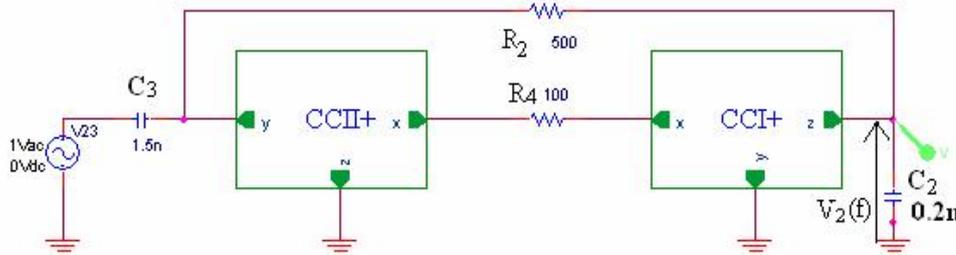


Fig 3-14: Le Circuit de filtrage en mode tension de configuration n°1 déduit de la topologie B a une caractéristique d'un filtre passe bande.

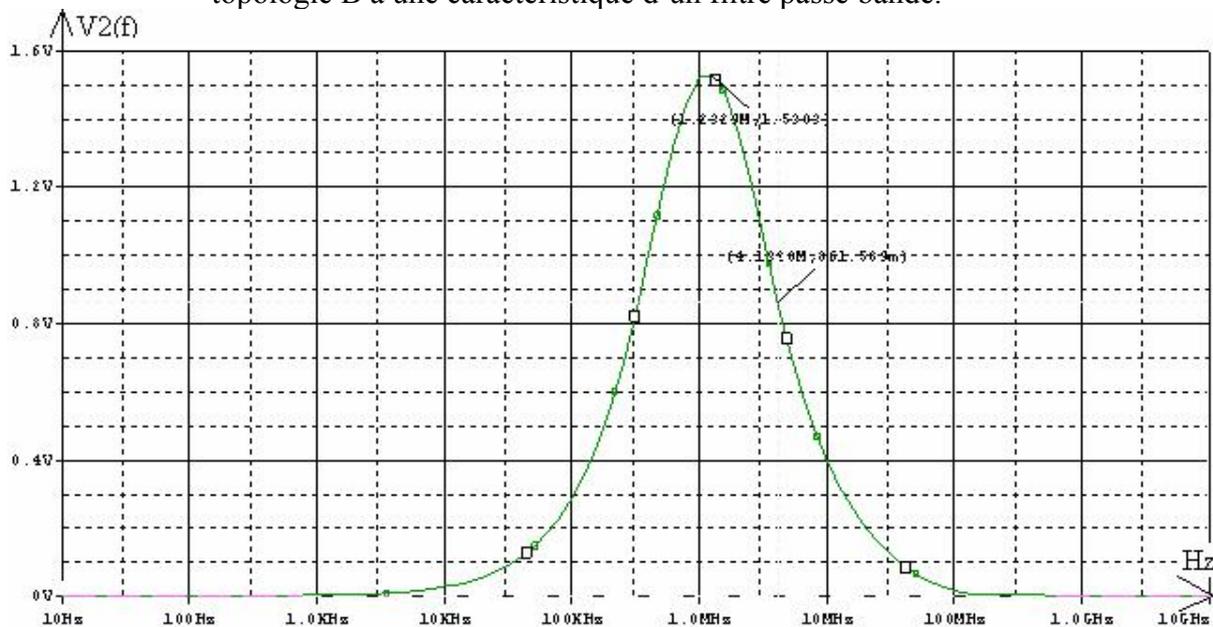


Fig 3-15: Réponse fréquentielle de la sortie $V_2(f)$ du circuit déduit de la configuration n°1 de topologie B réalisant la caractéristique d'un filtre passe bande.

| Paramètres | Calculés | Simulés |
|-------------------|----------|---------|
| $f_o(\text{MHz})$ | 1.300 | 1.233 |
| Q | 0.351 | 0.333 |
| T_2 | 3.529 | 1.530 |
| $B_p(\text{MHz})$ | 3.703 | 3.702 |

Tableau 3-2 : Caractéristique théorique et simulé du filtre passe bande actif du second ordre en mode tension du circuit déduit de la topologie B et configuration n°1 avec les potentiel de polarisation $V^+=3\text{v}$ et $V^-=-3\text{v}$ et température $T=27^\circ$ et $\alpha=\beta=1$.

Pour chacun des deux filtres décrits dans cette partie sont caractérisé par l'insensibilité par rapport à α_1 , α_2 , β_1 , β_2 , et par rapport aux composants passifs a été vérifiée. Ainsi, l'augmentation de l'un de ces paramètres a toujours produit une variation relative de ω_0 , Q ou du gain T. Ce dernier, ces valeurs de simulation sont inférieure aux valeur calculés théoriquement mais sont proche d'être égales, cela est du au caractéristique des convoyeurs de courant utilisés.

3-2-1-5 Les circuits de filtrage déduits des topologies A et B en mode courant:

3-2-1-5-1 Introduction : L'obtention des filtres opérant en mode courant se fait par une impédance supplémentaire qui doit être ajouter en parallèle sur l'entrée du circuit de simulation d'impédance cette impédance est de même nature que celle ajoutée en série dans le cas en mode courant.

Les filtres obtenus n'ont aucune condition fréquentielle imposé. Les différents courants de sorties s'écoulent vers la masse et sont disponible sur la sortie Z qui est toujours caractérisé par sa haute impédance.

3-2-1-5-2 Description des circuits:

Les circuits électriques des deux filtres sont ceux du [24] respectivement représentés dans les Fig 3-1 et Fig 3-2. Selon la configuration n°1; c'est à dire avec une capacité respectivement ajoutée en parallèle sur les entrées des circuits A (Fig3-16) et B (Fig3-17).

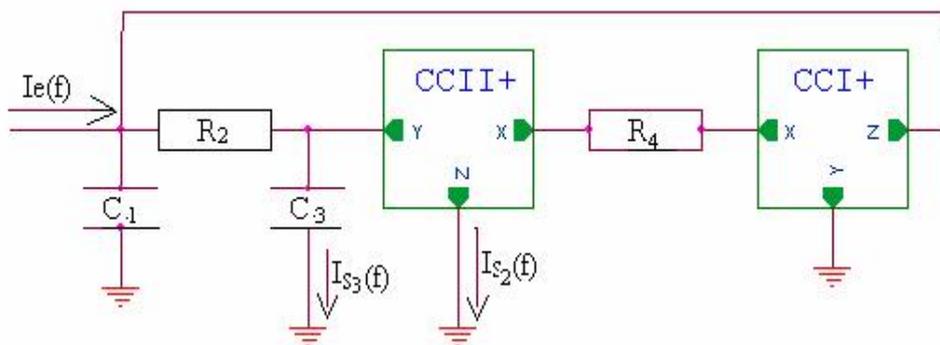


Fig 3-16: Circuit de filtrage déduit de la topologie A en mode courant de sorties de filtrage $I_{s3}(f)$, $I_{s2}(f)$.

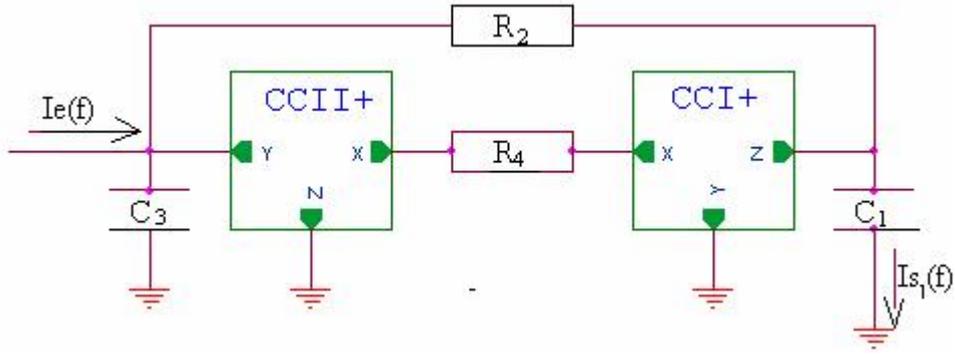


Fig 3-17: Circuit de filtrage déduit de la topologie B en mode courant de sortie $I_{S1}(f)$.

Les fonctions de transfert disponibles sont respectivement de type passe-bande: $G_1(s)$ et passe bas: $G_2(s)$ pour le filtre déduit du circuit B. Elle est de type passe bande: $G_3(s)$ pour le filtre déduit du circuit A. Ces fonctions sont caractérisées par:

$$G_1(s) = \frac{I_{S1}}{I_e} = \frac{(R_4 - \alpha_1 \beta_2 R_2) C_1 s}{R_2 R_4 C_1 C_3 s^2 + R_4 (C_1 + C_3) s + \alpha_1 \beta_2} \quad 3-13$$

$$G_2(s) = \frac{I_{S2}}{I_e} = \frac{\alpha_2 \beta_2}{R_2 R_4 C_1 C_3 s^2 + R_4 (C_1 + C_3) s + \alpha_1 \beta_2} \quad 3-14$$

$$G_3(s) = \frac{I_{S3}}{I_e} = \frac{R_4 C_3 s}{R_2 R_4 C_1 C_3 s^2 + R_4 (C_1 + C_3) s + \alpha_1 \beta_2} \quad 3-15$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\alpha_1 \beta_2}{R_2 R_4 C_1 C_3}} \quad 3-16$$

$$Q = \frac{\sqrt{\alpha_1 \beta_2 R_2 C_1 C_3}}{\sqrt{R_4 (C_1 + C_3)}} \quad 3-17$$

$$G_1 = \frac{(R_4 - \alpha_1 \beta_2 R_2) C_1}{R_4 (C_1 + C_3)} \quad 3-18$$

$$G_2 = \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \quad 3-19$$

$$G_3 = \frac{C_3}{C_1 + C_3} \quad 3-20$$

Les expressions G_1 , G_2 , G_3 ci-dessus représentent les valeurs des gains: en basse fréquence, pour la sortie passe bas et à la pulsation ω_0 , pour les sorties passe bande. Les configurations n°2 des circuits seront obtenues lorsque les résistances sont remplacées par des capacités et vice-versa.

Les transferts sont alors toujours de type passe bande pour $G_1(s)$ et $G_3(s)$; le transfert $G_2(s)$ devient dans ce cas celui d'un filtre passe haut.

3-2-1-5-3 Sensibilités actives et passives.

Les différentes sensibilités actives et passives qui sont directement déduites des équations (3-15) à (3-19) sont rassemblées comme suit :

a- Sensibilités passives:

$$S_{R_2, R_4, C_1, C_3}^{\omega_o} = -\frac{1}{2}$$

$$S_{R_2}^Q = -S_{R_4}^Q = \frac{1}{2} \quad -\frac{1}{2} \leq S_{C_1, 3}^Q \leq +\frac{1}{2}$$

$$-1 \leq S_{R_4}^{G_1} = -S_{R_2}^{G_1} \leq 0 \quad 0 \leq S_{C_1}^{G_1} = -S_{C_3}^{G_1} \leq -\frac{1}{2}$$

$$S_{R_2, 4; C_1, 3}^{G_2} = 0$$

$$S_{R_2, 4}^{G_3} = 0 \quad -1 \leq S_{C_1}^{G_3} \leq 0 \quad 0 \leq S_{C_3}^{G_3} \leq 1$$

b- Sensibilités actives:

$$S_{\alpha_1, \beta_2}^{\omega_o} = S_{\alpha_1, \beta_2}^Q = +\frac{1}{2}$$

$$0 \leq S_{\alpha_1, \beta_2}^{G_1} \leq 1 \quad S_{\alpha_2}^{G_1} = 0$$

$$S_{\alpha_2}^{G_2} = -S_{\alpha_1}^{G_2} = +1 \quad S_{\beta_2}^{G_2} = 0 \quad S_{\alpha_1, \beta_2}^{G_3} = 0$$

Elles sont toutes indépendantes du coefficient de qualité Q et de faible valeur (valeur maximale égale à l'unité).

3-2-1-5-4 Résultats de simulation : les circuits utilisés dans la simulation peuvent avoir d'autres valeurs de composant passif et autre circuit convoyeur de courant de la même génération et avec la même topologie A, B pour assurer que les résultats sont de la même topologie. Les résultats de simulation des sorties passe-bande des deux circuits de filtrage déduits de la configuration n°1 de topologie A, B sont obtenus de la même façon que pour le mode tension.

Les résultats obtenus sont présentés dans les tableaux ci-dessous (3-3, 3-4, 3-5) sont en parfait accord avec les résultats théoriques.

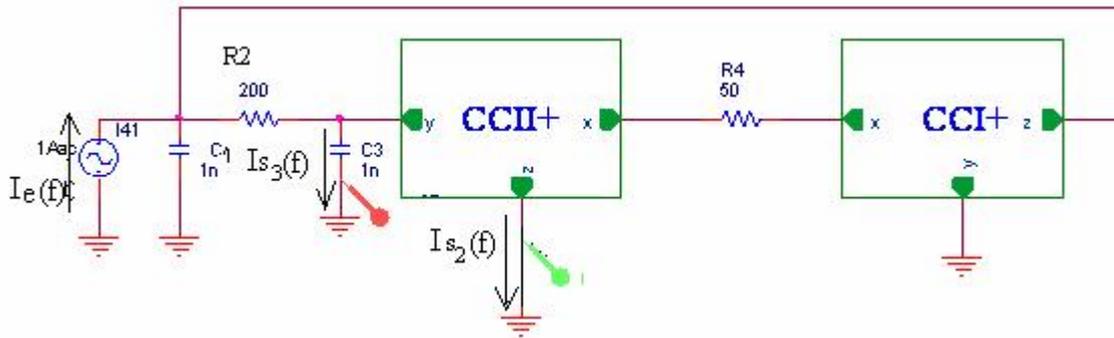


Fig 3-18: Circuit de filtrage en mode tension déduit de la configuration n°1 de la topologie A comporte deux sorties: $I_{s3}(f)$ passe bande, $I_{s2}(f)$ passe bas.

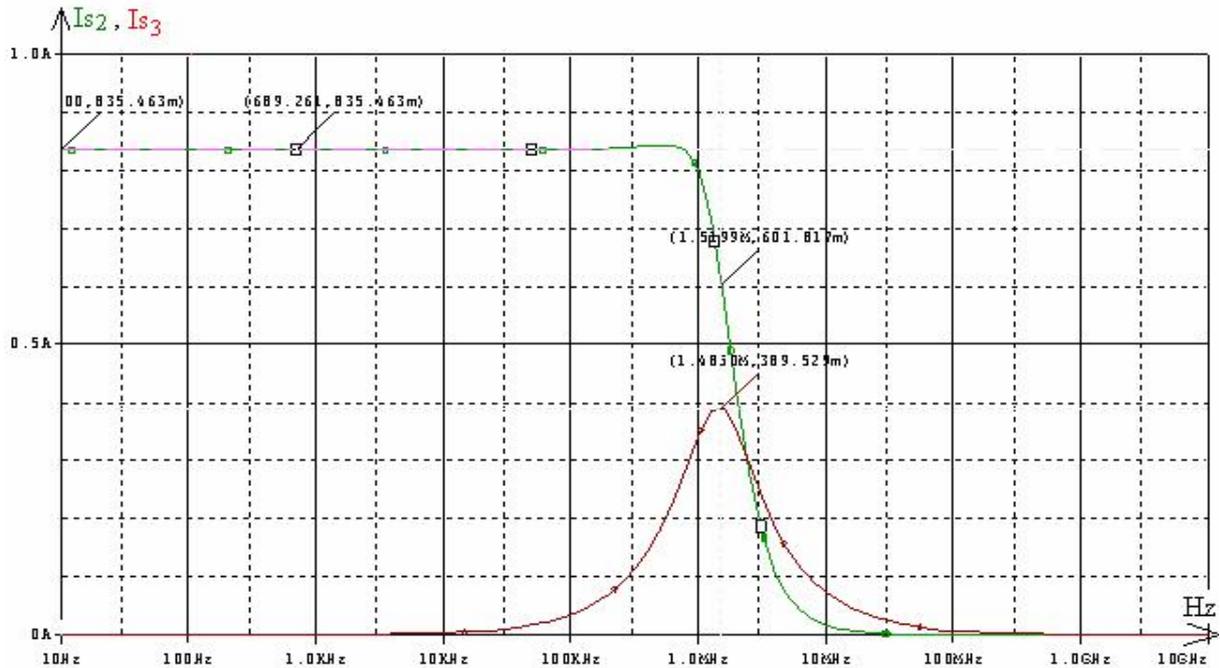


Fig 3-19 Réponse fréquentielle du circuit de configuration n°1 de topologie A en mode courant des deux sortie : $I_{s3}(f)$ du filtre passe bande et $I_{s2}(f)$ du filtre passe bas.

| Paramètres | Calculés | Simulés |
|-------------------|----------|---------|
| $f_0(\text{Mhz})$ | 1.592 | 1.485 |
| Q | 1 | 0.782 |
| G_3 | 0.5 | 0.389 |
| $B_p(\text{Mhz})$ | 1.592 | 1.898 |

Tableau 3-3: Les caractéristiques du circuit de configuration n°1 de topologie A en mode courant sur la sortie I_{s3} qui représente filtre passe bande en utilisant la polarisation $V^+=5\text{v}$, $V^-=-5\text{v}$ et la température $T=25^\circ$ et $\alpha=\beta=1$.

| Paramètres | Calculés | Simulés |
|-------------------|----------|---------|
| $f_0(\text{Mhz})$ | 1.5923 | 1.5199 |
| G_2 | 1 | 0.835 |

Tableau 3-4: Caractéristiques du circuit de configuration n°1 de topologie A en mode courant sur la sortie I_{s2} qui représente filtre passe bas en utilisant la polarisation $V^+=5\text{v}$, $V^-=-5\text{v}$ et la température $T=25^\circ$ et $\alpha=\beta=1$.

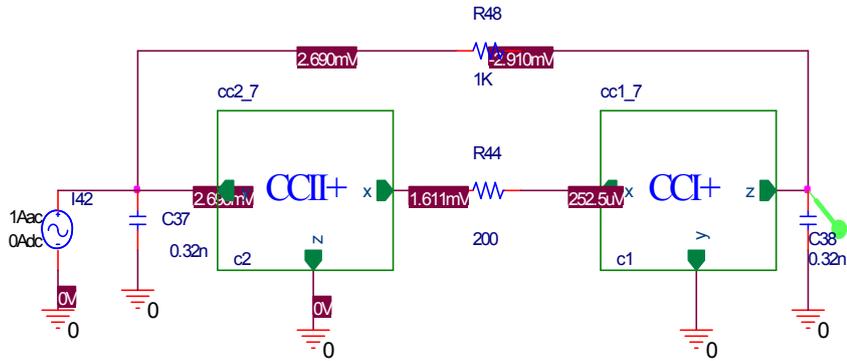


Fig.3-20: Circuit de filtrage déduit de configuration n°1 de topologie B utilisé en mode courant de sortie $I_{s1}(f)$ sur le port Z du CCI+ réalise un filtre passe bande.

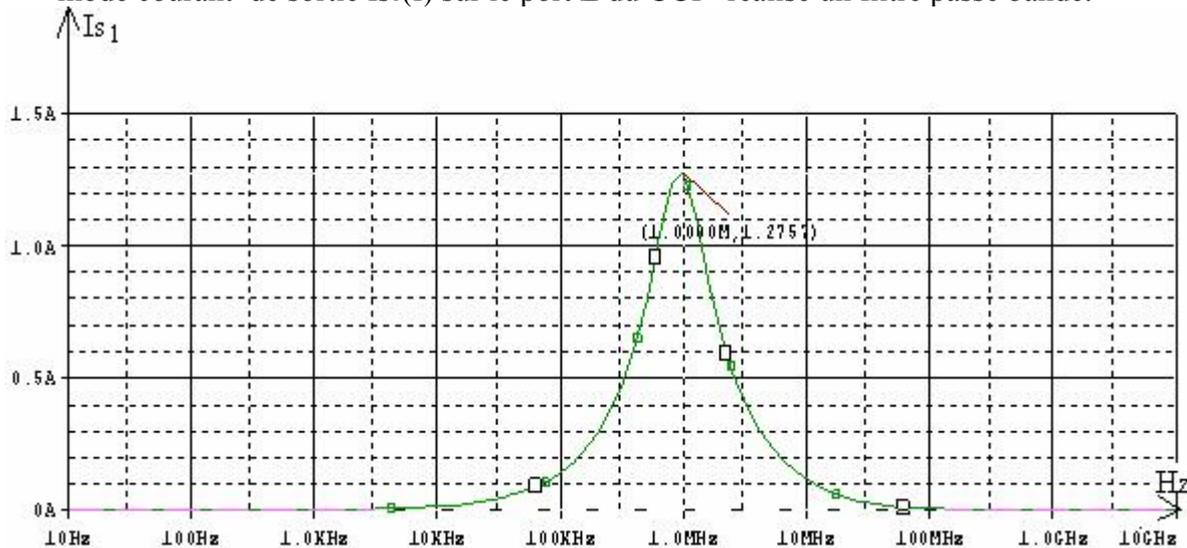


Fig 3-21: Représentation de la caractéristique de transfert du circuit de filtrage passe bande de configuration n°1 déduit de la topologie B de la sortie $I_{s1}(f)$.

| Paramètres | Calculés | Simulés |
|-------------------|----------|---------|
| $f_o(\text{Mhz})$ | 1.1129 | 1.00 |
| Q | 1.118 | 1.0214 |
| G_1 | 2 | 1.2757 |
| $B_p(\text{Mhz})$ | 0.995 | 0.979 |

Tableau 3-5: Les caractéristiques du circuit de configuration n°1 de topologie B en mode courant sur la sortie I_{s1} qui représente un filtre passe bande en utilisant la polarisation $V^+ = 5\text{v}$, $V^- = -5\text{v}$ et la température $T = 25^\circ$ et $\alpha = \beta = 1$.

3-2-2 Deuxième topologie des filtres utilisant un CCI+ et un CCII+:

3-2-2-1 Description du circuit de la deuxième topologie:

Cette topologie [25] est représentée par deux convoyeurs de courant et trois impédances, comme le montre le schéma ci-dessous et designer par un symbole C:

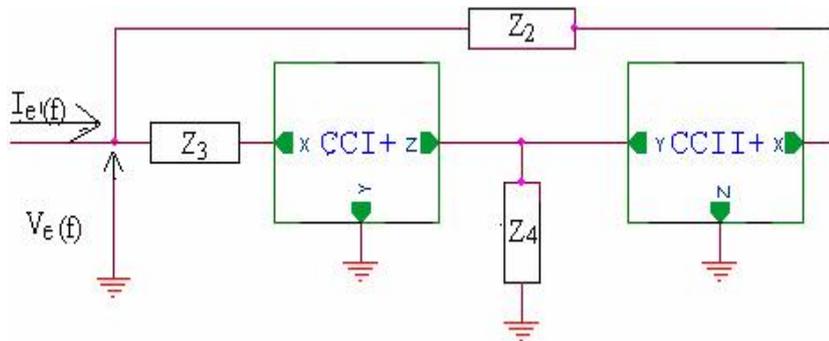


Fig 3-22: Circuit de la deuxième topologie de simulation d'impédance.

Le circuit de configuration C présente une impédance a sont entrée qui est équivalente à la relation suivante :

$$Z_e = Z_2 // Z_3 // \frac{Z_2 Z_3}{\alpha_1 \beta_2 Z_4} \quad 3-21$$

Le circuit équivalent de cette configuration est représenté dans la Fig 3-23, qui montre que les impédances Z_2 , Z_3 et le rapport des impédances $\frac{Z_2 Z_3}{\alpha_1 \beta_2 Z_4}$ sont en parallèles et présente l'impédance d'entrée Z_e du circuit.

