كلية العلوم و التقنيات فاس
Faculté des Sciences et Techniques de Fès
جامعة سيدي محمد بن عبد الله
Université Sidi Mohamed Ben Abdellah

Centre d'Etudes Doctorales : Sciences et Techniques de l'Ingénieur

N° d'ordre 13 /2020

THESE DE DOCTORAT

Présentée par Melle: **JARJAR Mariem**

Spécialité : Génie électrique

Sujet de la thèse : Synthèse de filtres analogiques hyperfréquences à bande étroite en technologie CMOS-0,18µm

Thèse présentée et soutenue le 14 mars 2020 devant le jury composé de :

Nom Prénom	Titre	Etablissement	
KABBAJ Hassan	PES	Faculté des sciences et techniques FES	Président
BENALI Abdelhamid	PES	Ecole nationale des sciences appliquées OUJDA	Rapporteur
SABOR Jalal	PH	Ecole nationale supérieure des arts et métiers MEKNES	Rapporteur
BENNENI DOSSE Saad	PES	Ecole nationale des sciences appliquées FES	Rapporteur
LAKHSSASSI Ahmed	PES	Université Quebec-Outaoua	Examinateur
BELKADID Jamal	PES	Ecole supérieur de technologie FES	Examinateur
TAHRI Driss	PES	Faculté des sciences et techniques FES	Examinateur
EL OUAZZANI Nabih	PES	Faculté des sciences et techniques FES	Directeur de thèse

Laboratoire d'accueil : Signaux, Systèmes et composants (LSSC)

Etablissement : Faculté des Sciences et Techniques de Fès (FST)

DÉDICACES

*À la mémoire de ma grand-mère « **YAMNNA** » que Dieu ait son âme en sa sainte miséricorde.*

*Je dédie ce travail à mes très chers parents, **Latifa BOUYDMARANE** et **Abdellatif JARJAR**, qui m'ont inculqué l'honnêteté, l'amour du sacrifice et la persévérance dans la vie.*

*Je dédie également cette thèse à mes frères, **MOHAMED**, **MAHDI** et ma petite sœur **ZAINEB**. Leur amour et leur générosité ont rendu possible ce travail.*

REMERCIEMENTS

Avant d'exprimer ici mes remerciements les plus chaleureux et ma profonde gratitude à l'égard de mon directeur de thèse, Monsieur le Professeur EL OUAZZANI Nabih, je voudrais tout d'abord saluer ses qualités humaines de générosité, de gentillesse, de patience et d'écoute outre ses qualités intellectuelles pédagogiques de clairvoyance, de perspicacité et de pertinence de son encadrement.

J'adresse mes sincères remerciements à KABBAJ Hassan, Professeur ç la faculté des sciences et techniques FES, pour avoir accepté de présider ce jury. Je témoigne ma reconnaissance à Messieurs LAKHSSASSI Ahmed, Professeur titulaire à l'université Quebec-Outaoua qui m'a donné une opportunité de travailler et manipuler sur le logiciel CADENCE. Je remercie vivement Mr. BELKADID Jamal, Mr. TAHRI Driss pour avoir accepté d'examiner ce travail et de participer au jury. Je voudrais remercier également les rapporteurs : Pr BENALI Abdelhamid, Pr SABOR Jalal et Pr BENNENI DOSSE Saad qui m'ont fait l'immense honneur d'avoir consenti de lire et d'évaluer mon travail. Leurs remarques constructives ainsi que leurs précieuses suggestions seront certainement d'un grand apport pour améliorer la qualité de mon humble travail. Aussi leurs judicieuses orientations m'éclaireront-elles les voies lors de mes futurs travaux de recherche.

Mes vifs remerciements vont aussi à l'endroit du Pr M.LAHBABI, directeur du laboratoire de recherche « Signaux Systèmes et Composants LSSC» qui, de par son professionnalisme et son dynamisme, a toujours veillé à assurer aux étudiants-chercheurs des formations doctorales de qualité.

Je dois mes sincères remerciements à l'ensemble de mes professeurs du Master « Génie industriel »pour leur dévouement et pour tous leurs précieux apports.

Qu'ils soient ici remerciés également tous mes professeurs à la faculté des sciences et techniques FES pour leur dévouement inlassable et pour l'extrême bienveillance dont ils m'ont toujours honoré durant et après les années que j'ai passées sous leurs auspices.

Mes encouragements vont également à mes amis du laboratoire signaux systèmes et composants. En dernier lieu, il me reste à remercier ma famille et mes amis pour leur soutien, leur affection et leur amour.

ABREVIATIONS

AsGa	Arséniure de Gallium
BW	Bande passante
CMOS	Complementary Metal Oxide Semi-conductor
CMRR	Common Mode Rejection Ratio (Taux de rejection en mode commun)
MOSFET	Metal–Oxide–Semiconductor Field-Effect Transistor
NF	Noise Figure (Facteur de bruit)
OTA	Amplificateur Opérationnel à Transconductance
IC	Circuit intégré
Si	Silicium
TSMC	Taiwan Semiconductor Manufacturing Company

NOMENCLATURES

$\mathbf{C_{ds}}$	Capacité drain-source	[F]
$\mathbf{C_{gd}}$	Capacité grille-drain	[F]
$\mathbf{C_{gs}}$	Capacité grille-source	[F]
$\mathbf{C_p}$	Capacité parallèle	[F]
$\mathbf{f_0}$	Fréquence centrale	[Hz]
$\mathbf{g_m}$	Transconductance du transistor	[S]
$\mathbf{g_i}$	Les valeurs des éléments du prototype passe-bas	
$\mathbf{G_m}$	Transconductance d'OTA	[S]

$\mathbf{G_{ds}}$	transconductance du sortie	[S]
$\mathbf{I_{bias}}$	Courant de polarisation	[A]
$\mathbf{I_{ds}}$	Courant drain-source	[A]
$\mathbf{I_{in}}$	Courant d'entrée	[A]
J	Fonction d'inverseur d'admittance	
K	Fonction d'inverseur d'impédance	
$\mathbf{K_p}$	Constante de Boltzmann	$[JK^{-1}]$
L	Longueur du canal du transistor	[m]
$\mathbf{L_{eq}}$	Inductance équivalente	[H]
Q	Facteur de qualité	
$\mathbf{R_{ds}}$	Résistance drain-source	[Ω]
$\mathbf{R_p}$	Résistance parallèle	[Ω]
Rs	Résistance série	[Ω]
$\mathbf{V_{DD}}$	Tension de polarisation	[V]
$\mathbf{V_{in}}$	Tension d'entrée	[V]
W	Largeur du transistor	[m]
$\mathbf{Y_{in}}$	Admittance d'entrée	$[\Omega^{-1}]$
$\mathbf{Z_0}$	Impédance caractéristique	[Ω]
$\mathbf{S_{ij}}$	Paramètres de diffusion	

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE 17

REFERENCES : 20

CHAPITRE I :TOPOLOGIES DES FILTRES ACTIFS MICROONDES 22

I- INTRODUCTION 23

II- TOPOLOGIES REPANDUES DES FILTRES ACTIFS MICROONDES 24

1- Filtre Gm-C 24

1.1- Principe des filtres Gm-C 24

2- Filtres à résistance négative (Q-Enhanced Filter) 25

3- Filtres à base d'inductance active 28

3.1- Structure générale 28

3.2- Exemples d'inductance active. 29

4- Filtres récursifs et transversaux 31

4.1- Concept complet 31

4.2- Filtres récursifs microondes. 32

4.3- Filtres transversaux microondes 33

5- Les filtres channélisés 35

5.1- Filtre strictement channélisé 35

5.2- Filtre channélisé-transversal (mixte) 35

III- CHOIX DE LA TOPOLOGIE A ADOPTER 37

IV- CONCLUSION 37

CHAPITRE II AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS A TRANSCONDUCTANCE (OTA) EN HYPERFRÉQUENCES 43

I- INTRODUCTION 44

II- TECHNOLOGIES DE REALISATION 44

1- Substrats 44

1.1- Arséniure de Gallium- AsGa 44

1.2- Silicium-Si. 45

2- Transistor MOSFET 46

2.1- Structure du transistor MOSFET 46
2.2- Différents types de transistors MOS 46
2.2.1- Transistor MOSFET à Appauvrissement (D-MOSFET) 46
2.2.2- Transistor MOSFET à Enrichissement (E-MOSFET) 47
2.3- Mode de fonctionnement du transistor MOSFET 48
2.3.1- Caractéristiques électriques. 48
2.3.2- Modèle et éléments en petit signal. 50
III- AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL A TRANSCONDUCTANCE(OTA) 52
1- Définition 52
2- Description des principaux types de l'OTA. 53
2.1- OTA à simple entrée / sortie [II-15]. 53
2.2- OTA à entrée différentielle et sortie simple. 54
2.3- OTA à entrée et sortie différentielles. 55
3- Avantages des OTA à base de CMOS 55
3.1- Utilisation en hautes fréquences 55
3.2- Linéarité 56
3.3- Puissance dissipée 56
IV- QUELQUES APPLICATIONS MICROONDES DES OTA 57
1- Résistance variable. 57
2- Oscillateurs 58
V- AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL A TRANSCONDUCTANCE A BASE DE MIROIRS DE COURANT 59
1- Définition et approche théorique 59
1.1- Présentation générale 59
1.2- Miroir de courant simple 59
1.3- Miroir de courant Wilson 60
1.4- Miroir de courant Cascode 61
2- Paire différentielle MOS 62
VI- STRUCTURE DE L'OTA ADOPTEE 64
VII- CONCLUSION 67
REFERENCES 68

CHAPITRE III : SYNTHESE D'UNE INDUCTANCE ACTIVE A BASE DE CIRCUITS OTA EN TECHNOLOGIE CMOS 0,18 µm 72

I- INTRODUCTION 73

II- PRINCIPE D'UNE INDUCTANCE ACTIVE A BASE DE GYRATOR-C 73

1- Inductance active idéale 73

2- Inductance active réelle 74

3- Caractéristiques d'une inductance active 76

3.1- Gamme fréquentielle 76

3.2- Facteur de qualité 77

III- INDUCTANCE ACTIVE PROPOSEE 77

IV- SIMULATIONS DU CIRCUIT ET RESULTATS 79

1- Valeurs de l'inductance équivalente 79

2- Facteur de qualité 81

3- Comparaison entre le modèle et le circuit de l'inductance. 81

V- ALIMENTATION ET TOPOLOGIE D'INTEGRATION 83

VI- CIRCUIT RESONANT REEL ET PROPRIETES DE FILTRAGE 88

1. Paramètres de répartition S_{ij} 88

1.1- Définition de la matrice [S] 88

1.2- Intérêt des paramètres $S_{ij.}$ 89

2- Résultats de simulation 89

VII- CONCLUSION 91

REFERENCES 93

CHAPITRE VI: FILTRES BUTTERWORTH ET CHEBYSHEV A STRUCTURE COUPLEE 95

I- INTRODUCTION 96

II- PARAMETRES DES FILTRES. 96

III- SYNTHESE DES FILTRES PASSE-BAS, PASSE-HAUT ET PASSE-BANDE PAR LA METHODE DE LA PERTE D'INSERTION 98

1- Structure classique du filtre passe-bas 98

2- Transposition aux autres types de filtres 99

2.1- Synthèse du filtre passe-haut 99

2.2- Synthèse du filtre passe-bande 100
3- Problématique de conception et amélioration. 101
IV- METHODE DE CONCEPTION D'UN FILTRE PASSE-BANDE A COUPLAGE DIRECT 103
1- Structure du couplage 103
2- Calcul des éléments du filtre passe-bande à structure couplée 105
V- SYNTHESE DE FILTRES ACTIFS TYPE BUTTERWORTH ET CHEBYSHEV A STRUCTURE COUPLEE 108
1- Filtres de 2ème ordre 108
2- Filtres de 3ème ordre 112
VI- CONCLUSION 115
REFERENCE : 116

CHAPITRE V : CONCEPTION DE FILTRES CHANNELISES. 118
I- INTRODUCTION 119
II- FILTRE TRANSVERSAL-CHANNELISE ACTIF A DEUX BRANCHES 120
1- Méthode de conception 120
2- Élément de retard 122
2.1- Réalisation à l'aide de tronçons de lignes 122
2.2- Retard introduit par des éléments discrets : 123
3- Synthèse d'un filtre transversal channélisé à deux branches 127
III- FILTRE TRANSVERSAL-CHANNELISE ACTIF A TROIS BRANCHES. 130
1- Méthode de conception. 130
2- Combineurs / diviseurs de puissance. 132
3- Résultats de simulation 135
IV- CONCLUSION 138
REFERENCES 139

CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES 141
PUBLICATIONS ET COMMUNICATIONS 144
ANNEXE A : CALCUL DES PARAMETRES DES MIROIRS DE COURANT. 146

I- MIROIR DE COURANT SIMPLE 147
II- MIROIR DE COURANT WILSON 148
III- MIROIR DE COURANT CASCODE 149
IV- PAIRE DIFFERENTIELLE 151
REFERENCE : 153
ANNEXE B : PARAMETRES S_{IJ} SUR PSPICE 154
I- EXTRACTION DES PARAMETRES S_{IJ} A L'AIDE DU LOGICIEL PSPICE 155
1- Extraction des paramètres S_{11} et S_{22} 155
2- Extraction des paramètres S12 et S21 156
RÉFÉRENCE : 157
ANNEXE C : PARAMETRES DE FILTRES BUTTERWORTH ET CHEBYSHEV 158
I- APPROXIMATION EN AMPLITUDE BUTTERWORTH 159
II- APPROXIMATION EN AMPLITUDE CHEBYSHEV 160
ANNEXE D : MODELE DU TRANSISTOR MOS AU SEIN DE LA PLATEFORME PSPICE 162
ANNEXE E : CALCUL DES ELEMENTS DU FILTRE A COUPLAGE-C 166
ANNEXE F : VALEURS DES CAPACITES 170

Liste des figures

Figure I- 1 : Topologie d'une chaine de transmission d'un signal RF 23

Figure I- 2: Principe du filtre Gm-C 24

Figure I- 3: Filtre LC microonde 25

Figure I- 4: Circuit résonant parallèle équivalent 26

Figure I- 5: Filtre LC avec résistance négative 27

Figure I- 6 : Quelques configurations de circuits à résistance négative 27

Figure I- 7: Topologie d'une inductance active. 28

Figure I- 8: (a) Circuit de l'inductance active, (b) Circuit équivalent 29

Figure I- 9: Structure du filtre actif 30

Figure I- 10: (a) - Structure de l'inductance active.(b)- Circuit équivalent 30

Figure I- 11: Graphe de fluence d'un filtre récursif et transversal 31

Figure I- 12: Graphe de fluence du filtre récursif. 33

Figure I- 13: Filtres récursifs; (a) :[I-25] ;(b) [I-26]. 33

Figure I- 14: Graphe de fluence du filtre transversal. 34

Figure I- 15: Schéma d'un filtre transversal actif microonde 34

Figure I- 16: Topologie du filtre strictement channélisé 35

Figure I- 17: Structure générale du filtre channélisé transversal 36

Figure II- 1: Structure physique du transistor MOSFET 46

Figure II- 2: D-MOSFET : (a) : Structure ; (b) : Symbole. 47

Figure II- 3: E-MOSFET : (a) : Structure ; (b) : Symbole 48

Figure II- 4: Caractéristiques du transistor MOSFET 49

Figure II- 5: Modèle petit signal du transistor MOSFET 50

Figure II- 6: Modèle simplifié petit signal du transistor MOSFET. 52

Figure II- 7: Symbole et modèle de l'OTA. 52

Figure II- 8: OTA à simple entrée/simple sortie..... 53

Figure II- 9: Quelques topologies des OTA à simple entrée/sortie. 53

Figure II- 10: OTA à entrée différentielle / simple sortie..... 55

Figure II- 11:OTA à entrée et sortie différentielles [II-16] 55

Figure II- 12: Techniques d'amélioration de la linéarité..... 56

Figure II- 13: Résistance positive variable à base d'OTA 57

Figure II- 14 : Résistance négative à base d'OTA et son application. 58

Figure II- 15: Oscillateur à base d'OTA..... 58

Figure II- 16 : Miroir de courant simple..... 60

Figure II- 17: Miroir de courant Wilson..... 61

Figure II- 18: Miroir de courant Cascode..... 62

Figure II- 19: Paire différentielle à NMOS..... 63

Figure II- 20: Paire différentielle à charge active..... 63

Figure II- 21: OTA à base d'un miroir de courant simple..... 65

Figure II- 22: Circuit d'évaluation de la transconductance $G_{m.}$ 66

Figure II- 23 : Valeurs simulées de la transconductance G_m 66

Figure III- 1: Principe d'une inductance active à base de gyrator-C..... 74

Figure III- 2: Inductance active réelle 75

Figure III- 3: Tracé de Bode de l'impédance de l'inductance active [III-5]. 76

Figure III- 4: Inductance active proposée..... 78

Figure III- 5: Circuit RLC équivalent 78

Figure III- 6: Valeurs de l'inductance pour différents courants de polarisation. 80

Figure III- 7: Facteur de qualité pour de différents courants de polarisation. 81

Figure III- 8: Valeurs de l'inductance du circuit proposé et du circuit équivalent 82

Figure III- 9: Comparaison des parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée. 83

Figure III- 10: Circuit de l'inductance active modifié..... 84

Figure III- 11: Courant de polarisation..... 85

Figure III- 12: (a) : Parties imaginaires.(b) : Parties réelles de l'impédance Z_{in} 86

Figure III- 13: (a) : Valeurs de l'inductance active. (b) : Facteur de qualité 87

Figure III- 14: Tensions, courants et ondes d'entrée et de sortie..... 88

Figure III- 15 : Paramètres S_{ij}..... 89

Figure III- 16: (a) : Structure filtrante (b) : Model du 1er ordre. 90

Figure III- 17: Réponses S_{21} et S_{11} 91

Figure IV- 1 : Processus de conception par la méthode de la perte d'insertion. 96

Figure IV- 2 : Réponses fréquentielles 97

Figure IV- 3: Gabarit en amplitude d'un filtre passe-bande..... 98

Figure IV- 4: Prototypes de normalisation du filtre passe-bas 98

Figure IV- 5 : Structure d'un filtre passe-bas 99

Figure IV- 6: Structure d'un filtre passe-haut..... 100

Figure IV- 7: Structure du filtre passe-bande 100

Figure IV- 8: Inverseurs d'impédance et d'admittance. 102

Figure IV- 9: Inverseurs d'impédance et d'admittance à éléments discrets..... 103

Figure IV- 10: Prototypes du filtre en utilisant les inverseurs J et K..... 104

Figure IV- 11: Prototype de filtres passe-bande 105

Figure IV- 12: Structure à capacités couplées 106

Figure IV- 13: Structures finales du filtre passe-bande 107

Figure IV- 14: Filtre de 2ème ordre..... 109

Figure IV- 15: Réponses S_{21} et S_{11} des filtres de 2ème ordre..... 110

Figure IV- 16: Phase et facteur de bruit des filtres de 2ème ordre 111

Figure IV- 17: Filtre d'ordre 3. 112

Figure IV- 18: Réponses S_{21} et S_{11} des filtres de 3eme ordre 113

Figure IV- 19: Phase et facteur de bruit des filtres de 3ème ordre 114

Figure V- 1: Principe du filtre channélisé passe-bande 119

Figure V- 2: Diagramme d'un filtre transversal-channélisé à deux branches. 120

Figure V- 3: Réponse fréquentielle du filtre mixte à deux branches identiques..... 121

Figure V- 4: Réponse fréquentielle du filtre mixte à deux branches différentes..... 121

Figure V- 5: Modèle équivalent d'une cellule élémentaire d'une ligne de transmission.... 122

Figure V- 6: Réponse fréquentielle d'un élément de retard d'un filtre passe-bande. 123

Figure V- 7: Schéma bloc du circuit de retard passif..... 124

Figure V- 8: Filtre passe-bas..... 124

Figure V- 9: Phase du filtre passe-bas 125

Figure V- 10: Filtre passe-haut. 125

Figure V- 11: Phase du filtre passe-haut..... 126

Figure V- 12: Filtre passe-bande..... 126

Figure V- 13: Phase du filtre passe-bande 127

Figure V- 14: Structure du filtre transversal channélisé à deux branches proposée.. 128

Figure V- 15: Réponses S_{21} et S_{11} du filtre transversal-channélisé à 2 branches 129

Figure V- 16: Facteur de bruit du filtre transversal channélisé à 2 branches..... 129

Figure V- 17 : Structure du filtre mixte transversal-channélisé à trois branches..... 130

Figure V- 18: Réponse fréquentielle du filtre mixte à trois branches. 131

Figure V- 19 : Topologie du filtre passe-bande channélisé à trois branches. 132

Figure V- 20: Combineur/ diviseur de puissance Wilkinson..... 132

Figure V- 21: Circuit équivalent du diviseur Wilkinson en éléments discrets 133

Figure V- 22: Diviseur / combinateur à quatre accès proposé..... 133

Figure V- 23: Paramètres S_{ij} du diviseur/combineur de puissance proposé..... 134

Figure V- 24: Paramètres de diffusion du filtre channélisé à trois branches. 136

Figure V- 25: Figure de bruit du filtre channélisé à trois branches. 136

Figure V- 26 : Comparaison de filtres actifs. 137

Liste des tableaux

Tableau I- 1 : Performances de quelques filtres à inductance active..... 31

Tableau I- 2: Bilan des filtres channélisés-transversaux 36

Tableau II- 1: Comparaison des propriétés de l'AsGa et du Si..... 45

Tableau II- 2: Quelques propriétés des OTA décrites. 54

Tableau II- 3 : Performances des différentes topologies de miroir de courant [II-27].64

Tableau II- 4: Valeurs calculées de la transconductance $G_{m.}$ 65

Tableau III- 1: Valeurs de l'inductance L. 80

Tableau III- 2: Valeurs de facteur de qualité Q..... 81

Tableau III- 3: Valeurs du circuit équivalent. 82

Tableau III- 4: Résultats de simulation après modification. 87

Tableau IV- 1: Valeurs des coefficients g_K..... 108

Tableau IV- 2: Valeurs des différentes capacités du filtre 109

Tableau IV- 3: Valeurs des coefficients g_k des prototypes d'ordre 3. 112

Tableau IV- 4: Valeurs des composants des filtres de 3ème ordre 113

Tableau IV- 5: Résultats des simulations 115

Tableau V- 1: Valeurs des composants du filtre passe-bas 124

Tableau V- 2: Valeurs des composants du filtre passe-haut. 125

Tableau V- 3 : Paramètres du filtre channélisé à deux branches. 130

Tableau V- 4 : Performances du filtre channélisé à trois branches 137

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Depuis plusieurs années, nous assistons à un développement rapide des systèmes de télécommunication sans fil. Ce progrès fait apparaitre des obstacles et des limitations devant les concepteurs tels que le coût de production, les techniques d'intégration, l'encombrement et la consommation d'énergie. Ainsi, ils sont devant l'obligation de proposer à moindre coût des circuits à la fois performant et surface réduite.

Les filtres RF, particulièrement ceux fonctionnant à des fréquences microondes, représentent un élément essentiel dans les dispositifs d'émission et de réception. La démodulation, le multiplexage et le codage reposent actuellement sur l'utilisation de filtres de hautes performances en termes de bande passante, de réjection et d'accordabilité.

Dans ce cadre, les circuits intégrés monolithiques microondes (MMIC), précisément les circuits en Silicium, offrent une solution pour surmonter les difficultés précitées. Ils permettent notamment l'intégration de plusieurs fonctions en un seul circuit en contribuant à l'amélioration de la fiabilité.

Les circuits intégrés des filtres actifs connaissent un domaine d'applications large et varié grâce particulièrement aux propriétés importantes offertes telles que la miniaturisation et la compensation des pertes. Ce qui constitue un avantage considérable par rapport aux filtres à structure passive. Comme solutions simples, il existe différents filtres actifs synthétisés à partir de la modification d'une structure passive classique:

- Filtres à résonateurs diélectriques dont les pertes sont compensées par une boucle active [1].
- Filtres passifs accordables par des éléments actifs tels que les diodes et les varactors [2], [3].
- Filtres planaires dont les pertes sont compensées par des circuits actifs tels que les résistances négatives [4],[5].

D'autre part, il y'a une autre catégorie de filtres, à structure de base active, développés pour les applications microondes:

- Filtres actifs analogiques continus (Gm-C, Rm-C….) [6].
- Filtres à base d'inductances actives [7].
- Filtres récursifs et transversaux [8],[9].
- Filtres channélisés [10].

Dans ce cadre, le sujet de thèse aborde la problématique du filtrage actif microonde en technologie CMOS. Afin de mener à bien une étude complète, il est judicieux de considérer plusieurs configurations en mettant l'accent sur les performances fréquentielles et électriques. L'élément en commun, et qui représente l'élément de base, est l'inductance active à base d'Amplificateurs Opérationnel à Transconductance (OTA).

Ce rapport est organisé en cinq chapitres :

Dans le premier chapitre, nous présentons un état de l'art des différentes structures du filtrage actif en technologie Silicium en comparant différentes architectures publiées dans la littérature par rapport à leurs avantages et leurs limitations. Ainsi, nous avons pu définir une piste pour la suite des travaux.

Le second chapitre est consacré, tout d'abord, à une étude comparative entre les deux substrats Silicium (Si) et Arséniure de Gallium (AsGa) en insistant sur les propriétés physiques. Ensuite, nous abordons une analyse théorique des amplificateurs opérationnels à transconductance (OTA) et nous présentons les différentes structures des OTA où le transistor MOSFET est considéré comme l'élément de base. À la fin de ce chapitre, nous adopterons la topologie d'OTA à entrée unique et sortie différentielle conçue à partir du miroir de courant simple à base de transistors CMOS de la technologie 0,18µm de la fonderie TSMC.

Dans le troisième chapitre, plusieurs circuits actifs réalisant le comportement d'une self sont décrits et analysés. Notre choix se porte sur la configuration à base d'OTA. Une étude fréquentielle et une analyse électrique sont menées afin de décrire le fonctionnement et les performances de l'inductance proposée.

Le quatrième chapitre est consacré à la description de la méthode classique de synthèse de filtres passe-bande, basée sur la perte d'insertion. Nous proposons par la suite de réduire le nombre d'inductances utilisées tout en développant un algorithme de calcul. Cette méthode consiste à insérer un inverseur d'admittance entre deux cellules résonantes. Nous mettons en pratique cette méthode par la conception de plusieurs prototypes de filtres passe-bande de types Chebyshev et Butterworth.

Nous présentons dans le cinquième chapitre les différentes topologies pour la conception de filtres transversaux channélisés. Ces filtres permettent d'avoir d'excellentes performances en termes de réjection grâce aux zéros de transmission créés par l'élément de retard. Enfin, nous concluons ce rapport et nous proposons quelques perspectives.

REFERENCES :

[1] **T. Paillot, P. Blondy, D. Cros, S. Verdeyme, P. Guillon, C. Champeaux, A. Catherinot**

Conception et réalisation d'un filtre deux pôles accordable en technologie coplanaire

13ème Journées Nationales Microondes, Lille, Mai 2003.

[2] **E. Fourn, A. Pothier, C. Champeaux, P. Tristant, A. Catherinot, P. Blondy, G. Tanné, E. Rius, C. Person, F. Huret :**

MEMS Switchable Interdigital Coplanar Filter

EEE Transactions on Microwave Theory and Techniques", Vol. 51, N°1, pp. 320-324, Jan. 2003.

[3] **S. Kolev, B. Delacressonnière, J.-L. Gautier,**

Using a Negative Capacitance to Increase the Tuning Range of a Varactor Diode in MMIC Technology

IEEE Transactions on MicrowaveTheory and Techniques", Vol. 49, N°12, pp. 2425-2430, Dec. 2001.

[4] **F. Biron, J.-P. Plaze, L. Billonnet, D. Cros, B. Jarry, P. Guillon**

Design Procedure for Loss Compensation of Planar Microwave Filters Using Negative Resistances For Tuneable Bandstop and Bandpass Applications

30th European Microwave Conference, Paris, Oct. 2000.

[5] **F. Bahmani, T. Serrano-Gotarredona, E. Sánchez-Sinencio**

An Accurate Automatic Quality-Factor Tuning Scheme for Second-Order LC Filters

"IEEE Transactions on Circuits and Systems", Vol. 54, N°4, pp. 745-756, April 2007.

[6] **H. Shinichi, M. Tadashi, Y. Hitoshi, M. Noriaki, N. Keiichi**

A widely tunable CMOS Gm-C filter with a negative source degeneration

resistor transconductors

Proceedings of the 29th European Solid-State Circuits Conference, page(s) :449-452, sept 2003.

[7] **J.-R. Lee, Y.-H. Chun, S.-W. Yun**

A Novel Bandpass Filter Using Active Capacitance

"*IEEE MTT-S Digest", Vol. 3, pp. 1747-1750, June 2003.*

[8] **W. Mouzannar, L. Billonnet, B. Jarry, P. Guillon**

A New Design Concept For Wideband Frequency-Tunable And High-Order MMIC Microwave Active Recursive Filters

"*Microwave and Optical Technology Letters", Vol. 24, N°6, pp. 380-385, March 2000.*

[9] **W.-W. Choi, K.-W. Tam, R. Martins**

Design of Microwave Lumped and Transversal Bandpass Filter with Noise Reduction

"Microwave and Optical Technology Letters", Vol. 48, N°6, pp. 1161-1164, June 2006.

[10] **E. Thibodeau, F. Boone :**

Design of a Microwave Channelized Active Filter for MMIC

"Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering", Saskatoon, Canada, pp. 1543-1546, May 2005.

CHAPITRE I

TOPOLOGIES DES FILTRES ACTIFS MICROONDES

I- INTRODUCTION

Une chaine de transmission de signaux hyperfréquences se compose de différents blocs tels que les filtres, les amplificateurs et les oscillateurs. La figure I-1 présente une topologie simplifiée d'une chaine d'émission/réception d'un signal RF [I-1].

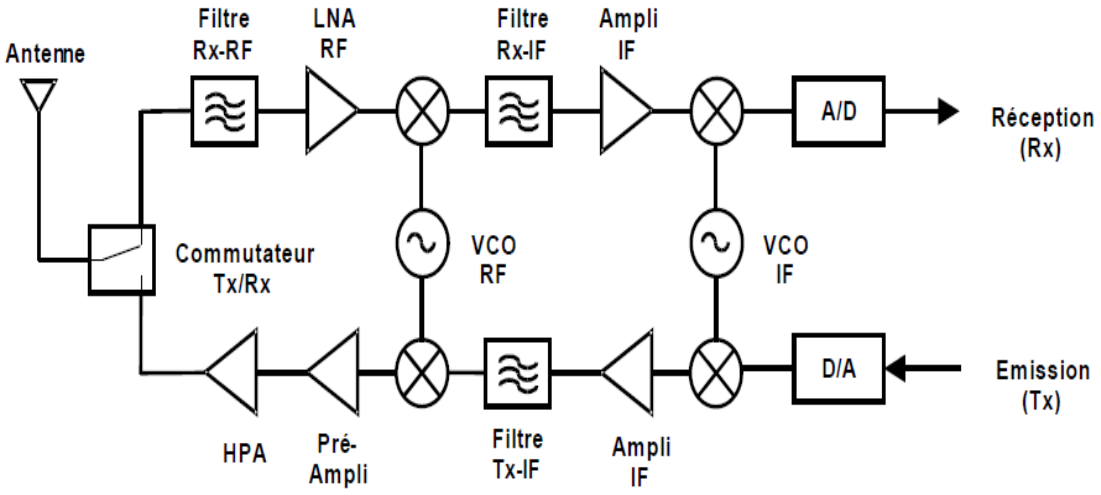


Figure I- 1 : Topologie d'une chaine de transmission d'un signal RF

Le filtrage représente une fonction principale dans une chaine de transmission, les filtres se retrouvent en différents points du front-end radio non seulement pour garder les signaux utiles et éliminer les signaux hors bande, mais aussi pour filtrer les harmoniques dus aux composants non linéaires tels que les oscillateurs.

Parmi les configurations, initialement adoptées, il y'a l'insertion d'un élément actif dans une structure filtrante passive. Ainsi, quelques topologies ont été développées, à géométrie planaires dont les pertes sont compensées à l'aide soit de composants à résistance négative, soit de circuits amplificateurs. Cette structure, même si elle présente des avantages en termes de simplicité et de compensation de pertes, n'offre pas les buts recherchés, lorsque l'on s'intéresse aux systèmes embarqués, à savoir le dimensionnement et la consommation d'énergie.

En conséquence, la solution alternative la plus répandue actuellement est la réalisation des circuits intégrés de filtres actifs microondes en appliquant les bases des basses fréquences. Il est évident que dans ce cas d'autres contraintes apparaissent, telles que la stabilité, les performances en bruit et la consommation d'énergie, nécessitant davantage de précaution et d'optimisation.

Les catégories principales de filtres actifs microondes sont :

- Filtres Gm-C
- Filtres à résistance négatives (Q-enhanced filter)
- Filtres à base d'inductance active
- Filtres récursifs et transversaux
- Filtres channélisés

II- TOPOLOGIES REPANDUES DES FILTRES ACTIFS MICROONDES

1- Filtre Gm-C

1.1- Principe des filtres Gm-C

Les filtres Gm-C sont des filtres désignés pour les applications basses fréquences. La transposition au domaine microonde consiste à associer des éléments actifs et d'autres éléments passifs [I-2]. Ils se composent généralement d'une transconductance Gm liée à une capacité C comme le montre la figure I- 2 :

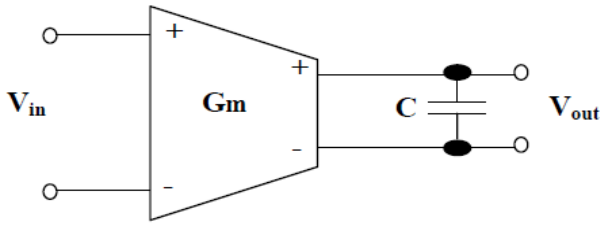


Figure I- 2: Principe du filtre Gm-C

La fonction de transfert est exprimée par l'équation suivante :

$$H(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{G_m}{jC\omega} \qquad \text{(I-1)}$$

La valeur de la transconductance G_m dépend du courant de polarisation de la cellule active, ceci permet de faire varier la fréquence de coupure du filtre en assurant leur accordabilité sur une large bande de fréquences [I-3]. Cependant, la transposition aux applications microondes présente toujours un obstacle à cause de la transconductance en hyperfréquence.

Le circuit équivalent d'une transconductance G_m comporte des éléments parasites en entrée et en sortie ce qui rend l'utilisation des filtres Cm-C aux fréquences microondes limitée [I-4].

Une extension des filtres Gm-C est présentée aussi dans la littérature nommée filtres OTA-C, où la transconductance Gm est remplacée par un amplificateur opérationnel à transconductance. Ces amplificateurs présentent un avantage majeur en termes de linéarité, mais malheureusement, ils sont aussi limités en fréquence.

2- Filtres à résistance négative (Q-Enhanced Filter)

Les filtres passifs LC sont des circuits intégrés qui utilisent des inductances et des condensateurs passifs. Ce type de filtres présente des limitations concernant la taille des inductances intégrées [I-5], la plage d'utilisation en fréquence et un faible facteur de qualité dû aux pertes résistives des inductances à spires (Q=5 [I-6]). La figure I-3 présente la structure simplifiée d'un filtre LC microonde, elle est constituée d'une inductance passive L, dont les pertes sont modélisées par une résistance en série R et un condensateur C supposé sans perte.

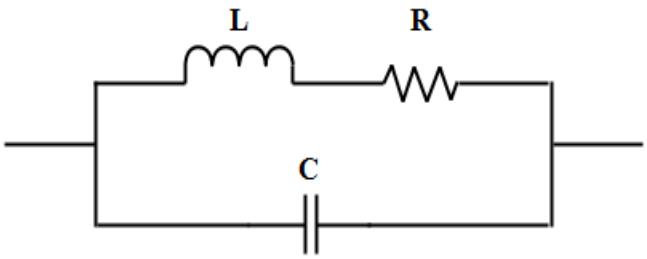


Figure I- 3: Filtre LC microonde

Le facteur de qualité est défini comme suit :

$$Q = \frac{L\omega}{R} \tag{I-2}$$

La figure I-4 présente le modèle équivalent en structure parallèle ($R_P L_P C_P$)

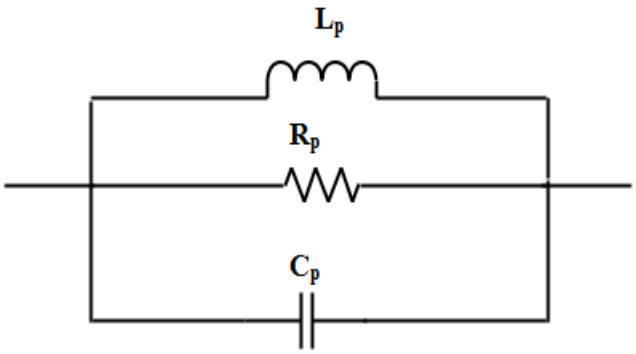


Figure I- 4: Circuit résonant parallèle équivalent

Les paramètres du circuit sont exprimés comme suit :

$$L_p = L\left(1+\frac{1}{Q^2}\right) \simeq \tag{I-3}$$

$$R_p = R + \left(1+Q^2\right) \tag{I-4}$$

$$C_p = C \tag{I-5}$$

La fréquence de résonnance et le facteur de qualité du circuit équivalent sont exprimés à l'aide des équations suivantes [I-7]:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C_p}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{I-6}$$

$$Q_p = \frac{R_p}{L_p\omega} = \frac{R_p\left(1+Q^2\right)}{L\omega} = Q + \frac{1}{Q} \tag{I-7}$$

Afin d'augmenter le facteur de qualité du circuit résonant, et sachant qu'une inductance passive n'offre pas cette possibilité, une autre solution consiste à insérer un circuit à résistance négative dont la valeur absolue est proche de R_p. Il s'agit alors des filtres LC à facteur de qualité compensé [I-7].

La figure I-5 présente une structure simple d'un filtre LC à facteur de qualité compensé. Les pertes sont modélisées par une transconductance g_0 et la résistance négative est décrite par la conductance g_m [I-8]

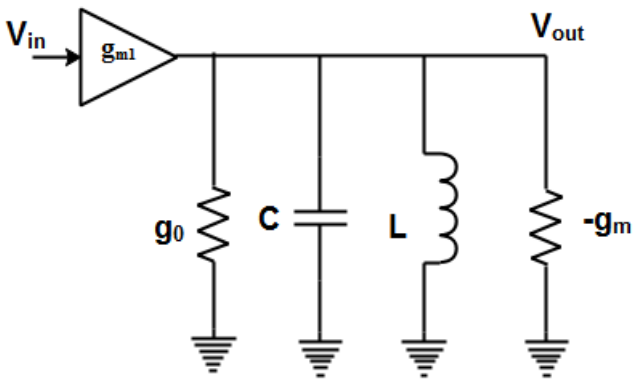


Figure I- 5: Filtre LC avec résistance négative

La fonction de transfert est donnée par la relation suivante :

$$\frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{1}{(jL\omega)g_{m1}}\left[1 - LC\omega^2 + jL\omega(g_0 - g_m)\right] \quad \text{(I-8)}$$

Nous pouvons en extraire les expressions de la fréquence centrale f_0 et de facteur de qualité Q.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \text{(I-9)}$$

$$Q = \frac{\sqrt{C/L}}{g_0 - g_m} \quad \text{(I-10)}$$

Nous remarquons que le facteur de qualité dépend des paramètres g_0 et g_m, il est élevé si la différence g_0-g_m est faible. En effet, pour une conductance g_0=g_m, un facteur de qualité théoriquement infini atteint ce qui illustre l'intérêt de la résistance négative. La figure I-6 montre quelques configurations de circuits à résistance négative à base des transistors FET.

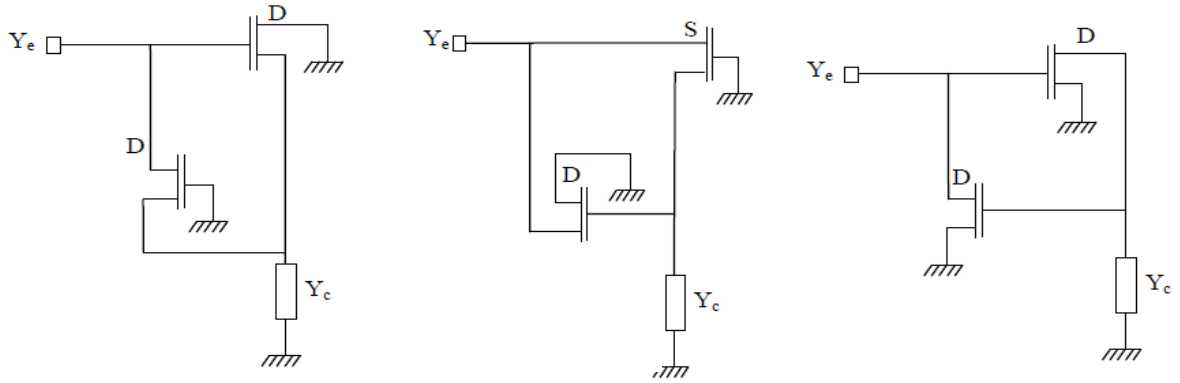


Figure I- 6 : Quelques configurations de circuits à résistance négative

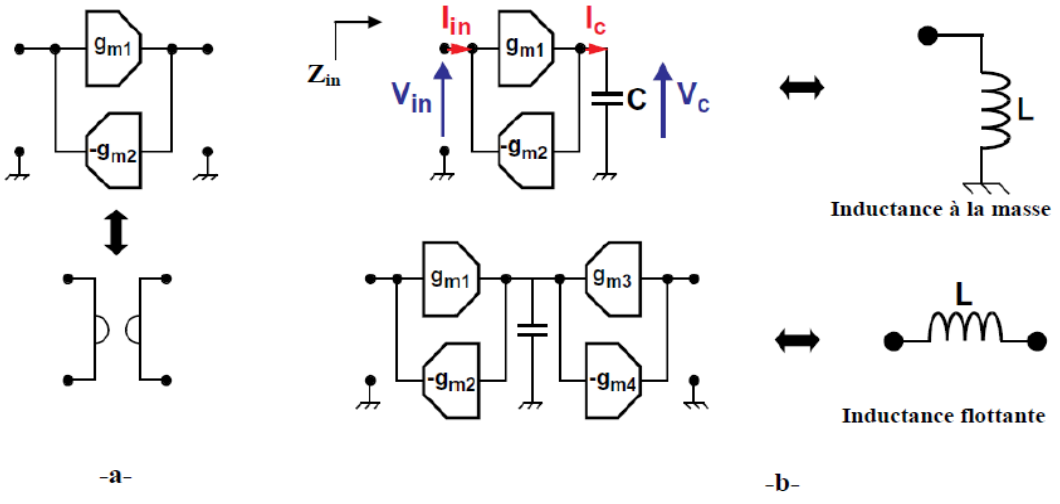
Les filtres LC à facteur de qualité compensé présentent un avantage par rapport à la fréquence d'utilisation qui peut atteindre quelques gigahertz [I-9],[I-10]. Malheureusement, ils offrent un facteur de bruit important autour de 15dB [I-10], [I-11], [I-12].

3- Filtres à base d'inductance active

3.1- Structure générale

Généralement, l'inductance passive est un composant fondamental dans la conception des filtres radiofréquences, elle possède un faible facteur de qualité, occupe une large surface et elle consomme plus d'énergie. Ces caractéristiques conduisent à la réalisation de filtres avec des pertes d'insertion importantes. La solution la plus adaptée est de remplacer cet élément avec un circuit actif qui a un comportement inductif dans une bande fréquentielle. Ce circuit est nommé « inductance active »

L'inductance active peut être réalisée selon le principe du gyrator [I-13] en connectant deux transconducteurs différentiels (g_{m1},g_{m2}) bouclés comme le montre la figure I-7. D'une manière idéale, le gyrator présente une impédance de sortie inversement proportionnelle à son impédance d'entrée. Le gyrator est chargé par une capacité C ce qui rapporte l'effet inductif au circuit. Cette capacité est rarement insérée, car elle est remplacée par les capacités parasites intrinsèques des transistors utilisés.



a : Inductance active mise à la masse.

b : Inductance active flottante.

Figure I- 7: Topologie d'une inductance active.

3.2- Exemples d'inductance active.

La figure I-8 présente une des topologies utilisées dans la conception d'une inductance active [I-14], la tension d'entrée s'applique aux bornes de la grille du transistor M1.

Le transistor M3 est utilisé comme un amplificateur afin d'améliorer le facteur de qualité. Les courants de polarisation des transistors M1 et M2 sont fournis par les miroirs de courant. Le circuit équivalent obtenu est un circuit raisonnant RLC parallèle.

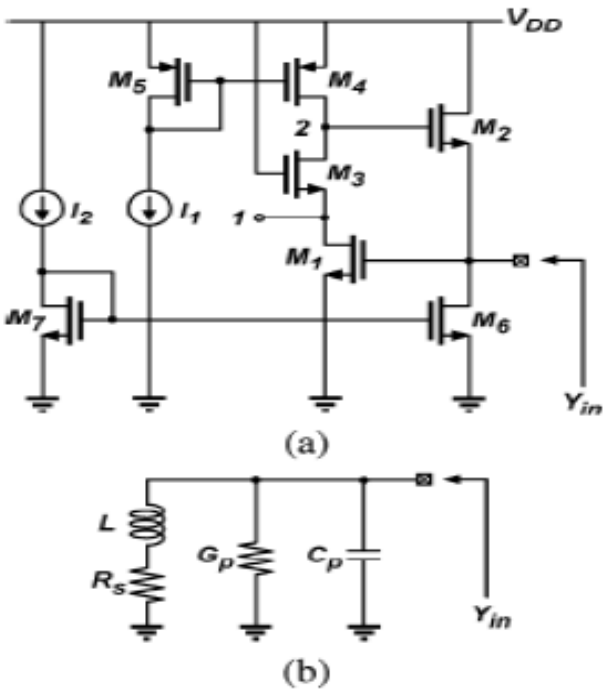


Figure I- 8: (a) Circuit de l'inductance active, (b) Circuit équivalent

Les résultats de simulation montrent que la valeur de l'inductance vaut 2nH avec un facteur de qualité égal à 650 et un facteur de bruit qui vaut d'une valeur de 11dB à 1GHz.

Une autre configuration est développée à base de transistors MOS de la technologie 0,35µm [I-15] où les transistors sont montés selon le principe du gyrator en connectant la capacité C_{in} en sortie afin d'obtenir un résonateur LC série. La figure 1-9 illustre le montage utilisé pour la conception d'un filtre actif CMOS opérant autour de la fréquence 2GHz.

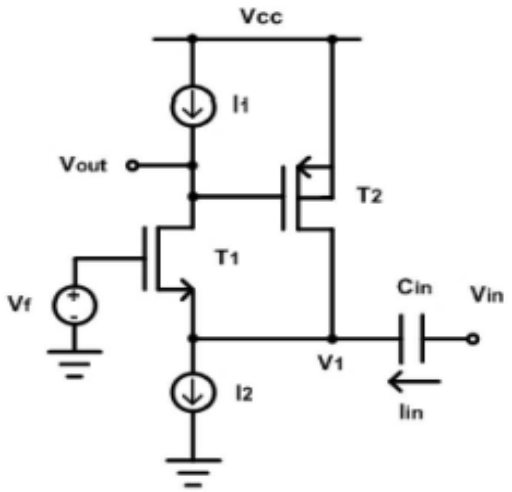
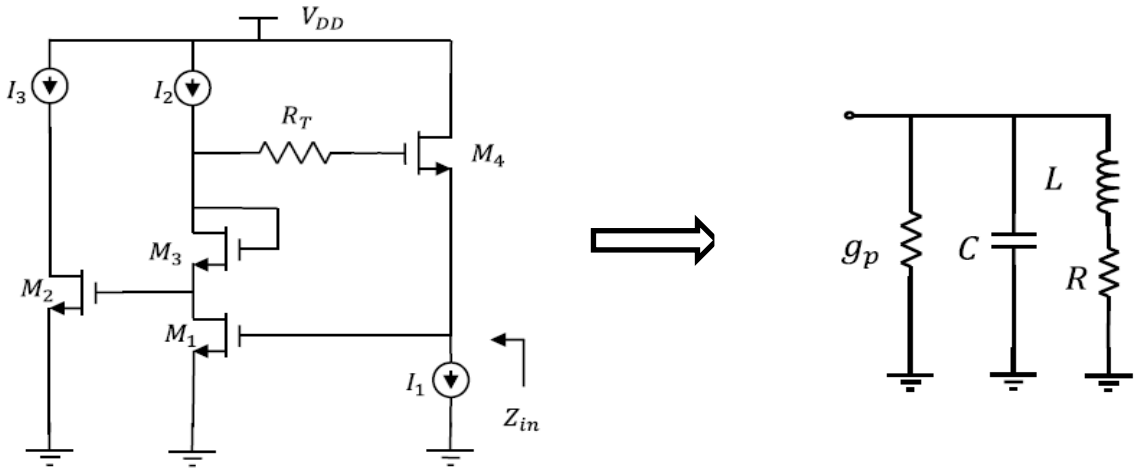


Figure I- 9: Structure du filtre actif

À la fréquence de résonance, l'inductance active vaut 5nH avec un facteur de bruit de l'ordre de 15dB.

La référence [I-16] propose une inductance de la technologie CMOS 0,18µm. La figure I-10 en présente le schéma simplifié.



(a) **(b)**

Figure I- 10: (a) - Structure de l'inductance active.(b)- Circuit équivalent

La valeur de l'inductance active peut varier de quelques nH jusqu'à 100nH dans une zone de fréquences de 1GHz à 7GHz, et un facteur de qualité de 500 pour la valeur de 3,2GHz. Le tableau I-2 présente quelques types de filtres passe-bande à inductance active.

Tableau I- 1 : Performances de quelques filtres à inductance active

Date	NF (dB)	Gain (dB)	Fréquence centrale (GHz)	Technologie
2014	3,6	17	0,8-2,5	CMOS 0,18µm [I-17]
2012	2,2	18	0,3-2,1	CMOS 0,18µm [I-18]
2009	3,2	17	5,7	CMOS 0,18µm [I-19]
2008	18	-	1,92-3,82	CMOS 0,18µm [I-20]
2003	11	-	1	CMOS 0,18µm [I-21]

4- Filtres récursifs et transversaux

4.1- Concept complet

Les filtres récursifs et transversaux sont généralement utilisés pour les applications basses fréquences notamment les opérations du traitement de signal [I-22]. Ils sont conçus à partir d'un diagramme nommé "diagramme de fluence" (figure II-11).

Un filtre récursif est constitué de plusieurs branches parallèles, son principe est d'obtenir une réponse par la combinaison des signaux retardés et pondérés. x(t) et y(t) représentent respectivement les signaux d'entrée et de sortie du filtre [I-23].

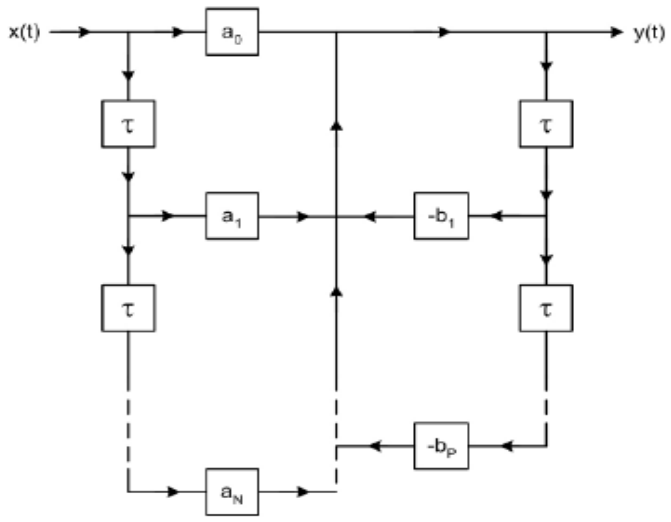


Figure I- 11: Graphe de fluence d'un filtre récursif et transversal

Un filtre récursif et transversal se caractérise par son ordre (N,P) ou N et P représentent respectivement le degré de la partie transversale et celui de la partie récursive. Les coefficients $\{a_k\}$ et $\{b_p\}$ sont respectivement les paramètres de pondération des parties transversales et récursives. τ est le retard introduit dans chaque branche.

La fonction de transfert est exprimée selon l'équation I-11 :

$$H(f) = \frac{\sum_{k=0}^{N} a_k e^{-j2\pi fk\tau}}{1 + \sum_{p=0}^{P} b_p e^{-j2\pi fp\tau}} \qquad \text{(I-11)}$$

La partie transversale introduit les zéros de transmission du filtre et la partie récursive contient les pôles de la réponse.

Les filtres récursifs et transversaux sont dédiés initialement aux applications basses fréquences, la transportation au domaine des microondes impose un raisonnement qui nécessite l'intégration d'autres dispositifs :

- Des diviseurs/combineurs de puissance à l'entrée et à la sortie du filtre tel que les coupleurs de Lange et Wilkinson [I-24] à titre d'exemple.
- Des éléments amplificateurs traduisant les coefficients de pondération $\{a_k\}$ et $\{b_k\}$.
- Des lignes de transmission ou des circuits passifs (exemple : LC passe-bande) afin de créer de retard τ.

4.2- Filtres récursifs microondes.

Un filtre est dit récursif si les coefficients de pondération transversaux $\{a_k\}$ sont nuls ; la figure I-12 représente le graphe de fluence correspondant :

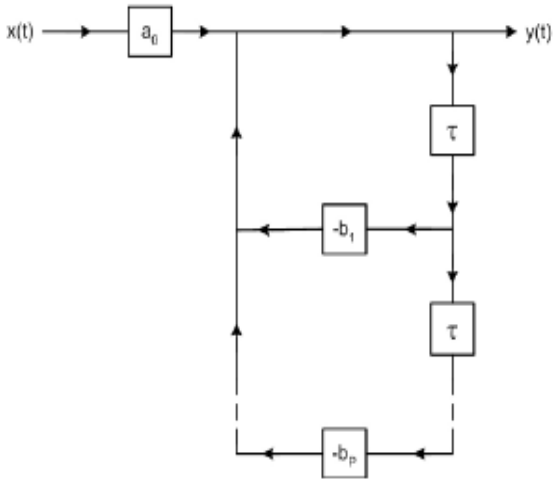
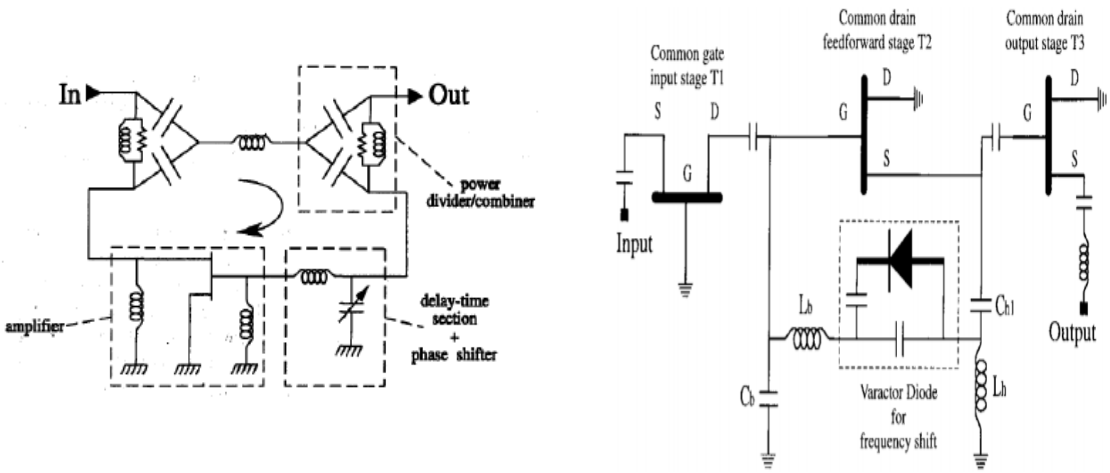


Figure I- 12: Graphe de fluence du filtre récursif.

La fonction de transfert est exprimée selon l'expression suivante :

$$H(f) = \frac{a_0}{1 + \sum_{p=1}^{P} b_p e^{-j2\pi fp\tau}} \qquad \text{(I-12)}$$

La figure I-13 montre quelques configurations :



(a) **(b)**

Figure I- 13: Filtres récursifs; (a) :[I-25] ;(b) [I-26].

4.3- Filtres transversaux microondes

Un filtre est dit transversal si les coefficients de pondération récursive $\{b_p\}$ sont nuls [I-27] comme le montre le graphe de fluence de la figure I-14 :

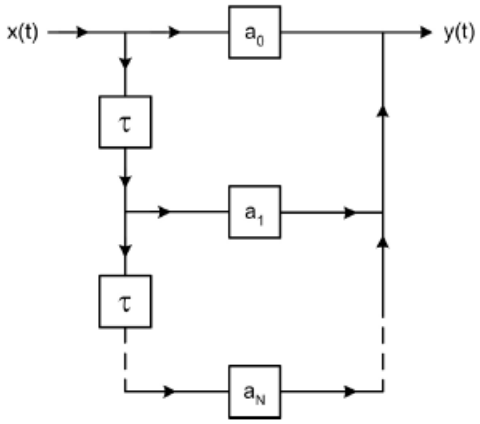


Figure I- 14: Graphe de fluence du filtre transversal.

La fonction de transfert est exprimée comme suit

$$H(f) = \sum_{k=0}^{N} a_k e^{-j2\pi fk\tau} \qquad \text{(I-13)}$$

Dans une structure microonde purement transversale, les branches parallèles sont liées avec deux lignes de retard disposées en entrée et en sortie du filtre, chacune des branches comporte un amplificateur opérationnel [I-28]. Les lignes de transmission assurent une combinaison des signaux amplifiés et déphasés. La figure I-15 illustre le schéma d'un filtre actif transversal microonde :

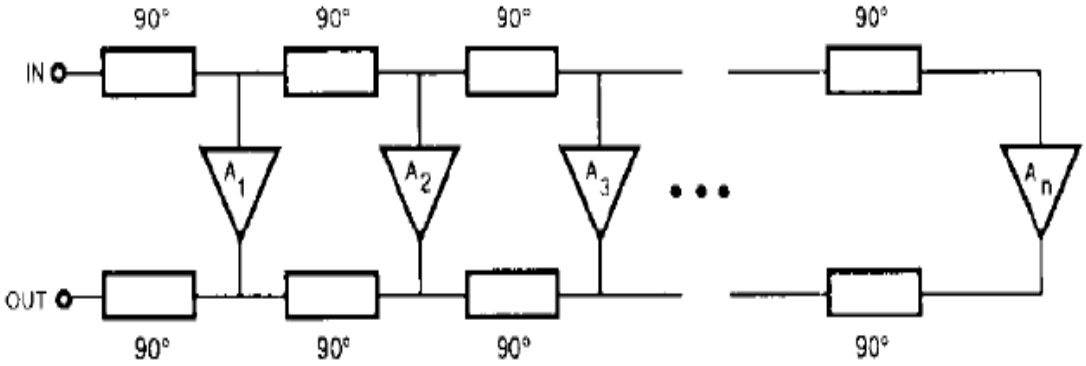


Figure I- 15: Schéma d'un filtre transversal actif microonde

Les filtres récursifs souffrent du problème de stabilité et de linéarité, ce qui explique l'utilisation d'une seule branche de rétroaction. En revanche, ces risques sont beaucoup plus faibles dans le cas des filtres transversaux.

5- Les filtres channélisés

5.1- Filtre strictement channélisé

Les filtres channélisés sont une extension des filtres transversaux où les coefficients de pondération $\{a_k\}$ sont remplacés par des éléments filtrants. Ces filtres se basent sur le principe d'additionner ou de soustraire les différents signaux issus de chaque branche.