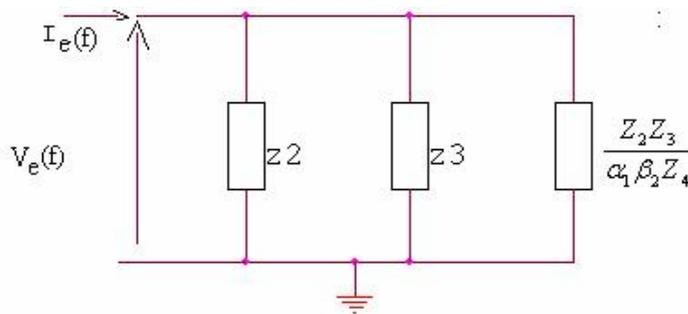


Fig.3-23 : Impédance simulée équivalente au circuit C.

3-2-2-2 Les conditions de simulation de l'impédance d'entrée :

Le choix des impédances Z_2 et Z_3 , peut permettre d'avoir un circuit qui se comporte comme un gyrateur imparfait, cela ne se réalise que lorsque les deux impédances sont des résistances et pour avoir le comportement d'une self Z_4 doit être choisie comme une capacité, ces choix permet de simuler une self dans la plage de fréquence définie par:

$$f \ll \frac{1}{2\pi(R_2 + R_3)C_4} \quad 3-22$$

Une autre possibilité pour avoir une FDNR le choix des impédances Z_2 et Z_3 sera des capacités et Z_4 une résistance dans la plage de fréquence qui est définie par la relation suivante:

$$f \ll \frac{C_2 + C_3}{2\pi R_4 C_2 C_3} \quad 3-23$$

3-2-2-3 Résultat de simulation de l'impédance d'entrée:

L'impédance d'entrée du circuit C à une valeur calculé par la relation théorique

$$\frac{Z_2 Z_3}{\alpha_1 \beta_2 Z_4}$$

est égale la même valeur que la précédente $L_e=10mA$, retrouvé dans la

plage de fréquence 700Khz et 10.54Ghz ce résultat n'est pas en accord avec la valeur théorique qui montre que la plage de la fréquence est inférieure à 1.6Khz. Si en applique des valeurs qui peuvent données une caractéristique d'une self en choisie les valeurs des impédances de la façon suivantes :

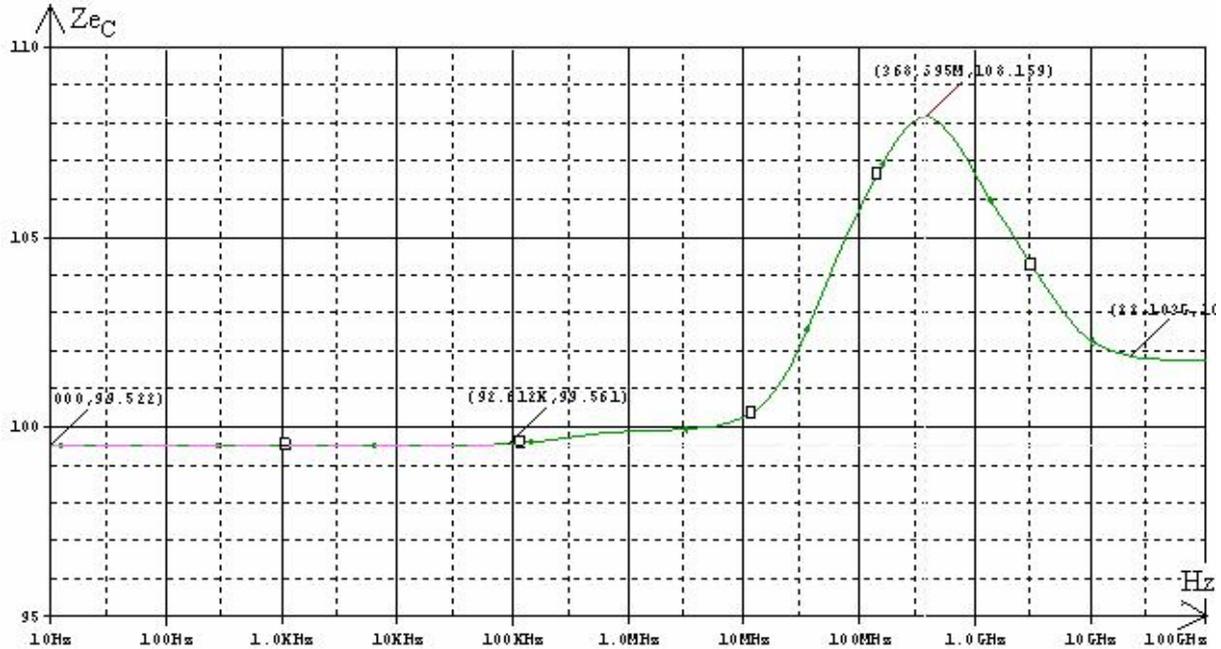


Fig 3-24: Représentation des variations du module de l'impédance d'entrée Z_{eC} du circuit de topologie C en fonction de la fréquence

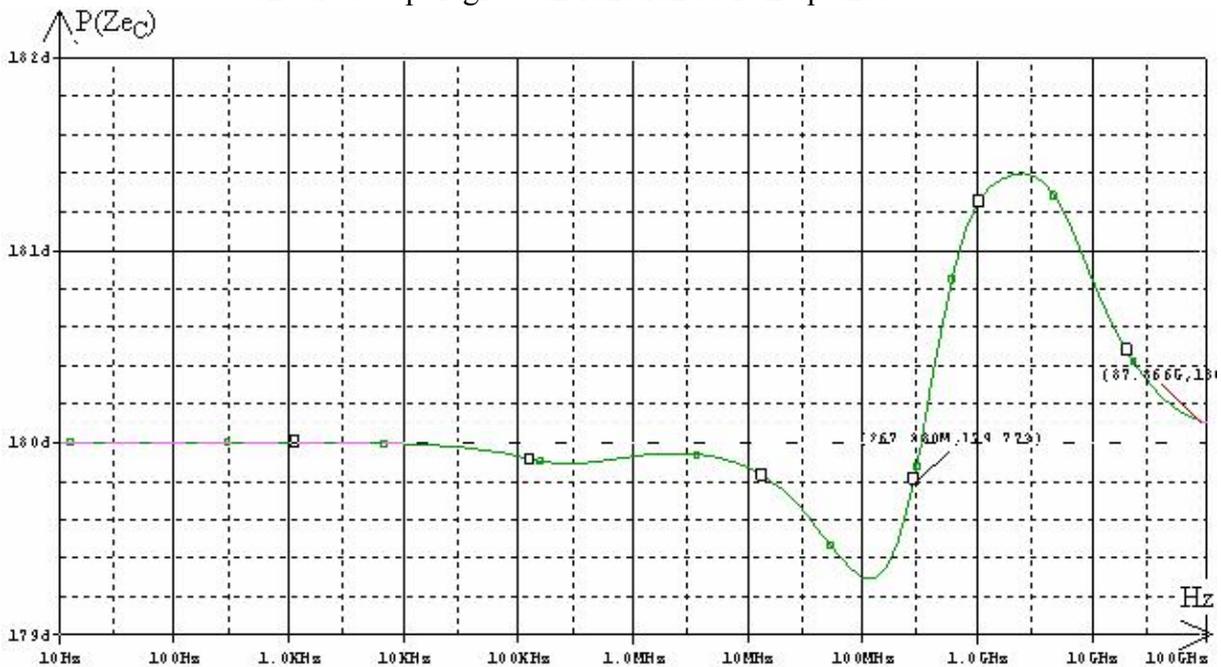


Fig 3-25 : Représentation de la courbe de phase de l'impédance d'entrée du circuit C.

3-2-2-4 Filtre déduit du circuit de topologie C en mode tension:

3-2-2-4-1 Description du circuit: suivant la description précédente la configuration C est représenté par trois impédances, qui peuvent être choisie de façon à avoir la caractéristique d'une self (deux résistances et une capacités), pour avoir la caractéristique d'un filtre en mode tension en ajoute une capacité en série au circuit de la Fig 3-21. Le circuit de filtrage déduit de la configuration C sera de la forme suivante :

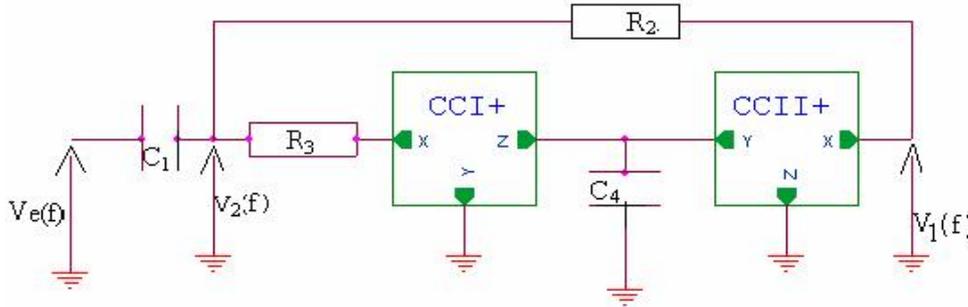


Fig 3-26: Circuit de filtrage en mode tension déduit du circuit de topologie C (Configuration n°1).

Le calcul des fonctions de transfert des sorties $V_1(f)$, $V_2(f)$ sont des filtre de types passe haut (a gain unité) et passe bande caractérisées par [25], données par les relation suivantes :

$$T_1(s) = \frac{V_1}{I_e}(s) = -\alpha_1 \beta_2 \frac{R_2 C_1 s}{R_2 R_3 C_1 C_4 s^2 + (R_2 + R_3) C_4 s + \alpha_1 \beta_2} \quad 3-24$$

$$T_2(s) = \frac{V_2}{V_e}(s) = \frac{R_2 R_3 C_1 C_4 s^2}{R_2 R_3 C_1 C_4 s^2 + (R_2 + R_3) C_4 s + \alpha_1 \beta_2} \quad 3-25$$

$$\omega_0 = \frac{\alpha_1 \beta_2}{R_2 R_3 C_1 C_4} \quad 3-26$$

$$Q = \frac{\sqrt{\alpha_1 \beta_2 R_2 R_3 C_1}}{(R_2 + R_3) \sqrt{C_4}} \quad 3-27$$

La valeur de $T_1(s)$ quand $\omega = \omega_0$ est donnée par la relation suivante :

$$T_1 = -\alpha_1 \beta_2 \frac{R_2 C_1}{(R_2 + R_3) C_4} = \frac{-\alpha_1 \beta_2 (R_3 + R_2)}{R_3} Q^2 \quad 3-28$$

3-2-2-4-2 Sensibilités passives et actives:

Elle sont calculées à partir des équations (3-25) à (3-27) et sont similaires à celles des deux filtres précédents .leurs relations sont données ci-dessous :

a- Sensibilités passives:

$$S^{\omega_o}_{R_2, R_3, C_1, C_4} = -\frac{1}{2}$$

$$S^Q_{C_1} = -S_{C_4}^Q = -\frac{1}{2}$$

$$S^Q_{R_2, 3} = \frac{1}{2} - \frac{R_{2,3}}{R_2 + R_3} \quad \text{donne :}$$

$$-\frac{1}{2} \leq S_{R_2, 3}^Q \leq +\frac{1}{2}$$

$$S_{C_1}^{T_1(\omega)} = -S_{C_4}^{T_1(\omega)} = +1$$

$$S_{R_2}^{T_1(\omega)} = -S_{R_3}^{T_1(\omega)} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \quad \text{donne :}$$

$$0 \leq S_{R_2}^{T_1(\omega)} = -S_{R_3}^{T_1(\omega)} \leq \frac{1}{2}$$

$$S_{R_2, R_3, C_1, C_4}^{T_2} = 0$$

b- Sensibilités actives:

$$S^{\omega_o}_{\alpha_1, \beta_2} = S^Q_{\alpha_1, \beta_2} = +\frac{1}{2}$$

$$S_{\alpha_1, \beta_2}^{T_1} = +1 \quad S_{\alpha_1, \beta_2}^{T_2} = 0$$

3-2-2-4-3 Résultats de simulation:

Le circuit de filtrage déduit de la topologie C de configuration n°1 possède simultanément plusieurs sorties de transferts, permis elles la sortie passe bande qui est caractérisé par une fréquence centrale f_o et le facteur de qualité Q. Les résultats de simulation sont en accord avec les résultats de calcul théorique.

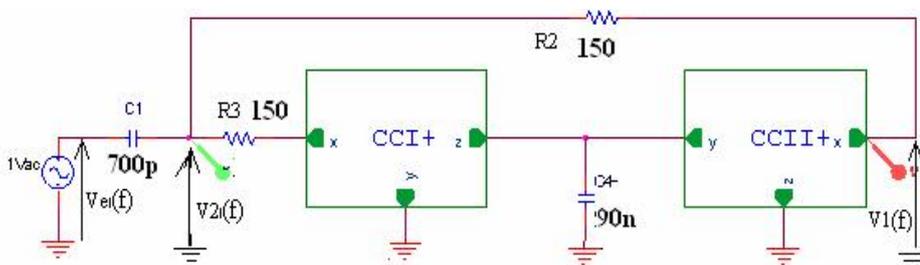


Fig 3-27: Circuit de filtrage en mode tension déduit de la configuration n°1 de topologie C comporte deux sortie: V1(f) filtre passe haut, V2(f) filtre passe bande.

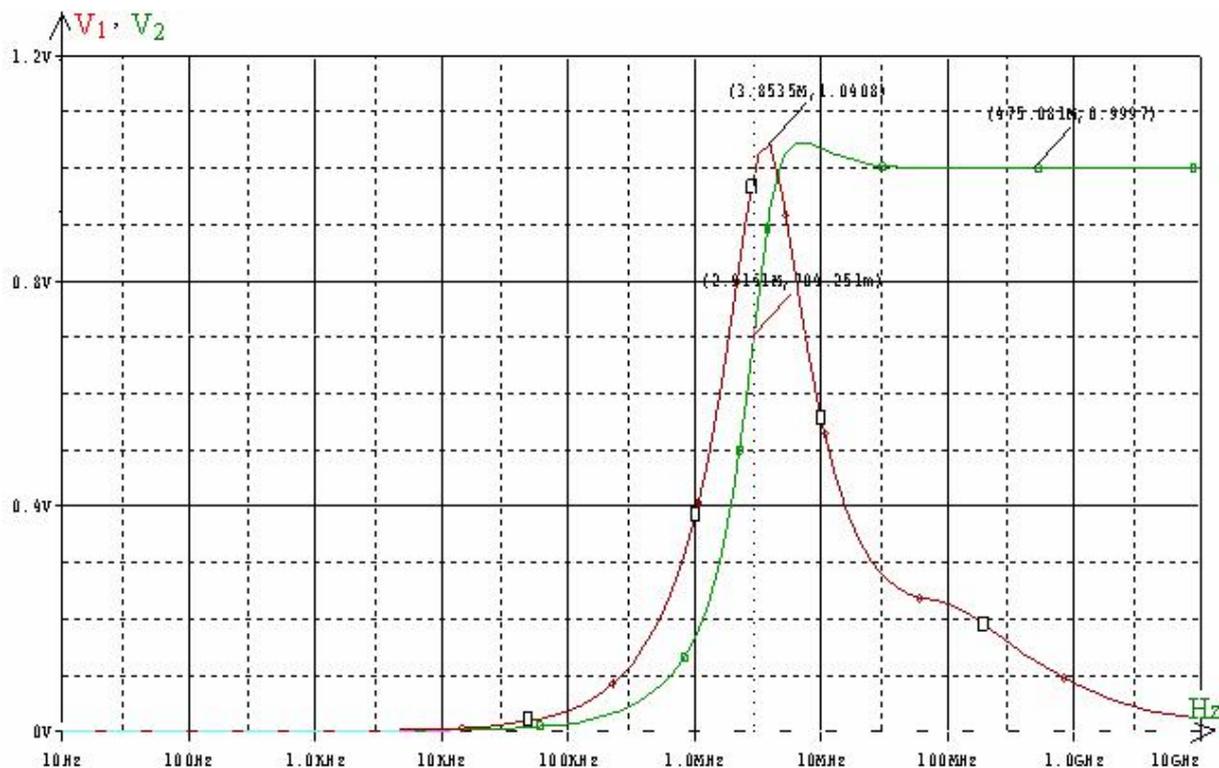


Fig 3-28: Réponses fréquentielles des sorties du circuit de filtrage Fig 3-27 donnant deux caractéristiques : $V_1(f)$ filtre passe haut, $V_2(f)$ filtre passe bande.

| Paramètres | Calculés | Simulés |
|-------------------|----------|---------|
| $f_0(\text{MHz})$ | 4.229 | 2.915 |
| T_1 | 1 | 0.999 |

Tableau 3-6: Caractéristiques théoriques et simulés de sortie $V_2(f)$ du filtre passe haut actif de second ordre en mode tension du circuit de configuration n°1 déduit de la topologie C avec les tensions de polarisations $V^+=5\text{v}$, $V^-=-5\text{v}$ et température $T=27^\circ\text{C}$ et $\alpha=\beta=1$.

| Paramètres | Calculés | Simulés |
|-------------------|----------|---------|
| $f_0(\text{MHz})$ | 4.229 | 3.854 |
| Q | 1.394 | 0.678 |
| T_2 | 1 | 1.041 |
| $B_p(\text{MHz})$ | 3.033 | 5.681 |

Tableau 3-7: Caractéristiques théoriques et simulés de la sortie $V_2(f)$ du filtre passe bande actif de second ordre en mode tension du circuit de configuration n°1 déduit de la topologie C avec les polarisations $V^+=5\text{v}$, $V^-=-5\text{v}$ et température $T=27^\circ\text{C}$ et $\alpha=\beta=1$.

Les bandes passantes de CCI+ et de CCII+ utilisés dans ces conditions étaient de l'ordre de quelques Mégahertz, mais les résultats de cette topologie atteignent plus de 1 MHz les autres caractéristiques étant respectivement presque les mêmes que celles obtenues en théorie.

3-2-2-5 Filtre déduit du circuit de topologie C en mode courant:

3-2-2-5-1 Description du circuit:

Le circuit présente la simulation d'une self de topologie C, son utilisation dans la fonction de filtrage en mode courant a besoin d'une impédance supplémentaire qui sera une capacité placée en parallèle à l'entrée du circuit de la Fig 3-22. Le schéma du filtre déduit de la configuration n°1 est représenté dans la Fig3-31.

Les fonctions de transfert qui déterminent l'ensemble des fonctions du circuit sont données par $G_1(s)$, $G_2(s)$, sont de type passe haut (de gain unité) et passe bande sont caractérisées par:

$$G_1(s) = \frac{I_{S_1}(s)}{I_e} = \frac{R_3 R_2 C_4 C_1 s^2}{R_2 R_3 C_1 C_4 s^2 + (R_2 + R_3) C_4 s + \alpha_1 \beta_2} \quad 3-29$$

$$G_2(s) = \frac{I_{S_4}(s)}{I_e} = \frac{R_2 C_4 s}{R_2 R_3 C_1 C_4 s^2 + (R_2 + R_3) C_4 s + \alpha_1 \beta_2} \quad 3-30$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\alpha_1 \beta_2}{R_2 R_3 C_1 C_4}} \quad 3-31$$

$$Q = \frac{\sqrt{\alpha_1 \beta_2 R_2 R_3 C_1}}{(R_2 + R_3) \sqrt{C_4}} \quad 3-32$$

La valeur de la fonction de transfert $G_2(s)$ à $\omega = \omega_0$ est égale a :

$$G_2 = \frac{R_2}{R_2 + R_3} \quad 3-33$$

Pour la configuration n°2, les équations relatives aux transferts qui deviennent de type passe bas et passe bande.

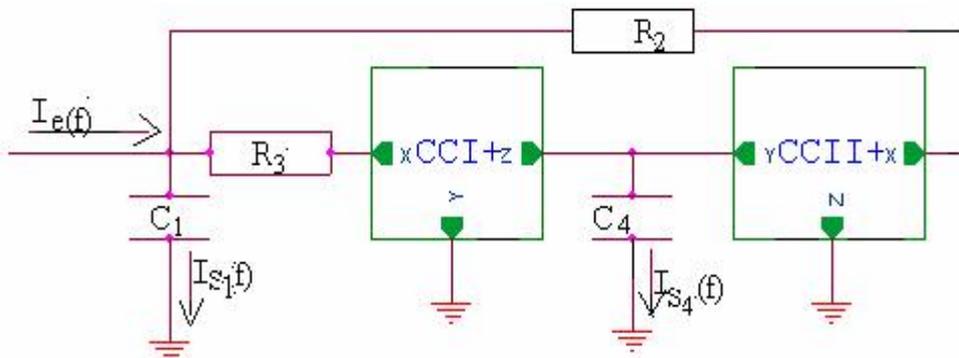


Fig.3-29: Circuit de filtrage en mode courant déduit du circuit de topologie C (configuration °1).

3-2-2-5-2 Sensibilités actives et passives.