Un filtre est dit strictement channélisé s'il se base uniquement sur le principe d'addition ou de soustraction des différents signaux de chaque branche, la figure I-16 présente la structure d'un tel filtre :

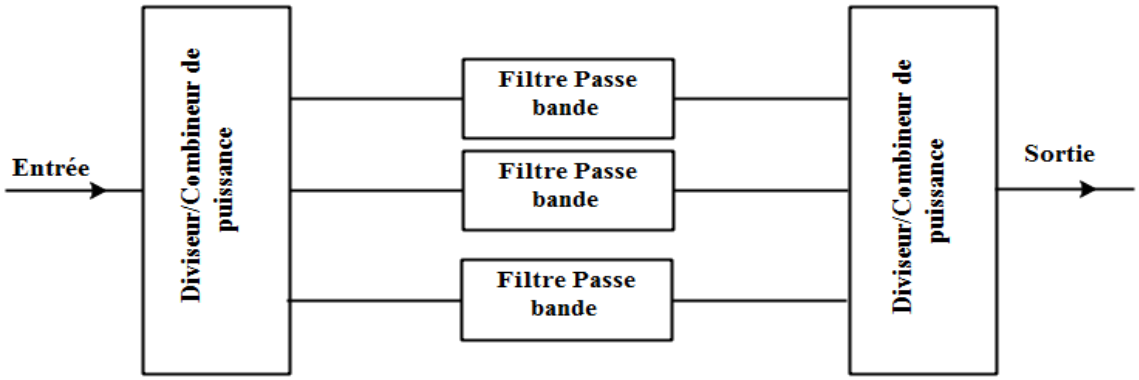


Figure I- 16: Topologie du filtre strictement channélisé

Le filtre strictement channélisé se compose des branches de rétroaction parallèles et identiques ; chaque branche comporte un filtre passe-bande passif et un amplificateur qui permet de rendre le filtre unilatéral en compensant les pertes d'insertion due aux éléments passifs. La fonction de transfert s'exprime comme suit :

$$H(f) = \sum_{i=0}^{N} H_i(f) \qquad \text{(I-14)}$$

où *Hi(f)* représente la fonction de transfert de chaque branche du filtre channélisé

5.2- Filtre channélisé-transversal (mixte)

Afin d'améliorer la réponse fréquentielle du filtre channélisé, la structure peut être modifiée légèrement en y insérant des éléments de retard dans les différentes branches. La configuration résultante est appelée filtre channélisé transversal, et montrée sur la figure II-17 :

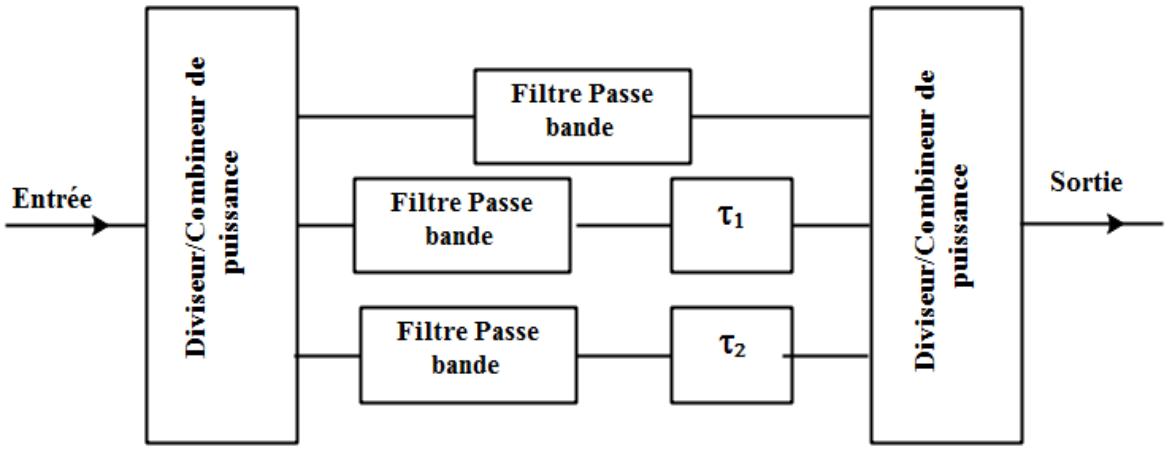


Figure I- 17: Structure générale du filtre channélisé transversal

La réponse globale du filtre est obtenue à partir d'une part de la combinaison des réponses de chaque branche traduisant l'aspect channélisé et d'autre part de la partie transversale représentée par des éléments de retard qui permettent de régler la phase des signaux en sortie du filtre. Les circuits de retard sont ajustés afin d'obtenir des zéros de transmission dans la zone de réjection.

La fonction de transfert du filtre global est exprimée par l'équation suivante :

$$H(f) = H_0(f) + \sum_{i=1}^{N} H_i(f).e^{-j\phi_i(f)} \qquad \text{(I-24)}$$

$H_i(f)$ représente la fonction de transfert du filtre passe-bande de la branche i et Φi est le terme de phase, dépendant de la fréquence, apportée par l'élément de retard de la même branche.

Le tableau I-3 regroupe les performances de quelques structures de filtres channélisés :

Tableau I- 2: Bilan des filtres channélisés-transversaux

Article	Fréquence centrale	BW	NF (dB)	Technologie
[I-29]	1,9 GHz	85MHz	-	Bi-CMOS
[I-30]	10GHz	2GHz	4	-
[I-31]	11,7GHz	2GHz	20	AsGa
[I-32]	2,5GHz	80MHz	-	Alumine

III- CHOIX DE LA TOPOLOGIE A ADOPTER.

À l'examen des précédentes structures actives de filtrage, il est évident que la configuration transversale offre de meilleures performances en termes de stabilité et de gain. La possibilité de l'adapter pour obtenir un filtre channélisé est une option intéressante permettant d'avoir des réponses de filtrage de grande qualité (Elliptique à titre d'exemple).

D'autre part, l'utilisation des OTA, réservés principalement aux applications basses fréquences, peut être améliorée grâce à l'extension au domaine fréquentiel des transistors MOS, pour réaliser des fonctions microondes. Ainsi, la réalisation d'une self active à base de circuits OTA est une voie qui a suscité notre intérêt dans le processus de réalisation des filtres microondes actifs passe-bande.

La réduction des dimensions, les performances en bruit et la stabilité, ont largement conditionné notre choix d'étudier et de concevoir un filtre channélisé transversal impliquant des inductances actives à base des circuits OTA.

IV- CONCLUSION

Ce chapitre a été consacré à l'étude bibliographique des différentes configurations de filtres actifs microondes avec une comparaison de leurs performances et leurs contraintes.

Nous avons relevé plusieurs avantages de ce type de filtres à savoir l'accordabilité fréquentielle, la réduction de la surface d'intégration, la sélectivité et la compensation des pertes d'insertion.

D'autre part, à cause de l'utilisation de composants actifs et des blocs de rétroaction, il est impératif d'examiner lors de la conception les problèmes liés à la stabilité électrique et aux performances en bruit.

Dans la majorité des cas, les configurations adoptées par les concepteurs sont issues de l'adaptation des principes et structures du filtrage basses fréquences aux circuits microondes en apportant des modifications nécessaires dues à l'influence des hyperfréquences.

À l'issue de cette étude, notre choix s'est porté sur la conception d'un filtre channélisé transversal impliquant l'utilisation d'inductances actives. Le circuit de base étant les OTA, bien connus en basses fréquences, à base de transistors MOS capables d'atteindre les fréquences microondes. Tout le travail présenté par la suite suit cette logique en respectant plusieurs étapes de synthèse réparties sur les différents chapitres de ce mémoire.

Références

[I-1] **L. E. Larson**

RF and Microwave Circuit Design for Wireless Communications

Artech House, 1996.

[I-2] **Mohammad Arif Sobhan Bhuiyan, Mastura Binti Omar, Mamun Bin Ibne reaz, Khairun Nisa Minhad, Fazida Hanim Hashim**

A review on CMOS gm-c band pass filters in RF application

Journal of Theoretical and Applied Information Technology, 2005 - 2014 JATIT & LLS. All rights reserved.

[I-3] **Shinichi Hori ; Tadashi Maeda ; hitoshi Yano**

A widely tunable CMOS Gm-C filter with a negative source degeneration resistor transconductors

Proceedings of the 29th European Solid-State Circuits Conference, page(s) :449-452, sept 2003.

[I-4] **Choi Yu Wing**

A 70MHz CMOS Gm-C band pass filter with Automatic tuning

Master Thesis, Department of Electrical and Electronic Engineering. Hong Kong University of Science and Technology, August 1999

[I-5] **C. P. YUE, S. S. WONG**

On-chip spiral inductors with patterned ground shields for Si-based RF ICs

IEEE Journal Solid State Circuits, Vol. 33, N°: 5, mai 1998, page(s):743-752

[I-6] **A.El Oualkadi**

Analyse comportementale des filtres à capacités commutes pour les radiocommunications: conception d'une nouvelle architecture en technologie BiCMOS 0,35µm

Thèse de doctorat 2004

[I-7] **D.K. Paul, M. Michael, and K. Konstantinou**

MMIC tunable bandpass filter using a ring resonator with loss compensation

in International Microwave Symposium Digest, 1997, pp. 941—944.

[I-8] **R. Kaunisto**

Monolithic Active Resonator Filters For High Frequencies

Helsinky University of Technology, Finland, Nov. 2000.

[I-18] **B. Georgescu, I. G. Finvers, et F. Ghannouchi**

2 GHz Q-Enhanced Active Filter With Low Passband Distortion and High Dynamic Range

IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 41, no 9, p. 2029–2039, 2006.

[I-9] **A.Dinh et J. Ge**

A Q -Enhanced 3.6 GHz, Tunable, Sixth-Order Bandpass Filter Using 0.18 µ m CMOS *VLSI Design, p. 1–9, 2007.*

[I-10] **K.-K. Huang, S. Wang, et C.-K. C. Tzuang**

Active bandpass filter using transformer feedback in 0.18-µm CMOS for 802.11 a wireless LAN

IEEE International Symposium on Circuits and Systems, p. 3134–3137, 2008.

[I-11] **A.Naderi, M. Sawan, et Y. Savaria**

A 1-mW 2-GHz Q-enhanced LC bandpass filter for low-power RF applications

in The 3rd International IEEE-NEWCAS Conference, p. 365–368, 2005.

[I-12] **S. Wang et R.-X. Wang**

A tunable bandpass filter using Q-enhanced and semi passive inductors at S-band in 0.18-µm CMOS

Progress In Electromagnetics Research B, vol. 28, p. 55–73, 2011.

[I-13] **F. Yuan**

CMOS active inductors and transformers: principle, implementation, and applications.

New York: Springer, 2008.

[I-14] **Masoud Sabaghi, Shahrouz Yazdani, S.reza Hadianamrei, Behrokh Beiranvand**

Using Theory CMOS Active Inductors in Low Noise Amplifier

International Journal of Science and Technology Volume 1 No. 9, September, 2012 IJST

[I-15] **K. LIANG, C. HO, C. KUO, Y. CHAN**

CMOS RF Band-pass Filter Design Using the High Quality Active Inductor

IEICE Tran.electron, vol.E88-C, No.12, December 2005.

[I-16] **Hojjat Babaei Kia · Abu Khari A'ain · Ian Grout · Izam Kamisian**

A Reconfigurable Low-Noise Amplifier Using a Tunable Active Inductor for Multistandard Receivers

Circuits Syst Signal Process Springer Science+Business Media New York 2012

[I-17] **H. B. Kia, A. K. A'ain, I. Grout, et I. Kamisian**

A Reconfigurable Low-Noise Amplifier Using a Tunable Active Inductor for Multistandard Receivers

Circuits, Systems, and Signal Processing, vol. 32, no 3, p. 979–992, 2013.

[I-18] **V. K. Bhardwaj, A. Agarwal, et H. Kumar**

CMOS LNA based on tunable active inductor for UWB applications

Power, Control and Embedded Systems (ICPCES), 2nd International Conference on, p. 1–3, 2012.

[I-19] **C.-H. Chu, I.-L. Huang, Y.-H. Lin, et J. Gong**

A 5.7-GHz low-noise amplifier with source-degenerated active inductor

Microwave and Optical Technology Letters, vol. 51, no 8, p. 1955–1958, 2009.

[I-20] **Zhiqiang Gao, Jianguo Ma, Mingyan Yu, et Yizheng Ye**

A Fully Integrated CMOS Active Bandpass Filter for Multiband RF Front-Ends

IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, vol. 55, no 8, p. 718–722, 2008.

[I-21] **S. Sae-Ngow et A. Thanachayanont**

A low-voltage, wide dynamic range CMOS floating active inductor

TENCON. Conference on Convergent Technologies for the Asia-Pacific Region, vol. 4, p. 1460–1463, 2003.

[I-22] **S. RAUSCHER**

Microwave Active Filter Based on Transversal and Recursive Principles

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 33, n° 12, Dec. 1985, pp. 1350-1360

[I-23] **L. BILLONNET**

Étude de filtres actifs microondes récursifs et transversaux

Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, 11 février 1993

[I-24] **E. J. Wilkinson**

An N-Way Hybrid Power Divider

IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 8 Issue 1, pp. 116-118, 1960.

[I-25] **L. Billonnet, A. Brucher, C. Cénac, M. Delmond, P. Meunier, B. Jarry, P. Guillon**

Monolithic Design Concepts for Novel Microwave Planar Active Filters

24th European Microwave Conference, Cannes, Vol. 1, pp. 746-751, Oct. 1994.

[I-26] **W. Mouzannar, L. Billonnet, B. Jarry, P. Guillon**

A New Design Concept For Wideband Frequency-Tunable And High-Order MMIC Microwave Active Recursive Filters

Microwave and Optical Technology Letters", Vol. 24, N°6, pp. 380-385, March 2000.

[I-27] **S. DARFEUILLE**

Conception de Filtres Actifs Analogiques Radiofréquences Récursifs et Channélisés en Technologie Monolithique BiCMOS Silicium

Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Février 2006.

[I-28] **S. Schindler, Y. Tajima**

A Novel MMIC Active Filter with Lumped and Transversal Elements

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques", Vol. 37, N°12, pp. 2148- 2153, Dec. 1989.

[I-29] **S. Darfeuille, R. Gomez-Garcia, J. Lintignat, Z. Sassi, B. Barelaud, L. Billonnet, B. Jarry, H. Marie, P. Gamand**

Silicon-Integrated 2-GHz Fully-Differential Recursive Filter for MMIC Three-Branch Channelized Bandpass Filter Design

IEEE MTT-S Digest", San Francisco, California, pp. 776-779, June 2006.

[I-30] **C. Rauscher**

Two-branch microwave channelized active bandpass filters

IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 48, no 3, p. 437–444, 2000.

[I-31] **R. Gómez–Garcıa, C. Briso–Rodrıguez, M. Mahfoudi, et J. I. Alonso**

MMIC tunable transversal bandpass active filter at 9–12 GHz

2003.

CHAPITRE II

AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS A TRANSCONDUCTANCE (OTA) EN HYPERFRÉQUENCES

I- INTRODUCTION

Les amplificateurs opérationnels sont des éléments de base pour de nombreux types de fonctions. Ils sont utilisés dans diverses applications basses fréquences telles que l'amplification, les redresseurs, les régulateurs, les convertisseurs analogiques numériques, les convertisseurs numériques analogiques et les filtres analogiques. Cependant, la conception des amplificateurs opérationnels devient plus délicate, voire difficile, pour les applications en hautes fréquences.

Les amplificateurs opérationnels à transconductance (OTA) présentent une solution alternative pour les applications microondes, ils permettent d'opérer à des fréquences élevées en minimisant la puissance consommée. Le développement de l'architecture des OTA et leurs applications dans les circuits intégrés ont fait l'objet de divers travaux [II-1][II-2].

De nos jours, nombreux efforts sont consacrés au développement des technologies d'intégration afin de réaliser des OTA ayant des fréquences de coupure très élevées [II-2].

Dans ce chapitre, nous proposons une étude des différentes structures d'OTA fonctionnant dans le domaine des hyperfréquences.

II- TECHNOLOGIES DE REALISATION

1- Substrats

1.1- Arséniure de Gallium- AsGa

L'arséniure de gallium (AsGa) est un semi-conducteur composé d'un mélange de deux éléments, le Gallium (Ga) et l'Arsenic (As). Le Gallium est un sous-produit de la fonte d'autres métaux, notamment l'aluminium et le zinc [II-3]. Il est plus rare que l'or tandis que l'arsenic n'est pas rare, mais toxique.

L'AsGa est utilisé dans la conception de différents composants tels que les diodes et les transistors à effet de champ (MESFET) [II-4]. Ce substrat possède des propriétés chimiques et physiques importantes, à savoir :

- Une grande bande d'énergie interdite.
- Une grande vitesse de saturation des électrons qui permet de fonctionner à des fréquences supérieures.
- Les dispositifs conçus en AsGa génèrent un faible facteur de bruit.

Bien que l'AsGa permette la conception de circuits microondes, ses propriétés physiques et chimiques rendent la fabrication plus délicate. Outre le coût élevé de la manufacture, la manipulation du substrat AsGa nécessite des précautions spécifiques, car la combinaison d'Arséniure et de Galium donne un corps toxique.

1.2- Silicium-Si.

Le silicium est le matériau semi-conducteur le plus utilisé dans la fabrication des dispositifs microélectronique grâce à son faible coût et sa résistance à la température [II-5]. Ce substrat est utilisé pour les applications ne dépassant pas généralement 20GHz [II-6].

Le tableau suivant résume les principales propriétés chimiques et physiques de l'AsGa et de Silicium.

Tableau II- 1: Comparaison des propriétés de l'AsGa et du Si

	Si	**GaAs**
Bande d'énergie interdite à 300K (eV)	1.12	1.43
Permittivité ($pF.cm^{-1}$)	11.5	12.5
Conductivité thermique ($W.cm^{-1}.K^{-1}$)	1.5	0.45
Mobilité des électrons à 300K pour une concentration de $10^{16}.cm^{-3}$($cm^2.V^{-1}.s^{-1}$)	1400	6500
Mobilité des trous à 300K pour une concentration de $10^{16}.cm^{-3}$($cm^2.V^{-1}.s^{-1}$)	480	400
Vitesse maximale des électrons (transport stationnaire) ($10^7 cm.s^{-1}$)	1	2
Vitesse de saturation des électrons (transport stationnaire) ($10^7 cm.s^{-1}$)	1	1
Champ électrique de saturation de la vitesse des électrons ($kV.cm^{-1}$)	20	3.5

2- Transistor MOSFET

2.1- Structure du transistor MOSFET

Le transistor MOSFET (**M**etal **O**xide **S**emiconductor **F**ield **E**ffect **T**ransistor) est un transistor à effet de champ dont la grille est électriquement isolée du flux principal du courant dans le canal. Il possède trois bornes de connections : Source 'S', Grille 'G' et Drain 'D', une autre électrode 'Bulk' ou 'Body', est généralement court-circuitée avec la source [II-7].

Le transistor MOSFET correspond à une résistance contrôlée par la tension de grille, il se caractérise par des dimensions physiques telles que la largeur **W** qui peut varier de 1µm jusqu'à 500µm et la longueur L qui peut atteint 10µm la figure II-1 présente la structure physique d'un transistor MOS.

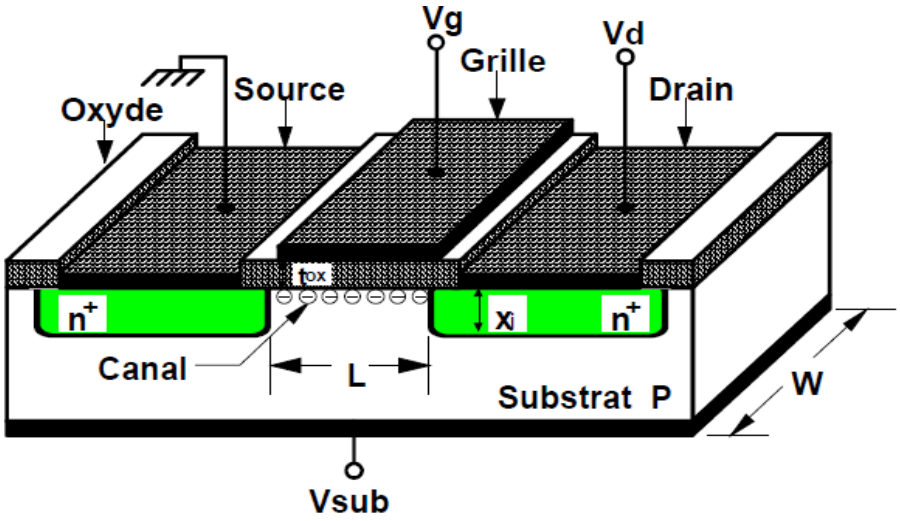


Figure II- 1: Structure physique du transistor MOSFET

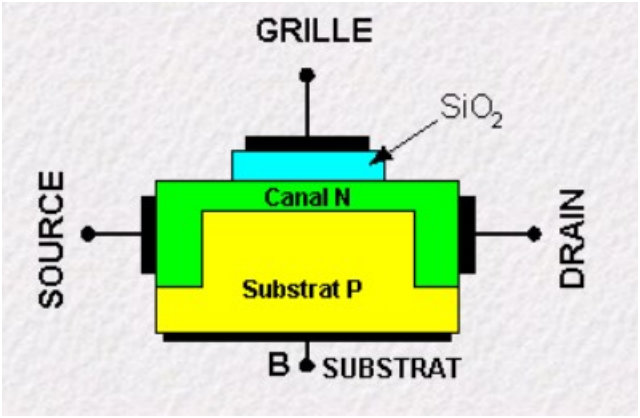
Il existe deux types de transistors MOS suivant la nature des porteurs qui assurent le passage du courant, on parle d'un transistor MOS de canal N (NMOS) si la conduction est faite par des électrons et MOS de canal P (PMOS) si la conduction est assurée par des trous.

2.2- Différents types de transistors MOS

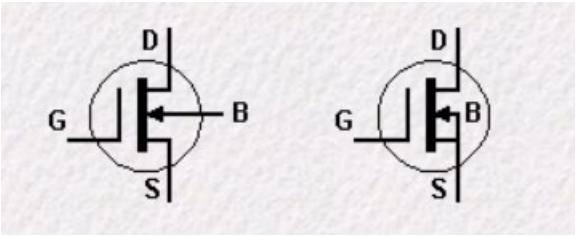
2.2.1- Transistor MOSFET à Appauvrissement (D-MOSFET)

Le transistor MOSFET à appauvrissement ou déplétion D-MOSFET possède une zone supplémentaire entre la source et le drain créée lors de la fabrication appelée canal enterré [II-8]. Le D-MOSFET est passant sans tension de commande sur la grille (NORMALLY ON), il devient moins conducteur lorsque la tension de commande augmente et se bloque au-delà de

la tension de blocage VGSOFF [II-8]. La figure II-2 présente la structure du transistor D-MOSFET de type N et sa représentation symbolique.



(a)

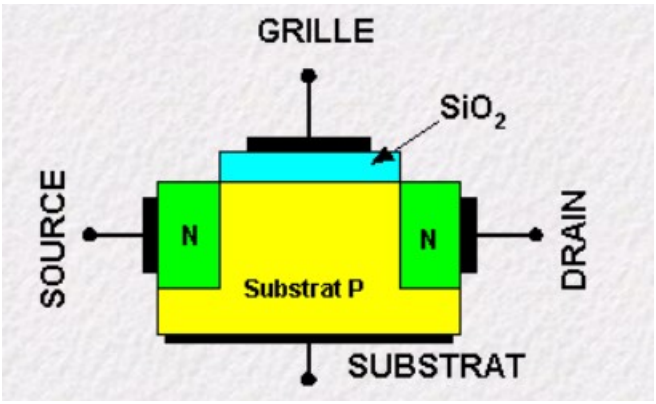


(b)

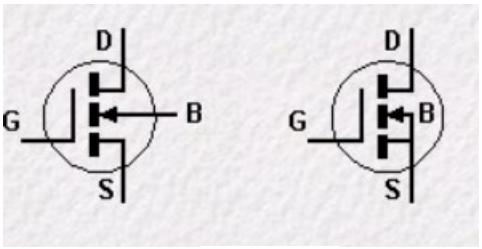
Figure II- 2: D-MOSFET : (a) : Structure ; (b) : Symbole.

2.2.2- Transistor MOSFET à Enrichissement (E-MOSFET).

Le transistor MOSFET à enrichissement (E-MOSFET) ne possède pas de canal enterré, ce type de transistor est bloqué sans tension de commande sur la grille (NORMALLY OFF) et il devient passant à partir d'une certaine tension grille seuil V_{TH} (threeshold voltage) [II-8]. La figure II-3 présente la structure de transistor E-MOSFET de type N et sa représentation symbolique.



(a)



(b)

Figure II- 3: E-MOSFET : (a) : Structure ; (b) : Symbole

2.3- Mode de fonctionnement du transistor MOSFET.

2.3.1- Caractéristiques électriques.

Les transistors MOSFET, à déplétion et à enrichissement, utilisent une tension appliquée sur la grille V_{GS} afin de modifier la concentration et le flux des porteurs (pour NMOS) et des trous (pour PMOS) entre la source et le drain. La grille et le substrat forment alors les armatures d'un condensateur C_{OX} dont le diélectrique est constitué par l'oxyde [II-9].

Dans le cas d'absence d'une source de polarisation grille (V_{GS}=0), les deux jonctions PN du transistor MOSFET (Source-Substrat, Drain-Substrat) sont sous une tension nulle.

Lorsqu'on applique une tension V_{GS}>0, la grille et le substrat forme un condensateur C_{OX} et les charges positives s'accumulent au niveau de la grille, tandis que les charges négatives occupent la zone oxyde-substrat. Le transistor devient alors une résistance dont la valeur est commandée par une source de tension.

Lorsqu'on augmente la tension $V_{GS,}$ les électrons se concentrent sur la grille jusqu'à ce qu'elle devienne saturée, le courant I_D dans cette zone devient constant et il est donné par l'expression suivante :

$$I_D = K(V_{GS} - V_{th})^2 \quad \text{(II-1)}$$

Avec :

$$K = \frac{W}{L}\frac{K_p}{2}; K_p = \mu_n C_{ox} \quad \text{(II-2)}$$

- V_{to} : tension de seuil
- Kp : Constante de Bolzmen
- μ_n : la mobilité des électrons dans le canal
- C_{ox} : Capacité d'oxyde
- W : Largeur du canal
- L : Longueur du canal

La figure II-4 montre les caractéristiques du courant I_{Ds} en fonction de la tension grille-source V_{GS} et tension drain-source V_{DS}. V_{DSAT} est la tension de transition entre le régime linéaire et le régime saturé.

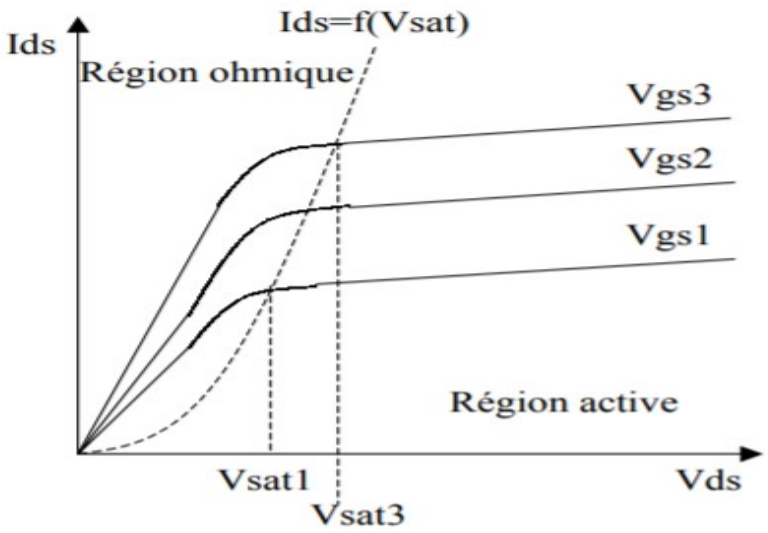


Figure II- 4: Caractéristiques du transistor MOSFET

Dans la zone du régime linéaire, V_{DS} est négligeable devant V_{GS}, le transistor fonctionne alors comme une résistance contrôlée par la tension V_{GS}. Lorsque la tension V_{DS} augmente, le canal devient de plus en plus pincé et le courant reste constant. Le MOSFET devient totalement passant et est équivalent à un circuit fermé.

2.3.2- Modèle et éléments en petit signal.

La modélisation du comportement du transistor en présence de petites variations sur la source, la grille ou le drain permet d'extraire le modèle intrinsèque en petit signal du transistor MOS [II-10] comme le montre la figure II-5 :

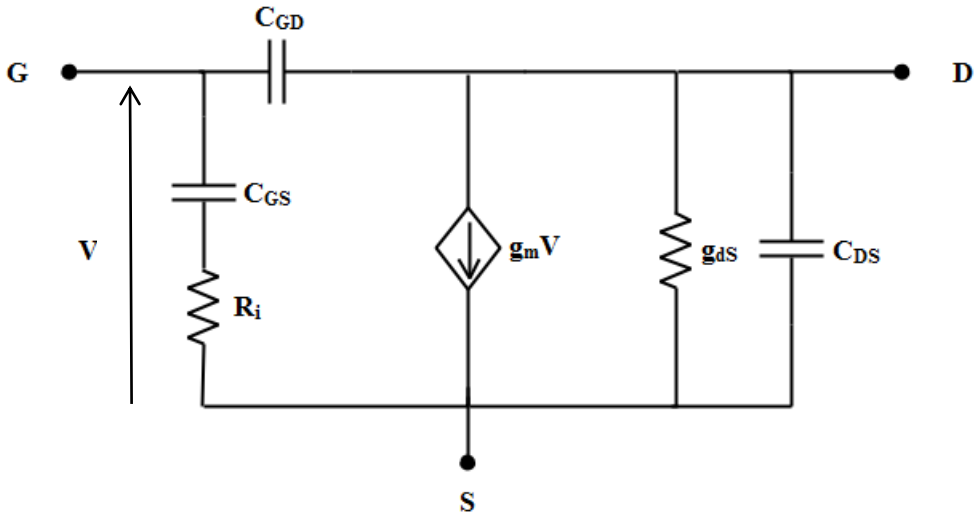


Figure II- 5: Modèle petit signal du transistor MOSFET

Le modèle petit signal proposé sur la figure II-5 est établi pour un transistor saturé. Il est composé d'une transconductance g_m, d'une conductance g_{ds} et des capacités parasites C_{ds}, C_{gs} et C_{gd} ; ce qui représente la partie intrinsèque ou la partie active du transistor MOS.

Les éléments intrinsèques peuvent être extraits directement à partir du paramètre [Y] [II-11] ou bien par la méthode des moindres carrés.

- ✓ **Transconductance g_m [II-12] :**

La transconductance g_m est le rapport entre la variation du courant de sortie et la variation de tension d'entrée, elle s'exprime par l'équation suivante :

$$g_m = \left.\frac{\partial I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})}{\partial V_{gs}}\right|_{V_{ds}=cste} \qquad \text{(II-3)}$$

Dans le régime saturé, la transconductance s'exprime comme suit [II-12]:

$$g_m = \sqrt{2K_p \frac{W}{L} I_D} \qquad \text{(II-4)}$$

✓ **Conductance g_{ds} [II-12] :**

La conductance de sortie g_{ds} est le rapport entre la variation du courant de drain et la variation de tension drain-source tout en maintenant la tension grille-source constante, elle est définie par :

$$g_{ds} = \left.\frac{\partial I_{ds}(V_{ds}, V_{gs})}{\partial V_{ds}}\right|_{V_{gs}=cste} \quad \text{(II-5)}$$

✓ **Capacité *Cgs* [II-12] :**

La capacité grille-source C_{gs} est la capacité d'entrée du transistor MOS, elle est traduite par la variation de la charge dans le semi-conducteur par rapport à la variation du potentiel de la grille. Ce comportement est défini par la relation suivante :

$$C_{gs} = \left.\frac{\partial Q_g}{\partial V_{gs}}\right|_{V_{ds}=cst} \quad \text{(II-6)}$$

Avec Q_g est la charge emmagasinée sur la grille. En saturation, cette capacité est calculée comme suit [II-12] :

$$C_{gs} = \frac{2}{3} C_{ox} WL + WC_{ov} \quad \text{(II-7)}$$

Avec C_{ov} est la capacité de recouvrement par unité de longueur (fF/µm) et C_{ox} est la capacité de l'oxyde par unité de surface (fF/µm²)

✓ **Capacité C_{gd} [II-12] :**

La capacité grille-drain C_{gd} est définie par la variation du potentiel de grille par rapport au drain, elle est exprimée par la relation suivante :

$$C_{gd} = \left.\frac{\partial Q_g}{\partial V_{ds}}\right|_{V_{gs}=cst} \quad \text{(II-8)}$$

En saturation, la capacité C_{gd} est définie par :

$$C_{gd} = WC_{ov} \quad \text{(II-9)}$$

✓ **Capacité C_{ds} [II-13] :**

La capacité drain-source C_{ds} est la capacité de jonction source-drain. En saturation, cette capacité est nulle.

Dans la suite de ce travail, nous nous intéressons au schéma simple équivalent du transistor MOS en petit signal montré sur la figure II-6, en négligeant les capacités parasites.

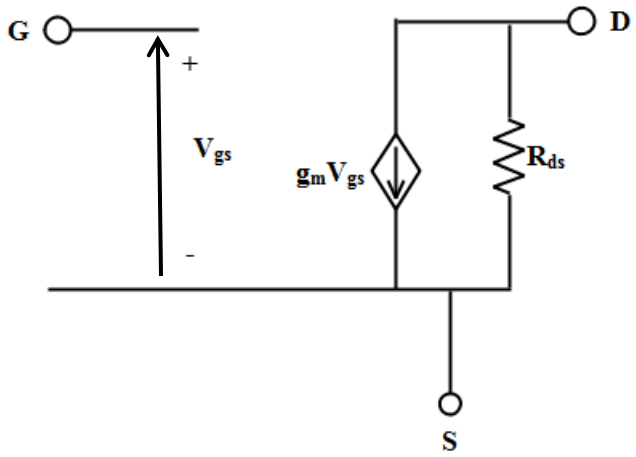


Figure II- 6: Modèle simplifié petit signal du transistor MOSFET.

III- AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL A TRANSCONDUCTANCE(OTA)

1- Définition

L'amplificateur opérationnel à transconductance (OTA) est une source de courant contrôlée par une source de tension [II-13]. La figure II-7 présente le symbole électrique et le modèle conventionnel.

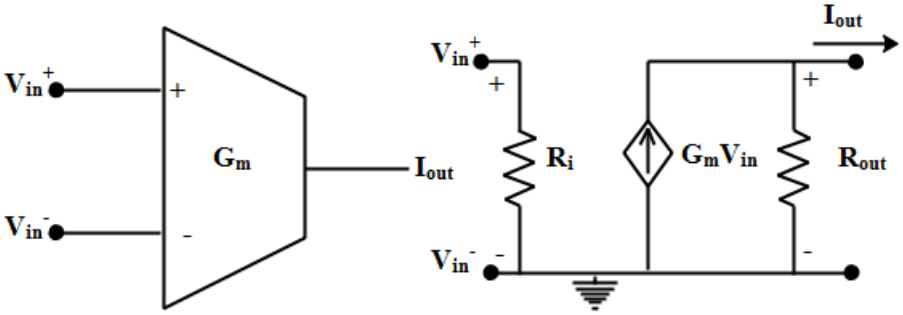


Figure II- 7: Symbole et modèle de l'OTA.

Actuellement, les amplificateurs opérationnels à transconductance utilisent principalement les transistors MOS grâce à leurs avantages suivants [II-14] :

- Zone de linéarité importante
- Réalisation en hautes fréquences
- Faible consommation d'énergie.

La transconductance Gm est définie comme suit :

$$G_m = \frac{I_{out}}{V_{in}^{+} - V_{in}^{-}} \qquad \text{(II-10)}$$

Il existe trois types principaux:

- OTA à simple entrée/sortie
- OTA à entrée différentielle et simple sortie
- OTA à entrée différentielle et sortie différentielle

2- Description des principaux types de l'OTA.

2.1- OTA à simple entrée / sortie [II-15].

Comme le montre la figure II-8 , il est caractérisé par une seule entrée et une seule sortie et polarisé par I_{bias}. Sa transconductance Gm est définie par la relation suivante :

$$G_m = -\frac{I_0}{V_{in}} \qquad \text{(II-11)}$$

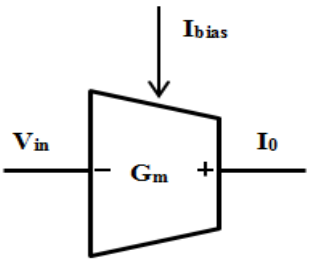


Figure II- 8: OTA à simple entrée/simple sortie

La figure II-9 présente quelques topologies à simple entrée/sortie [II-15].

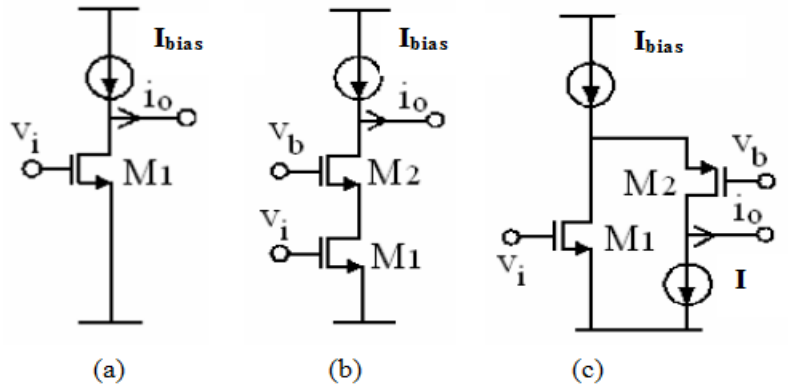


Figure II- 9: Quelques topologies des OTA à simple entrée/sortie.

La figure II-9-a montre le cas le plus simple, il se compose d'un seul transistor M_1. Cependant, il présente une impédance de sortie très faible ainsi qu'une faible linéarité à cause du couplage entrée/ sortie (effet de Miller). Afin d'éviter ces limitations, les concepteurs ont proposé d'ajouter un transistor M_2 en configuration cascode ce qui est illustré sur la figure II-9-b. Cette technique permet d'augmenter l'impédance de sortie. Ces deux structures nécessitent une grande tension d'alimentation.

Une autre structure est présentée sur la figure II-9-c, elle se compose de deux transistors PMOS et NMOS connectés selon la structure cascode pliée.

Le tableau suivant résume quelques propriétés de ces OTA **[**II-15**]**.

Tableau II- 2: Quelques propriétés des OTA décrites.

	Résistance de sortie : R_{out}	**Tension V_{DD} minimale**
Simple (figure II-8-a)	$\frac{1}{g_{DS3}}$	$\sqrt{\frac{2I_{Bias}}{K(W/L)}}+V_{th}+V_{sat}$
Cascode (figure II-8-b)	$\frac{g_{m2}}{g_{DS1}g_{DS2}}$	$\sqrt{\frac{2I_{Bias}}{K(W/L)}}+V_{th}+V_{sat}$
Cascode pliée (figure II-8-c)	$\frac{g_{m2}}{g_{DS1}g_{DS2}}$	$\sqrt{\frac{2I_{Bias}}{K(W/L)}}+V_{th}+V_{sat}$

2.2- OTA à entrée différentielle et sortie simple.

La figure II-10 présente deux topologies, largement utilisées, ayant deux étages d'entrée connectés à une paire différentielle [II-15].

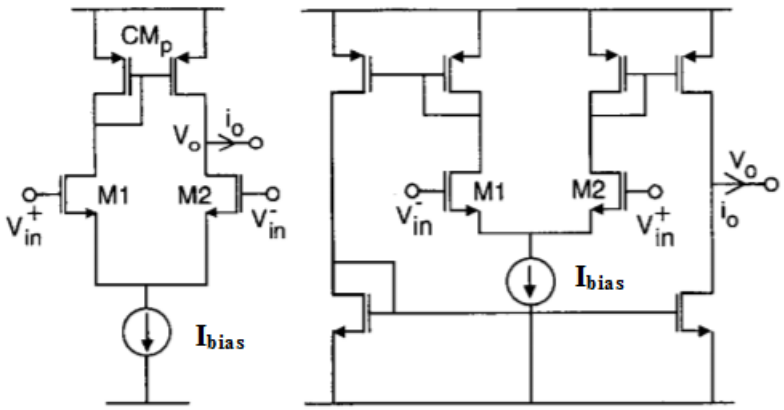


Figure II- 10: OTA à entrée différentielle / simple sortie

Ces OTA se constituent d'une paire différentielle NMOS connectée à un étage de transistors MOS apportent une amélioration à la linéarité et à la stabilité.

2.3- OTA à entrée et sortie différentielles.

La figure II-11 présente la troisième topologie des OTA, elle possède une entrée et une sortie différentielles [II-16] :

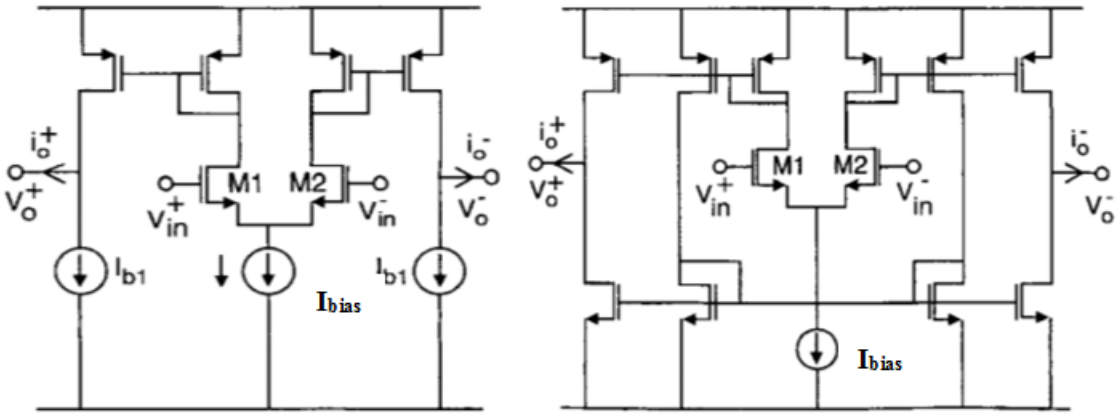


Figure II- 11:OTA à entrée et sortie différentielles [II-16]

3- Avantages des OTA à base de CMOS

3.1- Utilisation en hautes fréquences

Les OTA représentent une bonne alternative à l'utilisation des amplificateurs opérationnels (Ampli-Op) dans les applications à haute fréquence. Cette technologie nécessite l'introduction des transistors MOSFET ayant une fréquence de coupure élevée, souvent obtenue grâce à un long canal (O,15µm).

Actuellement, la technologie la plus utile est celle à transistor MOS de canal 0,18µm, correspondant une fréquence de coupure de 40GHz. Il existe aussi d'autres technologies telles que 0,13µm, 90nm et 65nm, ce qui assure également une fréquence de coupure très élevée [II-17][II-18].

3.2- Linéarité

La linéarité est un problème commun aux OTA peu importe le domaine fréquentiel d'utilisation. Sachant que la plupart des OTA utilisent une paire différentielle, l'expression des courants de sortie d'une paire CMOS contient des termes non linéaires provoquant une réduction de la transconductance [II-19].

Afin de résoudre ce problème, les deux topologies présentées sur la figure (II-12) ont été proposées. Elles font appel à des résistances de dégénération avec la même transconductance. Généralement, ces résistances sont remplacées par des transistors MOSFET [II-14].

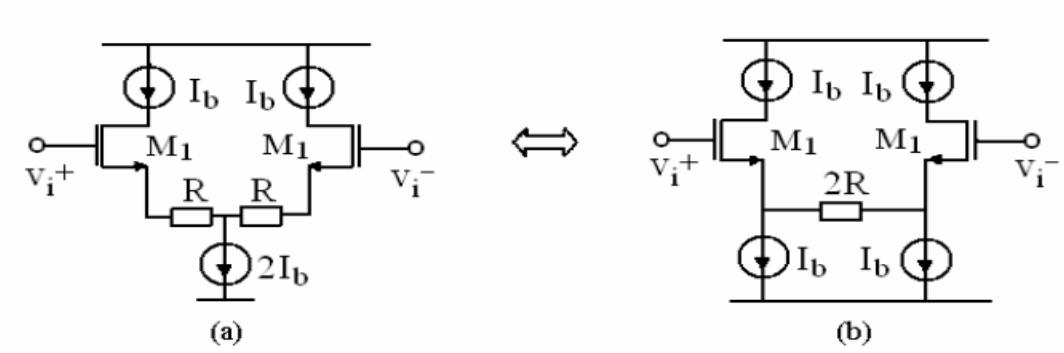


Figure II- 12: Techniques d'amélioration de la linéarité

3.3- Puissance dissipée

Les performances en puissance jouent un rôle important dans les communications mobiles. Les appareils portables dans les systèmes mobiles nécessitent toujours une faible consommation d'énergie afin d'allonger la durée de vie de la batterie [II-14]. La conception des circuits contenant plusieurs OTA dans un seul dispositif demande une faible puissance pour chaque OTA.

La consommation électrique d'un OTA est déterminée par deux facteurs: son alimentation en tension continue et son courant continu. Cela indique deux façons principales d'obtenir des performances de faible puissance. Pour cette raison, l'utilisation de transistors

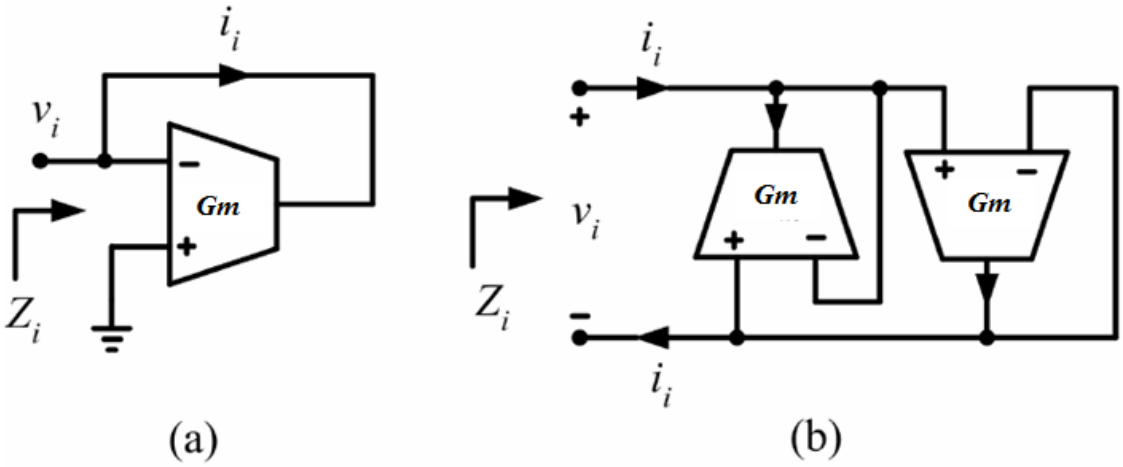
MOSFET de petites dimensions est obligatoire permettant aux OTA de fonctionner à des alimentations à basse tension.

IV- QUELQUES APPLICATIONS MICROONDES DES OTA

1- Résistance variable.

Les résistances variables sont les applications les plus simples des OTA, elles peuvent être de nature positive et négative. La figure II-13-a montre une résistance positive réalisée en utilisant une rétroaction négative sur les OTA différentiels [II-2]. L'une est une résistance mise à la terre, tandis que la figure II-13-b décrit une version flottante. L'impédance d'entrée est:

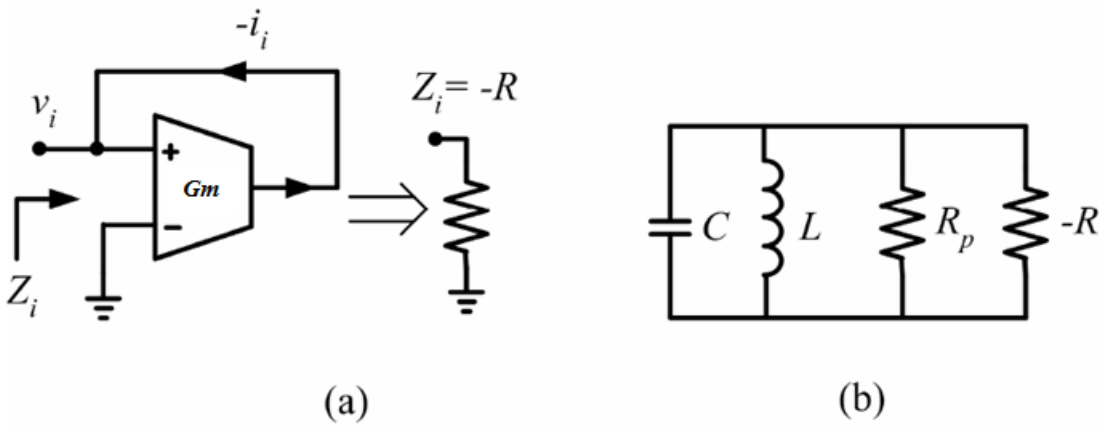
$$Z_{in} = \frac{v_i}{i_i} = \frac{1}{G_m} \qquad \text{(II-12)}$$



(a) : Résistance mise à la masse (b) : Résistance flottante

Figure II- 13: Résistance positive variable à base d'OTA

La valeur de la résistance équivalente est variable dépendant du courant de polarisation de l'OTA [II-20]. La figure II-14 présente la topologie suivie pour la réalisation d'une résistance à valeur négative contrôlée par le courant de polarisation. Elle est utilisée, à titre d'exemple, pour compenser les pertes résistives dans un filtre LC.



(a)- Résistance négative variable à base d'OTA.

(b)- Application dans un filtre LC à résistance négative.

Figure II- 14 : Résistance négative à base d'OTA et son application.

2- Oscillateurs

Certains oscillateurs microondes utilisent des inductances actives comme dans le cas de [II-21] et [II-22]. Ils reposent sur une méthode qui consiste à remplacer les condensateurs par des éléments parasites des transistors MOSFET, ils peuvent fonctionner autour d'une fréquence de 5GHz.

La figure II-15 présente un oscillateur simple qui contient une inductance active à base des circuits OTA et une résistance négative

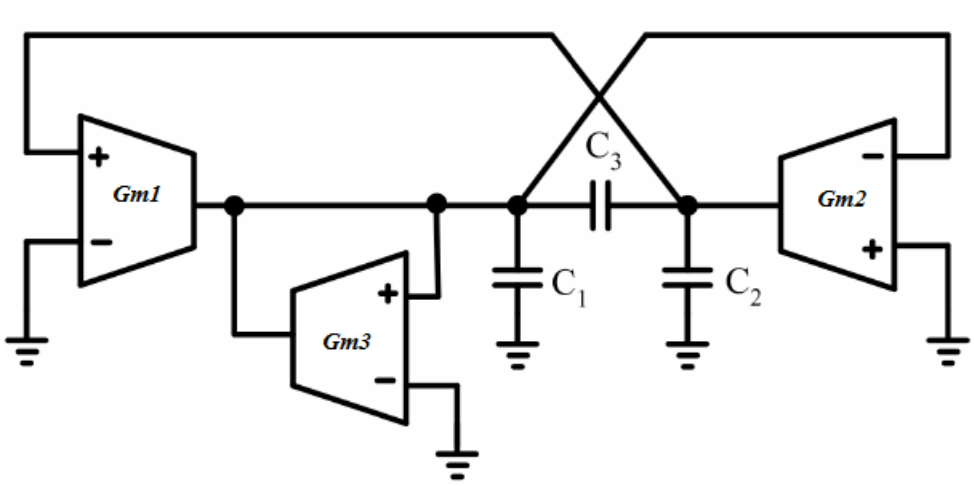


Figure II- 15: Oscillateur à base d'OTA.

V- AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL A TRANSCONDUCTANCE A BASE DE MIROIRS DE COURANT

1- Définition et approche théorique

1.1- Présentation générale

Un miroir de courant est un circuit qui sert à produire une copie du courant entrant ou sortant d'une borne d'entrée en reproduisant le courant dans une borne de sortie [II-23]. Le miroir de courant est souvent utilisé pour fournir des courants de polarisation et des charges actives dans les étages d'amplification.

Parmi les caractéristiques, nous citons:

- Courant de sortie lié linéairement au courant d'entrée
- Résistance d'entrée nulle
- Résistance de sortie très élevée

Il existe plusieurs configurations qui peuvent accomplir la fonction d'un miroir de courant, parmi elles :

- Miroir de courant simple
- Miroir de courant de Wilson
- Miroir de courant Cascode

1.2- Miroir de courant simple

Le miroir de courant simple est une configuration qui possède deux transistors connectés entre eux comme le montre la figure II-16. Le transistor M_1 fonctionne dans la région de saturation ou active si le seuil est positif. Bien que le principe de fonctionnement des transistors MOS n'admette aucune polarisation directe, on dit que M_1 se comporte comme une diode. Le transistor M_2 fonctionne également dans la région de saturation, les deux possèdent une résistance de sortie infinie [II-23]. Le courant I_{D2} est contrôlé par V_{GS2}, qui est égal à V_{GS1}. .

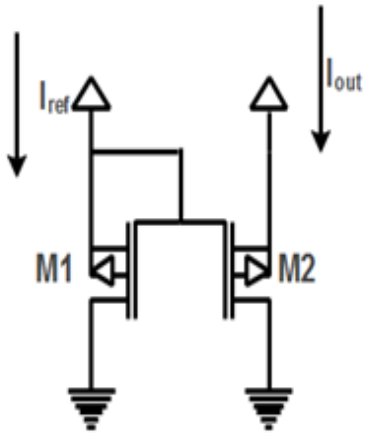


Figure II- 16 : Miroir de courant simple

Si les composants sont non identiques, le rapport de courant est alors exprimé comme suit :

$$\frac{I_{out}}{I_{ref}} = \left(\frac{L_1 W_2}{L_2 W_1} \right) \tag{II-13}$$

Lorsque les transistors sont identiques, nous obtenons :

$$I_{out} = I_{ref} \tag{II-14}$$

La résistance d'entrée du miroir peut être déterminée à partir du modèle équivalent en petit signal. (Voir annexe A)

$$R_{in} \cong \frac{1}{g_{m1}} \tag{II-15}$$

De la même manière, on peut déterminer la résistance de sortie :

$$R_{out} = \frac{V_{out}}{I_{out}} = r_{ds1} \tag{II-16}$$

1.3- Miroir de courant Wilson

Le miroir de courant de Wilson est dérivé du miroir de courant simple [II-23]. Le schéma du circuit est donné sur la figure II-17.

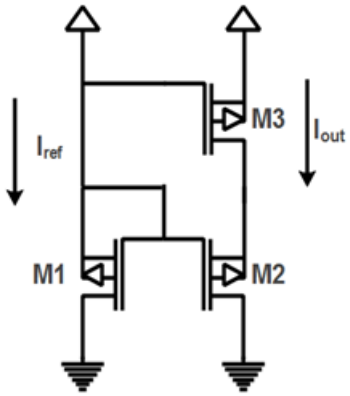


Figure II- 17: Miroir de courant Wilson

Le miroir de courant Wilson utilise la technique de contre-réaction négative pour améliorer l'impédance de sortie et stabiliser le courant de drain de sortie [II-23]. Le processus de conception implique des transistors identiques appariés M1, M2 et M3 pour obtenir le même courant de drain.

Les résistances d'entrée et de sortie sont données par les relations suivantes (Annexe A):

$$R_{out} = \frac{g_{m1} r_{ds1} g_{m3} r_{ds3}}{g_{m2}} + r_{ds3} \qquad \text{(II-17)}$$

$$R_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{g_{m1} + g_{m3}}{g_{m1} g_{m3}} \qquad \text{(II-18)}$$

Le miroir de courant Wilson fournit une impédance de sortie plus élevée que celle miroir de courant simple, ce qui rend le système plus stable. En revanche, la présence d'un troisième transistor rend le circuit plus lourd et peut affecter le facteur de bruit.

1.4- Miroir de courant Cascode

Le miroir de courant Cascode est une technologie qui utilise deux étages contenant quatre transistors MOS [II-24], la figure II-18 présente le circuit :

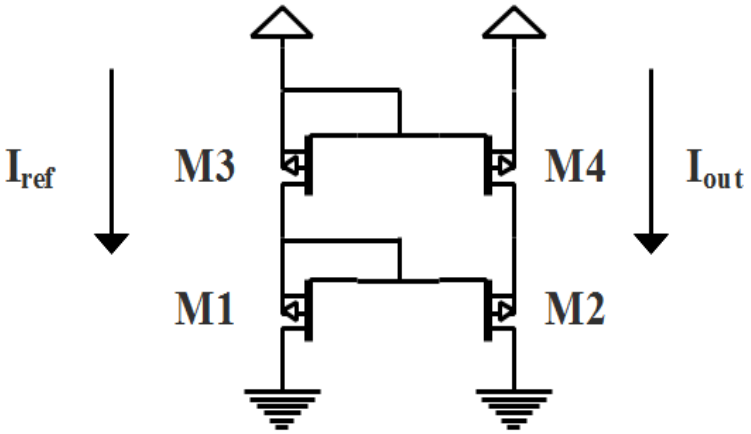


Figure II- 18: Miroir de courant Cascode

Un miroir de courant Cascode se base sur la connexion en Cascode de quatre transistors. Le transistor M3 transfère le courant de drain de M1 alors que M4 agit comme un décalage de niveau de diode et assure que tous les transistors restent toujours dans la zone de saturation [II-24].

La résistance d'entrée est approchée par la relation suivante (Annexe A) :

$$R_{in} = \frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{m3}} \tag{II-19}$$

De la même manière, la résistance de sortie est déterminée :

$$R_{out} = r_{ds2} + r_{ds4} + g_{m4} r_{ds2} r_{ds4} \tag{II-20}$$

2- Paire différentielle MOS

Les paires différentielles modernes utilisent des transistors bipolaires ou MOS couplés à leurs émetteurs ou sources, respectivement, et sont peut-être les sous-circuits à deux transistors les plus utilisés dans les circuits analogiques monolithiques [II-23]. L'utilité de la paire différentielle provient de deux propriétés clés. Tout d'abord, les cascades de paires différentielles peuvent être directement connectées les unes aux autres sans condensateurs de couplage interétages. Deuxièmement, la paire différentielle est principalement sensible à la différence entre deux tensions d'entrée, permettant un haut degré de rejet des signaux communs aux deux entrées [II-23].

Une paire différentielle avec une source de courant de polarisation est présentée sur la figure II-19. Les transistors sont dimensionnés de manière identique et sont polarisés avec la même tension de grille continue.

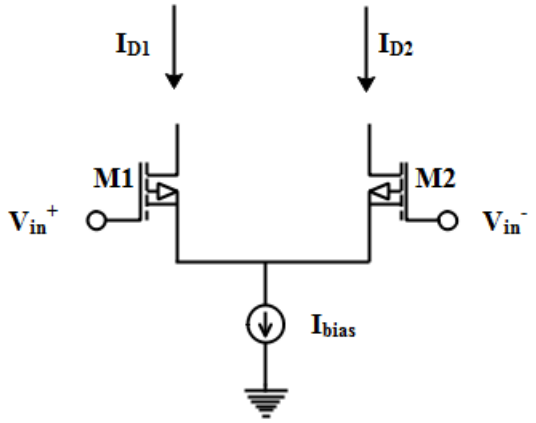


Figure II- 19: Paire différentielle à NMOS

Pour simplifier l'analyse, nous négligeons l'impédance de sortie des transistors [II-24]. La tension d'entrée différentielle est définie comme suit :

$$V_{in}=V_{in}^{+}-V_{in}^{-} \quad \text{(II-21)}$$

Nous définissons le courant de sortie comme suit (Annexe A) :

$$I_{out}=g_{m1}V_{in} \quad \text{(II-22)}$$

La figure II-20 montre une paire différentielle NMOS connectée à un miroir de courant simple à base des transistors PMOS [II-26] représentant une charge active.

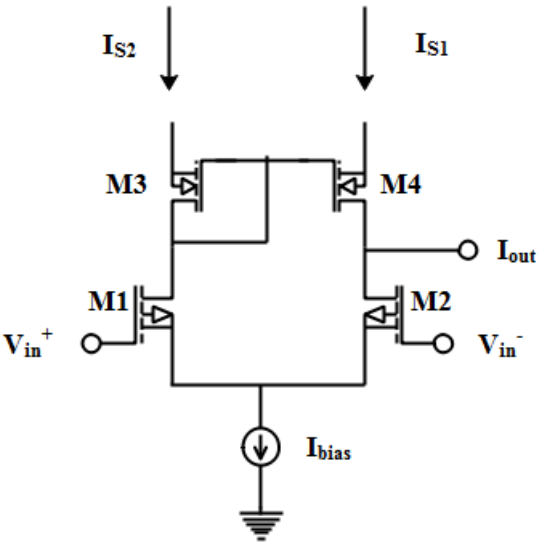


Figure II- 20: Paire différentielle à charge active

La transconductance de tout le circuit est donnée par la relation suivante [II-23] :

$$G_m = \left(\frac{I_{out}}{V_{in}} \right)_{V_s=0} \tag{II-23}$$

D'où, la transconductance de tout le circuit peut s'écrire comme suit (Annexe A) :

$$G_m = g_{m1} \tag{II-25}$$

VI- STRUCTURE DE L'OTA ADOPTEE

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude théorique des différents types de miroirs de courant les plus utilisés.

Le tableau II-3 présente une comparaison des performances des différentes topologies

Tableau II- 3 : Performances des différentes topologies de miroir de courant [II-27].

Miroir de courant	tension d'entrée minimale	CMRR	Vitesse de balayage (V/µs)	Bande passante
Simple	0.005pV	141.2	77.23	15.85MHz
Wilson	9.242mV	14.98	101	15.9KHz
Cascode	0.001pV	154.17	80.35	8MHz

L'utilisation de plusieurs OTA dans la conception d'un seul circuit peut engendrer l'insertion d'un nombre élevé de transistors MOSFET. Pour cette raison, nous avons choisi d'utiliser le miroir de courant simple pour la réalisation des OTA, comme le montre la figure II-21, afin d'avoir des performances remarquables avec un nombre limité de transistors.

L'OTA conçu est constitué d'un miroir de courant simple PMOS connecté à une paire différentielle NMOS. Les deux transistors M1 et M2 sont identiques et polarisés par une source de courant constant I_{bias}. Tous les transistors MOSFET sont identiques relevant de la technologie 0,18µm.