Elles sont données, pour la configuration n°1 par les relations ci-dessous:

a- Sensibilités passives:

$$S^{\omega_o}_{R_{2,3}, C_{1,4}} = -\frac{1}{2}$$

$$S^Q_{C_1} = -S_{C_4}^Q = \frac{1}{2} \quad -\frac{1}{2} \leq S_{R_{2,3}}^Q \leq +\frac{1}{2}$$

$$S_{C_{1,4}}^{G_1} = 0 \quad -1 \leq S_{R_3}^{G_1} \leq 0 \quad 0 \leq S_{R_2}^{G_1} \leq 1$$

b- Sensibilités actives:

$$S^{\omega_o}_{\alpha_1, \beta_2} = S^Q_{\alpha_1, \beta_2} = +\frac{1}{2} \quad S^{G_1}_{\alpha_1, \beta_2} = 0 \quad S_{\alpha_1, \beta_2}^{T_2} = 0$$

3-2-2-5-3 Résultats de simulation :

Résultat de simulation sont représenté sur les deux courbes de réponse en fréquence des fonctions de transferts ci-dessous du circuit de la Fig 3-30:

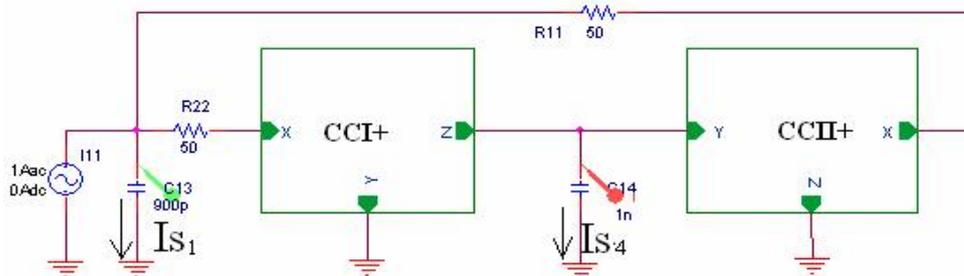


Fig 3-30: Circuit de filtrage en mode courant déduit de la configuration n°1 de topologie C comporte deux sortie: $I_{s4}(f)$ filtre passe bande, $I_{s1}(f)$ filtre passe haut

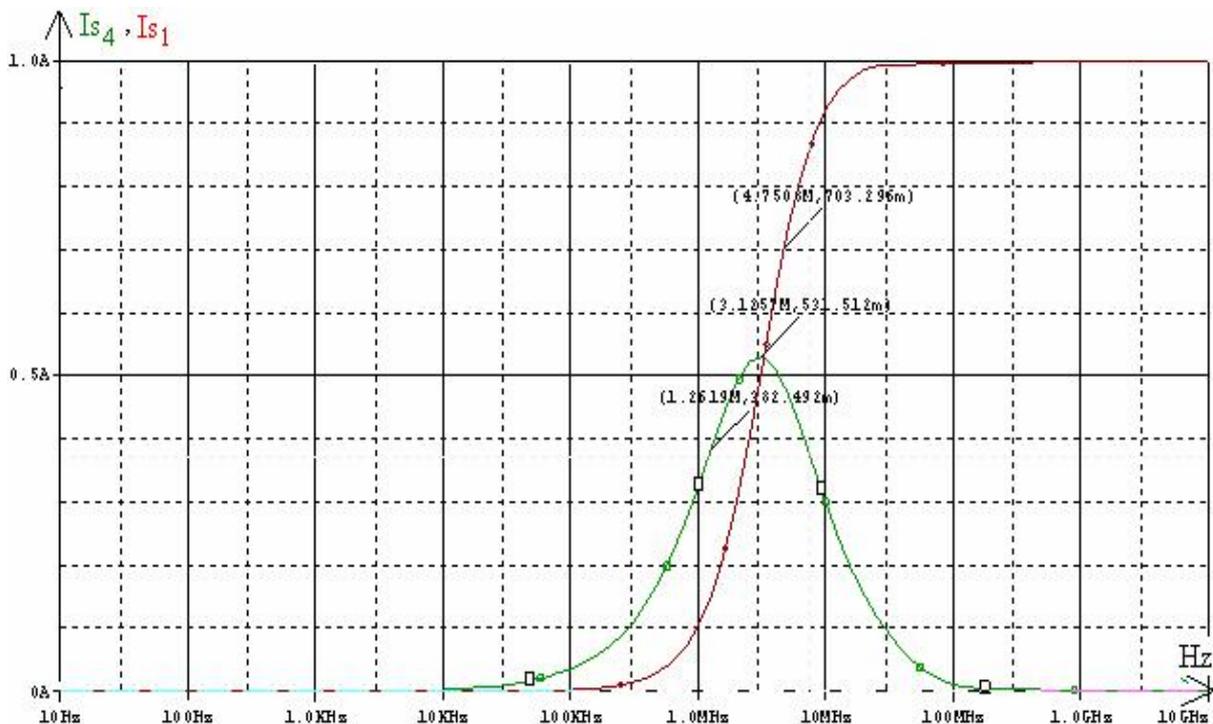


Fig 3-31: Réponse fréquentielle des sorties du circuit de filtrage en mode courant donnant deux transferts : $I_{s1}(f)$ filtre passe haut et $I_{s4}(f)$ filtre passe bande.

| Paramètres | Calculés | Simulés |
|-------------------|----------|---------|
| $f_o(\text{Mhz})$ | 3.356 | 4.751 |
| G1 | 1 | 1 |

Tableau 3-8: Caractéristiques théoriques et simulés de la sortie I_{s1} du filtre passe haut actif de second ordre en mode courant du circuit de configuration n°1 déduit de la topologie C avec les polarisations $V^+=5\text{v}$, $V^-=-5\text{v}$ et température $T=27^\circ$ et $\alpha=\beta=1$.

| Paramètres | Calculés | Simulés |
|-------------------|----------|---------|
| $f_o(\text{Mhz})$ | 3.356 | 3.125 |
| Q | 0.474 | 0.491 |
| G2 | 0.500 | 0.531 |
| Bp(Mhz) | 7.075 | 6.364 |

Tableau 3-9: Caractéristique théorique et simulé de la sortie I_{s4} du filtre passe bande actif de second ordre en mode courant du circuit de configuration n°1 déduit de la topologie C avec les polarisations $V^+=5\text{v}$, $V^-=-5\text{v}$ et température $T=27^\circ$ et $\alpha=\beta=1$.

En remarque d'après les tableaux que les résultats de simulation sont en accord avec celle obtenus en théorie, aussi ces résultats peuvent être améliorés avec le choix des composants de base des circuits convoyeurs de courants pour être très proche des résultats théoriques.

3-2-3 Troisième topologie des filtres utilisant un CCI+ et un CCII+:

3-2-3-1 Etude du schéma de principe du circuit de la troisième topologie :

3-2-3-1-1 description du circuit de la troisième topologie:

Cette configuration, utilise deux convoyeurs de courant, est désigné par la lettre D le nom de la topologie, représentée dans la Fig.3-32 par un schéma décrit par Higashimura [26].

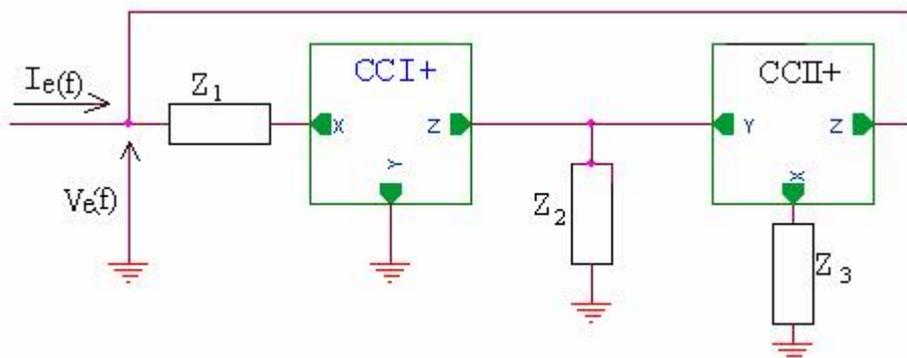


Fig 3-32: Schéma du circuit de simulation d'impédance de la topologie D.

Le circuit précédent a une impédance équivalente d'entrée simplifiée dans la relation suivante:

$$Z_e = Z_1 // \frac{Z_1 Z_3}{\alpha_1 \alpha_2 \beta_2 Z_2} \quad 3-34$$

La relation 34 peut être transformé à un circuit équivalent qui montre la simplification du circuit de la Fig 3-32 par deux impédances placées en parallèles représentés dans la Fig 3-33 suivante :

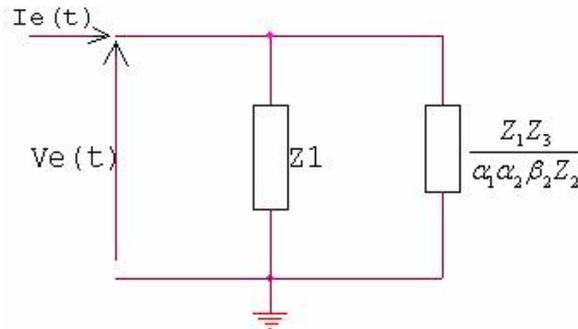


Fig3-33: Représentation du circuit équivalent au circuit de topologie D de simulation d'impédance d'entrée.

3-2-3-1-2 Conditions de simulation de l'impédance du circuit de la troisième topologie: Lorsque Z_1 et Z_3 sont des résistances et Z_2 est une capacité, Le circuit sera équivalent à une self, sur la plage de fréquence:

$$f \ll \frac{1}{2 \pi R_3 C_2} \quad 3-35$$

Cette self peut être calculé par la relation suivante :

$$L_e = \frac{R_1 R_3 C_2}{\alpha_1 \alpha_2 \beta_2} \quad 3-36$$

De même l'impédance simulée sera un FDNR sur la plage:

$$f \gg \frac{1}{2 \pi R_2 C_3} \quad 3-37$$

Lorsque Z_1 et Z_3 sont des capacités et Z_2 une résistance.

3-2-3-1-3 Résultats de la simulation d'impédance d'entrée du circuit de topologieD: En utilisant dans cette application les composant passifs suivant: $R_1=100k\Omega$, $R_3=100$, $C_2=1n$, $C_3=1n$. Le circuit de la Fig 3-32 présente une impédance de $L_e=10mH$ dans la plage de fréquence $f \ll 1.6Mhz$ et d'après les résultats de graphe de simulation sont en accord avec cette condition mais cette inductance est obtenu dans la plage de fréquence entre 29.15Khz et 1.1768Mhz.

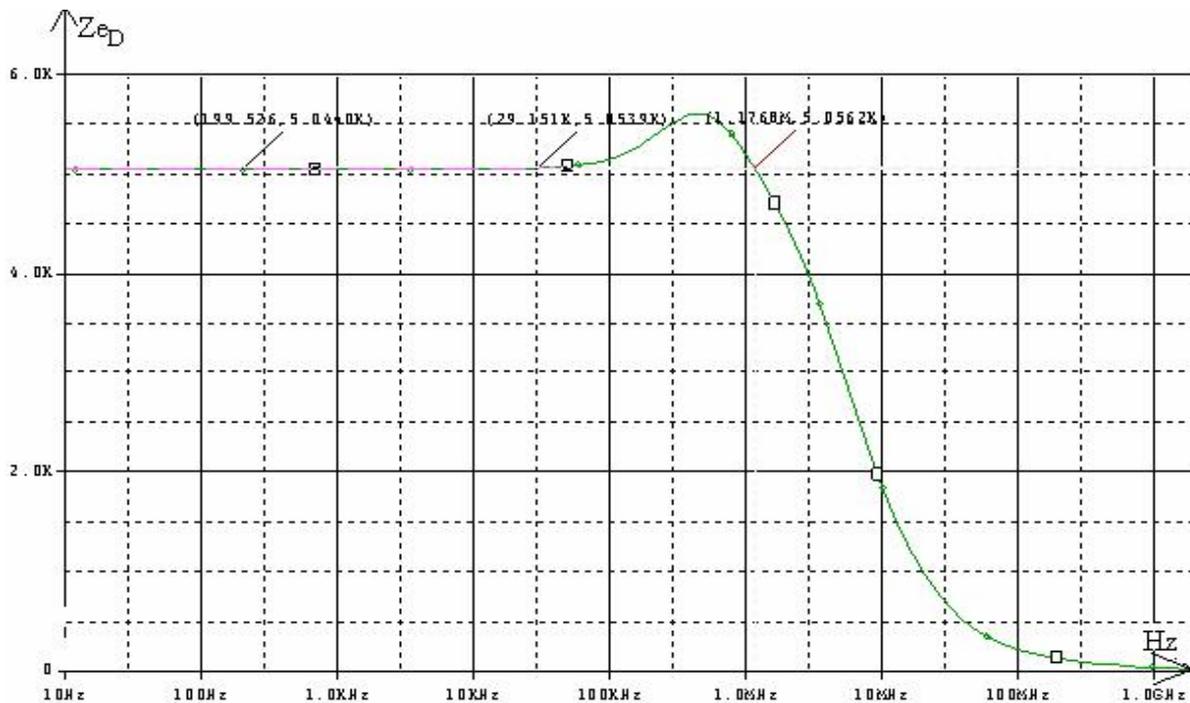


Fig 3-34: La Courbe de variation de l'impédance d'entrée du circuit de topologie D en fonction de la fréquence.

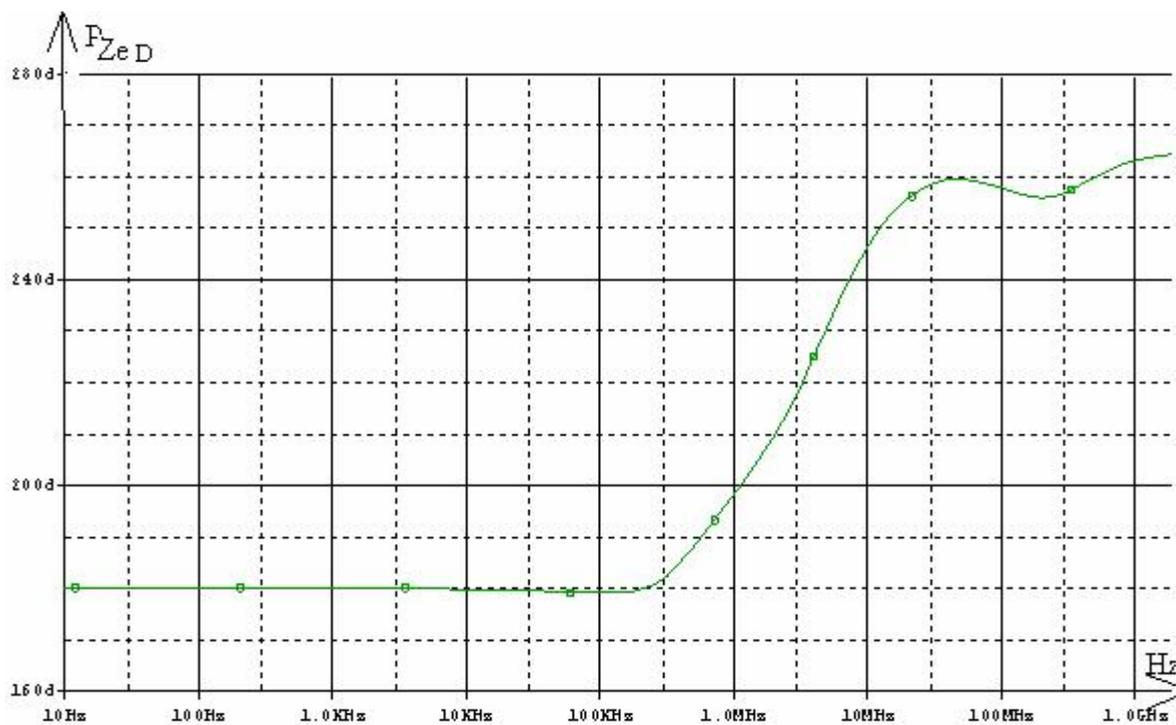


Fig 3-35: Réponse fréquentielle de la fonction de phase de l'impédance d'entrée du circuit de topologie D.

3-2-3-2 Filtre déduit du circuit de topologie D en mode tension:

3-2-3-2-1 Description du circuit:

A fin d'obtenir un circuit de filtrage de second ordre en mode tension du circuit de la topologie D, une impédance supplémentaire doit être ajoutée en série à l'entrée pour

donnée un schéma qui est représenté dans la Fig 3-35. Suivant le cas de la configuration n°1. le filtre est constitué de deux résistances et deux capacités.

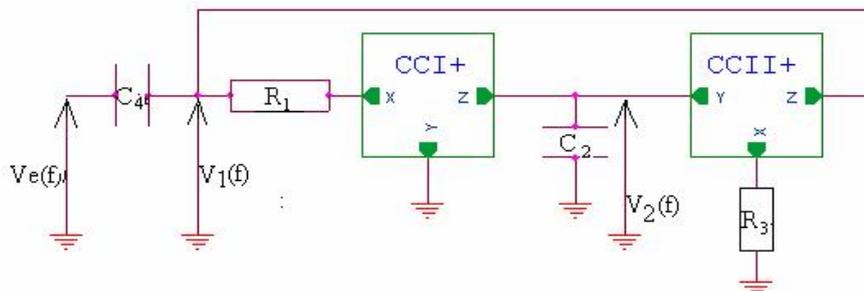


Fig 3-36: Circuit de filtrage déduit du circuit de la topologie D en mode tension.

Ce circuit est caractérisé par deux fonctions de transfert de type: $V_1(f)$ passe haut (de gain unité) et $V_2(f)$ passe bande données par les relation suivantes :

$$T_1(s) = \frac{V_1}{I_e}(s) = \frac{R_1 R_3 C_2 C_4 s^2}{R_1 R_3 C_2 C_4 s^2 + R_3 C_2 s + \alpha_1 \alpha_2 \beta_2} \quad 3-38$$

$$T_2(s) = \frac{V_2}{I_e}(s) = \frac{\alpha_1 R_3 C_4 s}{R_1 R_3 C_2 C_4 s^2 + R_3 C_2 s + \alpha_1 \alpha_2 \beta_2} \quad 3-39$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_2}{R_1 R_3 C_2 C_4}} \quad 3-40$$

$$Q = \frac{\sqrt{\alpha_1 \alpha_2 \beta_2 R_1 C_4}}{\sqrt{R_3 C_2}} \quad 3-41$$

La fonction de transfert $T_2(s)$ à la pulsation centrale $\omega = \omega_0$ a la relation suivante:

$$T_2 = \alpha_1 \frac{C_4}{C_2} \quad 3-42$$

En remarque que la valeur de T_2 dépend des valeurs des impédances capacitives ainsi que la caractéristique α_1 du CCI+. La configuration n°2 le cas où en utilise une FDNR est obtenue en remplaçant les résistances par des capacités et les capacités par des résistances. Le résultat de cette configuration est un circuit qui présente deux filtres l'un est un passe bas et l'autre est un passe bande.

3-2-3-2-2 Sensibilités actives et passives:

Elles sont données, pour la configuration n°1 par les relations ci-dessous qui montrent que ces sensibilités ne dépendent pas des valeurs des composants passifs ou des paramètres des circuits convoyeurs de courant:

a- Sensibilités passives:

$$S^{\omega}_{R_1 R_3 C_2 C_4} = -\frac{1}{2}, \quad S^Q_{R_1} = -S^Q_{R_3} = \frac{1}{2}, \quad S^{C_4} = -S^Q_{C_2} = \frac{1}{2}$$

$$S_{C_4}^{T_2} = -S^{T_2}_{C_2} = \frac{1}{2} \quad S_{R_3}^{T_2} = 0$$

b- Sensibilités actives:

$$S^{\omega_o}_{\alpha_{1,2}, \beta_2} = S^Q_{\alpha_{1,2}, \beta_2} = +\frac{1}{2} \quad ,$$

$$S^{T_2}_{\alpha_2, \beta_2} = 0 \quad , \quad S_{\alpha_1}^{T_2} = 1$$

3-2-3-2-3 Résultats de la simulation:

Les résultats de simulation qui ont été obtenus dans les mêmes conditions que pour les filtres précédents sont donnés pour la configuration n°1. Les équations (38) à (40.) montrent que ce circuit présente de plus grandes possibilités que les précédents, (II en sera de même pour le filtre déduit du circuit E) aussi bien en mode tension qu'en mode courant. Les valeurs de Q qui sont proportionnelles à la fois à :

$(R_1 C_4)^{\frac{1}{2}} / (R_3 C_2)^{\frac{1}{2}}$ et à $(\alpha_1 \alpha_2)^{\frac{1}{2}}$ (c'est-à-dire aux gains en courant des circuits convoyeurs de courant) peuvent en effet être importantes sans toutefois que le rapport entre composants soit trop élevé. Les résultats de simulation obtenus avec un CCI+ ayant un gain en courant élevé.

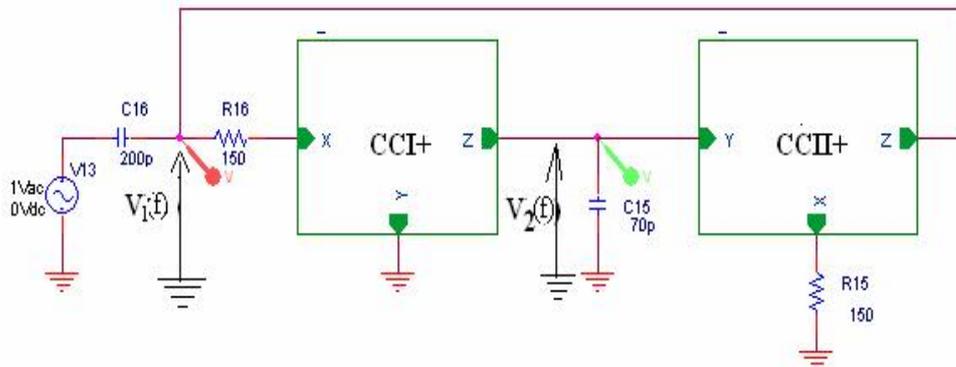


Fig 3-37: Circuit de filtrage en mode tension déduit du circuit de la topologie D.

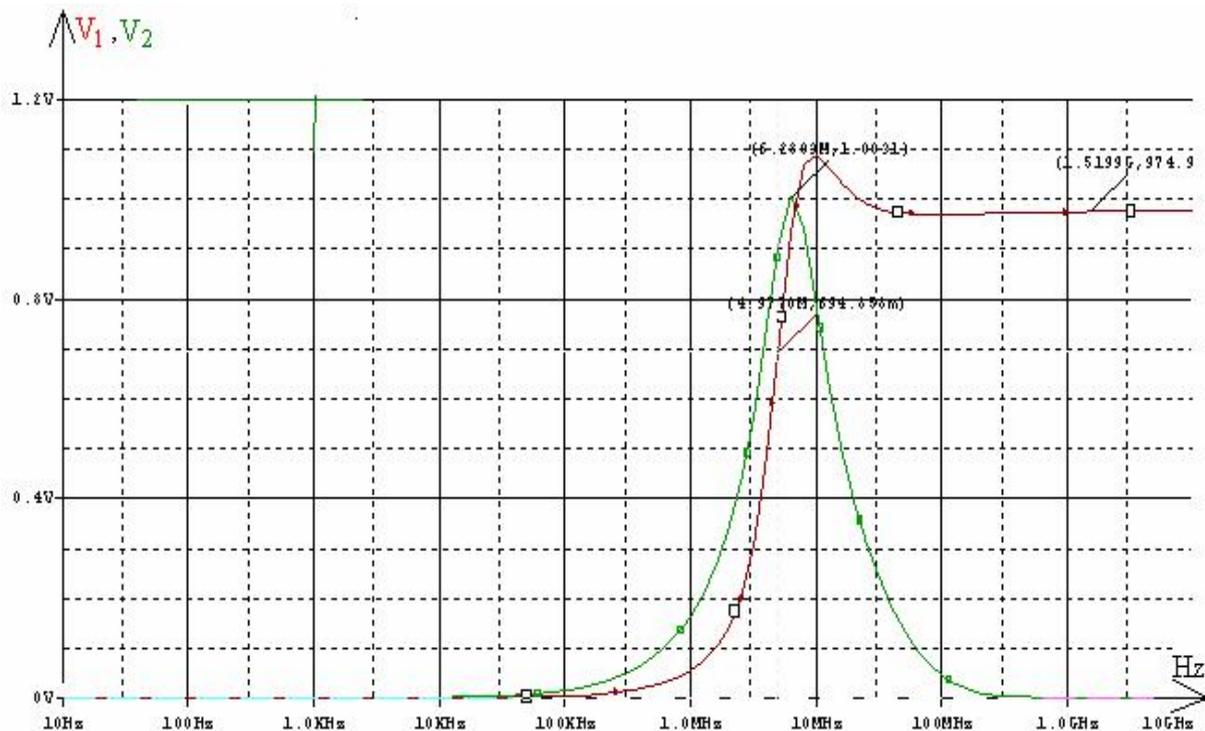


Fig 3-38: Les réponses fréquentielles du circuit de filtrage déduit du circuit de topologie D en mode tension sur des sorties $V_1(f)$ filtre passe haut et $V_2(f)$ filtre passe bande.

| Paramètres | Calculés | Simulés |
|-------------------|----------|---------|
| $f_0(\text{Mhz})$ | 4.229 | 6.28 |
| Q | 1.394 | 0.85 |
| T_2 | 1 | 1.003 |
| $B_p(\text{Mhz})$ | 3.033 | 7.38 |

Tableau 3-10: Caractéristiques théoriques et simulés de la sortie $V_2(f)$ du filtre passe bande actif de second ordre en mode tension de configuration n°1 déduit de la topologie D en utilisant les polarisations $V^+=5\text{v}$, $V^-=-5\text{v}$ et la température $T=27^\circ$ et $\alpha=\beta=1$.

| Parametres | Calculés | Simulés |
|-------------------|----------|---------|
| $f_0(\text{Mhz})$ | 4.229 | 4.954 |
| T_1 | 1 | 0.9989 |

Tableau 3-11: Caractéristiques théoriques et simulés de la sortie $V_1(f)$ du filtre passe haut actif de second ordre en mode tension de configuration n°1 déduit de la topologie D en utilisant les polarisations $V^+=5\text{v}$, $V^-=-5\text{v}$ et la température $T=27^\circ$ et $\alpha=\beta=1$.