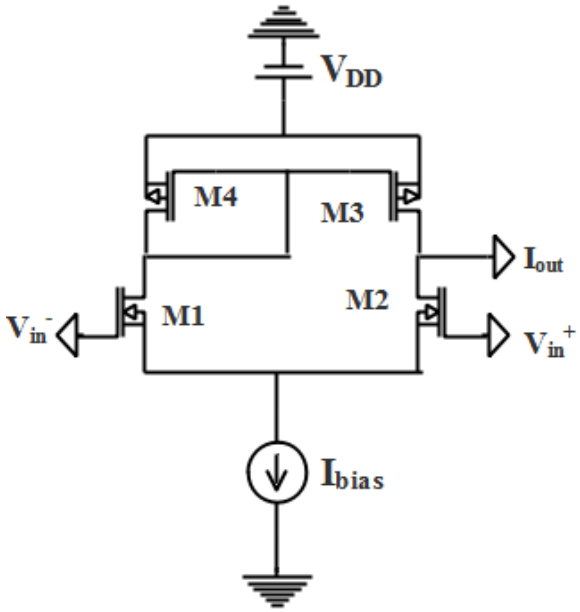


Figure II- 21: OTA à base d'un miroir de courant simple.

La transconductance est définie comme le rapport de courant de sortie avec la tension d'entrée (équation II-23). Le développement du modèle petit signal de l'OTA nous permet d'évaluer la transconductance G_m. (II-23).

La transconductance de transistor est donnée par [II-24]:

$$G_m = g_{m1} = \sqrt{2K_p \frac{W}{L} I_{bias}} \qquad \text{(II-23)}$$

Le tableau suivant résume les valeurs de la transconductance G_m pour de différents courants de polarisation $I_{bias.}$

Tableau II- 4: Valeurs calculées de la transconductance $G_{m.}$

I_{bias} (µA)	G_m (mS)
240	34,9
250	35,7
260	36,2

Afin de valider ce résultat, nous déterminons la transconductance G_m en simulant le circuit présenté sur la figure II-22 à l'aide du logiciel PSPICE selon la technologie 0,18µm de la fonderie TSMC.

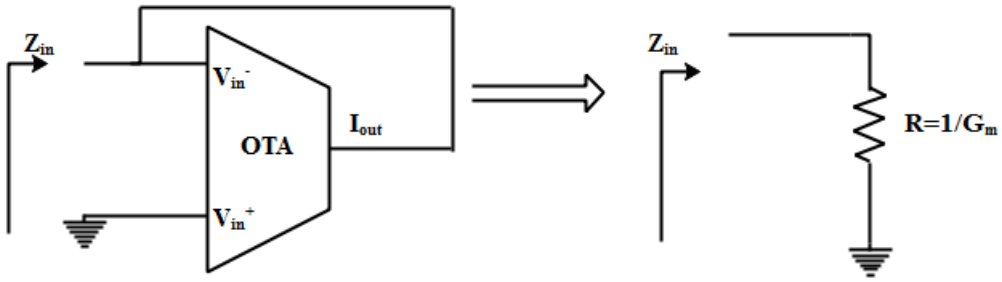


Figure II- 22: Circuit d'évaluation de la transconductance G_m.

Plusieurs valeurs du courant de polarisation I_{bias} ont été prises en compte sachant que : W=4µm ; L=2µm ; V_{DD}=5V

La figure II-23 présente les résultats de simulation :

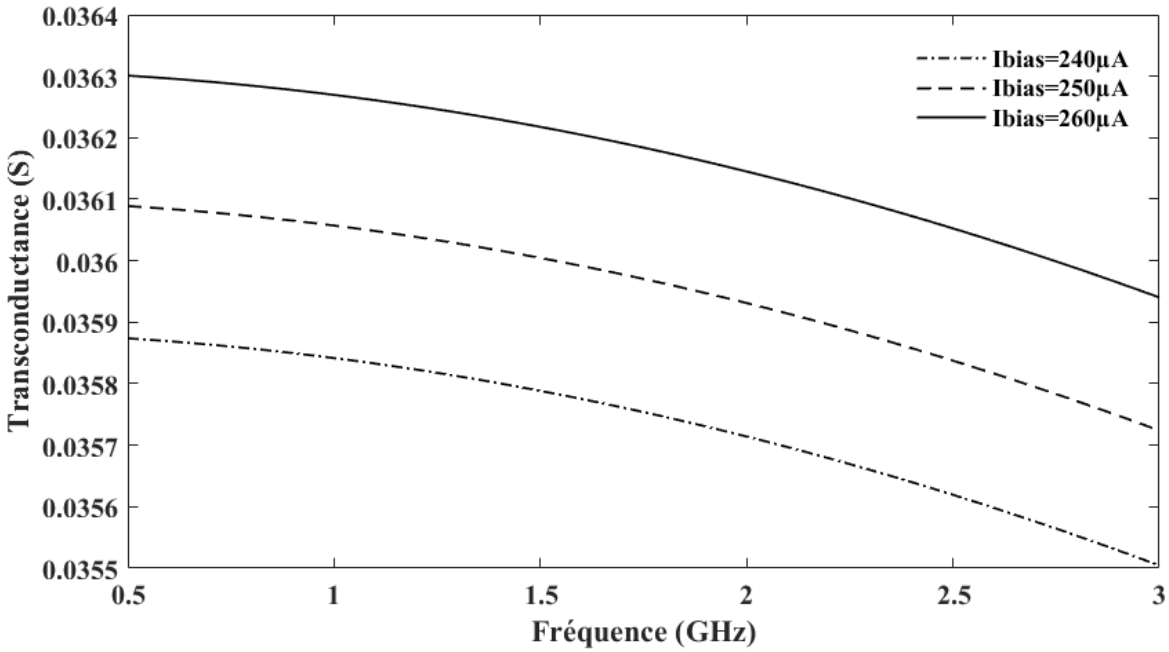


Figure II- 23 : Valeurs simulées de la transconductance G_m

D'après ces résultats, nous remarquons clairement qu'il y a un bon niveau de concordance entre les valeurs simulées et celles obtenues par l'équation (II-23). De plus, les courbes de la figure II-24 montrent une très faible variation, par conséquent, on peut considérer que la transconductance G_m est constante sur une large gamme de fréquences

VII- CONCLUSION.

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté une étude sur les différentes technologies disponibles pour la conception des circuits intègres analogique et microondes notamment celles basées sur les substrats GaAs et Silicium en mettant l'accent sur leurs performances.

Cette étude affirme que les composants en silicium sont devenus très utiles pour la réalisation de circuits intègres et offrent des avantages remarquables tels que :

- Une faible consommation électrique
- Un coût de fabrication réduit
- Un faible facteur de bruit

Les transistors MOSFET sont considérés comme élément de base pour la conception des amplificateurs opérationnels hyperfréquences à transconductance. Nous avons présenté dans ce chapitre différentes configurations des OTA hyperfréquence à base de transistors MOSFET, ils sont utilisés dans de diverses applications telles que les résistances variables et les oscillateurs.

Nous avons présenté également plusieurs types de miroirs de courant à savoir :

- Miroir de courant simple
- Miroir de courant Wilson
- Miroir de courant Cascode

L'OTA à entrée différentielle et simple sortie est la structure la plus connue dans la littérature, elle utilise une paire différentielle qui assure l'entrée différentielle liée à un ou plusieurs étages du miroir de courant. Le miroir de courant simple présente le choix le plus convenable pour la conception de l'OTA à adopter.

REFERENCES

[II-1] **T. Deliyannis, Y. Sun and J. K. Fidler**

Continuous-Time Active Filter Design

Boca Raton, FL: CRC Press, 1999.

[II-2] **R. L. Geiger and E. Sanchez-Sinencio,**

Active filter design using operational transconductance amplifiers: A tutorial

IEEE Circuit and Device Magazine, vol. 1, pp. 20-32, Mar. 1985.

[II-3] **U.K. MISHRA, Y.-F. WU, B.P. KELLER, S. KELLER, S.P. DENBAARS**

GaN Microwave Electronics

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, June 1998, vol. 46, n° 6, pp. 756-761

[II-4] **J.W. MILIGAN, J. HENNING, S.T. ALLEN, A. WARD, P. PARIKH, R.P. SMITH, A. SAXLER, Y. WU, J. PALMOUR**

Transition of SiC MESFET technology from discrete transistors to high performance MMIC technology

2004 International Conference on Compound Semiconductor Manufacturing Technology

[II-5] **R. MICOLET**

Circuits Intègres Silicium MOS

Techniques de l'Ingénieur, Traité d'Electronique, E 2430

[II-6] **M. BON**

Transistors et Circuits Intègres a hetero structure (III-V)

Techniques de l'Ingénieur, Traité d'Electronique, E 2450, février 1999

[II-7] **C. C. Enz et E. A. Vittoz**

Charge-based MOS Transistor Modeling

s1, John Wiley & Sons, Ltd, 2006.

[II-8] **Y. Tsividis, K. Suyama, et K. Vavelidis**

Simple `reconciliation' MOSFET model valid in all regions

Electron. Lett., vol. 31, no 6, p. 506-508, mars 1995.

[II-9] **SAINT-MARTIN Jérôme**

Étude par simulation Monte-Carlo d'architecture de MOSFET ultracourts a grille multiple sur SOI

Thèse de doctorat. Université de Paris-Sud

[II-10] **P.R.Gray, P.J.Hurst, S.H.Lewis, R.G, Meyer**

Analysis and Design of Analog Integrated Circuits

Wiley,2009

[II-11] **Dambrine, Gilles**

Caractérisation des transistors à effet de champs : mesure précise de la matrice de répartition et détermination directe du schéma équivalent

Thèse de Doctorat de l'université de Lille 1998

[II-12] **T. C. Ng, T. N. Swe, K.-S. Yeo, K. W. Chew, J.-G. Ma, et M. Do**

Small signal model and efficient parameter extraction technique for deep submicron MOSFETs for RF applications

Circuits Devices Syst. IEE Proc. -, vol. 148, no 1, p. 35-39, févr. 2001.

[II-13] **J. Patchell**

Secrets of OTAs

May 2003

[II-14] **A.Lewinski and J. Silva-Martinez**

OTA linearity enhancement technique for high frequency applications with IM3 below -65 dB

IEEE Trans. Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, vol. 51, no. *10, pp. 542-548, Oct. 2004.*

[II-15] **E. Sanchez-Sinencio and J. Silva-Martinez**

CMOS transconductance amplifiers, architectures and active filters: a tutorial

IEE Proceedings – Circuits, Devices and Systems, vol. 147, no. 1, pp. 3-12, Feb. 2000.

[II-16] **A.J. Lopez-Martin, S. Baswa, J. Ramirez-Angulo, and R. G. Carvajal**

Lowvoltage super class-AB CMOS OTA cells with very high slew rate and power efficiency

IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 40, no. 5, pp. 1068-1077, May 2005.

[II-17] **W.M. Snelgrove and A. Shoval,**

A balanced 0.9-µm CMOS transconductance-C filter tunable over the VHF range

IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 27, no. 3, pp. 314-323, Mar. 1992.

[II-18] **G. Meyer-Brotz and A. Kley**

The Common-Mode Rejection of Transistor Differential Amplifiers

IEEE Trans. Circuit Theory, vol. 13*, no. 2, pp. 171-175, Jun. 1966.*

[II-19] **D. L. Hiser and R. L. Geiger**

Impact of OTA nonlinearities on the performance of continuous-time OTA-C bandpass filters

IEEE International Symposium on Circuits and Systems, *May 1990, vol. 2, pp. 1167-1170.*

[II-20] **W. Kuhn, F. Stephenson, and A. E. Riad**

A 200 MHz CMOS Q-enhanced LC bandpass filter

IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 31, no. 8, pp. 1112- 1122, Aug. 1996.

[II-21] **B. Linares-Barranco, A. Rodriguez-Vazquez, E. Sanchez-Sinencio, and J. L.**

Huertas,

CMOS OTA-C high-frequency sinusoidal oscillators

IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. *26, no. 2, pp. 160-165, Feb. 1991.*

[II-22] **L. H. Lu, H. H. Hsieh, and Y. T. Liao**

A wide tuning-range CMOS VCO with differential tunable active inductor

IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, *vol. 54, no. 9, pp. 3462-3468, Sep. 2006*.

[II-23] **P.E. Allen, D.R. Holberg**

CMOS Analog Circuit Design

Oxford University Press, 2002

[II-24] **B. Razavi**

Design of Analog CMOS Integrated Circuits,

McGraw-Hill, 2002

[II-25] **P.R.Gray, P.J.Hurst, S.H.Lewis, R.G, Meyer**

Analysis and Design of Analog Integrated Circuits,

Wiley,2009

[II-26] **R.J. Baker**

CMOS Circuit Design, Layout and Simulation,

3rd edition, IEEE Press, 2010

[II-27] **Raja Sen, Arko Banerjee, Satyaki Banerjee, Sayanta Roychowdhury**

Design of an Oscillator Using CMOS Operational Transconductance Amplifier (OTA)

International Journal of Electrical and Computing Engineering Vol. 1, Issue. 1, July – 2014

CHAPITRE III

SYNTHESE D'UNE INDUCTANCE ACTIVE À BASE DE CIRCUITS OTA EN TECHNOLOGIE CMOS 0,18µm

I- INTRODUCTION

Depuis plusieurs années, les concepteurs utilisent largement les inductances spirales dans un grand nombre d'applications. Malheureusement, certaines contraintes doivent être surmontées pour avoir de meilleures performances. Parmi ces problèmes majeurs, nous trouvons une grande surface de puce et une diaphonie qui conduit inévitablement à des réponses détériorées [III-1], [III-2].

Il existe donc un grand intérêt pour une bonne alternative consistant à implémenter des inducteurs actifs. Cette solution a été adoptée dans les conceptions de circuits hyperfréquences et est devenue de plus en plus appropriée pour de nombreuses applications avec une vaste gamme de topologies, générant un facteur de qualité élevé [III-3]. La mise en œuvre de cette solution s'appuie sur plusieurs architectures basées sur la technologie CMOS.

L'utilisation d'amplificateurs opérationnels à transconductance (OTA) est l'une des nombreuses possibilités qui a été explorée avec succès et a permis d'atteindre des performances de niveau élevé [III-4]. Ils sont mis en œuvre à l'aide de transistors MOSFET qui représentent des dispositifs à courant contrôlé en tension.

Actuellement, les circuits OTA ont diverses configurations simples en fonction du concept d'entrée / sortie (I/O).

Dans ce cadre, nous proposons une synthèse d'inductances mises à la masse qui se base sur le principe du gyrator-C. Le circuit principal est constitué de deux transconducteurs à CMOS de technologie 0.18µm

II- PRINCIPE D'UNE INDUCTANCE ACTIVE A BASE DE GYRATOR-C

1- Inductance active idéale

Les inductances actives peuvent être réalisées à l'aide de gyrators impliquant deux transconducteurs connectés en réaction négative [III-5]. La figure III-1 en présente le principe.

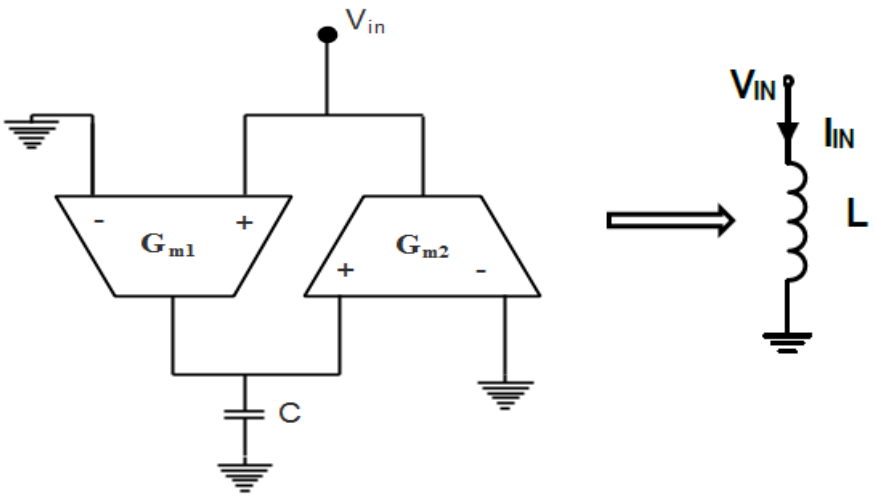


Figure III- 1: Principe d'une inductance active à base de gyrator-C.

L'impédance d'entrée est :

$$Z_{in} = j\omega\left(\frac{C}{G_{m1}G_{m2}}\right) \qquad \text{(III-1)}$$

Nous en déduisons l'expression de l'inductance équivalente :

$$L = \frac{C}{G_{m1}G_{m2}} \qquad \text{(III-2)}$$

Il est évident que la valeur de l'inductance active est contrôlée par les deux transconductances G_{m1} et G_{m2}.

2- Inductance active réelle

Sachant que les impédances d'entrée et de sortie des transconducteurs sont finies, l'inductance synthétisée n'est plus idéale. La figure III-2 présente le schéma conventionnel [III-5].

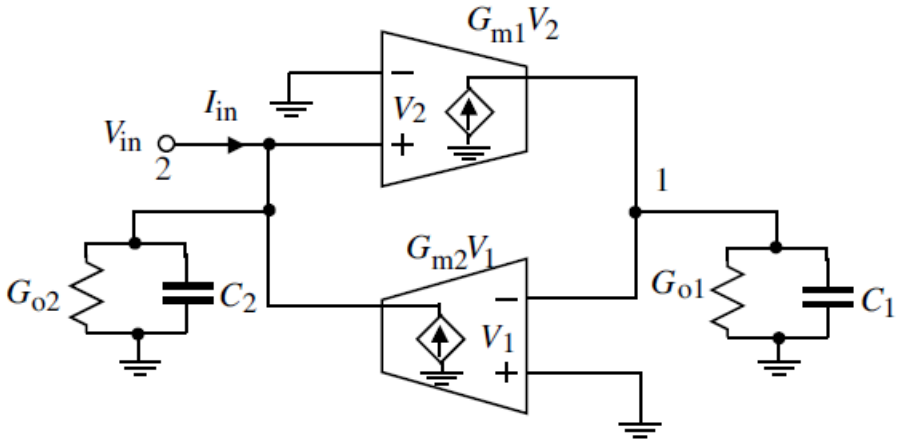


Figure III- 2: Inductance active réelle

C_1, G_{o1}, C_2 et G_{o2} désignent les capacités et les conductances totales aux nœuds 1 et 2, respectivement.

Nous appliquons alors la loi de Kirchhoff (KLC) aux nœuds 1 et 2, nous obtenons les équations suivantes en supposant que les transconducteurs sont constants :

$$(sC_1 + G_{O1})V_1 - G_{m1}V_2 = 0 \text{ (Nœud 1)} \tag{III-3}$$

$$-I_{in} + (sC_2 + G_{o2})V_2 - G_{m2}(-V_1) = 0 \text{ (Nœud 2)} \tag{III-4}$$

D'où l'admittance d'entrée :

$$Y_{in} = \frac{I_{in}}{V_2} \tag{III-5}$$

$$Y_{in} = \frac{1}{Z_{in}} = sC_2 + G_{02} + \frac{1}{s\left(\frac{C_1}{G_{m1}G_{m2}}\right) + \frac{G_{01}}{G_{m1}G_{m2}}} \tag{III-6}$$

Cette expression montre l'existence d'un circuit résonant parallèle RLC dont les éléments s'expriment comme suit :

$$R_p = \frac{1}{G_{02}} \tag{III-7}$$

$$C_p = C_2 \tag{III-8}$$

$$R_s = \frac{G_{01}}{G_{m1}G_{m2}} \tag{III-9}$$

$$L = \frac{C}{G_{m1}G_{m2}} \tag{III-10}$$

D'après ces équations, nous pouvons conclure que lorsque les conductances d'entrée et de sortie du circuit sont prises en compte, le gyrator-C se comporte comme une inductance avec des éléments parasites tels qu'une résistance parallèle R_p, une capacité parallèle C_p et une résistance série R_s.

3- Caractéristiques d'une inductance active

3.1- Gamme fréquentielle

La fréquence de résonance de l'inductance active est donnée par l'expression III-11 :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{LC_p}} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{G_{m1}G_{m2}}{C\,C_2}} \tag{III-11}$$

Le circuit gyrator-C est inductif seulement dans une plage de fréquence spécifique, ce qui est illustré sur la figure III-3. Cette plage est déterminée à partir des deux pulsations ω_0 et ω_z:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_p + R_s}{R_p LC_p}} \tag{III-12}$$

$$\omega_z = \frac{R_s}{L} \tag{III-13}$$

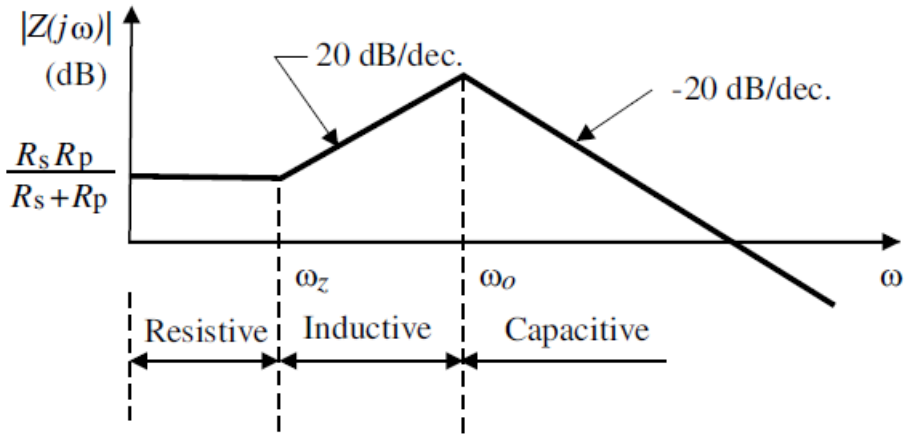


Figure III- 3: Tracé de Bode de l'impédance de l'inductance active [III-5].

3.2- Facteur de qualité

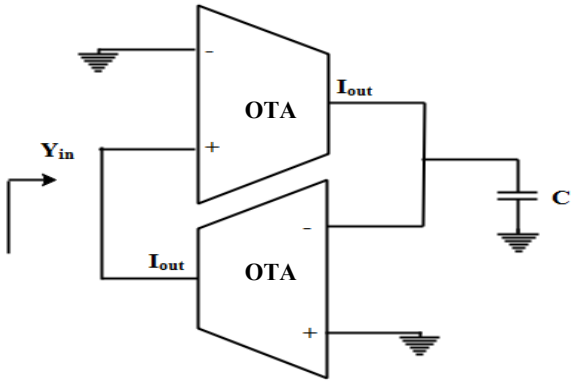
Le facteur de qualité est un paramètre critique qu'il faut prendre en considération lors de la conception de l'inductance active, il est calculé à partir de l'expression (III-14)

$$Q = \frac{\mathrm{Im}[Z]}{\mathrm{Re}[Z]} = \left(\frac{\omega L}{R_s}\right)^2 \frac{\frac{R_p}{\omega L}\left(1 - \frac{R_s C_p}{L} - \omega^2 L C_p\right)}{1 + \frac{R_p}{R_s} + \left(\frac{\omega L}{R_s}\right)^2} \qquad \text{(III-14)}$$

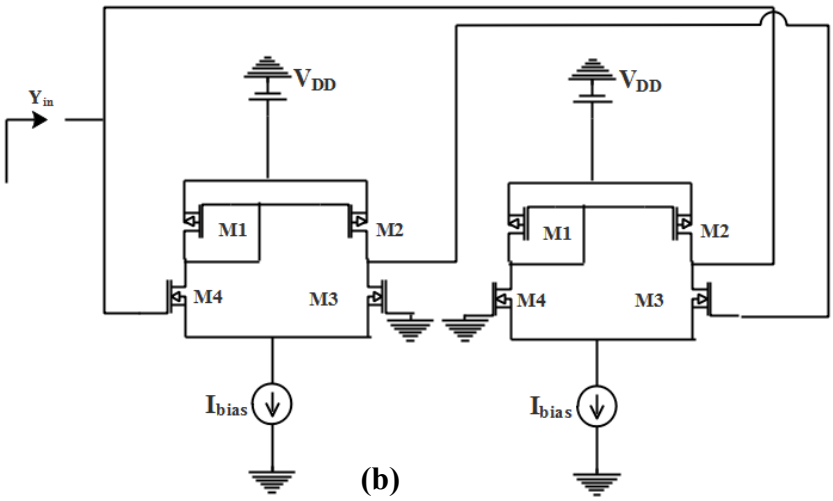
La sensibilité du facteur de qualité de l'inductance active dépend principalement de la valeur de la résistance en série R_s.

III- INDUCTANCE ACTIVE PROPOSEE

La structure de l'inductance active proposée dans ce travail est présentée sur la figure III-4. Elle est basée sur le principe du gyrator-C [III-6]. Comme nous l'avons déjà mentionné, le transconducteur utilisé est l'amplificateur opérationnel à transconductance OTA à base de miroir de courant simple et la capacité de charge C est représentée par la capacité C_{gs} du modèle intrinsèque du transistor [III-7].



(a)



(a) : Principe de l'inductance.

(b) : Schéma électrique du circuit

Figure III- 4: Inductance active proposée.

L'étude du schéma équivalent en petit signal nous permet de déterminer l'admittance en entrée [III-5]:

$$Y_{in} = \frac{I_{in}}{V_{in}} = G_m + \frac{G_m^2}{j\omega C_{gs1} + G_{ds}} + j\omega C_{gs1} \qquad \text{(III-15)}$$

L'équation (III-15) confirme que C_{gs1}joue le rôle de la capacité de charge C.

À partir de cette relation, nous pouvons déduire que le circuit proposé de l'inductance active est équivalent à un circuit résonateur RLC comme le montre la figure III-6 :

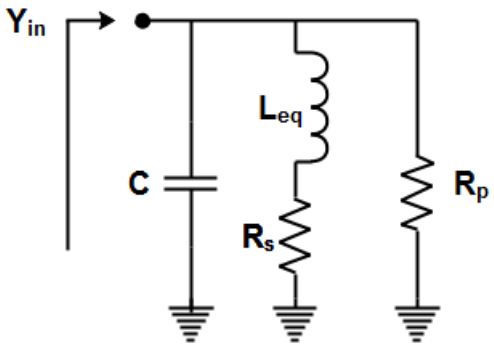


Figure III- 5: Circuit RLC équivalent

Les expressions des éléments du modèle équivalent sont :

$$L_{eq} = \frac{C_{gs}}{G_m^2} \quad \text{(III-16)}$$

$$R_s = \frac{G_{ds}}{G_m^2} \quad \text{(III-17)}$$

$$R_p = \frac{1}{G_m} \quad \text{(III-18)}$$

$$C_p = C_{gs} \quad \text{(III-19)}$$

Nous remarquons que la valeur de l'inductance active est contrôlée par la transconductance G_m. R_s est la résistance parasite série, R_p représente la résistance parasite parallèle et C_p est la capacité de charge représentée par la capacité C_{gs}.

La fréquence de résonance du circuit équivalent est exprimée comme suit :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{gs}}} \quad \text{(III-20)}$$

Pour les inductances actives, le facteur de qualité dépend de la transconductance et de la capacité de charge. Plus le facteur de qualité Q est élevé, plus le circuit est très sélectif. Ses valeurs sont calculées à partir de la formule (III-14).

IV- SIMULATIONS DU CIRCUIT ET RESULTATS

1- Valeurs de l'inductance équivalente

Nous considérons les transistors de types NMOS et PMOS de la technologie 0,18µm de la fonderie TSMC avec les paramètres suivants :

- V_{DD}=5V
- W=4µm
- L=2µm

Le circuit proposé est simulé à l'aide du logiciel PSPICE dans une gamme de fréquences allant jusqu'à 3GHz.

Dans un premier temps, nous nous intéressons aux différentes valeurs de l'inductance équivalente qui peuvent être calculées à partir de la formule :

$$L = \mathrm{Im}\, g(Z_{in}) / (2\pi f) \quad \text{(III-21)}$$

La variation du courant de polarisation I_{bias} permet d'avoir plusieurs valeurs de la transconductance de l'OTA, ce qui entraine évidemment le contrôle de l'inductance. La figure III-7 illustre bien cet aspect.

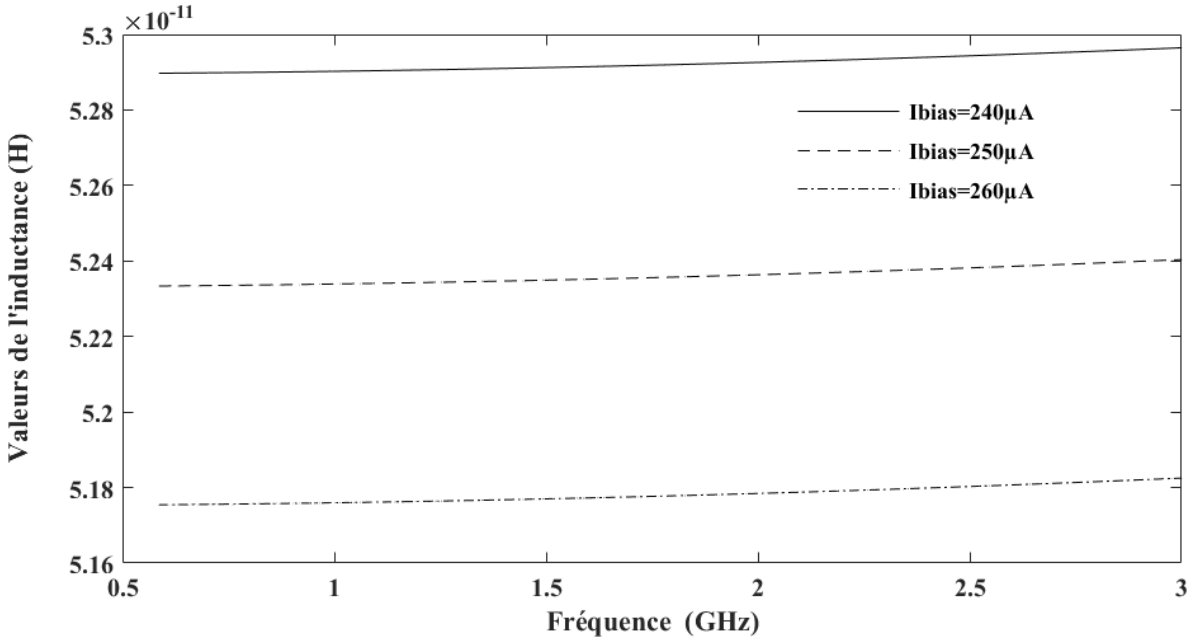


Figure III- 6: Valeurs de l'inductance pour différents courants de polarisation.

Le tableau suivant résume les valeurs de l'inductance pour la fréquence 1,13GHz

Tableau III- 1: Valeurs de l'inductance L.

I_{bias} (µA)	L (pH)
240	52,94
250	52,35
260	51,78

2- Facteur de qualité

La figure III-8 montre plusieurs courbes relatives au facteur de qualité pour différentes valeurs du courant de polarisation. La formule (III-14) a été introduite dans le simulateur.