3-2-3-3 Filtres déduites du circuit de topologie D en mode courant :

3-2-3-3-1 Description du circuit:

Pour obtenir un circuit de filtrage de second ordre en mode courant du circuit de la topologie D; une impédance supplémentaire doit être ajoutée en parallèle à l'entrée ce circuit qui sera composé de deux résistances et deux capacités selon la configuration n°1, représenté dans la Fig 3-39 ci-dessous :

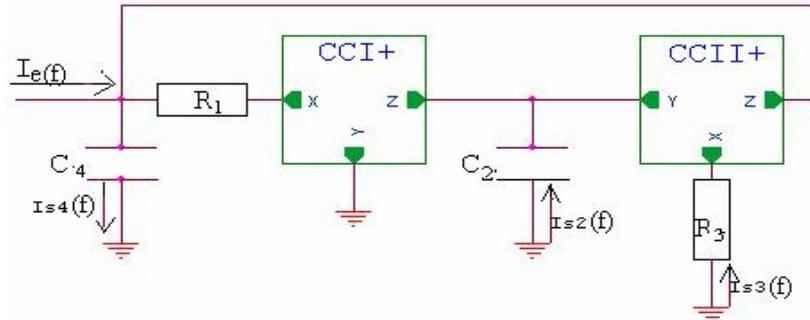


Fig 3-39: Représentation du circuit du filtre déduit de la topologie D en mode courant. Le circuit de la Fig 3-39 réalise les transferts de type : passe bas, passe bande et passe haut qui sont disponibles simultanément, elles sont représentées par les relations suivantes :

$$G_1(s) = \frac{I_{s3}}{I_e}(s) = \frac{\alpha_1 \beta_2}{R_1 R_3 C_2 C_4 s^2 + R_3 C_2 s + \alpha_1 \alpha_2 \beta_2} \quad 3-43$$

$$G_2(s) = \frac{I_{s2}}{I_e}(s) = \frac{\alpha_1 R_3 C_2 s}{R_1 R_3 C_2 C_4 s^2 + R_3 C_2 s + \alpha_1 \alpha_2 \beta_2} \quad 3-44$$

$$G_3(s) = \frac{I_{s4}}{I_e}(s) = \frac{R_1 R_3 C_2 C_4 s^2}{R_1 R_3 C_2 C_4 s^2 + R_3 C_2 s + \alpha_1 \alpha_2 \beta_2} \quad 3-45$$

$$\omega_o = \sqrt{\frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_2}{R_1 R_3 C_2 C_4}} \quad 3-46$$

$$Q = \frac{\sqrt{\alpha_1 \alpha_2 \beta_2 R_1 C_4}}{\sqrt{R_3 C_2}} \quad 3-47$$

La fonction de transfert $G_1(s)$, $G_2(s)$, $G_3(s)$ à $\omega = \omega_o$ ont les relations suivantes :

$$G_1 = \alpha_2 \beta_2 \quad 3-48$$

$$G_2 = \alpha_1 \quad 3-49$$

$$G_3 = 1 \quad 3-50$$

En remarque que les relations précédentes sont indépendantes des valeurs des impédances utilisées dans le circuit cela permet un transfert d'ordre limité par les caractéristiques des convoyeurs de courant. Pour la configuration n°2 le cas d'une FDNR le circuit réalise les mêmes transferts.

3-2-3-3-2 Sensibilités passives et actives :

Les deux types de sensibilités sont résumés pour la configuration n°1 dans les relations données ci-dessous, qui montrent l'indépendance du circuit des variations des composants passifs dans les hautes fréquences:

a- Sensibilités passives :

$$S^{\omega_o}_{R_1 R_3 C_2 C_4} = -\frac{1}{2}, \quad S^Q_{R_1} = -S^Q_{R_3} = \frac{1}{2}, \quad S^{C_4}_Q = -S^Q_{C_2} = \frac{1}{2}$$

$$S_{R_1 R_3 C_2 C_4}^{G_1} = S^{G_2}_{R_1 R_3 C_2 C_4} = S^{G_3}_{R_1 R_3 C_2 C_4} = 0$$

b- Sensibilités actives:

$$S^{\omega_o}_{\alpha_{1,2}, \beta_2} = S^Q_{\alpha_{1,2}, \beta_2} = +\frac{1}{2}$$

$$S_{\alpha_1 \beta_2}^{G_1} = S^{G_2}_{\alpha_2 \beta_2} = S^{G_3}_{\alpha_{1,2} \beta_2} = 0 \quad S_{\alpha_1 \beta_2}^{G_1} = 1 \quad S_{\alpha_1}^{G_2} = 1$$

3-2-3-3-3 Résultats de simulation:

Comme pour le circuit dans l'étude théorique en mode tension, ou en mode courant ont été effectuées avec des convoyeurs de courant à gain unité. En utilisant cette caractéristique; les simulations peuvent avoir plusieurs choix pour atteindre les caractéristiques voulues. Les sorties montrent les différents transferts réalisés par le dernier circuit en mode courant de la Fig 3-40 représentées dans la Fig 3-41 par trois courbes (Is2 filtre passe bande, Is3 filtre passe bas, Is4 filtre passe haut).

Les caractéristiques prisent des courbes de la Fig 3-41 sont convertis en trois tableaux 3-12, 3-13, 3-14 qui montrent les valeurs calculées par la simulation par le logiciel Pspice sont très proches des valeurs calculées en théorie.

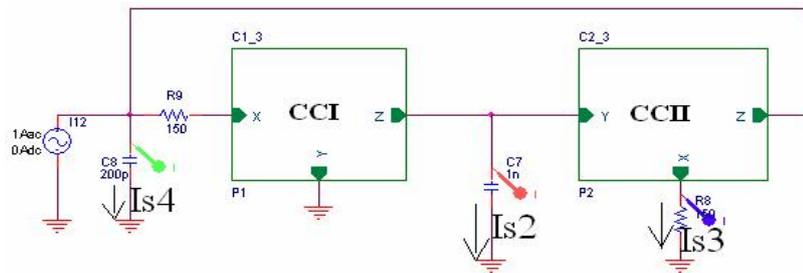


Fig 3-40: Circuit de filtrage à trois sorties déduit du circuit de configuration n°1 de topologie D: Is2(f) filtre passe bande, Is3(f) filtre passe bas, Is4(f) filtre passe haut.

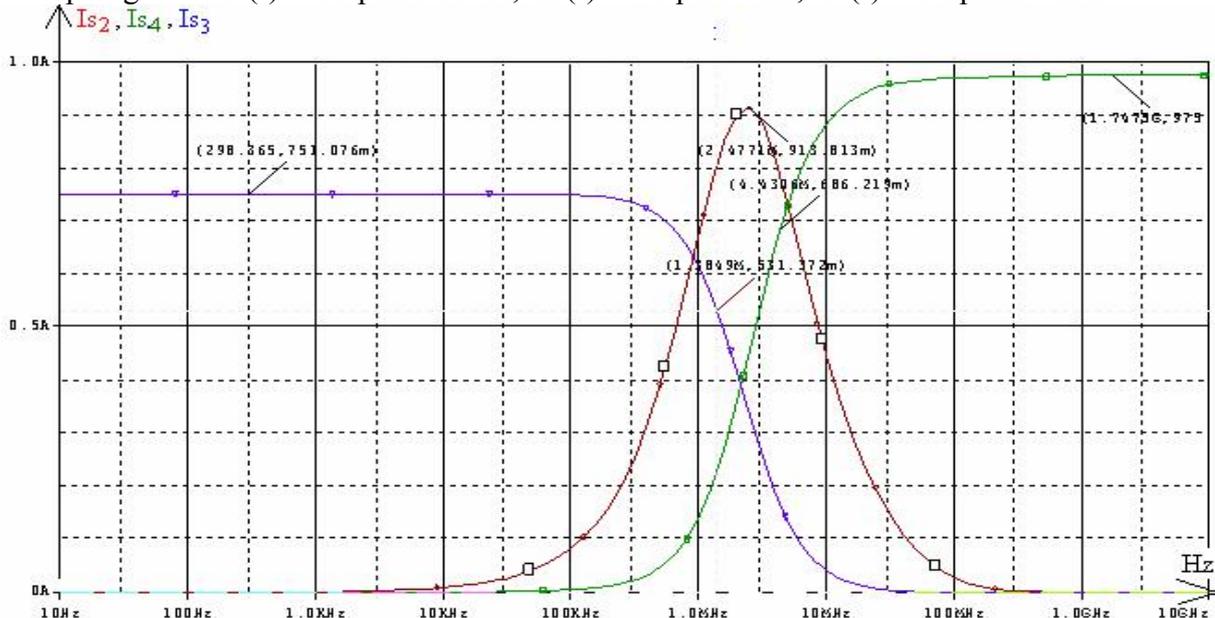


Fig 3-41: Réponses fréquentielles des trois sorties du circuit de filtrage à configuration n°1 de topologie D: Is2(f) filtre passe bande, Is4(f) filtre passe haut, Is3(f) filtre passe bas.

| Paramètres | Calculés | Simulés |
|-------------------|----------|---------|
| $f_o(\text{MHz})$ | 2.374 | 2.477 |
| Q | 0.447 | 0.477 |
| G_2 | 1 | 0.914 |
| $B_p(\text{MHz})$ | 5.308 | 5.032 |

Tableau 3-12: Caractéristiques théoriques et simulés de la sortie $I_{s2}(f)$ du filtre passe bande actif de second ordre en mode courant de configuration n°1 déduit de la topologie D en utilisant les polarisations $V^+=5\text{v}$, $V^-=-5\text{v}$ et la température $T=27^\circ$ et $\alpha=\beta=1$.

| Paramètres | Calculés | Simulés |
|-------------------|----------|---------|
| $f_o(\text{MHz})$ | 2.374 | 1.384 |
| G_1 | 1 | 0.751 |

Tableau 3-13: Caractéristiques théoriques et simulés de la sortie $I_{s3}(f)$ du filtre passe bas actif de second ordre en mode courant de configuration n°1 déduit de la topologie D en utilisant les polarisations $V^+=5\text{v}$, $V^-=-5\text{v}$ et la température $T=27^\circ$ et $\alpha=\beta=1$.

| Paramètres | Calculés | Simulés |
|-------------------|----------|---------|
| $f_o(\text{kHz})$ | 2.374 | 4.430 |
| G_3 | 1 | 0.974 |

Tableau 3-14: Caractéristiques théoriques et simulés de la sorte $I_{s4}(f)$ du filtre passe haut actif de second ordre en mode courant de configuration n°1 déduit de la topologie D en utilisant les polarisations $V^+=5\text{v}$, $V^-=-5\text{v}$ et la température $T=27^\circ$ et $\alpha=\beta=1$.

3-2-4 Quatrième topologie des filtres utilisant un CCI+ et un CCII+:

3-2-4-1 Description du circuit de la quatrième topologie :

Ce circuit est décrit par Higashimura [26], désigné par la lettre E et représenté dans la Fig 3-42 suivante :

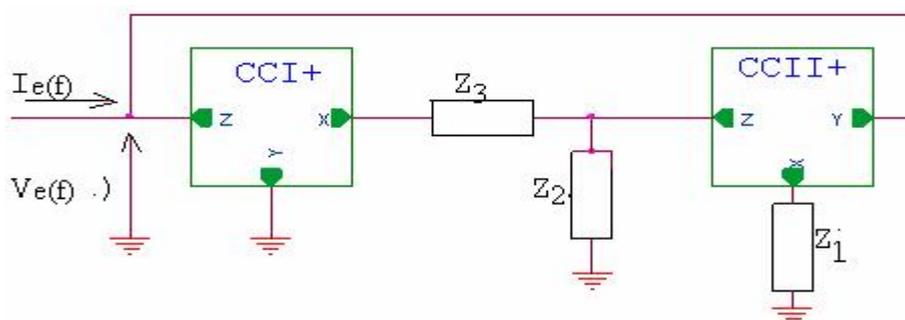


Fig 3-42: Circuit de simulation d'impédance de topologie E.

Le circuit précédent conduit à une impédance équivalente simulée de type série dont la relation est:

$$Z_e = \frac{Z_1}{\alpha_1 \alpha_2 \beta_2} + \frac{Z_1 Z_3}{\alpha_1 \alpha_2 \beta_2 Z_2} \quad 3-51$$

La relation 51 peut être transformé à un circuit d'impédance série représentée dans la Fig.3-43

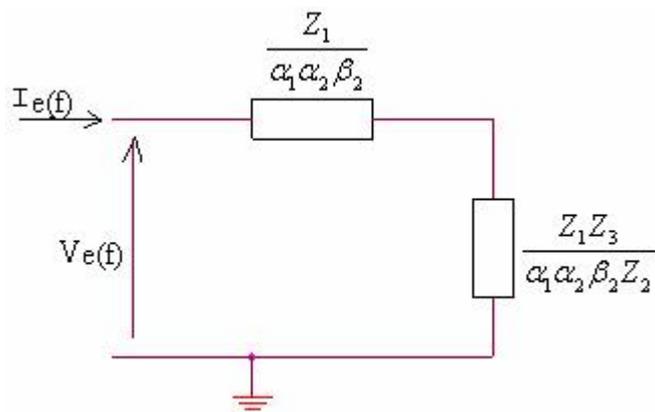


Fig 3-43: Circuit équivalent de l'impédance simulée du circuit de topologie E.

3-2-4-2 Conditions de simulation de l'impédance d'entrée du circuit de

la quatrième topologie: Lorsque Z_1 et Z_3 sont des résistances et Z_2 est une capacité, le circuit sera équivalent à une self sur la plage de fréquence:

$$f \gg \frac{1}{2\pi R_3 C_2} \quad 3-52$$

De même lorsque :

$$f \ll \frac{1}{2\pi R_2 C_3} \quad 3-53$$

Les impédances Z_1 et Z_3 étant des capacités et Z_2 une résistance, le circuit devient équivalente à une FDNR.

3-2-4-3 Résultats de simulation de l'impédance d'entrée du circuit de topologie E:

L'impédance d'entrée du circuit E à une valeur calculé par la relation théorique

$$\frac{Z_1 Z_3}{\alpha_1 \alpha_2 \beta_2 Z_2}$$

si on utilise les composants passifs suivant: $R_1=100\Omega$, $R_2=100k\Omega$,

$C_3=1nF$. La valeur de l'inductance est égale la même que celles des circuits précédents $L_e=10mA$.

La condition imposé pour simules une inductance est déduite des relations 3-52 et 3-53. L'impédance d'entrée est équivalente à une self est réalisé dans la plage de fréquence $f \gg 1.6kHz$ et $f \ll 1.6Mhz$. D'après la courbe de la Fig 3-44 du circuit de la Fig 3-42 est réalisé entre 7.94kHz et 1.89Mhz cela montre que les deux résultats sont en accord.

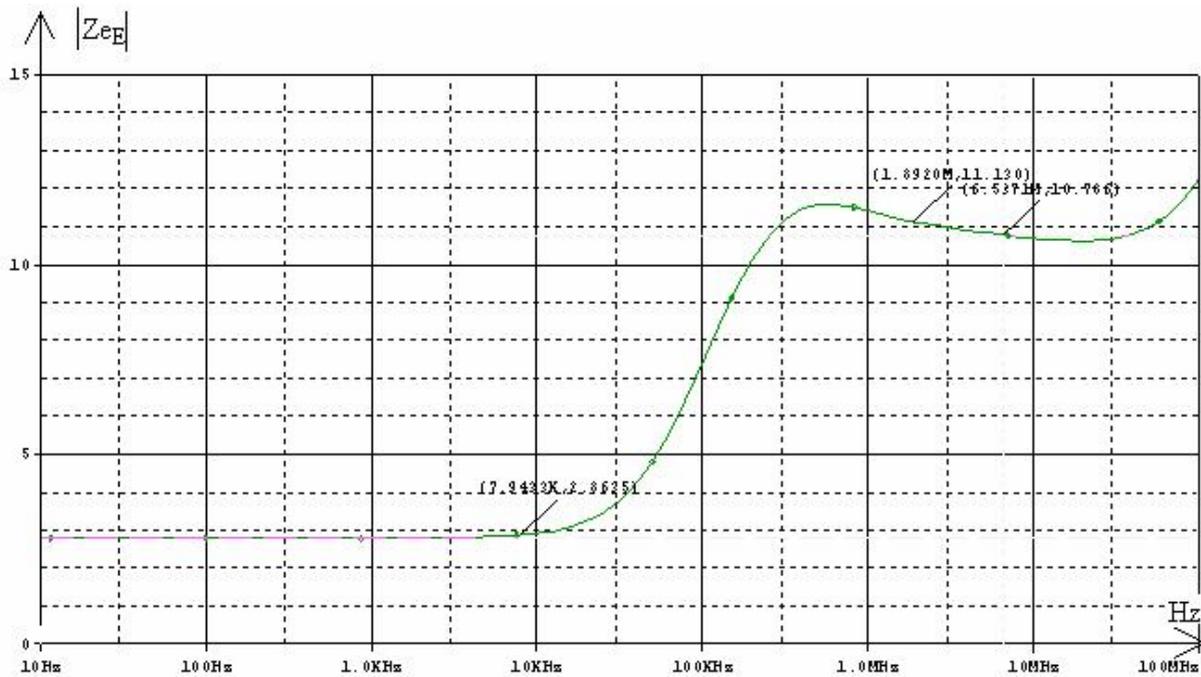


Fig3-44: Représentation fréquentielle de l'impédance d'entrée du circuit de topologie E.

3-2-4-4 Filtre déduit du circuit de topologie E en mode tension:

3-2-4-4-1 Description du circuit:

Le circuit de filtrage déduit du circuit de topologie E après avoir ajouter une capacité en série au circuit de la Fig 3-42, le circuit de la topologie E en mode tension sera de la forme représentée dans la Fig. 3-45.

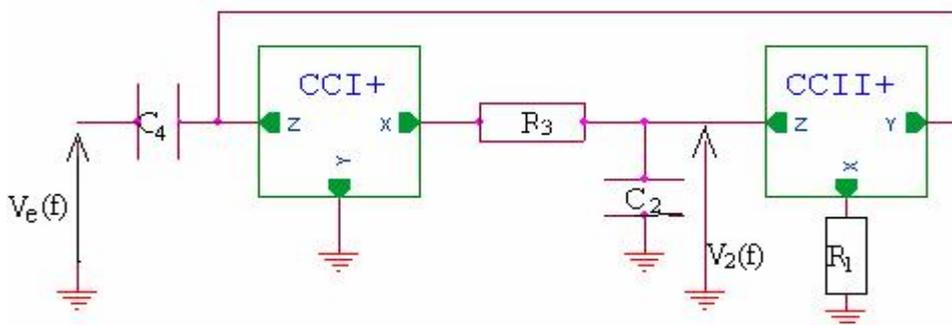


Fig 3-45: Circuit de filtrage de sortie $V_2(f)$ déduit du circuit de topologie E de configuration n°1 en mode tension réalise un transfert passe bande.

Le circuit de la Fig 3-45 réalise le transfert $V_2(f)$ passe bande selon la configuration n°1, qui est caractérisé par les relations suivantes:

$$T_1(s) = \frac{V_2(s)}{V_e(s)} = \frac{\alpha_2 \beta_2 R_3 C_4 s}{R_1 R_3 C_2 C_4 s^2 + R_1 C_4 s + \alpha_1 \alpha_2 \beta_2} \quad 3-54$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_2}{R_1 R_3 C_2 C_4}} \quad 3-55$$

$$Q = \frac{\sqrt{\alpha_1 \alpha_2 \beta_2 R_3 C_2}}{\sqrt{R_1 C_4}} \quad 3-56$$

La fonction de transfert $T_1(s)$ à la fréquence centrale $f=f_0$ sera de la forme suivante:

$$T_1 = \alpha_2 \beta_2 \frac{R_3}{R_1} \quad 3-57$$

3-2-4-4-2 Sensibilités actives et passives :

Les relations qui déterminent les valeurs des sensibilités sont calculés à base des équations précédentes et montrent l'indépendance du circuit dans les hautes fréquences des variations des valeurs des composants passifs et aussi de petites valeurs.

a- Sensibilités passives:

$$S^{\omega_0}_{R_1 R_3 C_2 C_4} = -\frac{1}{2}$$

$$S^{Q}_{R_1} = -S^{Q}_{R_3} = \frac{1}{2} \quad S^{Q}_{C_4} = -S^{Q}_{C_2} = \frac{1}{2}$$

$$S^{T_1}_{R_3} = -S^{T_1}_{R_1} = 1 \quad S^{T_1}_{R_{2,4}} = 0$$

b- Sensibilités actives:

$$S^{\omega_0}_{\alpha_{1,2}, \beta_2} = S^{Q}_{\alpha_{1,2}, \beta_2} = +\frac{1}{2} \quad S^{\omega_0}_{\alpha_2, \beta_2} = 1 \quad S^{\omega_0}_{\alpha_1} = 0$$

3-2-4-4-3 Résultats de simulation :

Les résultats de simulation montrent que la bande passante du filtre est de quelque mégahertz, presque égale à celle calculé en théorie, est étroite de tel façon à rendre le filtre plus sélectif avec une valeur de la fréquence centrale presque la même que celle calculé théoriquement, le changement des valeur des composants passifs peut déplacer la fréquence centrale f_0 suivant le chois de la bande passante. La valeur du gain peut être améliorer en utilisant un autre chois des convoyeur de courant.

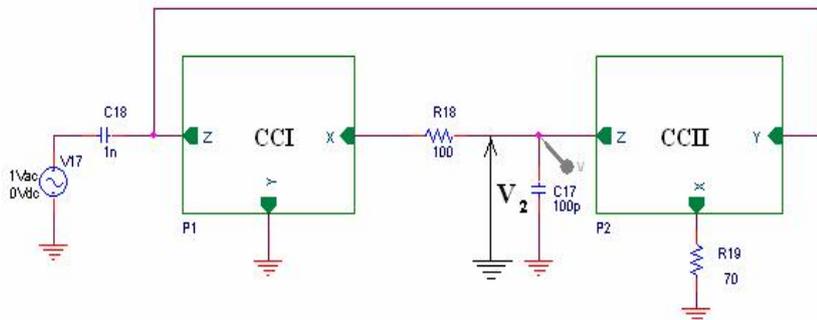


Fig 3-46: Circuit de filtrage de sortie $V_2(f)$ passe bande déduit du circuit de topologie E de configuration n°1 en mode tension.

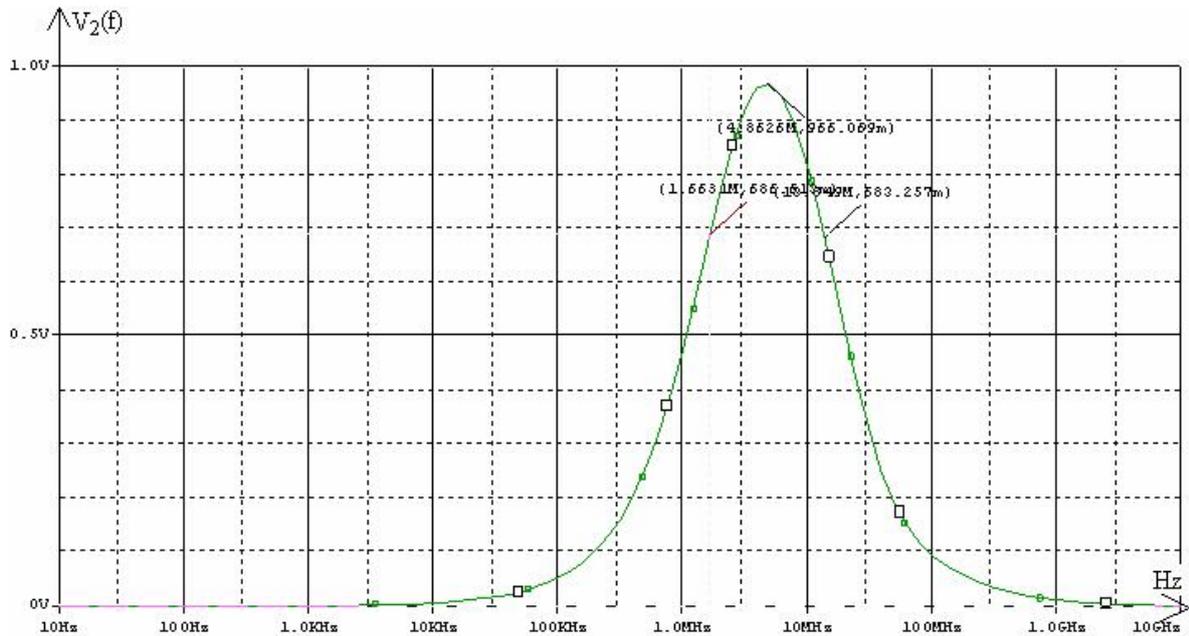


Fig 3-47: Réponse fréquentielle de la sortie $V_2(f)$ du filtre actif passe bande actif de deuxième ordre de configuration n¹ déduit de la topologie E en mode tension.

| Paramètres | Calculés | Simulés |
|-------------------|----------|---------|
| $f_o(\text{Mhz})$ | 6.018 | 4.862 |
| Q | 0.378 | 0.399 |
| T | 1.428 | 0.966 |
| Bp(Mhz) | 15.920 | 12.181 |

Tableau 3-15: Les caractéristiques théoriques et simulés de la sortie $V_2(f)$ du filtre passe bande actif de deuxième ordre de configuration n¹ déduit de la topologie E en mode tension, en utilisant les polarisations $V^+=5\text{v}$, $V^-=-5\text{v}$ et la température $T=27^\circ$ avec $\alpha=\beta=1$.

3-2-4-5 Filtres déduits du circuit de topologie E en mode courant:

3-2-4-5-1 Description du circuit:

Le circuit de topologie E de la configuration n¹ réalise un circuit de filtrage en mode courant, après avoir ajouter une capacité en parallèle à l'entrée du circuit de la Fig 4-42 et sera de la forme donnée ci-dessous :

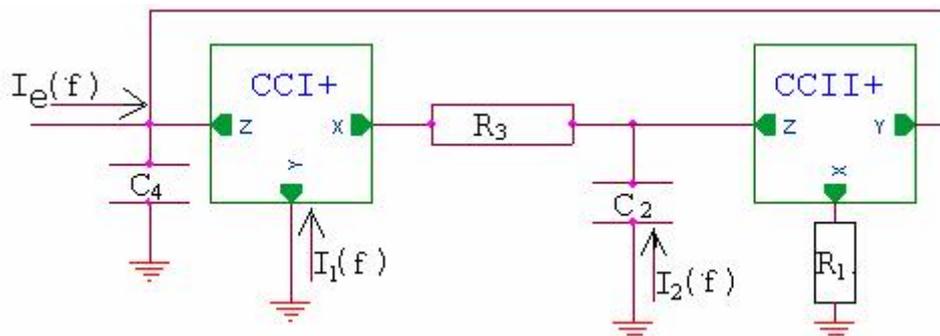


Fig 3-48: Circuit de filtrage en mode courant déduit du circuit de la topologie E selon la configuration n¹.

Cette configuration réalise les transferts des filtres (passe bas de gain unité et passe bande) qui sont caractérisés par les relations suivantes:

$$G_1(s) = \frac{Is_1}{I_e}(s) = \frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_2}{R_1 R_3 C_2 C_4 s^2 + R_1 C_4 s + \alpha_1 \alpha_2 \beta_2} \quad 3-58$$

$$G_2(s) = \frac{Is_2}{I_e}(s) = -\frac{\alpha_1 \beta_2 R_3 C_2 s}{R_1 R_3 C_2 C_4 s^2 + R_1 C_4 s + \alpha_1 \alpha_2 \beta_2} \quad 3-59$$

$$\omega_o = \sqrt{\frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_2}{R_1 R_3 C_2 C_4}} \quad 3-60$$

$$Q = \frac{\sqrt{\alpha_1 \alpha_2 \beta_2 R_3 C_2}}{\sqrt{R_1 C_4}} \quad 3-61$$

$$G_2 = -\frac{\alpha_1 \beta_2 R_3 C_2}{R_1 C_4} \quad 3-62$$

3-2-4-5-2 Sensibilités actives et passives.

Les relations qui déterminent les valeurs des sensibilités sont calculés a base des équations précédentes de la configuration n°1 et montrent l'indépendance du circuit en haute fréquence des petites variations des valeurs des composants passifs et aussi se sont des sensibilités de faible valeurs données ci-dessous.

a- Sensibilités passives:

$$S_{R_1 R_3 C_2 C_4}^{\omega_o} = -\frac{1}{2}, \quad S_{R_1}^Q = -S_{R_3}^Q = \frac{1}{2}, \quad S_{C_4}^Q = -S_{C_2}^Q = \frac{1}{2}$$

$$S_{R_3}^{G_2} = -S_{R_1}^{G_2} = 1, \quad S_{R_2}^{G_2} = -S_{C_4}^{G_2} = 1$$

b- Sensibilités actives:

$$S_{\alpha_1, \beta_2}^{\omega_o} = S_{\alpha_1, \beta_2}^Q = +\frac{1}{2}, \quad S_{\alpha_2, \beta_2}^{G_2} = -1$$

3-2-4-5-3 Résultats de simulation:

Comme dans le cas du filtre précédent en mode tension, les résultats de simulations effectuées avec les mêmes convoyeurs de courant de transfert unitaire pour la configuration n°1, chaque caractéristique permet une bande passante qui peut être déduite à -3dB de la valeur du gain, avec une fréquence centrale f_o et les gains G sont presque égales aux valeurs du calcul théorique.

Les réponses fréquentielles des sorties du circuit Is1 passe bas, Is2 passe bande de la Fig 3-49 sont représentés dans la Fig 3-50 et converties dans deux tableaux 3-16 et 3-17. Ce circuit peut montrer une bonne sélectivité avec d'autres choix des composants passifs

pour des bandes passantes de petits intervalles de fréquences avec un faible gain qui influe sur les valeurs des signaux de sortie.

Dans ce dernier cas les filtres passe bas leurs caractéristiques restent presque les même que celle calculées en théorie, cela n'influe pas sur les résultats des signaux de sorties.

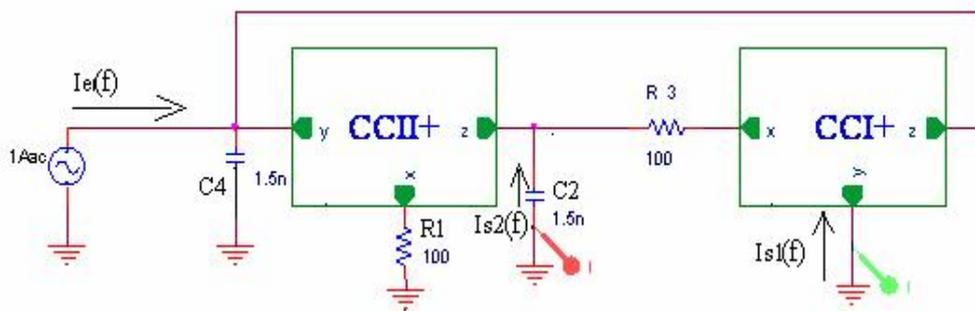


Fig 3-49 Circuit de filtrage en mode courant de sorties $I_{s1}(f)$ passe haut, $I_{s2}(f)$ passe bande déduit de la topologie E selon la configuration n°1.

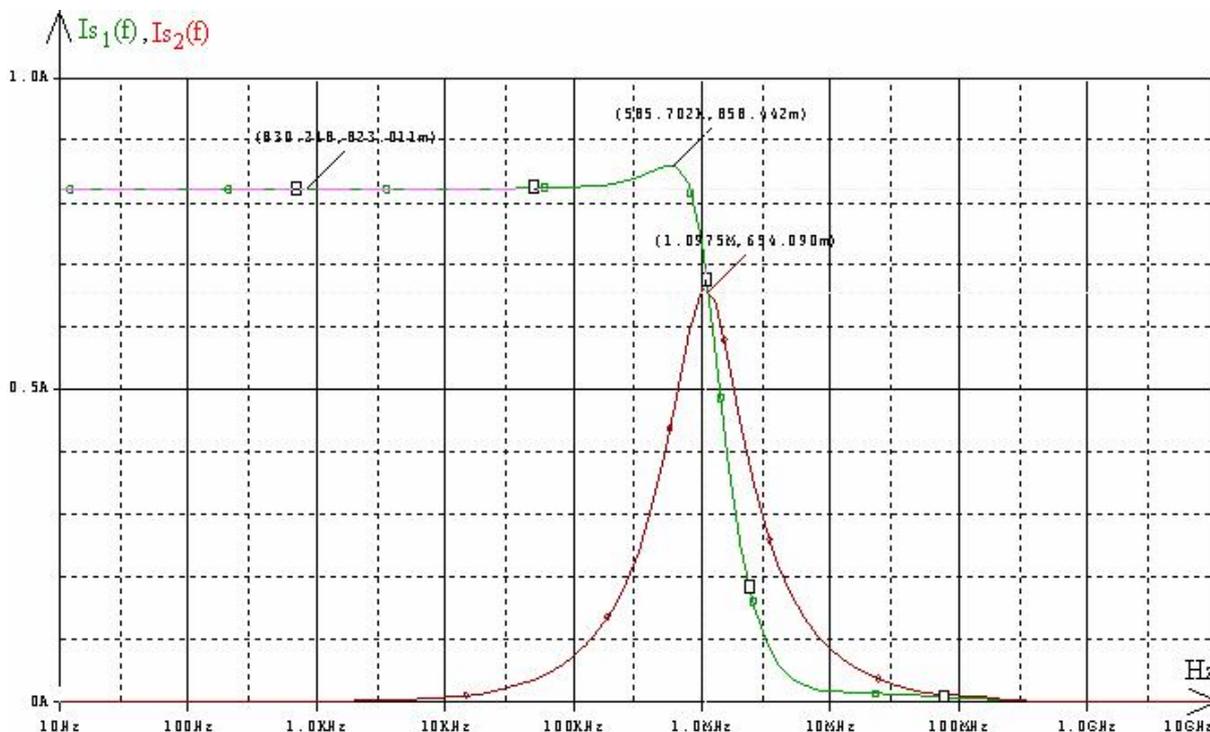


Fig3-50 Représentation en fonction de la fréquence des caractéristiques des sorties ($I_{s1}(f)$ filtre passe bas, $I_{s2}(f)$ filtre passe bande) du filtre actif de deuxième ordre de configuration n°1 déduit de la topologie E en mode courant.

| Paramètres | Calculés | Simulés |
|-------------------|----------|---------|
| $f_o(\text{MHz})$ | 1.062 | 1.233 |
| G1 | 1 | 0.823 |

Tableau 3-16: Les caractéristiques théorique et simulé de la sortie I_{s1} du filtre passe bas actif de deuxième ordre de configuration n°1 déduit de la topologie E en utilisant les polarisations $V^+=5\text{v}$, $V^-=-5\text{v}$ et la température $T=27^\circ$ avec $\alpha=\beta=1$.

| Paramètre | Calculés | Simulés |
|-------------------|----------|---------|
| $f_o(\text{MHz})$ | 1.06175 | 1.0238 |
| Q | 1 | 0.8027 |
| G2 | 1 | 0.6598 |
| Bp(MHz) | 1.09175 | 1.2754 |

Tableau 3-17: Les caractéristiques théorique et simulé de la sortie I_{s2} du filtre passe bande actif de deuxième ordre de configuration $n1^\circ$ déduit de la topologie E en utilisant les polarisations $V^+=5\text{v}$, $V^-=-5\text{v}$ et la température $T=27^\circ$ avec $\alpha=\beta=1$.

3-3 Filtres à base de deux convoyeurs de courant CCII :

3-3-1 Première topologie de filtre à deux CCII+:

3-3-1-1 Présentation du circuit de la première topologie à deux CCII+:

Ce type de circuit de filtrage est basé sur la simulation d'impédance qui a été d'écrite par M.HIGACHIMMA. le circuit simulé présente l'évolution de l'impédance dans une gamme de fréquence en utilisant deux convoyeurs de courant du seconde génération CCII+ avec trois composants passifs qui peuvent être des résistances ou des condensateurs schématisé dans le circuit de la Fig (3-56) suivante.

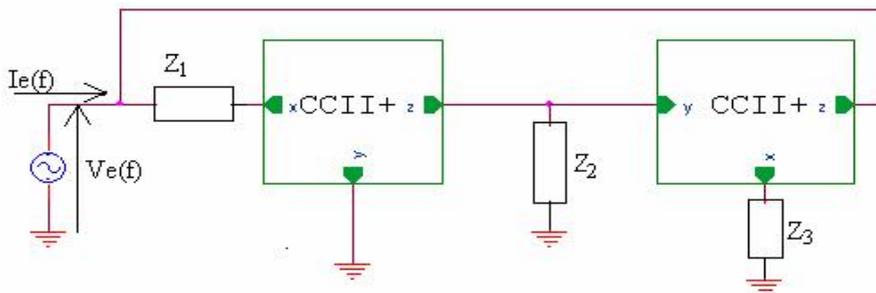


Fig (3-56): Circuit de simulation d'impédance comporte deux CCII+.

Le circuit de la Fig 3-56 présente une impédance dans son entrée Z_e , qui peut être calculé par des relations mathématiques est équivalente à la relation suivante:

$$Z_e = \frac{V_e}{I_e} = Z_1 \parallel \frac{Z_1 Z_3}{\alpha_1 \alpha_2 \beta_2 Z_2} \quad 3-67$$

La relation 3-67 peut être transformé à un circuit équivalent comporte deux impédance en parallèle représenté sur la fig (3-57):

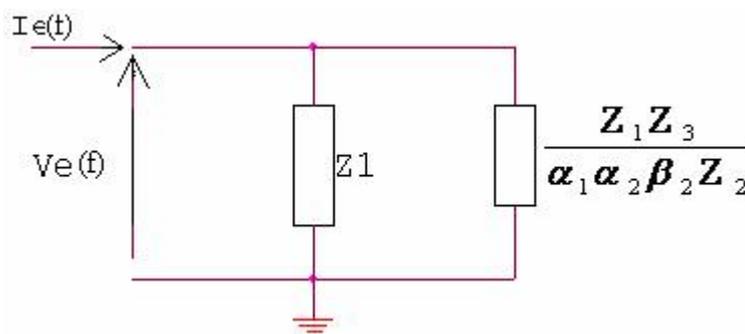


Fig (3-57): Circuit équivalent de l'impédance simulé du circuit de la Fig (3-56).

3-3-1-2 Conditions d'évolution de l'impédance d'entrée du circuit de la

Fig 3-56 :

- Premier cas si les impédances Z_1 et Z_3 sont des résistances et Z_2 est une capacité le circuit a le comportement d'une self sur la plage de fréquence :

$$f \ll \frac{1}{2\pi R_3 C_2} \quad 3-68$$

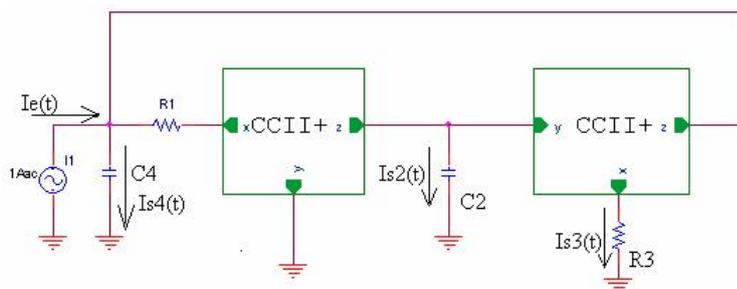
$$L = \frac{R_1 R_3 C_2}{\alpha_1 \alpha_2 \beta_2} \quad 3-69$$

De même, l'impédance simulée sera une FDNR sur la plage.

$$f \gg \frac{1}{2\pi R_3 C_2} \quad 3-70$$

-Deuxième si les impédances Z_1 et Z_3 sont des capacités et Z_2 une résistance.

Le circuit de filtrage de second ordre en mode courant est obtenu si en ajoute une impédance en parallèle a l'entrée du circuit d'impédance simulée de la Fig (3-56), le circuit sera de la forme suivante.



Fig(3-58): Modèle de circuit de filtrage en mode courant déduit du circuit de la fig 3-56.

3-3-1-3 Calcul des caractéristiques de transfert du filtre :

Cette topologie de circuit présente plusieurs fonctions de filtrage disponible au même temps (passe-bas, passe-bande et passe-haut), chacune est caractérisée par ça propre fonction de transfert, peuvent être calculés par les relations suivantes :

$$G_1(s) = \frac{I_{s3}}{I_E}(s) = \frac{\alpha_1 \beta_2}{D(s)} \quad 3-71$$

$$G_2(s) = \frac{I_{s2}}{I_E}(s) = \frac{\alpha_1 R_3 C_2 s}{D(s)} \quad 3-72$$

$$G_3(s) = \frac{I_{s4}}{I_E}(s) = \frac{R_1 R_3 C_2 C_4 s^2}{D(s)} \quad 3-73$$

Ou : $D(s) = R_1 R_3 C_2 C_4 s^2 + R_3 C_2 s + \alpha_1 \alpha_2 \beta_2$ 3-74

Les relations de calcul de la pulsation centrale et le coefficient de qualité Q sont déterminées mathématiquement des caractéristiques de gain des équations 3-71, 3-72, 3-73 et sont de la forme suivante:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_2}{C_2 C_4 R_1 R_3}} \quad 3-75$$

$$Q = \sqrt{\frac{\alpha_1 \alpha_2 \beta_2 C_4 R_1}{C_2 R_3}} \quad 3-76$$

$$G_1 = \alpha_1 \beta_2 \quad 3-77$$

$$G_2 = \alpha_1 \quad 3-78$$

$$G_3 = 1 \quad 3-79$$

3-3-1-4 Sensibilités passives et actives :

Les deux types de sensibilités sont résumés pour la configuration n°1 dans les relations données ci-dessous, qui montrent l'indépendance du circuit des variations des composants passifs dans les hautes fréquences:

a- Sensibilités passives :

$$S_{R_1 R_3 C_2 C_4}^{\omega_0} = -\frac{1}{2}, \quad S_{R_1}^Q = -S_{R_3}^Q = \frac{1}{2}, \quad S_{C_4}^Q = -S_{C_2}^Q = \frac{1}{2}$$

$$S_{R_1 R_3 C_2 C_4}^{G_1} = S_{R_1 R_3 C_2 C_4}^{G_2} = S_{R_1 R_3 C_2 C_4}^{G_3} = 0$$

b- Sensibilités actives:

$$S_{\alpha_1, \beta_2}^{\omega_0} = S_{\alpha_1, \beta_2}^Q = +\frac{1}{2}$$

$$S_{\alpha_1 \beta_2}^{G_1} = S_{\alpha_2 \beta_2}^{G_2} = S_{\alpha_1 \beta_2}^{G_3} = 0 \quad S_{\alpha_1 \beta_2}^{G_1} = 1 \quad S_{\alpha_1}^{G_2} = 1$$

3-3-1-5 Résultats de simulation:

Les résultats du calcul théorique et de la simulation du filtre sont déterminés en utilisant le schéma de la fig (3-59) ci-dessous avec des composants définies par les valeurs suivante :

$$R_1=R_3=1\text{k}\Omega, \quad C_2=2*C_1=2\text{nF}.$$

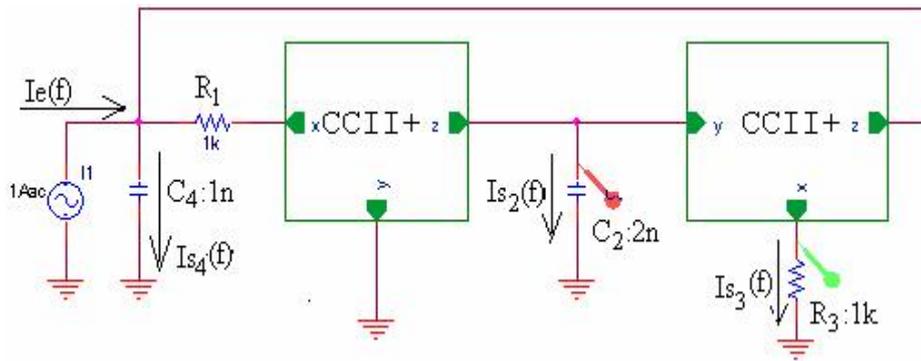


Fig 3-59 Circuit de filtrage à base de deux CCII+ à trois sorties :
 $I_{s2}(f)$ passe bande, $I_{s3}(f)$ passe bas, $I_{s4}(f)$ passe haut.

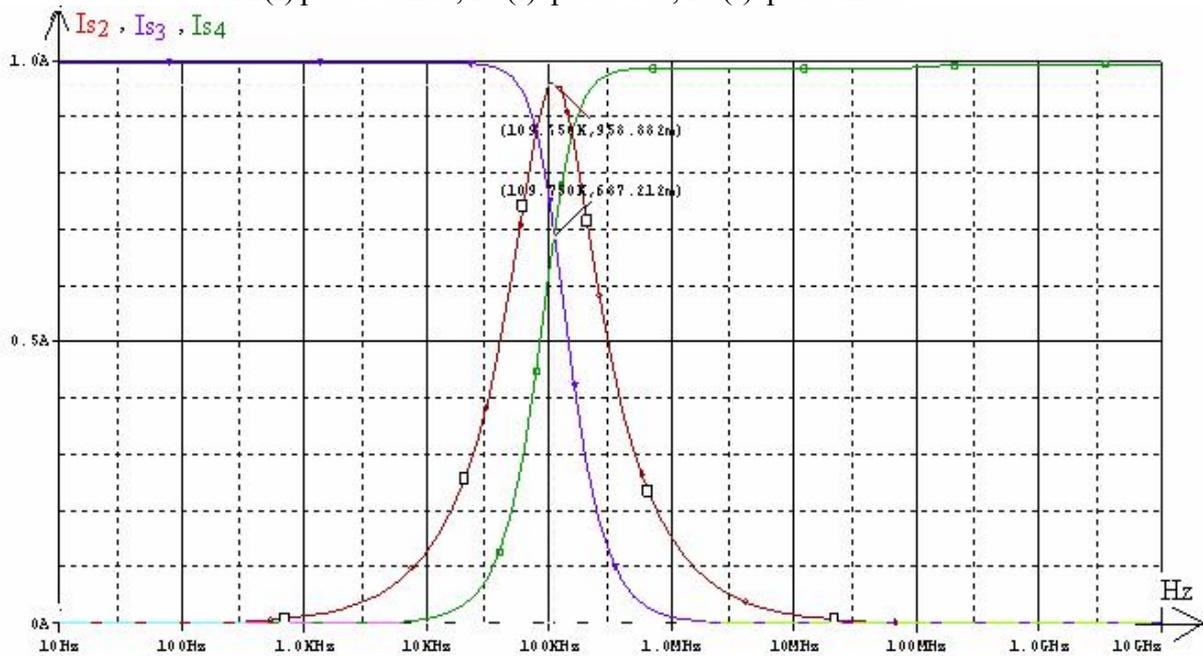


Fig 3-60: Réponses fréquentielle du circuit de filtrage à deux CCII+ qui montre une fréquence centrale $f_0=109.750\text{KHz}$ autour d'elle les trois sorties du filtres sont positionnés: $I_{s2}(f)$ passe bande, $I_{s3}(f)$ passe bas, $I_{s4}(f)$ passe haut.

| Paramètres | Calculés | Simulés |
|-------------|----------|---------|
| f_0 (KHz) | 112.596 | 109.75 |
| H | 1 | 0.9975 |

Tableau (4-1) : Caractéristique théorique et simulé du filtre actif de second ordre en mode courant de sortie $I_{s3}(f)$ passe bas avec $I_0 = 600\mu\text{A}$, tensions de polarisation $V^+=+5\text{v}$, $V^-=-5\text{v}$ et température $T=27^\circ$.

| Paramètres | Calculés | Simulés |
|-------------|----------|---------|
| f_0 (KHz) | 112.596 | 109.75 |
| H | 1 | 0.9943 |

Tableau (3-19) : Caractéristique théorique et simulé du filtre actif de second ordre en mode courant de sortie $I_{s4}(f)$ passe haut avec $I_0 = 600\mu\text{A}$, tension de polarisation $V^+=+5\text{v}$, $V^-=-5\text{v}$ et température $T=27^\circ$.

| Paramètres | Calculés | Simulés |
|-------------|----------|---------|
| f_0 (KHz) | 112.596 | 109.75 |
| Q | 0.7071 | 0.6615 |
| H | 1 | 0.95888 |
| Bp(KHz) | 159.236 | 165.89 |

Tableau (3-20) : Caractéristique théorique et simulé du filtre actif de second ordre en mode courant de sortie $I_{s2}(f)$ passé bande avec $I_0 = 600\mu A$, tension de polarisation $V^+ = +5V$, $V^- = -5V$ et température $T = 27^\circ$.