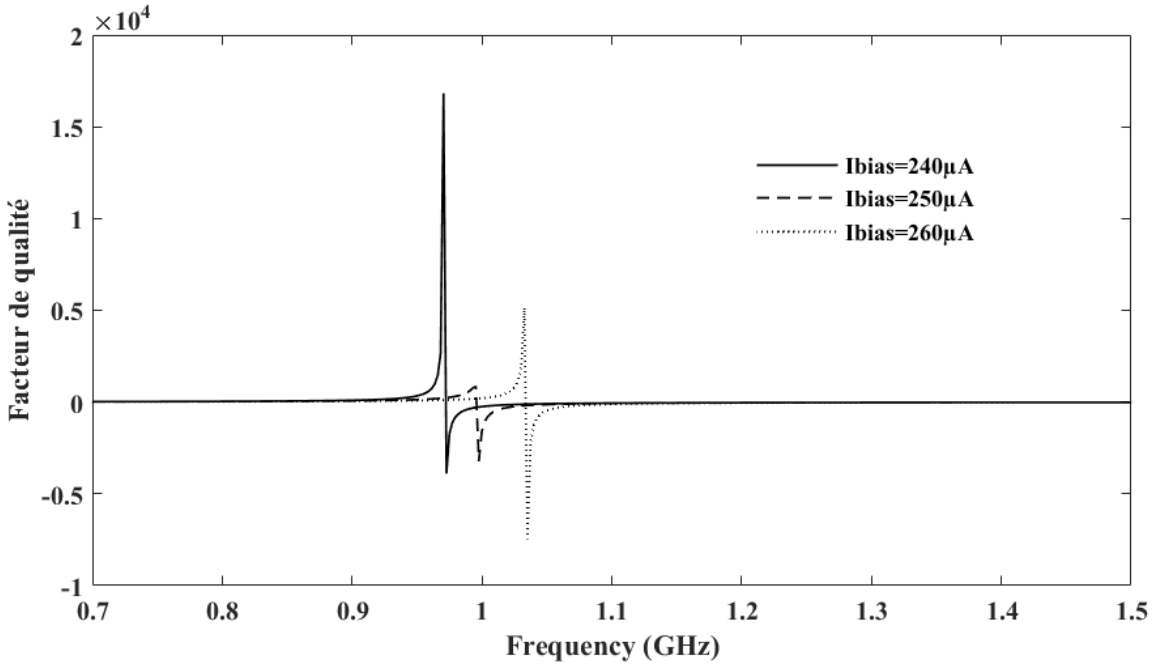


Figure III- 7: Facteur de qualité pour de différents courants de polarisation.

Nous observons que la valeur maximale du facteur de qualité change avec la fréquence de résonance. Le tableau suivant montre quelques valeurs en fonction du courant de polarisation.

Tableau III- 2: Valeurs de facteur de qualité Q

I_{bias} (µA)	f_0	Q_{max}
240	970MHz	16800
250	995MHz	4800
260	1,03GHz	5160

3- Comparaison entre le modèle et le circuit de l'inductance.

Nous nous intéressons à la comparaison des paramètres du modèle RLC avec ceux du circuit, et ce dans le cas où le courant de polarisation est égal à 250µA. Afin de calculer ces

valeurs, nous utilisons les équations du modèle des transistors MOSFET de la technologie 0.18µm. Nous obtenons ainsi les valeurs du tableau III-3.

Tableau III- 3: Valeurs du circuit équivalent.

L (pH)	52,34
R_s(Ω)	20,3
R_p(Ω)	346,2
C_{gs}(fF)	0,436

La comparaison des inductances est montrée sur la figure III-9 :

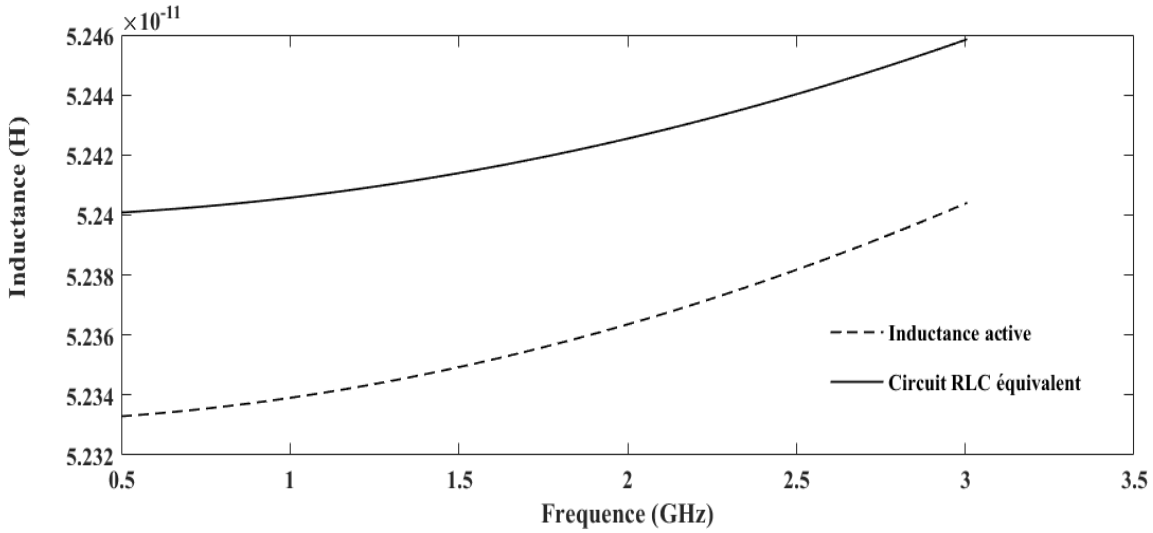
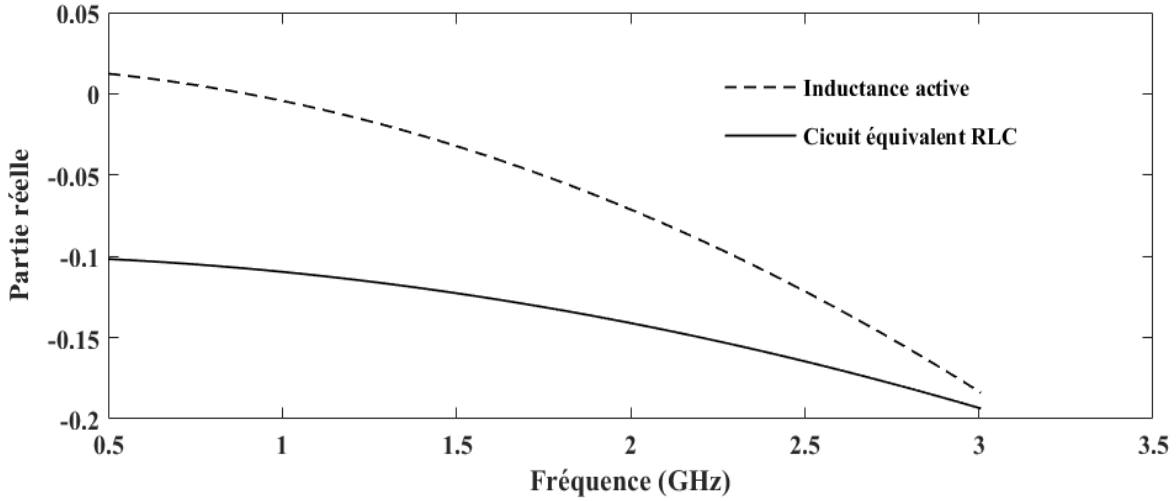
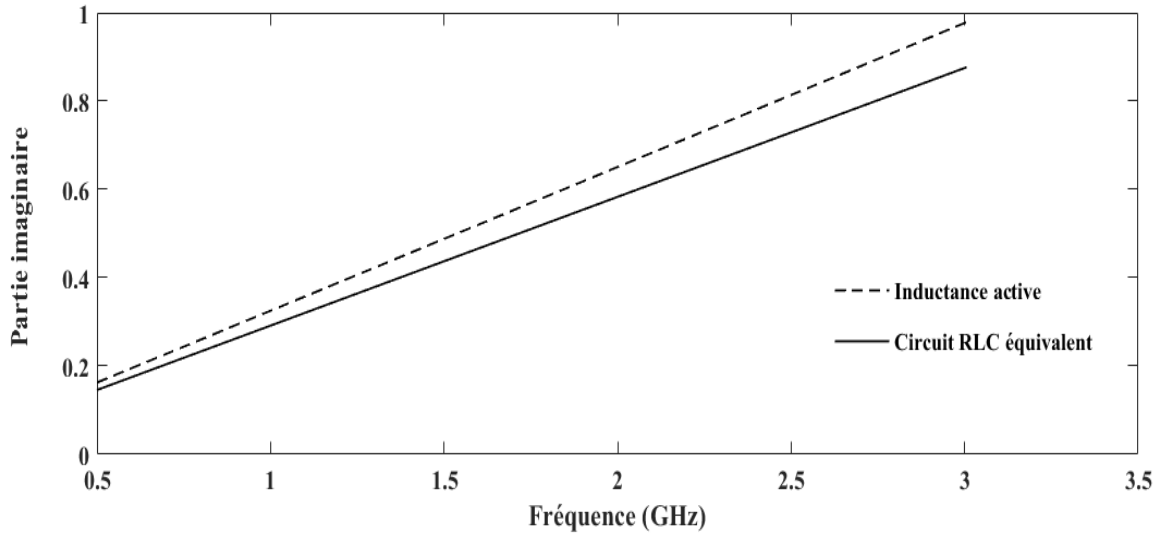


Figure III- 8: Valeurs de l'inductance du circuit proposé et du circuit équivalent

Enfin, les parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée sont présentées sur la figure III-10 :



(a)



(b)

Figure III- 9: Comparaison des parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée.

D'après ces résultats, nous constatons une concordance entre les parties imaginaires de l'inductance active et de son circuit équivalent, tandis qu'il y'a une petite différence entre les parties réelles.

V- ALIMENTATION ET TOPOLOGIE D'INTEGRATION

La réalisation de la source de courant présentée dans le circuit fait appel à l'utilisation d'un autre miroir de courant fonctionnant comme un générateur. Cette structure contient deux transistors M5 et M6 comme le montre la figure III-11, elle permet la conversion tension-courant, et assure par la suite la polarisation de tout le circuit [III-8].

Nous proposons aussi de modifier l'alimentation asymétrique de l'amplificateur opérationnel par une alimentation symétrique, et de réduire la tension de 5V à la valeur minimale de polarisation des transistors de la technologie 0,18µm 1,8V.

La figure suivante présente le schéma de l'OTA après ces modifications :

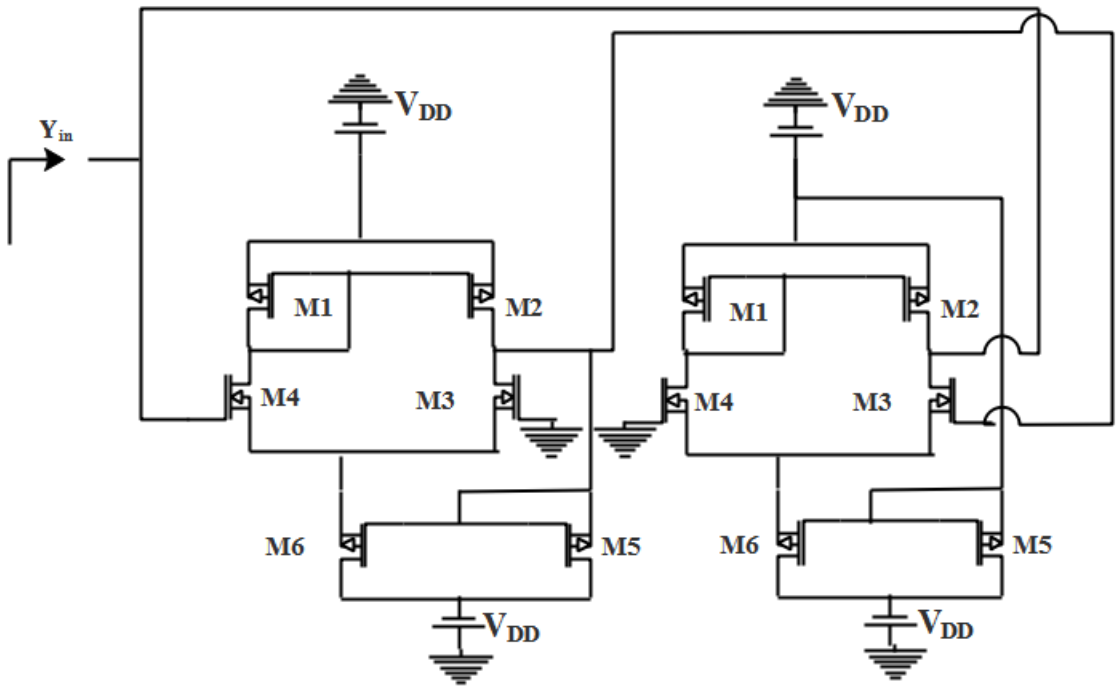


Figure III- 10: Circuit de l'inductance active modifié.

Afin de comprendre le comportement de l'inductance active après ces modifications, nous mesurons l'intensité du courant de la sortie du miroir de courant de polarisation en changeant la tension V_{DD}, ce qui est illustré sur la figure III-11.

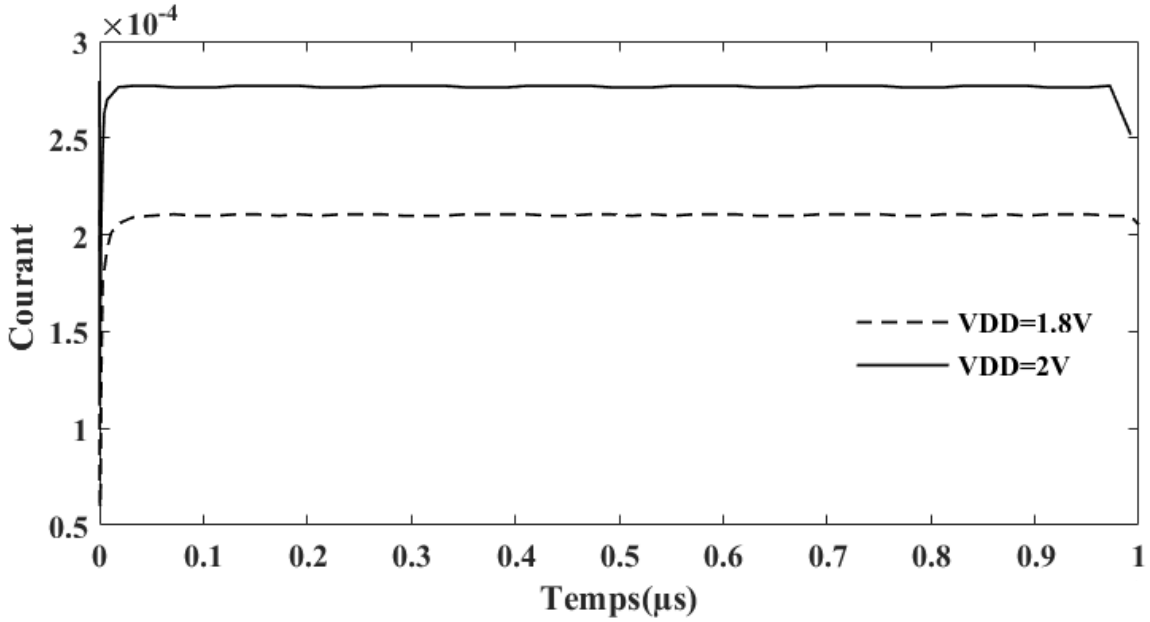
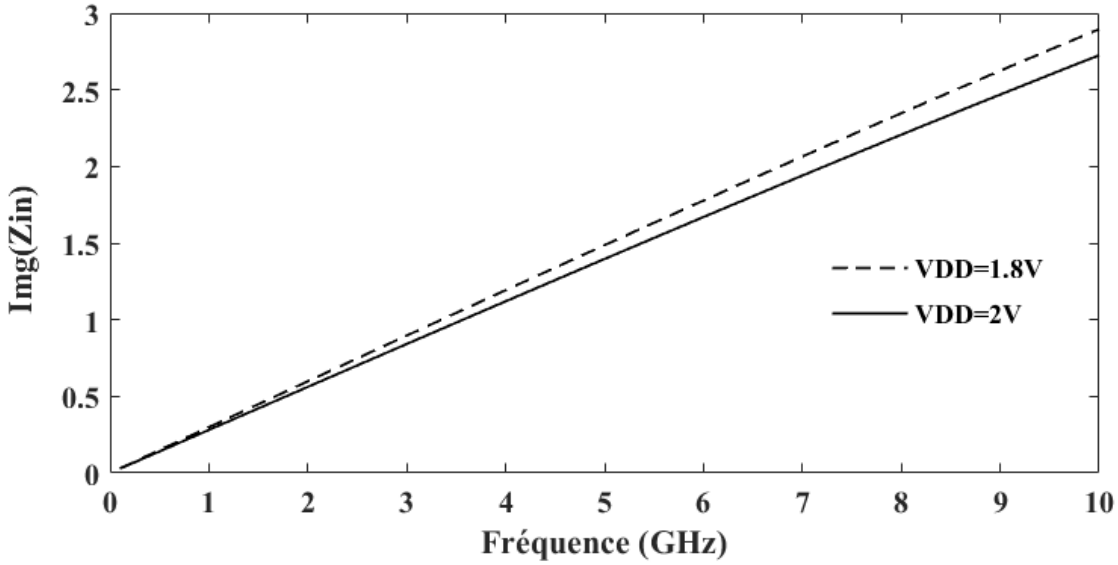


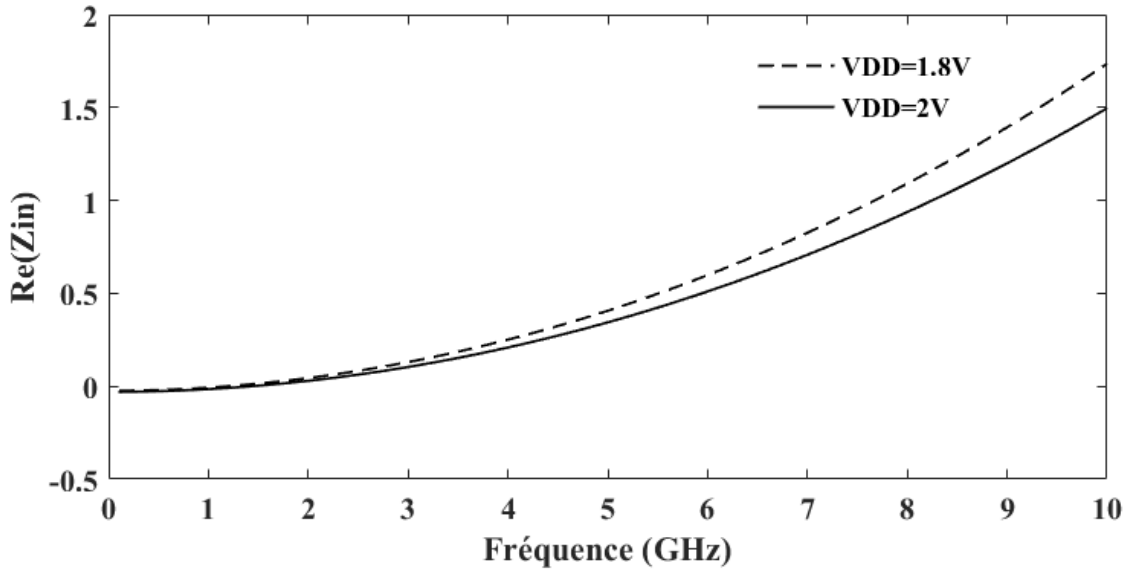
Figure III- 11: Courant de polarisation.

Nous remarquons que la valeur du courant change si on modifie la tension V_{DD}, par conséquent, elle influence d'autres paramètres tels que la valeur de l'inductance équivalente et le facteur de qualité.

La figure suivante présente une comparaison des parties imaginaires et réelles de l'impédance d'entrée de l'inductance active en fonction de la tension V_{DD}



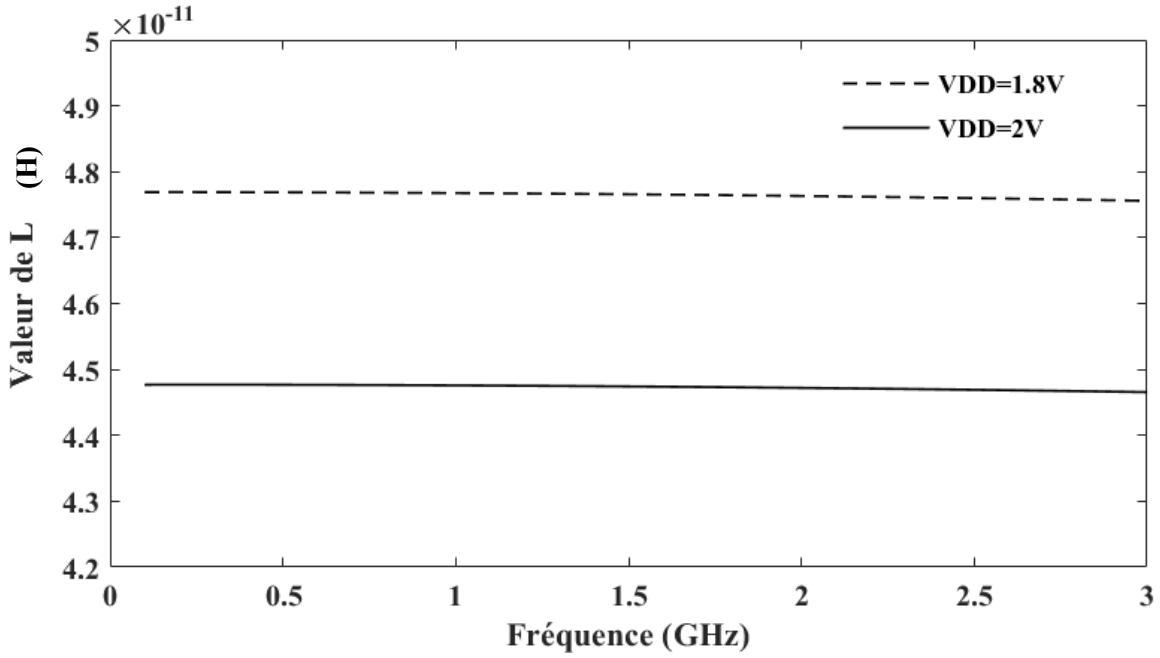
(a)



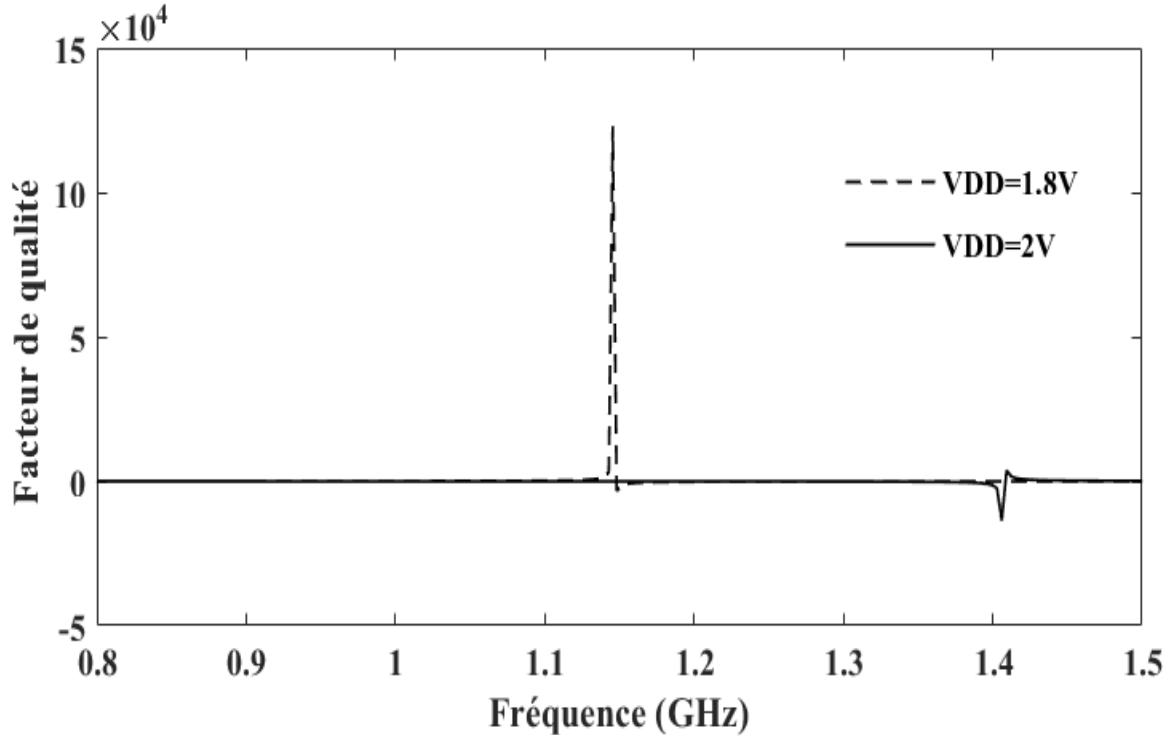
(b)

Figure III- 12: (a) : Parties imaginaires.(b) : Parties réelles de l'impédance Z_{in}

La figure III-14 présente une comparaison de la valeur de l'inductance active et du facteur de qualité en modifiant la tension V_{DD}



(a)



(b)

Figure III- 13: (a) **:** Valeurs de l'inductance active. (b) : Facteur de qualité

Le tableau suivant résume ces résultats de simulation

Tableau III- 4: Résultats de simulation après modification.

	I (µA)	**L (pH)**	**fréquence de résonance f_0 (GHz)**	**Facteur de qualité à f_0**
V_{DD}=1.8V	210	47.8	1.13	12500
V_{DD}=2V	275	44.9	1.41	3000

D'après ce tableau, nous remarquons que la valeur de l'inductance active équivalente est ajustable en modifiant la valeur de tension V_{DD}. Cependant, l'augmentation de la valeur de la tension entraine à une diminution du facteur de qualité et de la valeur de l'inductance équivalente. Nous adoptons, pour tout le reste de ce travail, la valeur minimale de la tension de polarisation 1.8V qui offre un bon facteur de qualité à la fréquence 1,13GHz.

VI- CIRCUIT RESONANT REEL ET PROPRIETES DE FILTRAGE

1. Paramètres de répartition S_{ij}

1.1- Définition de la matrice [S]

Nous considérons un quadripôle dont l'entrée est connectée à une source d'impédance interne Z_G et la sortie est reliée à une charge Z_L [III-9]. Le réseau est présenté sur la figure III-14:

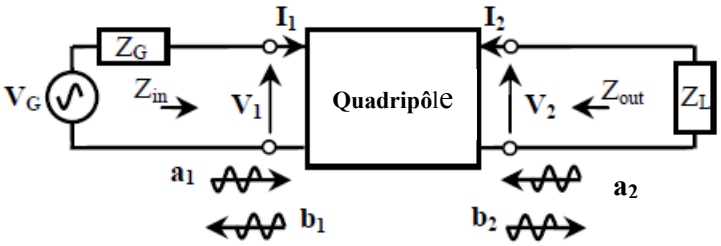


Figure III- 14: Tensions, courants et ondes d'entrée et de sortie.

Z_{in} et Z_{out} illustrées sur la figure III-15 se rapportent aux impédances d'entrée et de sortie du réseau à deux accès. La matrice de répartition relie les ondes sortantes b_1, b_2 aux ondes entrantes a_1, a_2 incidentes et s'exprime comme suit :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = [S] . \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \qquad \text{(III-22)}$$

Les éléments de la matrice S_{11}, S_{12}, S_{21} et S_{22} sont appelés paramètres S. Les variables d'onde progressive a_1, b_1 au port 1 et a_2, b_2 au port 2 sont définies en fonction de V_1, I_1 et V_2, I_2 et une impédance de référence positive réellement évaluée Z_0 (généralement choisie égale à 50 Ω) comme suit:

$$a_1 = \frac{V_1 + Z_0 I_1}{2\sqrt{Z_0}} \qquad a_2 = \frac{V_2 + Z_0 I_2}{2\sqrt{Z_0}}$$
$$b_1 = \frac{V_1 - Z_0 I_1}{2\sqrt{Z_0}} \qquad b_2 = \frac{V_2 - Z_0 I_2}{2\sqrt{Z_0}} \qquad \text{(III-23)}$$

S_{11} et S_{22} sont respectivement les coefficients de réflexion du signal à l'entrée et à la sortie tandis que S_{21} et S_{12} représentent respectivement les paramètres de transmission de l'entrée vers la sortie, et de la sortie vers l'entrée comme le montre la figure II-15 :

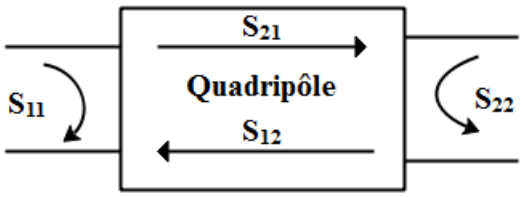


Figure III- 15 : Paramètres S_{ij}.

1.2- Intérêt des paramètres S_{ij}.

Afin d'étudier les quadripôles linéaires en hautes fréquences, il existe des paramètres tels que les matrices H, Z et Y. La détermination expérimentale de ces paramètres exige des mesures en court-circuit ce qui est difficile à réaliser au-delà de 100MHz [III-10]. Cependant, les mesures des paramètres S se font sur entrée et sortie adaptées et n'entraînent pas ces difficultés en hautes fréquences.

Pratiquement, la mesure des paramètres S permet de calculer les grandeurs les plus utiles notamment la puissance, le gain, le facteur de réflexion sur un accès et l'impédance d'entrée

2- Résultats de simulation

Nous considérons le circuit de la figure III-18 où nous avons connecté une capacité en parallèle C=0,4nF avec l'inductance active.

L'ensemble du circuit est associé au réseau de l'extraction afin de déterminer les coefficients de réflexion S_{11} et de transmission S_{21}. Pour atteindre cet objectif, les blocs REFLECTS et XMIT sont connectés (Annexe B), comme illustré sur la figure III-18, au quadripôle et l'impédance de charge doit être égale à l'impédance de référence ($Z_L = Z_0 = 50$ Ω) [III-11].