Les réponse en fréquence de filtre de la fig (3-59) représenté sur le graphe de la fig (4-60) montre que le circuit conçu réalise bien les spécification des trois fonctions de transferts de calcul théorique avec des valeurs très proche des valeurs produits par les calculs théoriques.

3-3-2 Deuxième topologie de filtre utilisant deux CCII-:

3-3-2-1 Description du circuit de la deuxième topologie à deux CCII-:

Le circuit de filtrage de la Fig 3-61 a été proposé par A.Fabre et M.Alami fonctionne en mode courant, se constitue de deux CCII- et seulement quatre composants passifs. Ce circuit a la possibilité d'avoir une conception facile, puis qu'il a tous les condensateurs liés à la masse, comme le montre la Figure ci-dessous.

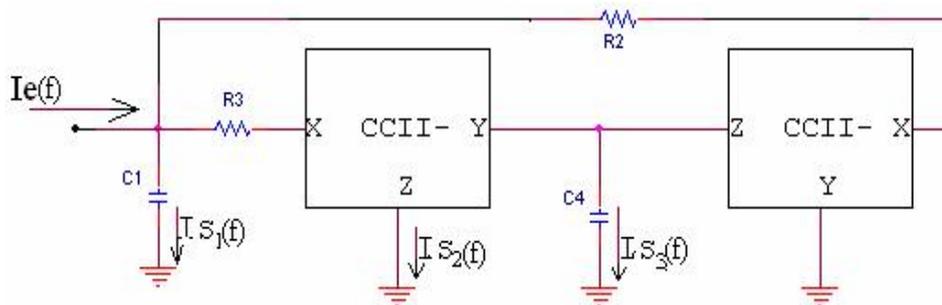


Fig 3-61: Schéma électrique du circuit de configuration à deux CCII-.

Tenir compte de non idéalités du premier et de la deuxième génération des convoyeurs de courants: $\alpha_{1,2} = I_z/I_x$ et $\beta_{1,2} = V_x/V_y$ ou $\alpha_i = 1 \pm e_i$ et $\beta = \pm e_j$ avec e_i, e_j positive et $e_i, e_j \ll 1$ dans ce cas l'analyse mathématique et électrique mène aux fonctions de transferts suivantes:

$$G_1(s) = \frac{I_{s1}}{I_e} = \frac{R_2 R_3 C_1 C_4 s^2}{\alpha_2 \beta_1 + C_4 (R_2 + R_3) s + R_2 R_3 C_1 C_4 s^2} \quad 3-80$$

$$G_2(s) = \frac{I_{s2}}{I_e} = \frac{-\alpha_1 (R_2 C_4 s + \alpha_2 \beta_1)}{\alpha_2 \beta_1 + C_4 (R_2 + R_3) s + R_2 R_3 C_1 C_4 s^2} \quad 3-81$$

$$G_3(s) = \frac{I_{S3}}{I_e} = \frac{-\alpha_2 R_3 C_4 s}{\alpha_2 \beta_1 + C_4 (R_2 + R_3) s + R_2 R_3 C_1 C_4 s^2} \quad 3-82$$

Le circuit montre simultanément des transferts passe haut et passe bande $G_1(s)$ et $G_2(s)$ respectivement, $G_3(s)$ étant un filtre passe bas, leurs fréquence centrale f_0 peut être calculer de la relation de ω_0 et aussi le facteur de qualité qui caractérise le filtre passe bande:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\alpha_2 \beta_1}{R_2 R_3 C_1 C_4}} \quad 3-83$$

$$Q = \frac{\sqrt{\alpha_2 \beta_1 R_2 R_3 C_1}}{\sqrt{C_4 (R_2 + R_3)}} \quad 3-84$$

La valeur des gains $G_1(s)$ et $G_3(s)$ à la fréquence centrale sont données par les relations suivantes :

$$G_1(f_0) = 1, \quad G_3(f_0) = -R_3 / [\beta_1 (R_1 + R_3)] \quad 3-85$$

Des équations 3-83, 3-84 et 3-85 nous pouvons voir que les trois fonctions sont insensibles comme toutes les sensibilités passifs et actifs liées aux paramètres ω_0 , Q , $G_1(f_0)$ et $G_3(f_0)$ ont des valeurs inférieurs ou égales à l'unité.

3-3-2-2 Sensibilités actives et passives.

Elles sont données, pour la configuration n°1 par les relations ci-dessous:

a- Sensibilités passives:

$$S_{R_2, R_3, C_1, C_4}^{\omega_0} = -\frac{1}{2}$$

$$S_{C_1}^Q = -S_{C_4}^Q = \frac{1}{2} \quad -\frac{1}{2} \leq S_{R_2, R_3}^Q \leq +\frac{1}{2}$$

$$S_{C_1, C_4}^{G_1} = 0 \quad -1 \leq S_{R_3}^{G_1} \leq 0 \quad 0 \leq S_{R_2}^{G_1} \leq 1$$

b- Sensibilités actives:

$$S_{\alpha_1, \beta_2}^{\omega_0} = S_{\alpha_1, \beta_2}^Q = +\frac{1}{2} \quad S_{\alpha_1, \beta_2}^{G_1} = 0 \quad S_{\alpha_1, \beta_2}^{T_2} = 0$$

3-3-2-3 Résultats de simulation:

Le circuit simulé est celui de la Fig 3-62 comportant quatre composants définis par les valeurs qui se trouvent sur le schéma selon lesquelles les résultats de simulation sont déterminés.

Ces résultats sont montrés dans les tableaux ci-dessous, ou en voie que les calculs théoriques sont en accord avec celles de simulation.

La fréquence centrale est presque sont égaux à 712.123kHz, avec un gain proche de l'unité dans les trois sorties du circuit I_{S1} , I_{S2} , I_{S3} .

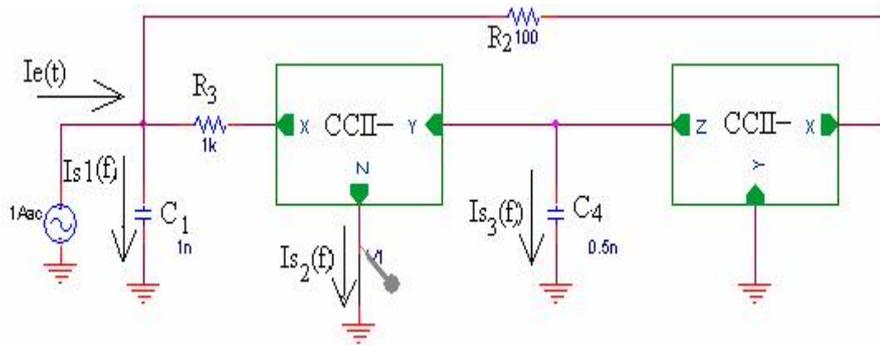


Fig 3-62: Schéma électrique du circuit de filtrage actif simulé de configuration à deux CCII-.

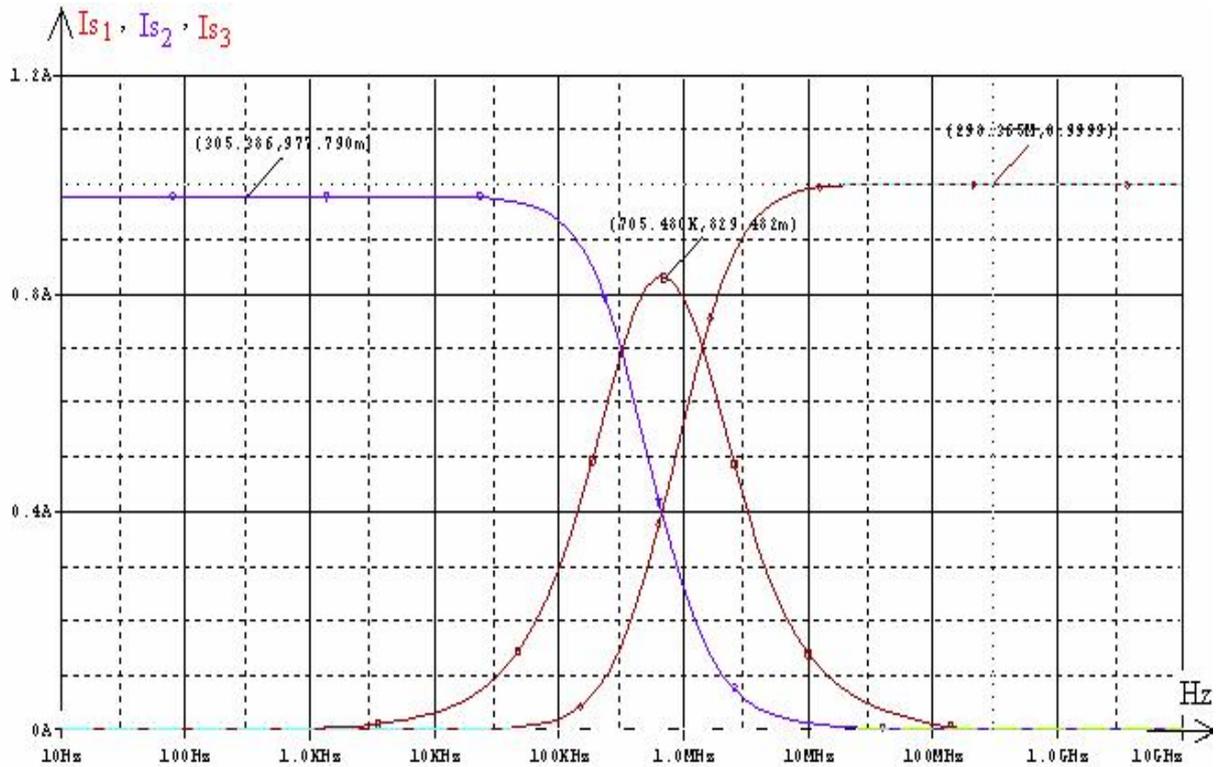


Fig 3-63: Représentation des réponses fréquentielles du circuit de filtrage actif de second ordre à trois sorties : $I_{s1}(f)$ passe haut, $I_{s2}(f)$ passe bas, $I_{s3}(f)$ passe bande.

| Paramètres | Calculés | Simulés |
|-------------------|----------|---------|
| $f_0(\text{kHz})$ | 712.123 | 319.927 |
| G_2 | 1 | 0.9777 |

Tableaux 3-21: Caractéristiques théoriques et simulés de la sortie I_{s2} de comportement passe bas du circuit de filtrage à deux convoyeurs de courant de deuxième génération et avec des tensions de polarisation $V^+ = +5\text{v}$, $V^- = -5\text{v}$ et température $T = 27^\circ$..

| Paramètres | Calculés | Simulés |
|-------------------|----------|---------|
| $f_0(\text{kHz})$ | 712.123 | 1.417 |
| G_1 | 1 | 1 |

Tableaux 3-22: Caractéristiques théoriques et simulés de la sortie I_{s1} de comportement passe haut du circuit de filtrage à deux convoyeurs de courant de deuxième génération et avec des tensions de polarisation $V^+ = +5\text{v}$, $V^- = -5\text{v}$ et température $T = 27^\circ$..

| Paramètres | Calculés | Simulés |
|-------------------|----------|---------|
| $f_0(\text{kHz})$ | 712.123 | 673.415 |
| Q | 0.4065 | 0.3996 |
| G_3 | 1 | 0.887 |
| $B_p(\text{kHz})$ | 1751.84 | 1685.89 |

Tableau 3-23: Caractéristiques théorique et simulés de la sortie I_{s3} de comportement passe bande du circuit de filtrage à deux convoyeurs de courant de deuxième génération et avec des tensions de polarisation $V^+=+5\text{v}$, $V^-=-5\text{v}$ et température $T=27^\circ$.

3-4 Conclusion :

La totalité des circuits simulés dans la première partie de ce chapitre présente des facteurs de qualités insensible aux variations de petites valeurs des composants passifs en haute fréquence et les résultats obtenus de la simulation avec le logiciel PSpice sont en accord avec les résultats théorique, cela montre que les cellules translinéaires ont de très bonnes performances. Elles sont caractérisées par des bandes passantes relativement étendues (quelques centaines de Mega hertz dans le cas général) et des rapports de transfert presque égalent à l'unité et leurs stabilités montrent que les sorties des fonctions de filtrage sont généralement de faibles valeurs de sensibilités égalent ou inférieur à l'unité.

Comme les transistors utilisés dans la simulation ont des caractéristiques définies par les constructeurs et existant dans des bibliothèques de PSpice où en peut charger d'autre pour l'exploitation dans la conception et vérification des fonctions des circuits, cela permet de définir les propriétés souhaitable des filtres. Cela apparais dans les circuits de configuration A et E du coté impédance d'entrée et bande passante.

Dans la deuxième partie la totalité des résultats des circuits simulés sont en accord avec les résultats théoriques et possèdent des facteurs de qualités insensibles aux variations des petites valeurs des composants passifs, puisque les sensibilités généralement sont égales à l'unité.

Cela montre que les cellules translineaires CCII utilisés ont de très bonnes performances (Bandes passantes relativement étendues (quelques centaines de Mega hertz dans le cas général, transfert en courant et en tension égalent à l'unité,...)).

Les topologies présentées dans ce chapitre utilisant deux circuits convoyeurs de courant de la même génération montre qu'elles sont très pratiques par rapport aux autres topologies et leurs caractéristiques de gain sont indépendantes de Q , et insensible aux petites variations dans les valeurs des composants passifs.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Le logiciel OrCAD a permis l'exploitation des caractéristiques des transistors bipolaires ou MOS des différents constructeurs tels que Philips, Siemens, Zetex, ...etc dans la conception des circuits actifs, ou la simulation permet de vérifier les caractéristiques des fonctions pour s'approcher de la réalité des circuits pratiques. Cela se fait par la connaissance de toutes les caractéristiques du circuit à simuler.

Le logiciel OrCAD a permis de simuler et de déterminer les différentes caractéristiques de plusieurs modèles de convoyeurs de courant des CCI et CCII et CCIII à base des transistors bipolaires ou MOS.

Ces convoyeurs de courant de la première, deuxième, la troisième génération sont exploités dans la conception des fonctions des composants électroniques tels que (gyrateur, résistance négative, inductance active, capacité active, ...etc), qui sont appliqués dans la réalisation des fonctions électroniques tels que (amplification, filtrage, multiplication, ...).

Les circuits convoyeurs de courant sous forme translinéaire ou à base des miroirs de courant MOS sont utilisés pour la mise en œuvre des fonctions de filtrage du premier et du second ordre à très faibles sensibilités, ce type de filtre à l'avantage par rapport aux circuits classiques, de posséder des sensibilités passives et actives dont les valeurs sont faibles et indépendantes du coefficient de qualité Q .

Dans chacun des cas de filtrage présentés en ce thème, les circuits possèdent un ou deux ou plusieurs convoyeurs de courant avec une seule sortie ou plusieurs sorties., des simulations ont été effectuées afin de vérifier les performances des circuits. Les applications dans le domaine de filtrage exigent un nombre minimum de composants actifs et aussi un minimum de composants passifs dans le but de minimiser le circuit et la puissance dissipée.

Dans les deux derniers chapitres plusieurs circuits de filtrage sont décrits et montrés qu'ils réalisent plusieurs transferts et leurs fonctionnalités sont vérifiées par l'analyse théorique et par simulation, dans la majorité des cas le même principe a été suivi dans la conception des circuits de filtrage qui est basé sur la simulation de l'impédance d'entrée qui est équivalente à une inductance.

L'étude des circuits choisies dans la simulation des circuits convoyeurs de courant à permet de déterminer les circuits qui répond au caractéristiques souhaitées par l'utilisateur tel que :

La bande passante en tension peut aller jusqu'à 3.05GHz.

La bande passante en tension peut aller jusqu'à 3.7649GHz.

Le gain égale à l'unité.

L'impédance d'entrée est de quelques centaines de Mega home.

Facteur de qualité le plus élevé possible pour une bonne sélectivité de filtre.

Les sensibilités de tout ces facteur qui caractérise les filtres en mode courant ou en mode tension sont montrées de faible valeurs ou négligeables.

Cette recherche s'ouvre sur le développement d'autres architectures des circuits convoyeurs de courant qui possédantes de meilleurs caractéristiques (bande passante très large, gain en courant et en tension égale à l'unité, impédance d'entrée la plus grande possible, impédance de sortie la plus faible possible,...etc.), qui peuvent être appliquer dans le domaine de filtrage analogique en très haute fréquence et cela fait un objectif de recherche sur les filtres sélectifs qui ont des applications en communication.

Annexe 1

Quelques exemples sur caractéristiques des transistors existant dans les bibliothèques des composants électroniques utilisés dans la conception des convoyeurs de courant fournies par les constructeurs de composants électroniques:

Transistors bipolaires:

Il existe deux modèles d'écritures des caractéristiques des transistors bipolaires qui sont représentées ci-dessous:

Premier modèle:

* MicroSim Corporation would like to acknowledge Sandia National Laboratories

* for the contribution of their measurement-based models included in this

* library.

* The parameters in this model library were derived from the data sheets for

* each part. Each part was characterized using the Parts option.

***** UHFN - LE=3 WE=50 *****

*

.model NUHFARRY NPN

```
+ ( IS= 1.840E-16  XTI= 3.000E+00  EG= 1.110E+00  VAF= 7.200E+01
+   VAR= 4.500E+00  BF= 1.036E+02  ISE= 1.686E-19  NE= 1.400E+00
+   IKF= 5.400E-02  XTB= 0.000E+00  BR= 1.000E+01  ISC= 1.605E-14
+   NC= 1.800E+00  IKR= 5.400E-02  RC= 1.140E+01  CJC= 3.980E-13
+   MJC= 2.400E-01  VJC= 9.700E-01  FC= 5.000E-01  CJE= 2.400E-13
+   MJE= 5.100E-01  VJE= 8.690E-01  TR= 4.000E-09  TF= 10.51E-12
+   ITF= 3.500E-02  XTF= 2.300E+00  VTF= 3.500E+00  PTF= 0.000E+00
+   XCJC= 9.000E-01  CJS= 1.150E-13  VJS= 7.500E-01  MJS= 0.000E+00
+   RE= 1.848E+00  RB= 5.007E+01  RBM= 1.974E+00  KF= 0.000E+00
+   AF= 1.000E+00 )
```

*

***** UHFP - LE=3 WE=50 *****

.model PUHFARRY PNP

```
+ ( IS= 1.027E-16  XTI= 3.000E+00  EG= 1.110E+00  VAF= 3.000E+01
+   VAR= 4.500E+00  BF= 5.228E+01  ISE= 9.398E-20  NE= 1.400E+00
+   IKF= 5.412E-02  XTB= 0.000E+00  BR= 7.000E+00  ISC= 1.027E-14
+   NC= 1.800E+00  IKR= 5.412E-02  RC= 3.420E+01  CJC= 4.951E-13
+   MJC= 3.000E-01  VJC= 1.230E+00  FC= 5.000E-01  CJE= 2.927E-13
+   MJE= 5.700E-01  VJE= 8.800E-01  TR= 4.000E-09  TF= 20.05E-12
+   ITF= 2.001E-02  XTF= 1.534E+00  TF= 1.800E+00  PTF= 0.000E+00
+   XCJC= 9.000E-01  CJS= 1.150E-13  VJS= 7.500E-01  MJS= 0.000E+00
+   RE= 1.848E+00  RB= 3.271E+01  RBM= 9.902E-01  KF= 0.000E+00
+   AF= 1.000E+00 )
```

*

.END

.model Q2N696 NPN(Is=14.34f Xti=3 Eg=1.11 Vaf=74.03 Bf=65.62
Ne=1.208

+ Ise=19.48f Ikf=.2385 Xtb=1.5 Br=9.715 Nc=2 Isc=0 Ikr=0
Rc=1

+ Cjc=9.393p Mjc=.3416 Vjc=.75 Fc=.5 Cje=22.01p Mje=.377
Vje=.75

+ Tr=58.98n Tf=408.8p Itf=.6 Vtf=1.7 Xtf=3 Rb=10)

* National pid=19 case=TO5

* 88-09-07 bam creation

*\$

Deuxième modèles:

* THE FOLLOWING IS AN INDICATION OF SATURATED SWITCHING TIME ACCURACY FOR THIS

* MODEL:

*

* IC(NOMINAL) = 20MA FB=10

* MEASURED SIMULATED

.MODEL Q2N2222/-55C NPN (

+ IS = 1.91785E-14
+ BF = 213.1172905
+ NF = 0.9858464
+ VAF = 53.081
+ IKF = 0.6539
+ ISE = 6.85274E-14
+ NE = 1.6195943
+ BR = 9.1946163
+ NR = 0.9849372
+ VAR = 11.3571702
+ IKR = 2.5217344
+ ISC = 1.18595E-11
+ NC = 1.2680537
+ RB = 26.1324
+ IRB = 1.50459E-4
+ RBM = 5.2592283
+ RE = 0.0430055
+ RC = 0.7905
+ CJE = 2.56E-11
+ VJE = 0.682256
+ MJE = 0.3358856
+ TF = 3.331E-10
+ XTF = 6
+ VTF = 0.574
+ ITF = 0.32
+ PTF = 25.832
+ CJC = 1.40625E-11
+ VJC = 0.5417393
+ MJC = 0.4547893
+ XCJC = 1
+ TR = 3.605E-7
+ CJS = 0
+ VJS = .75
+ MJS = 0
+ XTB = 2.3446135
+ EG = 1.11
+ XTI = 6.375194
+ KF = 0
+ AF = 1
+ FC = 0.83
+)

Tansistor MOS:

Deux modèles d'écritures des caractéristiques des transistors bipolaires qui sont représentées ci-dessous:

* DATE: Jan 19/05

* DIE: N_Area_Fring DEV: N3740/10

* Temp= 27

.MODEL CMOSN NMOS (LEVEL = 3

+ TOX = 3.17E-8 NSUB = 1.648868E15 GAMMA = 0.6963209
+ PHI = 0.7 VTO = 0.6061687 DELTA = 0.4978254
+ UO = 567.9838687 ETA = 2.114518E-3 THETA = 0.0702745
+ KP = 7.351009E-5 VMAX = 2.014131E5 KAPPA = 0.5

```

+ RSH = 0.0403271      NFS = 4.802112E11  TPG = 1
+ XJ = 3E-7           LD = 0           WD = 6.420899E-7
+ CGDO = 1.67E-10     CGSO = 1.67E-10     CGBO = 1E-10
+ CJ = 2.713699E-4    PB = 0.8           MJ = 0.5
+ CJSW = 1.546747E-10 MJSW = 0.1281618   )

```

*

* DATE: Jan 19/05

* DIE: P_Area_Fring

DEV: P3740/10

.MODEL CMOS PMOS (LEVEL = 3

```

+ TOX = 3.17E-8      NSUB = 1E17      GAMMA = 0.5072723
+ PHI = 0.7          VTO = -0.9000653 DELTA = 0.3546012
+ UO = 101.6036728  ETA = 2.794677E-5 THETA = 0.1286572
+ KP = 2.472695E-5  VMAX = 3.222627E5 KAPPA = 200
+ RSH = 37.8957941  NFS = 3.573305E11 TPG = -1
+ XJ = 2E-7          LD = 1E-14       WD = 9.873979E-7
+ CGDO = 1.94E-10   CGSO = 1.94E-10  CGBO = 1E-10
+ CJ = 2.966976E-4  PB = 0.8         MJ = 0.438488
+ CJSW = 1.637827E-10 MJSW = 0.1016537 )

```

T4BH SPICE BSIM3 VERSION 3.1 PARAMETERS

SPICE 3f5 Level 8, Star-HSPICE Level 49, UTMOST Level 8

* DATE: Jan 19/05

.MODEL CMOSN NMOS (LEVEL = 49

```

+VERSION = 3.1      TNOM = 27      TOX = 3.17E-8
+XJ = 3E-7          NCH = 7.5E16     VTH0 = 0.5163894
+K1 = 0.954196      K2 = -0.08669     K3 = 10.4201681
+K3B = -3.0315457   W0 = 2.182469E-6 NLX = 1E-8
+DVT0W = 0          DVT1W = 0         DVT2W = 0
+DVT0 = 0.7059265  DVT1 = 0.4220258 DVT2 = -0.4359887
+U0 = 613.9314527  UA = 3.480221E-10 UB = 3.397855E-18
+UC = 1.431444E-12 VSAT = 1.101105E5  A0 = 0.5697591
+AGS = 0.1034499   B0 = 2.142604E-6 B1 = 5E-6
+KETA = -6.120528E-3 A1 = 0           A2 = 1
+RDSW = 3E3         PRWG = 9.98638E-4 RWB = -1.720868E-3
+WR = 1             WINT = 6.270257E-7 LINT = 2.527132E-7
+XL = 0             XW = 0           DWG = 8.1458E-10
+DWB = 3.9359E-8   VOFF = -0.0416266 NFACTOR = 0.5785533
+CIT = 0           CDSC = 1.810832E-6 CDSCD = 1.0933E-6
+CDSCB = 5.2844E-5 ETA0 = -1          ETAB = -0.337413
+DSUB = 1          PCLM = 1.3318598 PDIBLC1 = 9.4887E-3
+PDIBLC2 = 1.8872E-3 PDIBLCB = -0.1     DROUT = 0.060821
+PSCBE1 = 2.160169E9 PSCBE2 = 5.000242E-10 PVAG = 0.222887
+DELTA = 0.01      RSH = 53          MOBMOD = 1
+PRT = 0           UTE = -1.5       KT1 = -0.11
+KT1L = 0          KT2 = 0.022      UA1 = 4.31E-9
+UB1 = -7.61E-18  UC1 = -5.6E-11  AT = 3.3E4
+WL = 0            WLN = 1          WW = 0
+WWN = 1           WWL = 0          LL = 0
+LLN = 1           LW = 0           LWN = 1
+LWL = 0           CAPMOD = 2         XPART = 0.5
+CGDO = 1.67E-10   CGSO = 1.67E-10  CGBO = 1E-9
+CJ = 2.717025E-4  PB = 0.9754986   MJ = 0.558239
+CJSW = 1.483585E-10 PBSW = 0.99       MJSW = 0.1
+CJSWG = 6.4E-11  PBSWG = 0.99     MJSWG = 0.1
+CF = 0            )

```

*

```

.MODEL CMOSP PMOS ( LEVEL = 49
+VERSION = 3.1          TNOM = 27          TOX = 3.17E-8
+XJ      = 3E-7         NCH = 2.4E16       VTH0 = -0.84764
+K1      = 0.4513608   K2 = 2.379699E-5   K3 = 13.3278347
+K3B     = -2.2238332  W0 = 9.577236E-7   LX = 6.79326E-7
+DVT0W   = 0           DVT1W = 0           DVT2W = 0
+DVT0    = 2.0999344   DVT1 = 0.5644417   DVT2 = -0.01429
+U0      = 236.8923827 UA = 3.833306E-9   UB = 1.4877E-21
+UC      = -1.08562E-10 VSAT = 1.073992E5   A0 = 0.3170596
+AGS     = 0.4688438   B0 = 4.431976E-6   B1 = 5E-6
+KETA    = -0.015404   A1 = 0             A2 = 0.364
+RDSW    = 3E3         PRWG = 0.168324    PRWB = -0.20325
+WR      = 1           WINT = 7.56506E-7   LINT = 1.0279E-7
+XL      = 0           XW = 0             DWG = -2.1392E-8
+DWB     = 3.857544E-8 VOFF = -0.08772    NFACTOR = 0.250834
+CIT     = 0           CDSC = 2.924806E-5  CDSCD = 1.4976E-4
+CDSCB   = 1.091488E-4 ETA0 = 0.26103      ETAB = -0.030872
+DSUB    = 0.2873     PCLM = 3.170691E-9  PDIBLC1 = 3.9753E-4
+PDIBLC2 = 1.538132E-3 PDIBLCB = -1E-3     DROUT = 0
+PSCBE1  = 3.517413E9 PSCBE2 = 5.27718E-10 PVAG = 15
+DELTA   = 0.01       RSH = 78.7         MOBMOD = 1
+PRT     = 0           UTE = -1.5         KT1 = -0.11
+KT1L    = 0           KT2 = 0.022        UA1 = 4.31E-9
+UB1     = -7.61E-18  UC1 = -5.6E-11     AT = 3.3E4
+WL      = 0           WLN = 1            WW = 0
+WWN     = 1           WWL = 0            LL = 0
+LLN     = 1           LW = 0              LWN = 1
+LWL     = 0           CAPMOD = 2          XPART = 0.5
+CGDO    = 1.94E-10   CGSO = 1.94E-10    CGBO = 1E-9
+CJ      = 2.9779E-4   PB = 0.8           MJ = 0.43201
+CJSW    = 1.6401E-10 PBSW = 0.8          MJSW = 0.1011759
+CJSWG   = 3.9E-11   PBSWG = 0.8        MJSWG = 0.1011759
+CF      = 0           )

```

*

Annexe 2

Les circuits convoyeurs de courant simulés:

N°1: Convoyeur de courant de la deuxième génération CCII+ :

Le convoyeur de courant CCII+ de la figure ci-dessous est composé d'une cellule de boucle translinéaire, deux miroirs de courant et deux sources de courant. ces ports d'entrées/sorties sont caractérisés par la matrice 64 de la page 25.

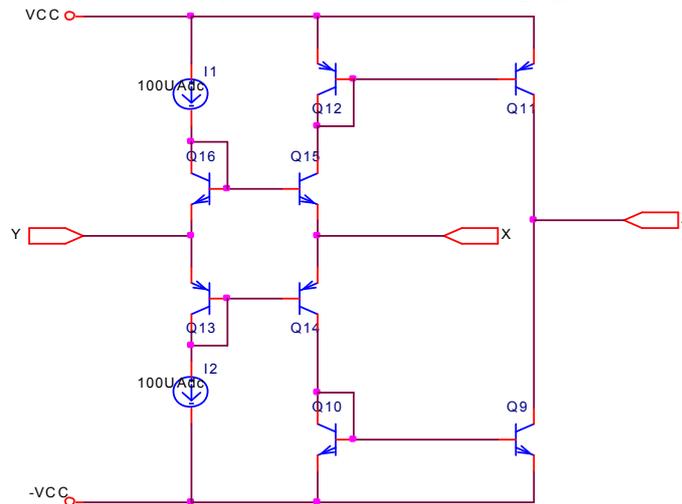


Figure (1): Schéma de principe de CCII+ translinéaire

| Paramètre | Valeur |
|--|-------------------|
| Résistance d'entrée (voie Y) R_y | 28.47M Ω |
| Capacité parasite d'entre (voie Y) C_y | 8.86pF |
| Résistance d'entrée (voie x) R_x | 556.538k Ω |
| Résistance d'entrée (voie Z) R_z | 555.679k Ω |
| Capacité parasite d'entre (voie Z) C_z | 173.05pF |
| Gain en tension (voie X) | 0.9998 |
| Bande passante à -3 dB (voie X) GHz | 3.05 |
| Gain en courant | 0.999766 |
| Bande passante à -3dB pour (I_z/I_x) GHz | 3.76 |
| Puissance dissipée | 14.682mW |
| Temps d'établissement (a voie x) pour $V_y = 0.1v$ | 965.9pS |
| Temps de montée (a voie x) pour $V_y = 0.1v$ | 409.09pS |
| Slaw rate (voie x) pour $V_y = 0.1v$ | 0.2496v/ μ S |

Tableau (1) des résultats de simulation des caractéristiques du CCII+ de la figure ci-dessus.

N°2: Convoyeur de courant de la première génération CCI+ :

Le convoyeur de courant CCI+ de la figure ci-dessous se compose d'une boucle translinéaire, deux miroirs de courant et deux sources de courant. Ces ports d'entrées sorties sont caractérisés par la matrice 58 de la page 25.

Le schéma de principe du CCI+ translinéaire, réalisé à partir des mêmes cellules élémentaires précédentes est représenté sur la Figure ci-dessous.

Les courants I_1 et I_2 de même que I_3 et I_4 sont à chaque instant identiques et les tensions

$V_x(t)$ et $V_y(t)$ sont parfaitement égales. La résistance qui apparaît entre les points X et Y est donc très faible (généralement de l'ordre de 1 Ohm).

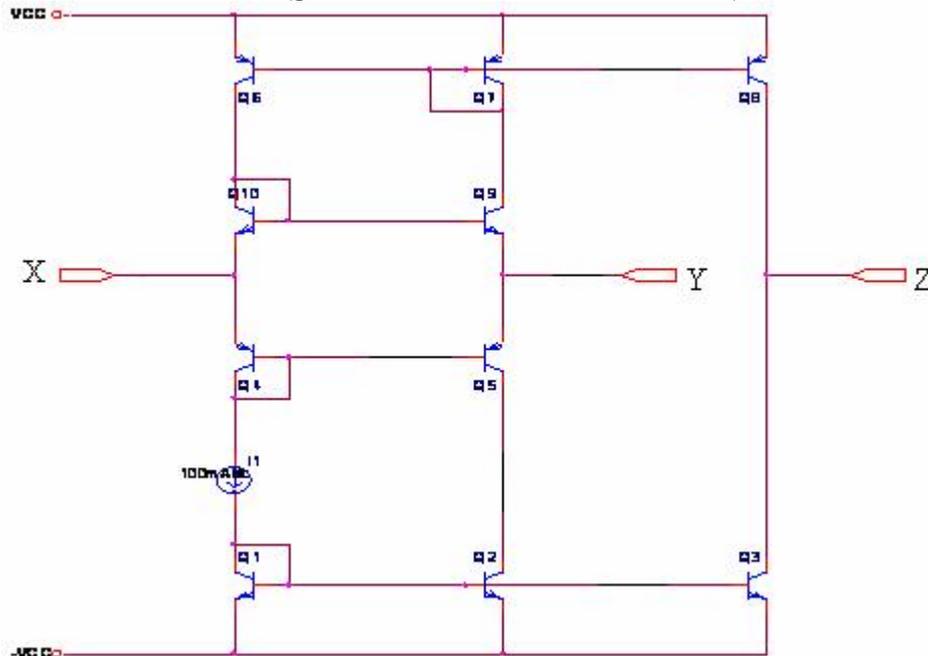


Figure (2): Schéma de principe de CCI+ translinéaire

| Paramètre | Valeur |
|--|-------------------|
| Résistance d'entrée (voie Y) R_y | 618.169 Ω |
| Capacité parasite d'entre (voie Y) C_y | 19.616pF |
| Résistance d'entrée (voie x) R_x | 658.838 Ω |
| Résistance d'entrée (voie Z) R_z | 162.604m Ω |
| Capacité parasite d'entre (voie Z) C_z | 6.2917nF |
| Gain en tension (voie X) | 1.001 |
| Bande passante à -3 dB (voie X) GHz | 1.7475 |
| Gain en courant | 0.9575 |
| Bande passante à -3dB pour (I_z/I_x) GHz | 5.4117 |
| Puissance dissipée | 16.121mW |
| Temps d'établissement (a voie x) pour $V_y = 0.1v$ | 1.4773nS |
| Temps de montée (a voie x) pour $V_y = 0.1v$ | 104.5pS |
| Slaw rate (voie x) pour $V_y = 0.1v$ | 0.7658v/ μ S |

Le tableau (2) des résultats de simulation des caractéristiques du CCI+ de la figure ci-dessus.

N°3: Convoyeur de courant de la deuxième génération :

Le convoyeur de courant CCII+ de la figure ci-dessous est composé d'une cellule de boucle translinéaire mixte, deux miroirs de courant et deux sources de courant. Ces ports d'entrées sorties sont caractérisés par la matrice 64 de la page 25.

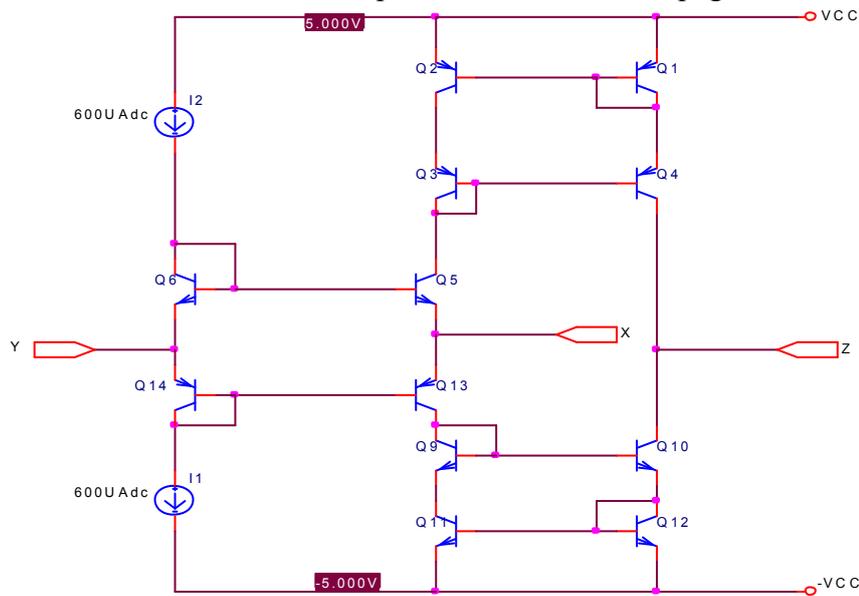


Figure (3): Schéma de principe de CCII+ translinéaire

| Paramètre | Valeur |
|--|------------------|
| Résistance d'entrée (voie Y) R_Y | 1.1014M Ω |
| Capacité parasite d'entre (voie Y) C_Y | 3.573pF |
| Résistance d'entrée (voie x) R_X | 14.861k Ω |
| Résistance d'entrée (voie Z) R_Z | 114.23M Ω |
| Capacité parasite d'entre (voie Z) C_Z | 9.825pF |
| Gain en tension (voie X) | 0.9985 |
| Bande passante à -3 dB (voie X) MHz | 464.159 |
| Gain en courant | 0.9985 |
| Bande passante à -3dB pour (I_z/I_x) MHz | 335.16 |
| Puissance dissipée | 17.451mW |
| Temps d'établissement (a voie x) pour $V_y = 0.1v$ | 1.3nS |
| Temps de montée (a voie x) pour $V_y = 0.1v$ | 886.36pS |
| Slaw rate (voie x) pour $V_y = 0.1v$ | 0.1v/nS |

Tableau (3) des résultats de simulation des caractéristiques du CCII+ de la figure ci-dessus.

N°4: Convoyeur de courant de la deuxième génération:

Le convoyeur de courant CCII+ de la figure ci-dessous est composé d'une cellule de boucle translinéaire, quatre miroirs de courant et une source de courant. Les ports d'entrées sorties sont caractérisés par la matrice 64 de la page 25.

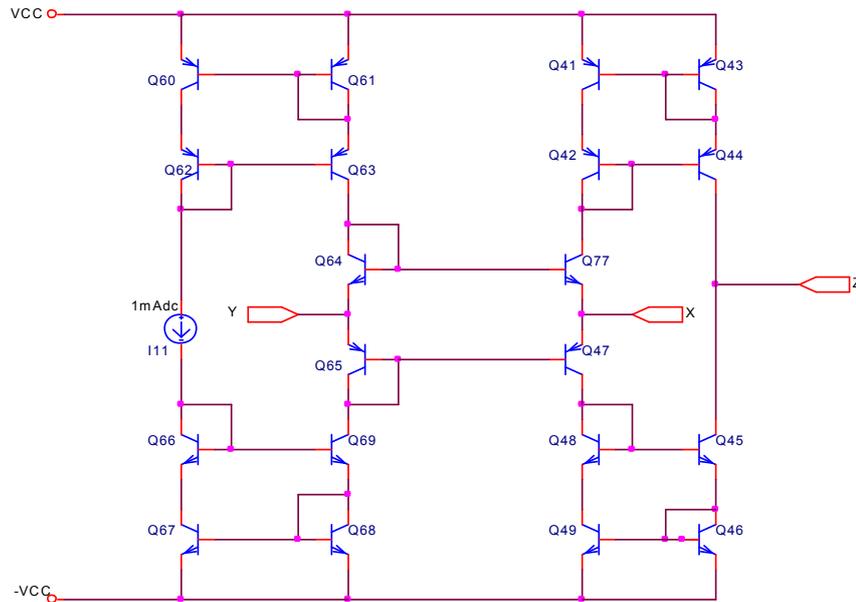


Figure (4): Schéma de principe de CCII+ translinéaire

| Paramètre | Valeur |
|--|-------------------|
| Résistance d'entrée (voie Y) R_y | 280.266k Ω |
| Capacité parasite d'entre (voie Y) C_y | 14.35pF |
| Résistance d'entrée (voie x) R_x | 4.875k Ω |
| Résistance d'entrée (voie Z) R_z | 12.818k Ω |
| Capacité parasite d'entre (voie Z) C_z | 11.3237pF |
| Gain en tension (voie X) | 0.9997 |
| Bande passante à -3 dB (voie X) GHz | 2.5354 |
| Gain en courant | 0.9997 |
| Bande passante à -3dB pour (I_z/I_x) GHz | 3.19 |
| Puissance dissipée | 17.663mW |
| Temps d'établissement (a voie x) pour $V_y = 0.1v$ | 2.3296nS |
| Temps de montée (a voie x) pour $V_y = 0.1v$ | 1.0796nS |
| Slaw rate (voie x) pour $V_y = 0.1v$ | 81.97v/ μ S |

Le tableau (4) des résultats de simulation des caractéristiques du CCII+ de la figure ci-dessus.

N°5: Convoyeur de courant de la deuxième génération:

Le convoyeur de courant CCII- de la figure ci-dessous est composé de six boucles translinéaire , une cellule de boucle translinéaire et une source de courant.Ces ports d'entrées sorties sont caractérisés par la matrice 64 de la page 25 mais la sortie du port Z est une sortie inverseuse de courant du port X.

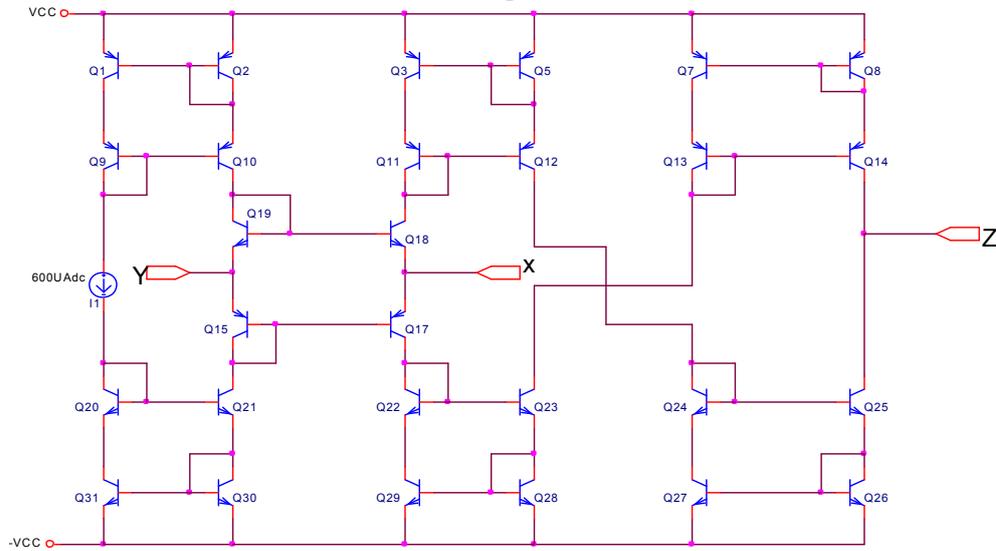


Figure (5): Schéma de principe de CCII- translinéaire

| Paramètre | Valeur |
|--|-------------------|
| Résistance d'entrée (voie Y) R_y | 392.181k Ω |
| Capacité parasite d'entre (voie Y) C_y | 10.579pF |
| Résistance d'entrée (voie x) R_x | 4.3482k Ω |
| Résistance d'entrée (voie Z) R_z | 680.56k Ω |
| Capacité parasite d'entre (voie Z) C_z | 10.199pF |
| Gain en tension (voie X) | 0.9985 |
| Bande passante à -3 dB (voie X) MHz | 210.490 |
| Gain en courant | 0.9985 |
| Bande passante à -3dB pour (I_z/I_x) MHz | 210.490 |
| Puissance dissipée | 19.861mW |
| Temps d'établissement (a voie x) pour $V_y = 0.1v$ | 2.75nS |
| Temps de montée (a voie x) pour $V_y = 0.1v$ | 1.7273nS |
| Slaw rate (voie x) pour $V_y = 0.1v$ | 46.36v/ μ S |

Le tableau (5) des résultats de simulation des caractéristiques du CCII- de la figure ci-dessus.

N°6: Convoyeur de courant de la deuxième génération :

Le convoyeur de courant CCII+ de la figure ci-dessous est composé d'une cellule de boucle translinéaire, copieurs de courant et quatre sources de courant. Ces ports d'entrées sorties sont caractérisés par la matrice 64 de la page 25.

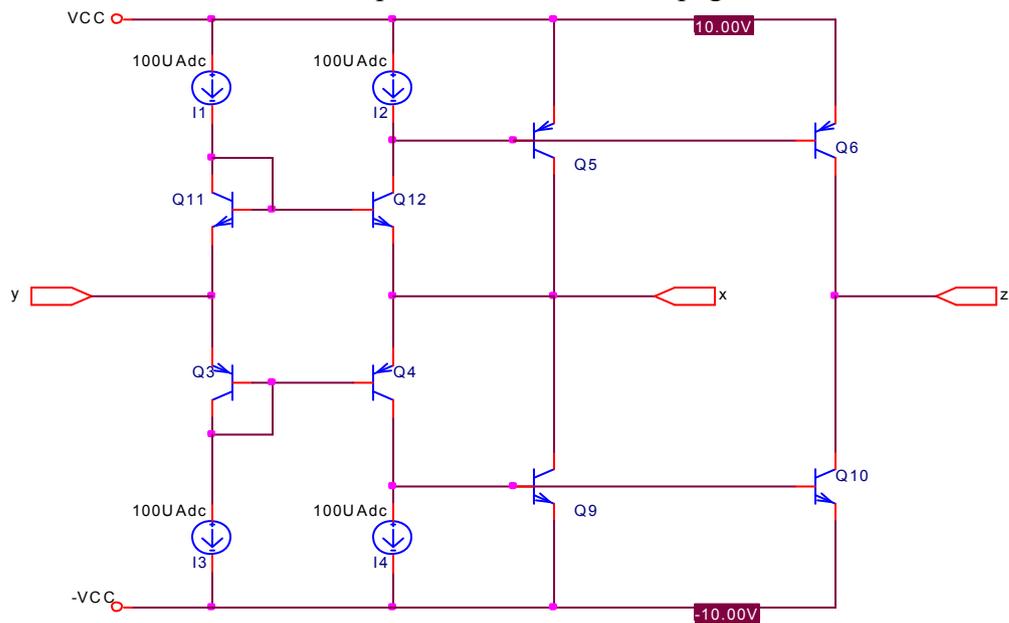


Figure (6): Schéma de principe de CCII+ translinéaire

| Paramètre | Valeur |
|--|-------------------|
| Résistance d'entrée (voie Y) R_y | 29M Ω |
| Capacité parasite d'entre (voie Y) C_y | 2.742pF |
| Résistance d'entrée (voie x) R_x | 19.738k Ω |
| Résistance d'entrée (voie Z) R_z | 616.521k Ω |
| Capacité parasite d'entre (voie Z) C_z | 51.86pF |
| Gain en tension (voie X) | 0.9998 |
| Bande passante à -3 dB (voie X) MHz | 73.907 |
| Gain en courant | 0.9998 |
| Bande passante à -3dB pour (I_z/I_x) MHz | 58.57 |
| Puissance dissipée | 15.752mW |
| Temps d'établissement (a voie x) pour $V_y = 0.1v$ | 4.3864nS |
| Temps de montée (a voie x) pour $V_y = 0.1v$ | 1.7727nS |
| Slaw rate (voie x) pour $V_y = 0.1v$ | 45.233v/ μ S |

Le tableau (6) des résultats de simulation des caractéristiques du CCII+ de la figure ci-dessus.