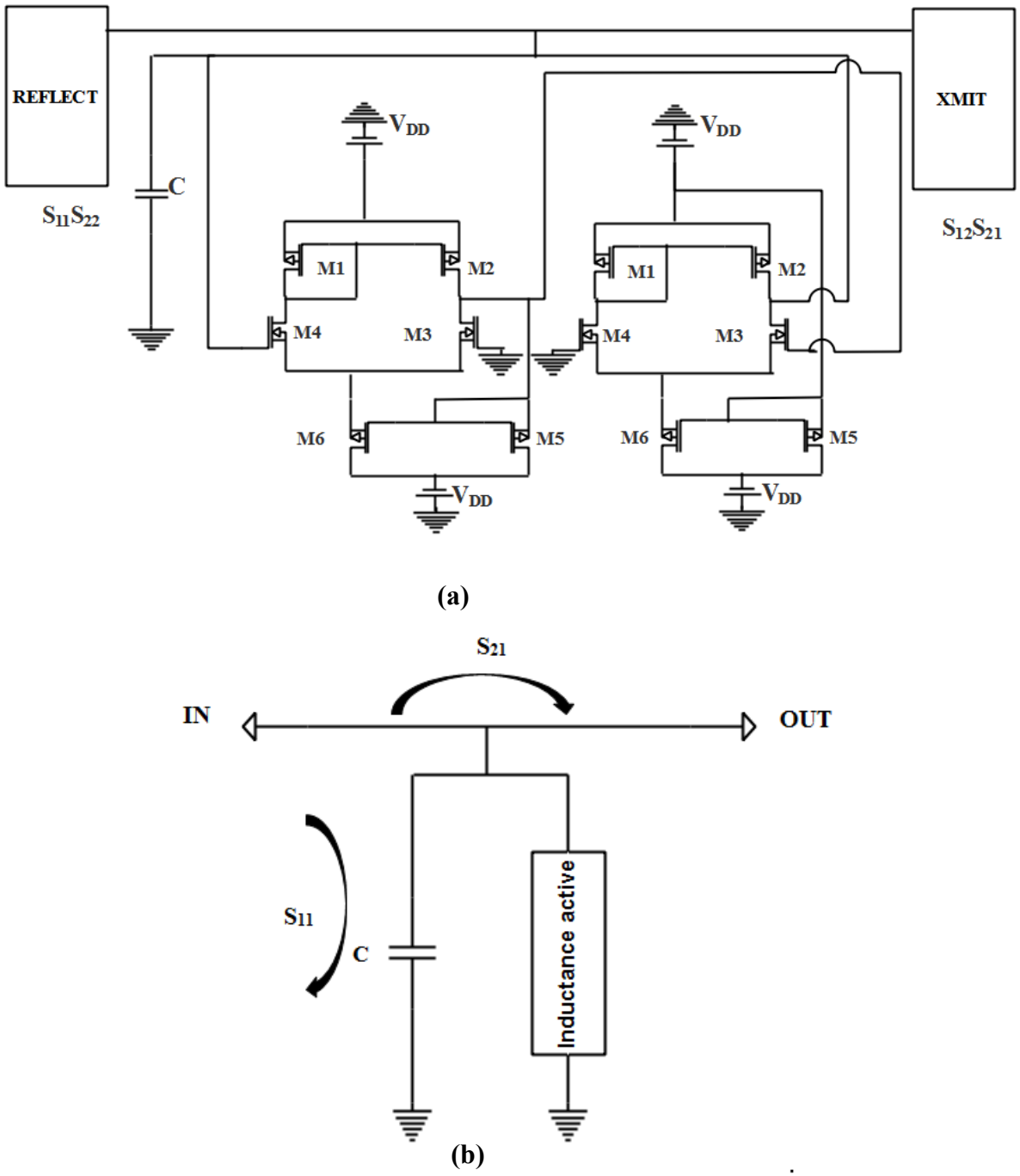


Figure III- 16: (a) : Structure filtrante (b) : Model du 1er ordre.

La figure III-19 présente les variations dans le domaine fréquentiel sur une plage de 0,8 jusqu'à 2,5GHz.

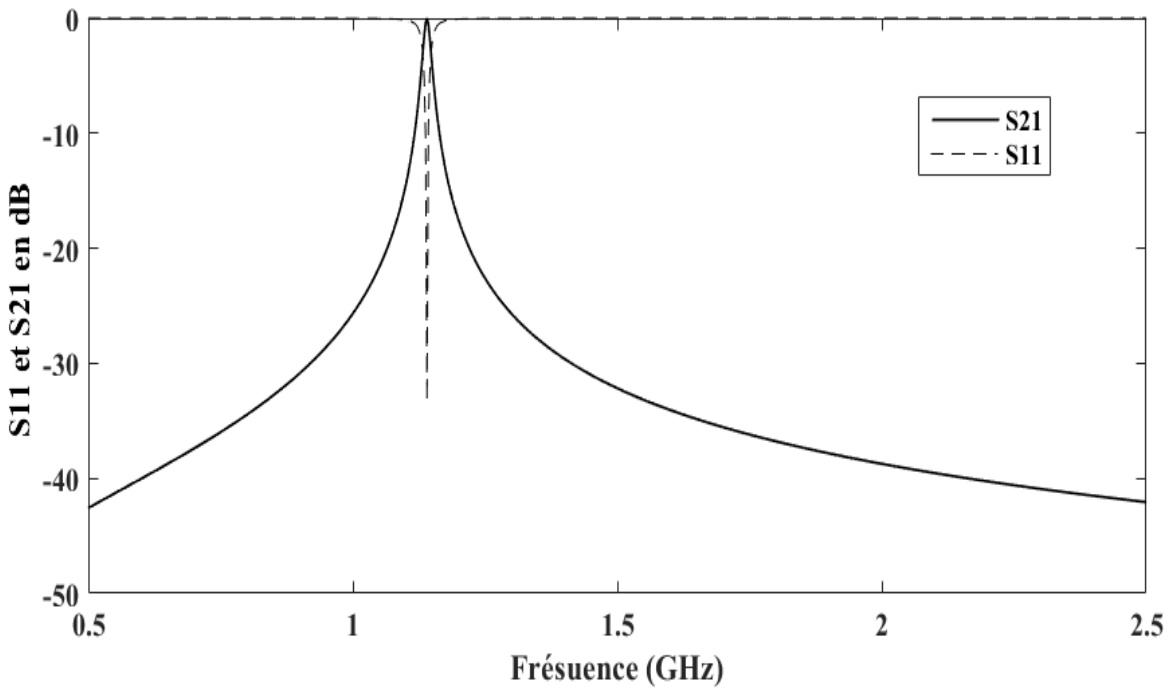


Figure III- 17: Réponses S_{21} et S_{11}

À la résonnance, le circuit possède un coefficient S_{11} ayant une valeur de -34dB. La transmission est aussi de bonne qualité puisque le S_{21} est à 0dB à la même fréquence.

VII- CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude théorique de la topologie de réalisation d'une inductance active à base de gyrator-C en connectant deux transconducteurs réels.

En effet, l'OTA à base de CMOS a été adopté comme élément principal dans la structure du gyrator afin de réaliser un circuit ayant des propriétés inductives dans la bande de fréquences d'intérêt.

Afin de bien illustrer les performances de notre circuit, nous l'introduisons dans l'environnement PSPICE en respectant les paramètres prédéfinis de la technologie 0,18µm de la fonderie TSMC après avoir modifié la source de tension en une alimentation symétrique et chois le miroir de courant simple comme source de courant.

D'après les résultats de simulation, nous remarquons que l'inductance active possède, pour une valeur de polarisation minimale de 1,8V, un grand facteur de qualité de l'ordre de

12500 à la fréquence de résonance 1,13GHz. Nous soulignons que cette inductance possède une faible valeur de l'ordre de 47,8pH et elle a été adoptée pour le reste des travaux.

Nous avons proposé à la fin de ce chapitre une étude d'une cellule résonante en introduisant l'inductance active synthétisée. La mesure des paramètres S nous a permis de montrer les propriétés de filtrage. Elle présente une bonne transmission du signal traduite par un S_{21} nul à la fréquence centrale, ainsi qu'une bonne réflexion représentée par le coefficient S_{11} qui vaut -34dB.

REFERENCES

[III-1] **Y. Koutsoyannopoulos et al**

Novel Si Integrated Inductor and Transformer Structures for RF IC Design

IEEE International Symposium on Circuits and Systems, vol. 2, pp. 573-576, 1999.

[III-2] **W. B. Kuh, F. W. Stephenson, and A. Elshabini-Riad**

A 200 MHz CMOS Q-enhanced LC Bandpass Filter

IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 31, no. 8, pp. 1112-1122, Aug. 1996.

[III-3] **A.Thanachayanont**

A 1.5-V CMOS Fully Differential Inductorless RF Bandpass Amplifier

Proc. IEEE ISCAS, pp. 49-52, Vol. 1, 2001.

[III-4] **T. Bakken and J. Choma**

Gyrator-Based Synthesis of Active On-Chip Inductances

Analog Integrated Circuit and Signal Processing,34, 171-181.2003

[III-5] **F. Yuan**

CMOS Active Inductors and Transformers: Principle, Implementation and Applications

Springer, 2008.

[III-6] **JARJAR Mariem, EL OUAZZANI Nabih**

Synthesis of a microwave CMOS active inductor using simple current mirror-based operational Transconductance Amplifier (OTA)

International Journal of Scientific & Engineering Research, Volume 7, Issue 10, October-2016 ISSN 2229-5518-2016

[III-7] **H. Xiao, R. Schaumann, and W. Daasch**

A radio-frequency CMOS active inductor and its application in designing high-Q filters

Proc. IEEE Int'l Symp. Circuits Syst., vol. 4, Vancouver, May 2004, pp. 197–200.

[III-8] **NOUREDDINE Ali**

Une large bande amplificateur en mode courant réaliser à partir d'OTA et ces applications

Mémoire de fin d'étude, 2010

[III-9] **A. Pacaud**

Electronique radiofréquence

Ellipses 24 mai 2000

[III-10] **Mohamed Ali SKIMA, Mohamed Salah KAROUI, Hamadi GHARIANI, Mounir SAMET**

S-PARAMETERS EXTRACTION OF A MULTI-PORT NETWORK USING PSPICE

1rst International Conference on Smart , Monitored and Controlled Cities (ICSM2C-2017) feb 17-19

[III-11] **JARJAR Mariem, EL OUAZZANI Nabih**

Design of an OTA-based microwave active bandpass filter

International Conference on Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems (WITS), FES 2017.

CHAPITRE VI

FILTRES BUTTERWORTH ET CHEBYSHEV A STRUCTURE COUPLÉE

I- INTRODUCTION

L'utilisation de filtres en fréquences microondes nécessite des configurations et des composants spécifiques, ce qui exige une méthode de conception appropriée

La méthode de la perte d'insertion [V-1] est l'une des techniques les plus répandues dans la conception des filtres modernes. Elle se base sur le calcul des éléments du filtre qui sont généralement des composants discrets. Elle permet aussi d'avoir un bon contrôle sur la bande passante et la bande de réjection du signal.

La conception suit la procédure illustrée sur la figure V-1 en faisant appel au prototype passe-bas, et ce pour toute fonction de filtrage.

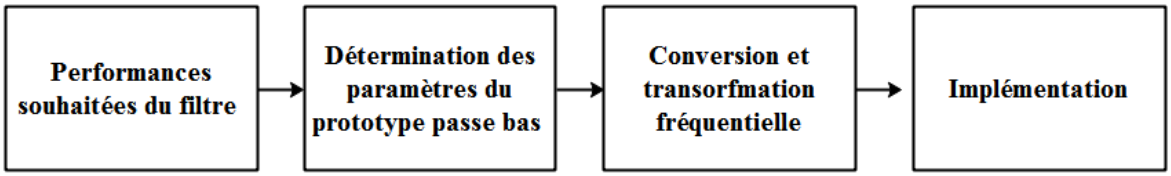


Figure IV- 1 : Processus de conception par la méthode de la perte d'insertion.

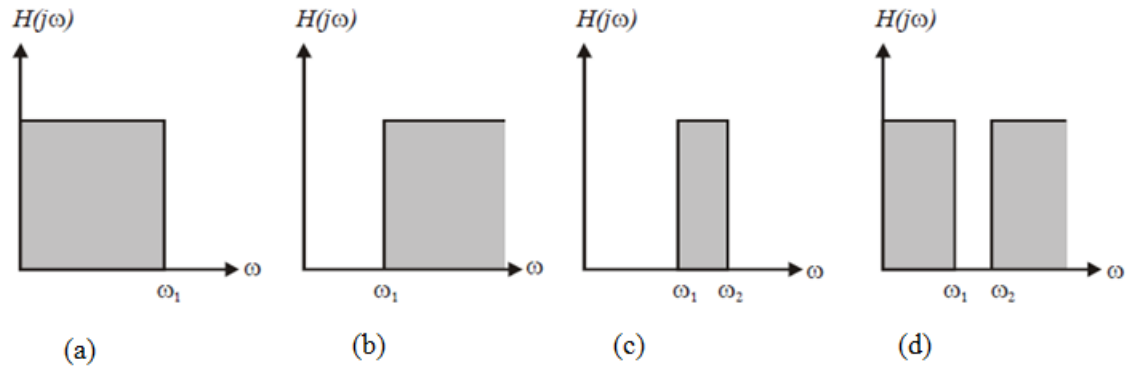
Dans ce chapitre, nous présentons le concept général des filtres microondes, puis, nous nous intéressons à la méthode des pertes d'insertion qui permet de synthétiser un filtre passe-bas et d'autres filtres grâce à la transformation fréquentielle. Les réponses peuvent être de type Butterworth ou Chebyshev.

Les performances en termes de réjection et du niveau du bruit sont également examinées. La comparaison entre plusieurs filtres ayant des réponses différentes d'ordre deux et trois permet de conclure sur l'importance des circuits considérés.

II- PARAMETRES DES FILTRES.

Un filtre idéal est un circuit qui n'apporte aucune distorsion au signal, il se caractérise par une atténuation nulle en bande passante et infinie en bande coupée ainsi qu'une largeur de transmission nulle entre la bande passante et la bande coupée [IV-2].

La figure IV-2 présente les réponses fréquentielles des différents types de filtres idéaux :



(a) passe-bas, (b) passe-haut (c) passe-bande (d) coupe-bande

Figure IV- 2 : Réponses fréquentielles

Il est possible d'approcher une conception d'un filtre réel qui satisfait le gabarit souhaité par rapport au filtre idéal en considérant:

- l'atténuation minimale de la bande passante.
- l'atténuation maximale de la bande coupée.
- la largeur de la bande de transition.

De plus, on peut définir d'autres caractéristiques spécifiques de la réponse fréquentielle du filtre passe-bande citées ci-dessous et illustrées sur la figure IV-3:

- Fréquence centrale, f_0.
- Fréquences de coupure à 3 dB (f_{C1},f_{C4}).
- Bande passante relative à 3 dB (f_{C4}-f_{C1}/f_0).
- Ondulation.
- Perte d'insertion dans la bande α_1.
- Niveaux de réjection dans la bande atténuée.

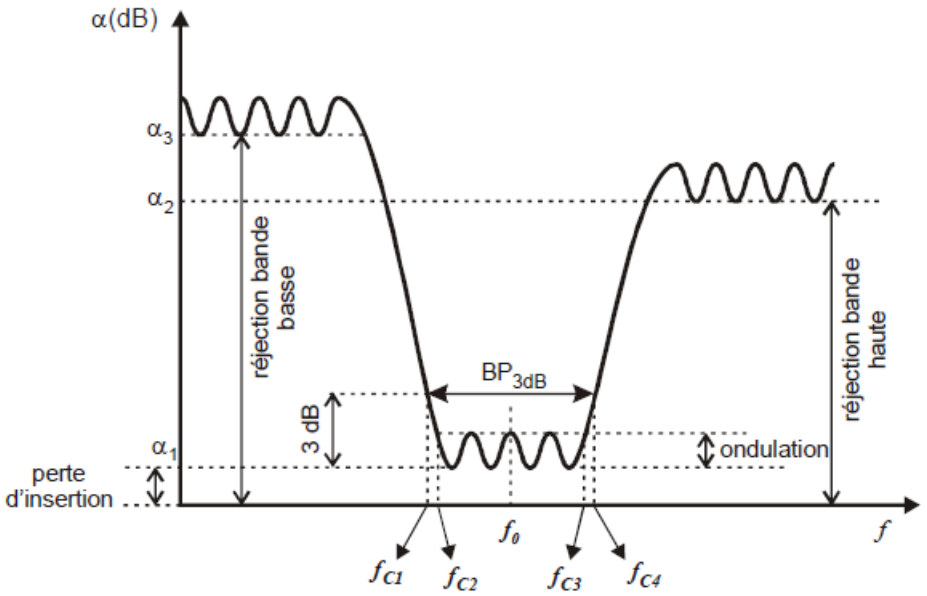


Figure IV- 3: Gabarit en amplitude d'un filtre passe-bande

III- SYNTHESE DES FILTRES PASSE-BAS, PASSE-HAUT ET PASSE-BANDE PAR LA METHODE DE LA PERTE D'INSERTION

1- Structure classique du filtre passe-bas

Le prototype passe-bas se compose d'éléments discrets comme le montre la figure V-4. Les deux schémas du prototype du filtre passe-bas sont composés alternativement de capacités shuntées et d'inductances en séries. L'ordre N du filtre imposera le nombre de composants du prototype [IV-3].

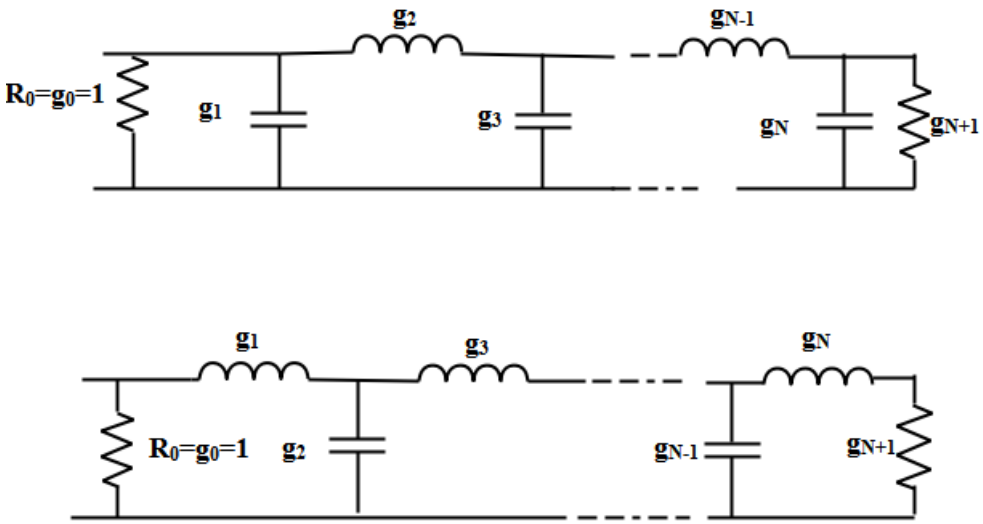


Figure IV- 4: Prototypes de normalisation du filtre passe-bas

La procédure de synthèse se base sur la normalisation des éléments du prototype passe-bas, définissant des paramètres g_k.

Généralement, les éléments g_k du circuit du filtre passe-bas sont définis par rapport à l'impédance de source et le choix la réponse en amplitude Butterworth ou Chebyshev.

L'ordre du filtre N est choisi selon la réjection du signal et déterminé par les courbes présentées en annexe C.

Après avoir déterminé l'ordre N du filtre et les paramètres g_k, les éléments sont calculés grâce aux relations suivantes selon le niveau de réjection demandé [V-4]:

$$C_k = \frac{g_k}{R_0 \omega_c} \tag{IV-1}$$

$$L_k = \frac{R_0 g_k}{\omega_c} \tag{IV-2}$$

où ω_c est la pulsation de coupure.

La figure IV-5 présente la structure de filtre passe-bas.

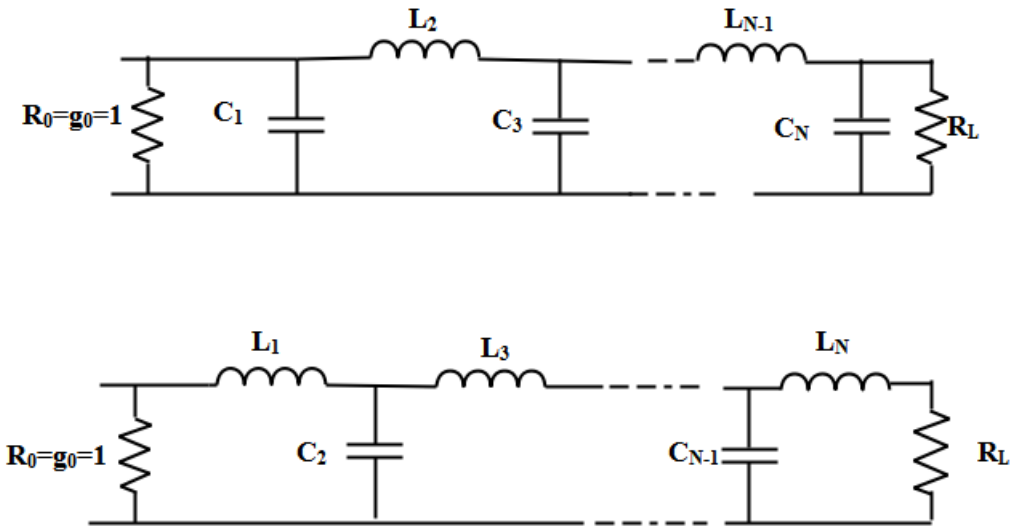


Figure IV- 5 : Structure d'un filtre passe-bas

2- Transposition aux autres types de filtres

2.1- Synthèse du filtre passe-haut

Afin de réaliser un filtre passe-haut, il suffit de remplacer les inductances du filtre passe-bas par des capacités et réciproquement, d'où le circuit présenté sur la figure IV-56.

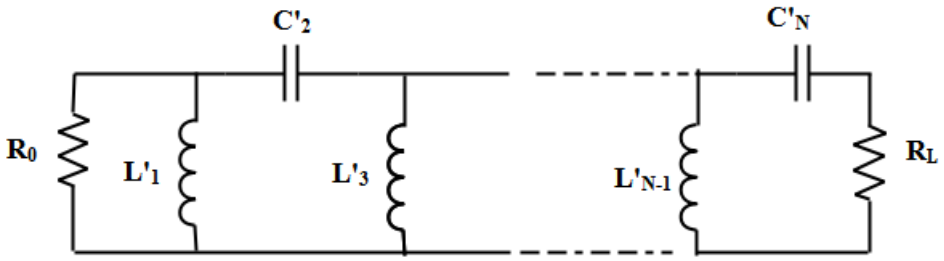


Figure IV- 6: Structure d'un filtre passe-haut

Les nouveaux éléments C'$_k$ et L'$_k$ sont calculées à partir du prototype passe-bas comme suit [V-4]:

$$C_k' = \frac{1}{\omega_c L_k} \tag{IV-3}$$

$$L_k' = \frac{1}{\omega_c C_k} \tag{IV-4}$$

2.2- Synthèse du filtre passe-bande

La bande passante relative du filtre est :

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} = \frac{BW}{\omega_0} \tag{IV-5}$$

ω_1 et ω_2 sont les limites de la bande passante et ω_0 la pulsation centrale.

Le passage du prototype passe-bas au filtre passe-bande consiste à remplacer les inductances par des circuits résonants LC série et les capacités par des résonants LC parallèles, comme illustré sur la figure IV-7.

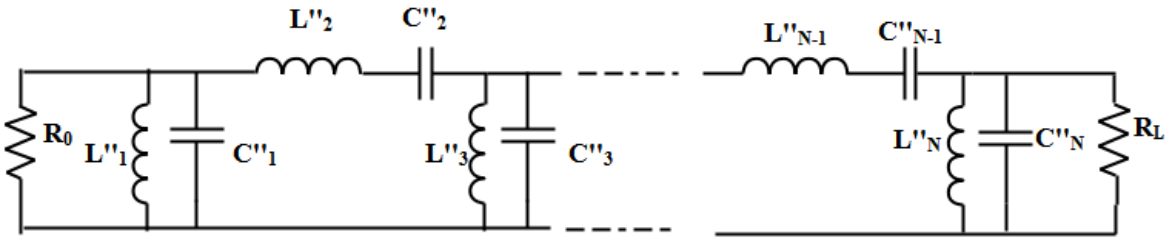


Figure IV- 7: Structure du filtre passe-bande

Les éléments du filtre passe-bande sont calculés à partir de prototype passe-bas comme suit [V-4]:

- Éléments du résonateur série :

$$C_k'' = \frac{\Delta}{\omega_0 L_k} \tag{IV-6}$$

$$L_k'' = \frac{\Delta}{\omega_0 C_k} \tag{IV-7}$$

- Éléments du résonateur parallèle :

$$C_k'' = \frac{C_k}{\Delta\omega_0} \tag{IV-8}$$

$$L_k'' = \frac{\Delta}{\omega_0 C_k} \tag{IV-9}$$

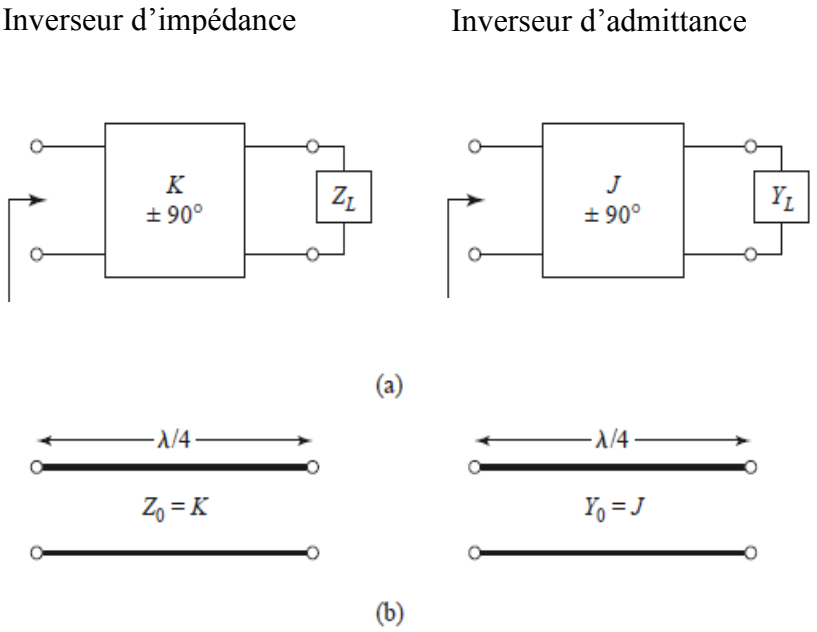
3- Problématique de conception et amélioration.

Les structures à éléments localisés développées précédemment présentent deux problèmes d'un point de vue réalisation et performances. En premier lieu, les valeurs des inductances et des condensateurs discrets ne sont généralement disponibles que pour une plage limitée et peuvent être difficiles à mettre en œuvre en hyperfréquences, ce problème peut être contourné en utilisant des circuits équivalents. D'autre part, la présence de plusieurs inductances passives contribue certainement à l'augmentation des pertes dans le filtre.

Parmi les outils disponibles utilisés pour réduire le nombre d'inductances, il y'a l'insertion d'inverseurs d'impédance ou d'admittance dans le circuit.

Le fonctionnement conceptuel des inverseurs d'impédance et d'admittance est illustré sur la figure IV-8-a; ils peuvent être utilisés pour transformer des éléments connectés en série en éléments connectés en parallèle, ou inversement [IV-5].

Dans sa forme la plus simple, un inverseur d'impédance ou d'admittance peut être construit à l'aide d'un transformateur quart d'onde d'impédance caractéristique appropriée, comme illustré sur IV-8-b.



(a)- Inverseurs d'impédance et d'admittance.

(b)- Exemples de réalisation par lignes quart d'onde.

Figure IV- 8: Inverseurs d'impédance et d'admittance.

λ est la longueur d'onde correspondant à la fréquence centrale

En considérant le circuit de la figure IV-7, l'impédance et l'admittance d'entrée (Z_{in} *et* Y_{in}) peuvent être exprimées par les relations IV-10 et IV-11.

$$Z_{in} = \frac{K^2}{Z_L} \qquad \text{(IV-10)}$$

$$Y_{in} = \frac{J^2}{Y_L} \qquad \text{(IV-11)}$$

Outre les transformateurs quart d'onde, il existe d'autres circuits à éléments localisés qui réalisent la fonction d'inversion comme le montre la figure IV-9 :

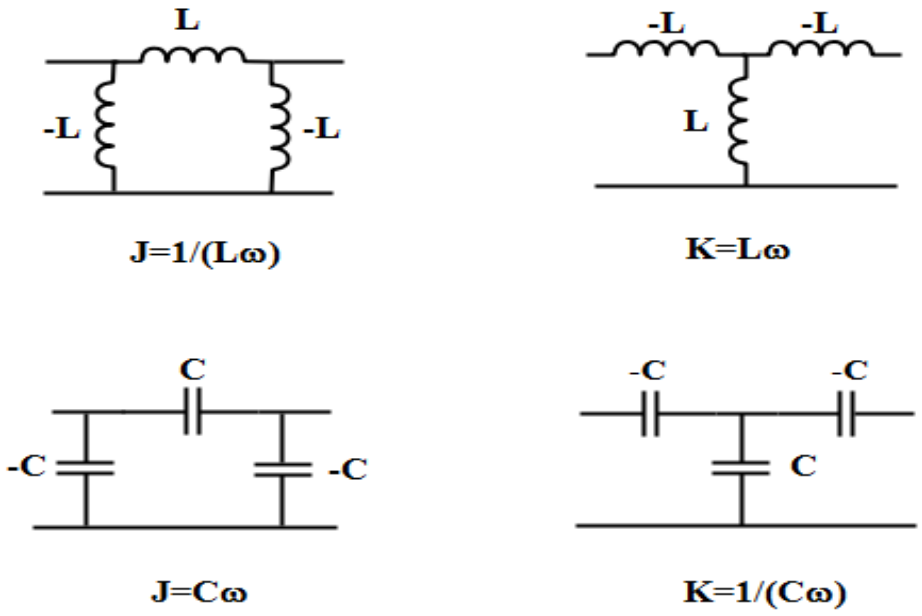


Figure IV- 9: Inverseurs d'impédance et d'admittance à éléments discrets

Nous remarquons que les deux circuits possèdent des composants ayant des valeurs négatives qui sont absorbées par l'adjonction d'autres valeurs positives.