N°7: Convoyeur de courant de la deuxième génération à deux miroirs de courant:

Le convoyeur de courant CCII+ de la figure ci-dessous à cinq sources de courant et ces ports d'entrées/sorties sont caractérisés par la matrice 64 de la page 25.

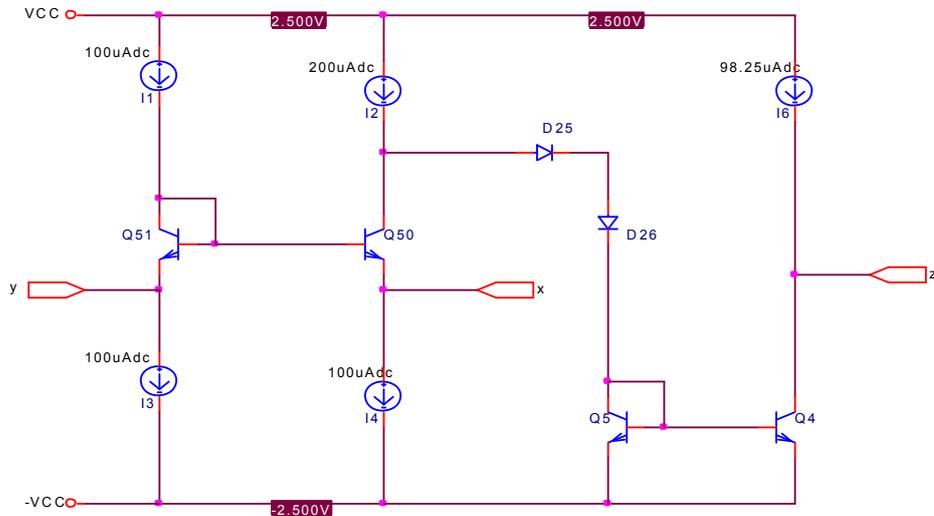


Figure (7): Schéma de principe de CCII+ translinéaire

| Paramètre | Valeur |
|--|-------------------|
| Résistance d'entrée (voie Y) R_y | 71.295M Ω |
| Capacité parasite d'entre (voie Y) C_y | 2.3375pF |
| Résistance d'entrée (voie x) R_x | 673.215M Ω |
| Résistance d'entrée (voie Z) R_z | 971.969k Ω |
| Capacité parasite d'entre (voie Z) C_z | 5.9697pF |
| Gain en tension (voie X) | 0.9998 |
| Bande passante à -3 dB (voie X) GHz | 1.4741 |
| Gain en courant | 0.9998 |
| Bande passante à -3dB pour (I_z/I_x) GHz | 2.2675 |
| Puissance dissipée | 9.175mW |
| Temps d'établissement (a voie x) pour $V_y = 0.1v$ | 3.426nS |
| Temps de montée (a voie x) pour $V_y = 0.1v$ | 1.7727nS |
| Slaw rate (voie x) pour $V_y = 0.1v$ | 46.183v/ μ S |

Le tableau (7) des résultats de simulation des caractéristiques du CCII+ de la figure ci-dessus.

N°8: Convoyeur de courant de la deuxième génération :

Le convoyeur de courant CCII+ de la figure ci-dessous est composé d'une cellule translinéaire, des miroirs de courant et deux sources de courant. Ces ports d'entrées sorties sont caractérisés par la matrice 64 de la page 25

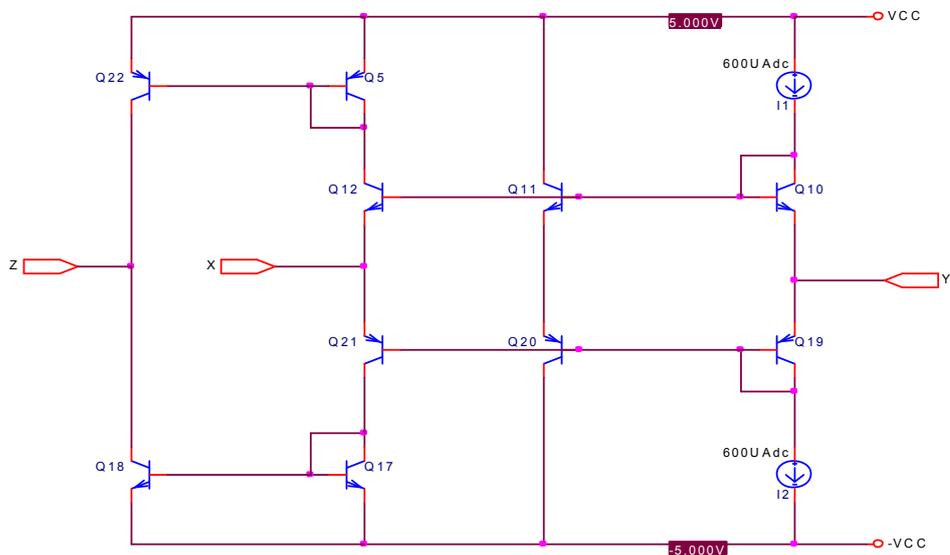


Figure (8): Schéma de principe de CCII+ translinéaire

| Paramètre | Valeur |
|--|------------------|
| Résistance d'entrée (voie Y) R_y | 3.7405M Ω |
| Capacité parasite d'entre (voie Y) C_y | 12.4pF |
| Résistance d'entrée (voie x) R_x | 26.295k Ω |
| Résistance d'entrée (voie Z) R_z | 150k Ω |
| Capacité parasite d'entre (voie Z) C_z | 0.4535pF |
| Gain en tension (voie X) | 0.9998 |
| Bande passante à -3 dB (voie X) MHz | 869.749 |
| Gain en courant | 0.9998 |
| Bande passante à -3dB pour (I_z/I_x) MHz | 890.215 |
| Puissance dissipée | 12.857mW |
| Temps d'établissement (a voie x) pour $V_y = 0.1v$ | 1.1818nS |
| Temps de montée (a voie x) pour $V_y = 0.1v$ | 619.318pS |
| Slaw rate (voie x) pour $V_y = 0.1v$ | 152.63v/ μ S |

Le tableau (8) des résultats de simulation des caractéristiques du CCII+ de la figure ci-dessus.

N°9: Convoyeur de courant de la première génération :

Le convoyeur de courant CCI+ est composé d'une cellule de boucle translinéaire et deux miroirs de courant de la figure ci-dessous et quatre sources de courant. Ces ports d'entrées sorties sont caractérisés par la matrice 58 de la page 25.

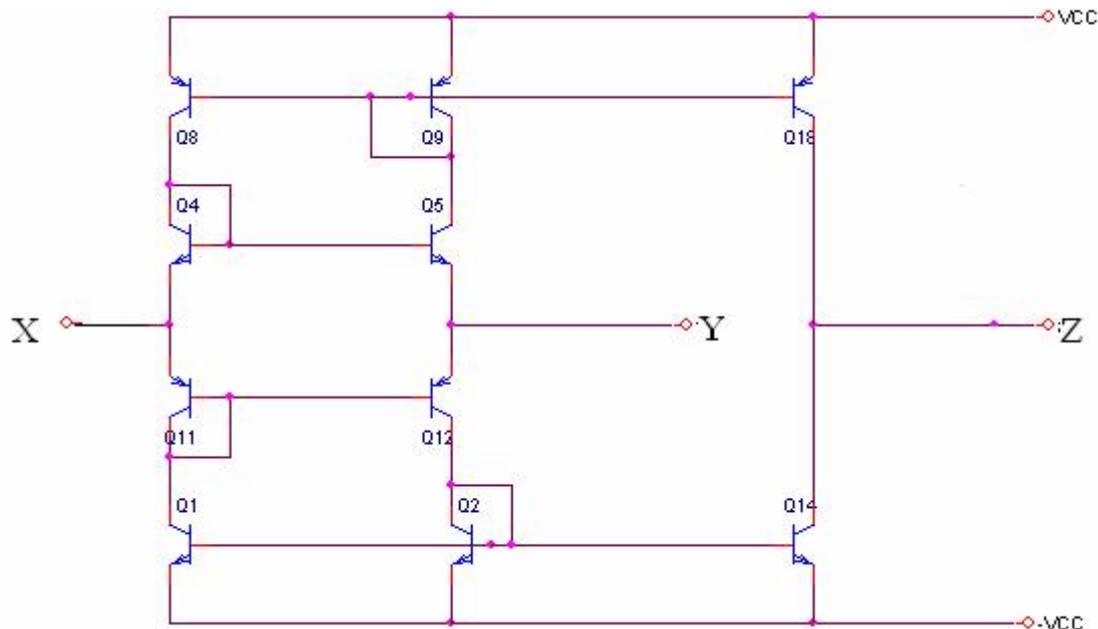


Figure (9): Schéma de principe de CCI+ translinéaire

| Paramètre | Valeur |
|--|-------------------|
| Résistance d'entrée (voie Y) R_y | 159.171M Ω |
| Capacité parasite d'entre (voie Y) C_y | 7.05pF |
| Résistance d'entrée (voie x) R_x | 3.21k Ω |
| Résistance d'entrée (voie Z) R_z | 178.883M Ω |
| Capacité parasite d'entre (voie Z) C_z | 16.19pF |
| Gain en tension (voie X) | 1 |
| Bande passante à -3 dB (voie X) GHz | 2.25 |
| Gain en courant | 1 |
| Bande passante à -3dB pour (I_z/I_x) GHz | 2.36 |
| Puissance dissipée | 15.572mw |
| Temps d'établissement (a voie x) pour $V_y = 0.1v$ | 2.693nS |
| Temps de montée (a voie x) pour $V_y = 0.1v$ | 1.237nS |
| Slaw rate (voie x) pour $V_y = 0.1v$ | 0.0114v/ μ S |

Le tableau (9) des résultats de simulation des caractéristiques du CCII de la figure ci-dessus

N°10: Convoyeur de courant de la deuxième génération :

Le convoyeur de courant CCII+ de la figure ci-dessous est composé de quatre miroirs de courant de technologie MOS et quatre sources de courant. Ces ports d'entrées sorties sont caractérisés par la matrice 64 de la page 25.

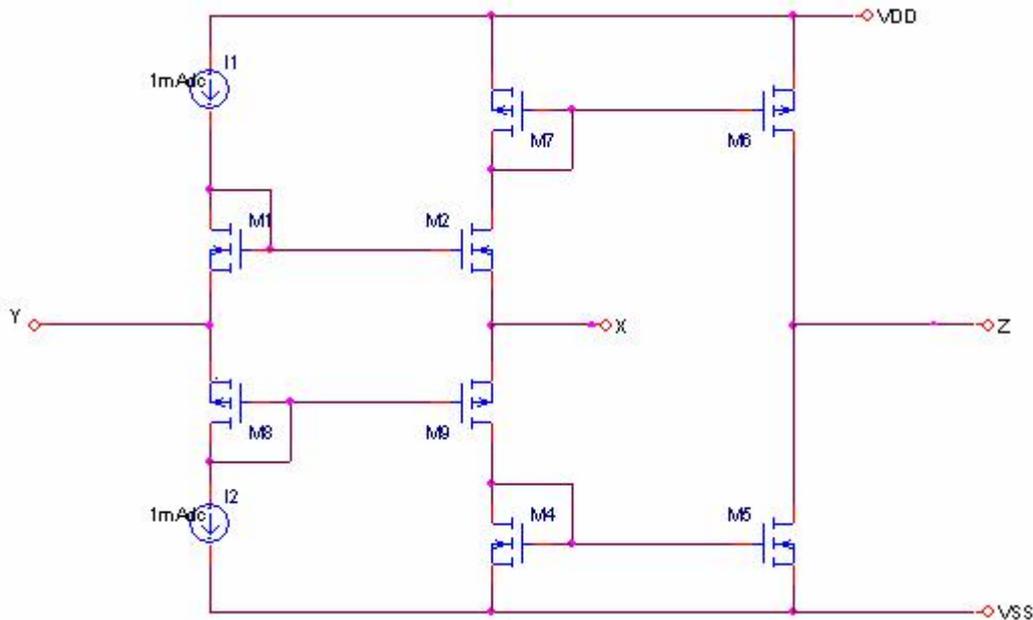


Figure (10): Schéma de principe de CCII+ translinéaire

| Paramètre | Valeur |
|--|------------------|
| Résistance d'entrée (voie Y) R_y | 12.85M Ω |
| Capacité parasite d'entre (voie Y) C_y | 3.385pF |
| Résistance d'entrée (voie x) R_x | 1G Ω |
| Résistance d'entrée (voie Z) R_z | 83.668k Ω |
| Capacité parasite d'entre (voie Z) C_z | 7.5728pF |
| Gain en tension (voie X) | 0.9996 |
| Bande passante à -3 dB (voie X) GHz | 1.5128 |
| Gain en courant | 0.9996 |
| Bande passante à -3dB pour (I_z/I_x) GHz | 1.4741 |
| Puissance dissipée | 14.381mw |
| Temps d'établissement (a voie x) pour $V_y = 0.1v$ | 2.386nS |
| Temps de montée (a voie x) pour $V_y = 0.1v$ | 545.455pS |
| Slaw rate (voie x) pour $V_y = 0.1v$ | 183.03v/ μ S |

Le tableau (10) des résultats de simulation des caractéristiques du CCII+ de la figure ci-dessus.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] C. Toumazou, F.J.Lidjey, D.G.Haig : Analogue IC Design: The Current Mode Approach. Peter Peregrinus Ltd Edit, London,United Kingdom 1990. 641pages ISBN 0863412150 7
- [2] ALAMI Mustapha : Conception Assistés Par Ordinateur De Circuits Translineaires Analogique Et Mise En Oeuvre Dans Les Domaines De L'Amplification Et Du Filtrage. Thèse De Doctorat 18-12-1991. 114 pages
- [3] Paul R. Gray, Paul J. Hurst, Stephen H. Lewis, Robert G Meyer : Analysis And Design Of Analog Integrated Circuits, Fourth Edition, John Wiley&Sons. INC.New York. 2001.
865 pages ISBN 0 471 32168 0
- [4] Alain Fabre et Mustapha Alami: A Versatile Translineaire Cell-Library To Implement High Performance Analog ASICs. IEEE Proceedings Of The EUROASIC 90 Conférence, Paris May 1990. pp 99-94.
- [5] Alain Fabre et Mustapha Alami: Des Amplificateurs, Réalisés à Partir De Cellules Tranlinéaires Dépassent Désormais Les Limites Traditionnelles: Proceedings Of The ASIC 90 Conference, Paris March 1990. pp 89-94.
- [6] Alain Fabre : Translineair Current Conveyors implementations. International Journal Of Electronics, 1985, 59, pp 619-623.
- [7] R. Senani : On The Realization Of Floating Active Elements, IEEE Transactions On Circuits And Systeme, 1986, CAS. 33. pp. 323-324.
- [8] B. Wilson: Recent Developments In Current Conveyors And Current Mode Circuits. IEEE Proceedings pt.G, Vol 137, N° 2. PP 63-77 April 1990.
- [9] A.S. Sedra , G.W.Roberts, F.Gohh: The Current Conveyor: History, Progress And New Results. IEE Proceedings.Vol 137, Pt.G.N°2. April 1990.
- [10] Alain Fabre : Third generation Current Conveyors A New Helphul Active Element, Electronics Letters, 1995, 31, pp338-339.
- [11] H.Kuntman, O. çiçekoglu, S.Ozoguz and B.Karacivi: Univarsal Current-Mode Filter Implemented With The Modified Third Generation Current Convertor. Frequenz Microelectroncs Journal. 2002.56.pp47-54.
- [12] Seckin. Bodur.H.Kuntman, O. çiçekoglu: New First Order All-Pass Filters Employing Single Modified Third Generation Current Conveyor. Journal Of Electrical & Electroncs Engineering. 2004. Vol 4. N°2. pp 1141-1146
- [13] Alain Fabre, Omar Saaid And Herve Barthelemy: On the Frequency Limitations of the Circuits Based on Second Generation Current Conveyors. Kluwer Academic Publishers. Boston. Manufactured in Netherlands. 1995. 7.113-129

- [14] Ahmed M. Solman : New active gyrator circuit using a single current conveyor. IEEE, Proceeding. Vol 66 N°11. pp.1580-1581. 1978.
- [15] Nandi. R, Nandi. S : New insensitive active ideal inductances with single resistor control using current conveyors. Microelectronics J. Vol 14. N° 2. pp.73-74. 1983.
- [16] Senani. R : New tunable synthetic floating inductor. Electron. Letter. Vol 16. N°10. pp.383-384. 1980.
- [17] Sharma. R.S et Shah.N.A. : Application Of a current conveyors to realize inductance. Electro-Technology. Vol 25. N° 2. pp.45-47. 1981.
- [18] Kumar , S.k.Shukia: The implementation and applications of current conveyors. Microelectronics Journal Vol.20 No 5 Elsevier Science Ltd. England 1989.20page.
- [19] Alain Fabre et Mustapha Alami: Insensitive Current-Mode Bandpass Implementation Based Nonideal Gytrators. IEEE Transaction on Circuits and Systems-1: Fundamental Theory and Application Vol 39 N°2. February 1992.
- [20] Alain FABRE et Mustapha ALAMI: Insensitive Current-Mode Biquad Implementation Based Translineaire Current Conveyors. IEEE Transaction on Circuits and Systems. Fundamental Theory and Application Vol 39 N°2. 1992.
- [21] M. Higashimura and Y.Fukui : Novel Methode For Realizing Higher-Order Immittance Function Using Current conveyors. 1988, IEEE International Symposium on Circuits And System. Helsinki. pp. 2677-2680.
- [22] Ahmed M. Solman : Generation Of Current Conveyor-Based All-Pass Filters From Op Amp Based Circuits. IEEE Transactions On Circuits And Systems: Analog And Digital Signal Processing, Vol 44 N° 4 April 1997. PP 324-330.
- [23]- Pradeep Kumar and Kirat: High Input Impedance Band Pass, All Pass, And Notch Filters Using Two CCII's. Hait Journal Of Science And Engineerig. Vol 3 N°12009 pp1-13
- [24]- Fabrice SEGUIN: Etude et réalisation de circuit convoyeurs de courant de seconde génération en technologie BiCMOS. Application à l'Amplificateur RF Réglable. Thèse de Doctorat Université Bordeaux1. Décembre 2001. page 240
- [25]- Kimmo Koli . CMOS Current Amplifiers : Speed Versus Nonlinearity. Helsinki University of Technology Electronic Circuit Design. Laboratory Finland. Rapport 30. Espoo 2000. Page 293
- [26]- Alain Fabre, Hafid Amrani, Hervé Barthelemy : A Novel Class AB First Generation Current Conveyor. IEEE Transaction on Circuits and Systems. Analog And Digital. Signal Processing. Vol 46 N°1. January 1999.
- [27]- Alain Fabre, Omar Saaid , Francis Wiest And Christophe Boucheron : High Frequency Applications Based Current Controlled Conveyors. IEEE Transaction on Circuits and Systems-1. Fundamental Theory And Application. Vol 43 N°2. February 1996. pp 82-91.

RÉSUMÉ

La réalisation des architectures analogiques et numériques de traitement des signaux sous forme de circuit intégré devient de plus en plus avoir une importance considérable. Les circuits analogiques en mode courant synthétisés sont considérés par rapport aux circuits classiques de tension standard comme les meilleurs systèmes des circuits analogiques [1]. La synthèse et les applications des convoyeurs de courant sous forme translinéaire ou en miroir de courant en technologie MOS, tels qu'ils sont décrits au chapitre I a permis de montrer que les circuits convoyeur de courant de seconde génération CCII possèdent une grande bande passante et une grande précision comparé à l'amplificateur opérationnel et leur utilisation a été bénéfique dans la réalisation des filtres.

Les boucles translinéaires simple ou en cascade ou mixte composée des transistors bipolaires (quatre NPN et quatre PNP) ou des miroirs de courant MOS sont introduits dans l'étude des caractéristiques des différents convoyeurs de courant, à partir de la théorie de ces circuits en à déterminer leurs importances dans la conception des circuits convoyeurs de courant. Plusieurs architectures ont été traitées, leurs caractéristiques sont obtenus et enregistrées dans des tableaux dans l'annexe N°2 et parmi celles-ci existent des circuits qui demande une polarisation particulière (une source de courant ou deux sources et d'autres n'utilise aucune source).

Dans le premier chapitre on a déterminé les propriétés dynamiques des circuits convoyeurs de courant de la première et la deuxième et la troisième génération des différentes polarisations. Le deuxième chapitre traite l'exploitation des caractéristiques de ces circuits dans la conception des filtres actifs à simple convoyeur de courant du premier ordre et de deuxième ordre en utilisant des CCI ou CCII ne nécessite qu'un nombre minimum de composants passifs dans le but de minimiser le circuit et la puissance dissipée, cependant plusieurs circuits ont été développés en utilisant seulement un seul convoyeur de courant. Les circuits de filtrage de second ordre réalisent plusieurs transferts de très faibles sensibilités.

Le troisième chapitre est composé de deux parties : la première partie traite les modèles de filtres de Alain Fabre qui ne demandent que deux convoyeurs de courant CCI et CCII simultanément, avec un nombre minimum de composants passifs, pour la réalisation des circuits de filtrage de second ordre et possèdent des bonnes caractéristiques (bande passante, faible puissance, insensible, plusieurs transferts au même temps). La deuxième partie présente deux modèles de filtres actifs de second ordre réalisés à base de deux convoyeurs de courant de la deuxième génération aussi avec un minimum de composants passifs ces circuits présentent aussi de bonnes caractéristiques comme ceux de la première partie seulement ce circuit présente une très bonne sélectivité en fréquence pour les filtres passe bande. Dans toutes ces méthodes les filtres à base des convoyeurs de courant sont équivalents aux filtres utilisant les amplificateurs opérationnels originaux seulement les deux dispositifs actifs ne sont pas idéaux. Mais les CCII sont presque idéaux.

Généralement les filtres proposés sont d'architecture simple et contiennent un minimum de composants passifs dont la majorité sont liés à la masse cela est préférable du point de vue de fabrication des circuits intégrés et leurs fonctionnalités ont été vérifiées par l'analyse théorique et aussi par simulation en utilisant le logiciel OrCAD.

Mots clés: filtre, analogiques, translinéaire, MOS, convoyeurs de courant, simulation