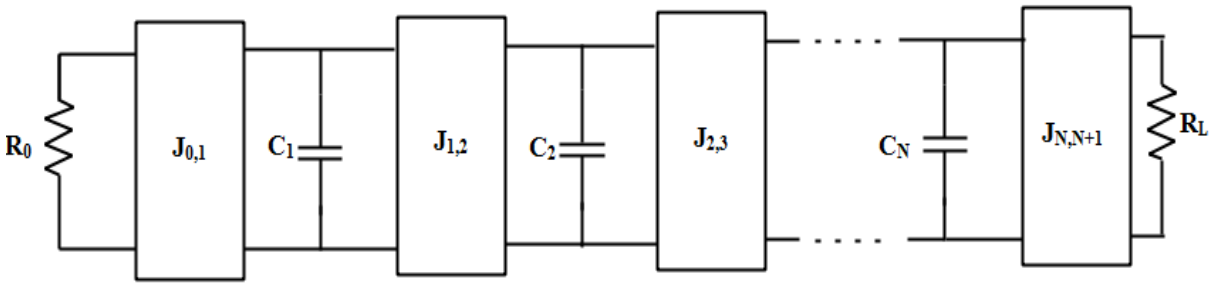
IV- METHODE DE CONCEPTION D'UN FILTRE PASSE-BANDE A COUPLAGE DIRECT

1- Structure du couplage

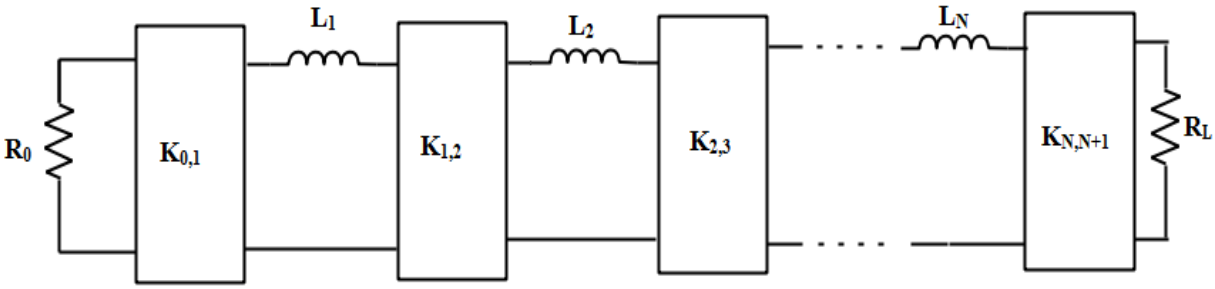
En raison de leur propriété d'inversion, les inverseurs d'admittance et d'impédance ont la capacité de convertir une inductance / capacité mise à la masse en une capacité / inductance série et inversement [IV-6].

En exploitant cette propriété, le prototype passe-bas normalisé conventionnel peut être converti en deux prototypes équivalents.

La figure IV-10-a montre un circuit du filtre passe-bas dans lequel toutes les inductances série sont remplacées par des capacités mises à la masse séparées par des inverseurs d'admittance J appropriés. De la même manière, le circuit de la figure IV-10-b est obtenu en remplaçant toutes les capacités mises à la masse par des inductances série et des inverseurs d'impédance K.



(a)



(b)

Figure IV- 10: Prototypes du filtre en utilisant les inverseurs J et K

Les valeurs des composants du filtre passe-bas classique dépendent des coefficients g_k. Qualitativement, les facteurs d'inversion K et J sont choisis de telle sorte que l'impédance d'entrée et l'impédance de sortie à n'importe quel étage soient identiques à l'impédance correspondante du prototype classique. Par conséquent, les paramètres K et J sont strictement liés aux coefficients g_k ainsi qu'aux valeurs des capacités et des inductances conçues pour chaque étage. Les facteurs J et K peuvent être calculés selon les équations suivantes [IV-6]:

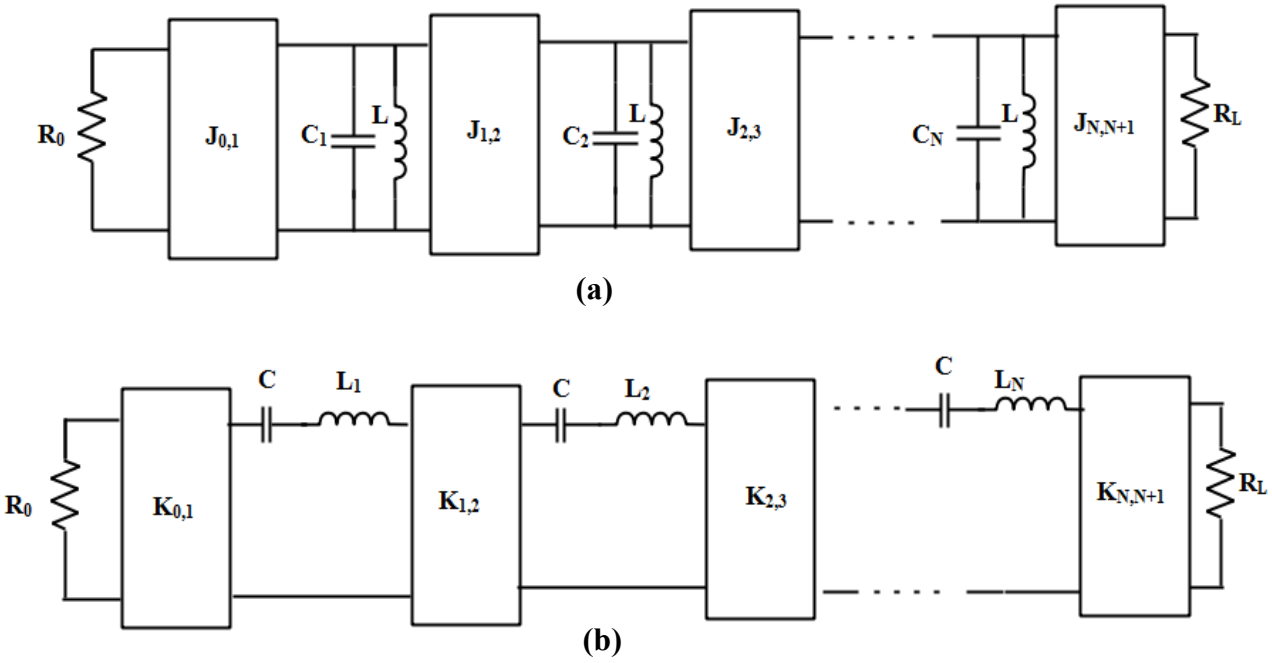
$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{C_1}{Z_0 g_0 g_1}} \quad , \quad J_{i,i+1} = \sqrt{\frac{C_i C_{i+1}}{g_i g_{i+1}}} \quad , \quad J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{C_n}{Z_0 g_n g_{n+1}}} \qquad \text{(IV-12)}$$

$$K_{0,1} = \sqrt{\frac{Z_0 L_1}{g_0 g_1}} \quad , \quad K_{i,i+1} = \sqrt{\frac{L_i L_{i+1}}{g_i g_{i+1}}} \quad , \quad K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{Z_0 L_n}{g_n g_{n+1}}} \qquad \text{(IV-13)}$$

L'impédance caractéristique de l'entrée Z_0 et la charge de circuit R_L sont égales à 50Ω. Les J_{i+1} et K_{i+1} représentent respectivement l'impédance et l'admittance inverse entre les $i^{éme}$ et $(i+1)^{éme}$ résonateurs.

2- Calcul des éléments du filtre passe-bande à structure couplée

La structure conventionnelle du filtre passe-bande consiste en la connexion de résonateurs en série alterne avec des résonateurs parallèles shuntés (figure IV-6). À cause des problèmes évoqués dans (III-3), nous nous intéressons à une structure alternative issue du prototype passe-bas, décrite précédemment, afin de réduire le nombre d'inductances utilisées, et par la suite, minimiser les pertes. Cette structure est illustrée sur la figure IV-11.



(a) -Inverseurs d'admittance.

(b) -Inverseurs d'impédance.

Figure IV- 11: Prototype de filtres passe-bande

Selon la figure IV-11-a, lors de la conception du filtre, il est judicieux d'utiliser des résonateurs ayant des inductances identiques. Les paramètres d'admittance et d'impédance du filtre passe-bande peuvent être déduits à partir des équations suivantes [IV-4] :

$$J_{0,1} = \sqrt{\frac{C_0 BW}{Z_0 g_0 g_1}} \;;\; J_{i,i+1} = \frac{BWC_0}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \;;\; J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{C_0 BW}{Z_0 g_n g_{n+1}}} \qquad \text{(IV-14)}$$

Avec $C_0 = \dfrac{1}{(2\pi f_0)^2 L}$ et BW est la bande passante.

Le même raisonnement est appliqué pour la structure IV-11-b en choisissant des résonateurs ayant des capacités identiques [IV-6] :

$$K_{0,1} = \sqrt{\frac{Z_0 L_0 BW}{g_0 g_1}} \;, K_{i,i+1} = \frac{BWL_0}{\sqrt{g_i g_{i+1}}}, K_{N,N+1} = \sqrt{\frac{Z_0 L_0 BW}{g_N g_{N+1}}} \qquad \text{(IV-15)}$$

Avec $L_0 = \dfrac{1}{(2\pi f_0)^2 C}$

Les inverseurs entre résonateurs peuvent être réalisés par couplage inductif, couplage capacitif ou couplage magnétique. L'utilisation de résonateurs à couplage capacitif dans la conception des filtres est avantageuse puisqu'elle occupe une surface réduite et présente un facteur de qualité supérieure à celui des inductances. Étant donné que les inverseurs d'admittance et d'impédance peuvent être remplacés par l'un des circuits équivalents présentés sur la figure IV-9, il est possible d'utiliser les réseaux capacitifs en T ou en Pi comme inverseurs pour coupler les résonateurs. Il est important de noter que les capacités négatives des inverseurs doivent être absorbées par celles des résonateurs.

Cependant, les capacités négatives adjacentes à la source et à la charge ne peuvent pas être absorbées selon la méthode décrite. Par conséquent, un autre circuit équivalent doit être inséré afin de traiter les inverseurs J et K aux deux extrémités. Ces réseaux de couplage réalisés conduisent à des structures couplées en C illustrées sur la figure IV-12. Les inverseurs aux extrémités sont différents de ceux du milieu [IV-6].

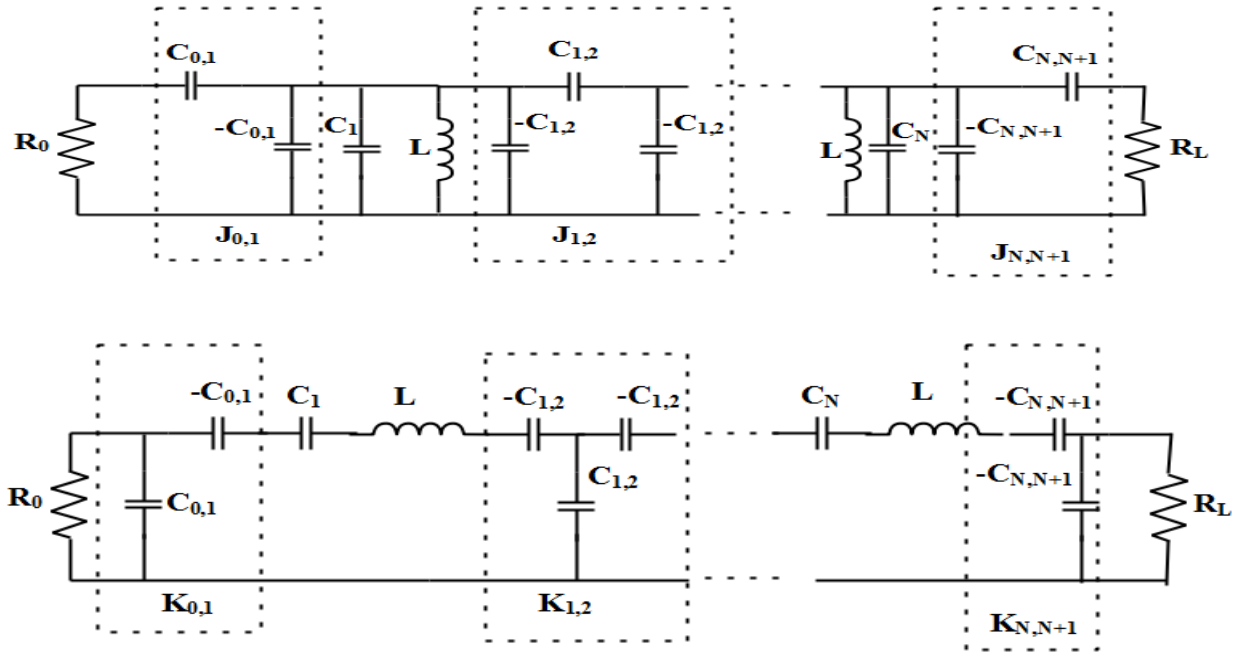


Figure IV- 12: Structure à capacités couplées

Les valeurs des capacités de tout le circuit sont déterminées à partir des équations suivantes selon le mode de couplage [IV-6] :

- Couplage shunté

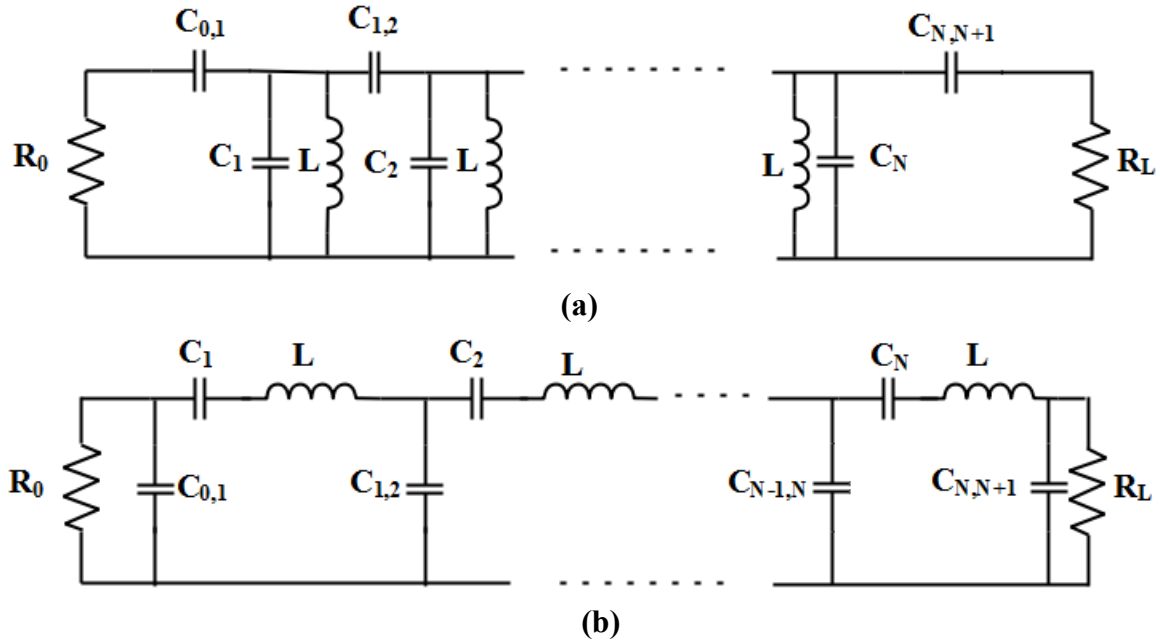
$$C_{0,1} = \frac{J_{0,1}}{2\pi f_0 \sqrt{1-(J_{0,1}Z_0)^2}} \;,\; C_{i,i+1} = \frac{J_{i,i+1}}{2\pi f_0} \;,\; C_{N,N+1} = \frac{J_{N,N+1}}{2\pi f_0 \sqrt{1-(J_{0,1}Z_0)^2}} \qquad \text{(IV-16)}$$

- Couplage série

$$C_{0,1} = \frac{\sqrt{1-(K_{0,1}/Z_0)^2}}{2\pi f_0 K_{0,1}} \;;\; C_{i,i+1} = \frac{1}{2\pi f_0 K_{i,i+1}} \;;\; C_{N,N+1} = \frac{\sqrt{1-(K_{N,N+1}/Z_0)^2}}{2\pi f_0 K_{N,N+1}} \qquad \text{(IV-17)}$$

$C_{0,1}$ et $C_{N,N+1}$ représentent les capacités de couplage aux deux extrémités. Les capacités de couplage entre les $i^{ème}$ et $(i + 1)^{ème}$ résonateurs sont représentés par les condensateurs $C_{i,i+1}$.

Après avoir déterminé les valeurs des capacités de couplage en concordance avec les performances du filtre, l'étape suivante consiste à calculer les capacités du circuit résonant, en tenant compte des capacités de couplage négatives absorbées. La conception finale de la topologie du filtre passe-bande à couplage capacitif est illustrée à la figure IV-13.



(a)**:** Filtre à couplage parallèle.

(b) : Filtre à couplage série.

Figure IV- 13: Structures finales du filtre passe-bande

Les capacités des résonateurs des deux topologies C_i sont calculées comme suit [IV-6] :

- Couplage shunté :

$$C_i = C_0 - C_{i-1,i} - C_{i,i+1} \quad \text{(IV-18)}$$

- Couplage série :

$$\frac{1}{C_i} = \frac{1}{C_0} - \frac{1}{C_{i-1,i}} - \frac{1}{C_{i,i+1}} \quad \text{(IV-19)}$$

En résumé, la conception du filtre final suit l'algorithme général formé des équations (IV-14), (IV-16), (IV-18) et (IV-19) (Annexe D).

V- SYNTHESE DE FILTRES ACTIFS TYPE BUTTERWORTH ET CHEBYSHEV A STRUCTURE COUPLEE.

1- Filtres de 2ème ordre

Les paramètres d'entrée du code de calcul sont les coefficients g_k du prototype passe-bas normalisé, la largeur de bande, la fréquence centrale et une valeur d'inductance souhaitée. Les fonctions fournissent toutes les capacités de couplage et les capacités de résonateur des topologies shunt et série couplées en C, respectivement.

Dans cette partie, nous proposons la conception des filtres actifs Butterworth et Chebyshev passe-bande à base de l'inductance active proposée dans le chapitre III. Le tableau suivant montre les valeurs des coefficients g_K de filtres Butterworth et Chebyshev pour un ordre N=2 (Annexe).

Tableau IV- 1: Valeurs des coefficients g_K

	g_1	**g_2**	**g_3**
Butterworth	1,4142	1,4142	1
Chebyshev (Ondulation 1dB)	1.4029	0.7071	1.9841

Les paramètres du filtre sont choisis en adéquation avec l'inductance active déjà proposée d'une valeur de 47,8pH. Notre objectif est de concevoir un filtre de fréquence

centrale de 1,13GHz autour de laquelle le facteur de qualité prend sa valeur maximale et d'une bande passante de 7MHz.

La figure suivante montre le schéma du filtre actif passe-bande [IV-7].

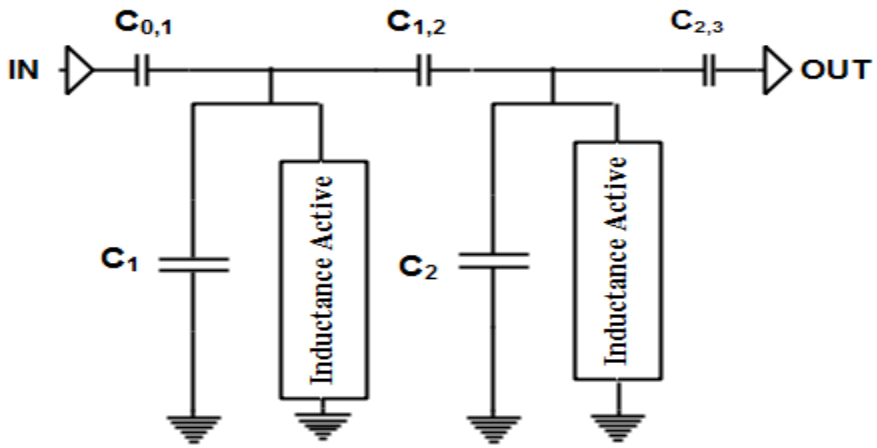


Figure IV- 14: Filtre de 2ème ordre

Nous avons la même configuration pour les deux types de filtres. Les valeurs des capacités utilisées définissent la réponse choisie ; ces valeurs sont résumées dans le tableau suivant :

Tableau IV- 2: Valeurs des différentes capacités du filtre

	$C_{0,1}$(pF)	$C_{1,2}$(pF)	$C_{2,3}$(pF)	C_1(pF)	C_2(pF)
Butterworth	4.03	1.95	4.03	426.40	426.40
Chebyshev (Ondulation 1dB)	2.95	2.40	2.95	425.82	425.82

La simulation des paramètres S_{ij} est réalisée en insérant les sous-circuits REFLECT et XMITS décrits dans n'annexe dans l'environnement PSPICE.

La figure suivante présente une comparaison des paramètres S_{21} et S_{11} des deux filtres actifs. Nous remarquons que les deux filtres présentent des pertes d'insertion presque nulles à la fréquence centrale 1.13GHz avec une bonne réjection du signal dans le cas Chebyshev.

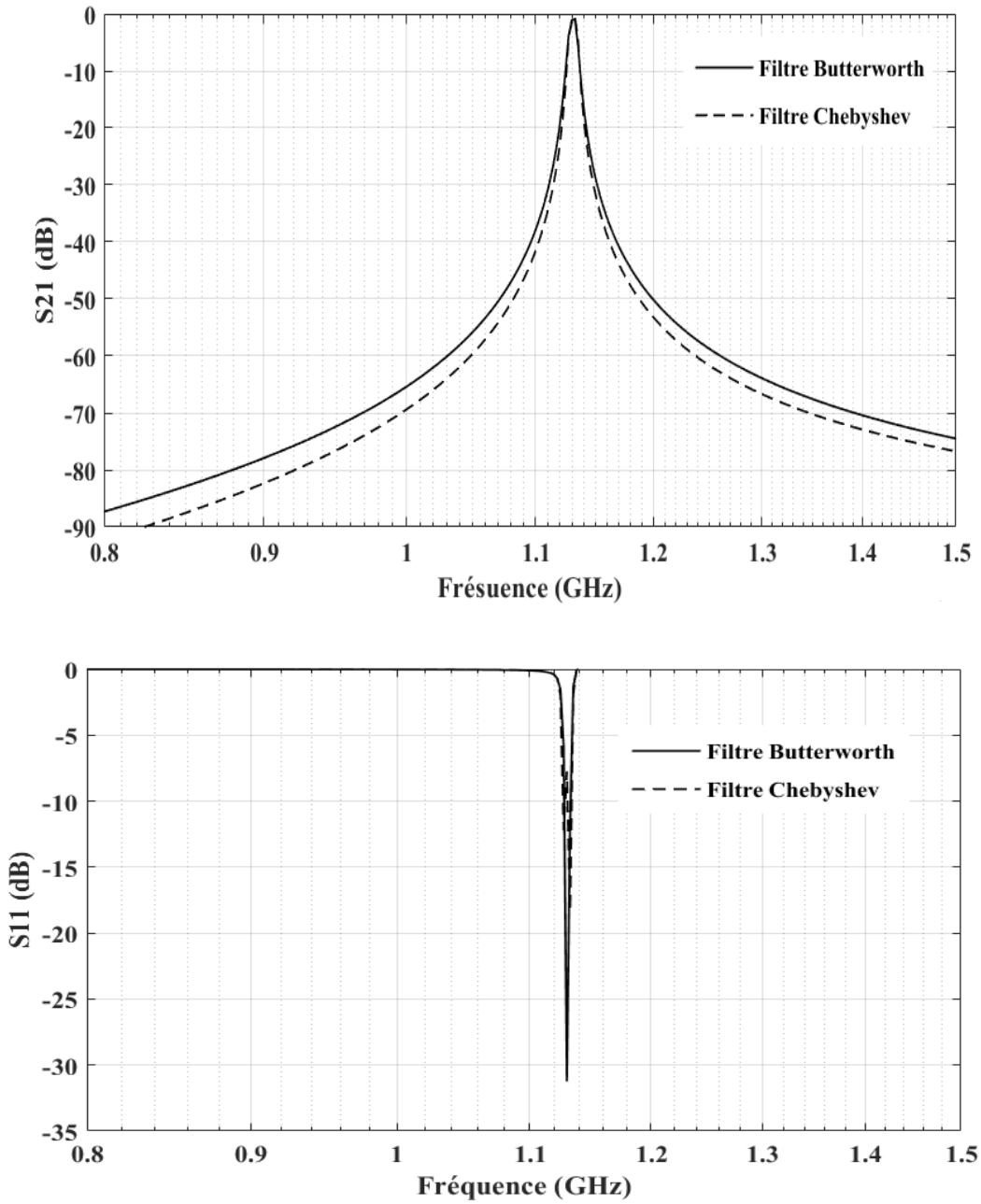


Figure IV- 15: Réponses S_{21} et S_{11} des filtres de 2ème ordre

La figure suivante présente une comparaison des phases et des facteurs de bruit des deux filtres

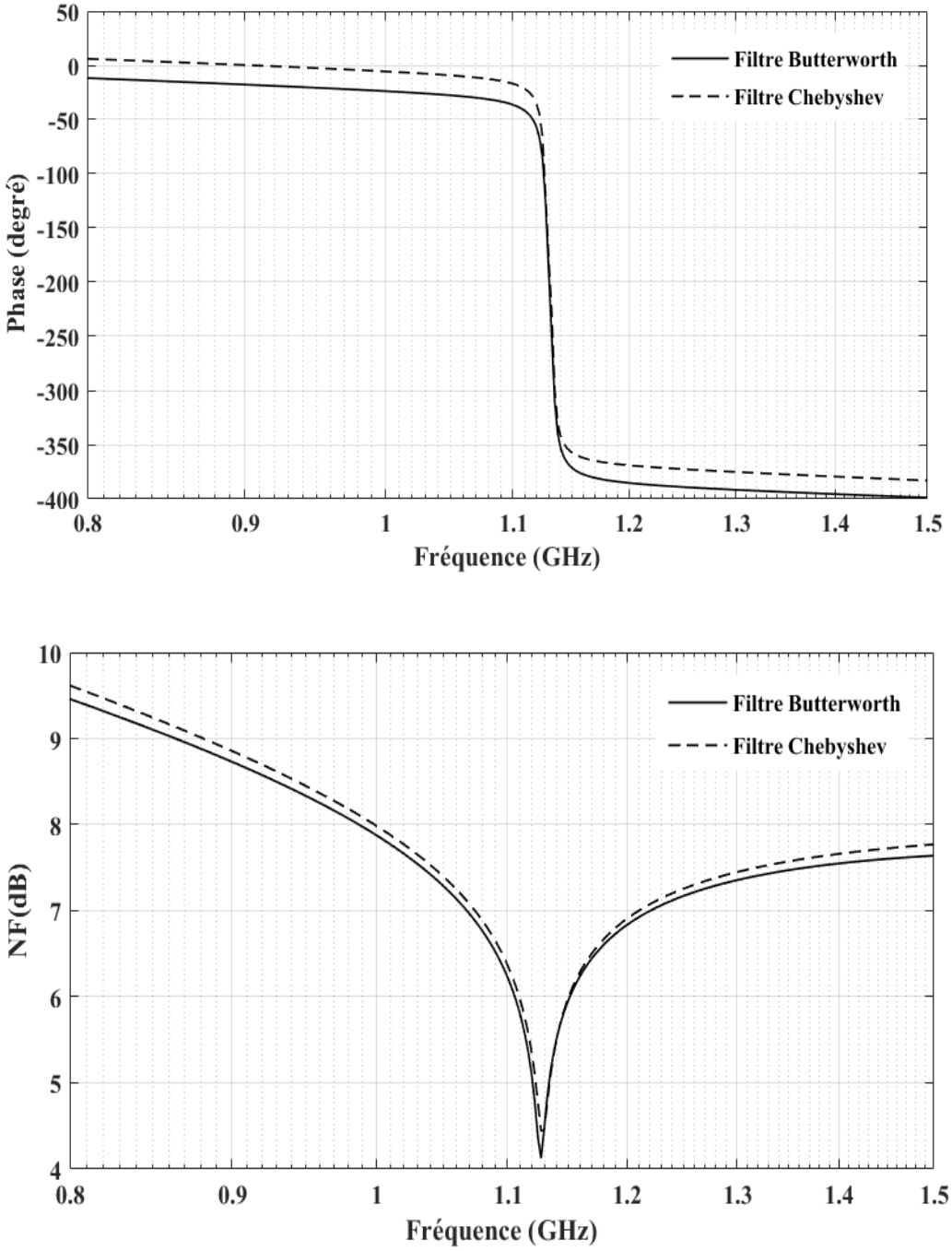


Figure IV- 16: Phase et facteur de bruit des filtres de 2ème ordre

La figure montre un faible facteur de bruit d'une valeur de 4.1dB autour de la fréquence centrale pour les deux topologies proposées. Les deux filtres présentent également une phase linéaire dans la bande passante.

2- Filtres de 3ème ordre

Afin d'améliorer la réponse fréquentielle, nous proposons la conception de filtres de 3ème ordre en gardant toujours les mêmes caractéristiques que celles des filtres précédents.

Le passage au 3ème ordre se fait d'une manière simple, ce qui représente un avantage majeur de la méthode de conception proposée. Elle consiste à ajouter une autre cellule résonnante et à calculer les nouvelles valeurs des différentes capacités en se basant sur l'algorithme déjà expliqué [IV-8].

Tableau IV- 3: Valeurs des coefficients g_k des prototypes d'ordre 3.

	g1	**g2**	**g3**	**g4**
Butterworth	1	2	1	1
Chebyshev (Ondulation 1dB)	1,5963	1,0967	1,5963	1

La figure suivante décrit le filtre de 3ème ordre :

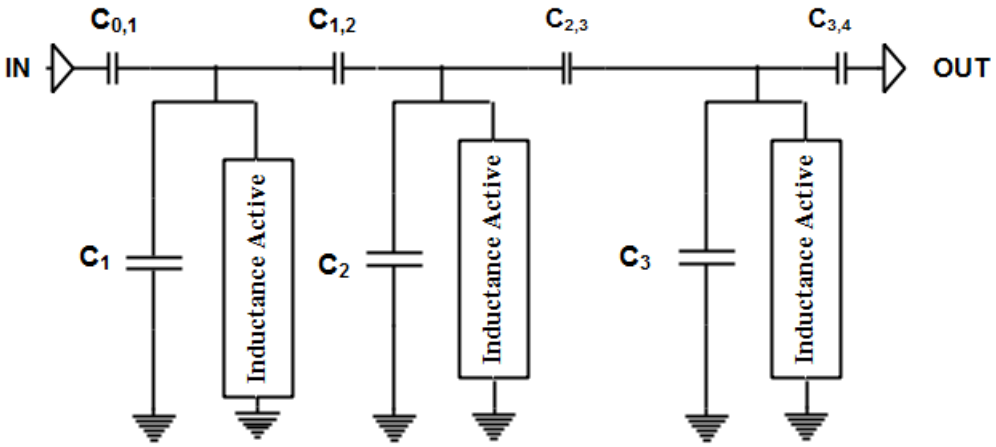


Figure IV- 17: Filtre d'ordre 3.

Le tableau suivant résume les valeurs des capacités constituant les deux filtres proposés :

Tableau IV- 4: Valeurs des composants des filtres de 3ème ordre

	$C_{0,1}=C_{3,4}$ (pF)	$C_{1,2}=C_{2,3}$ (pF)	$C_1=C_3$ (pF)	C_2 (pF)
Butterworth	11.36	1.9	424.95	423.72
Chebyshev (Ondulation 1dB)	2.59	1.84	418.82	418.38

La comparaison des paramètres S_{21} et S_{11}des deux types de filtre est présentée sur la figure IV-18 :

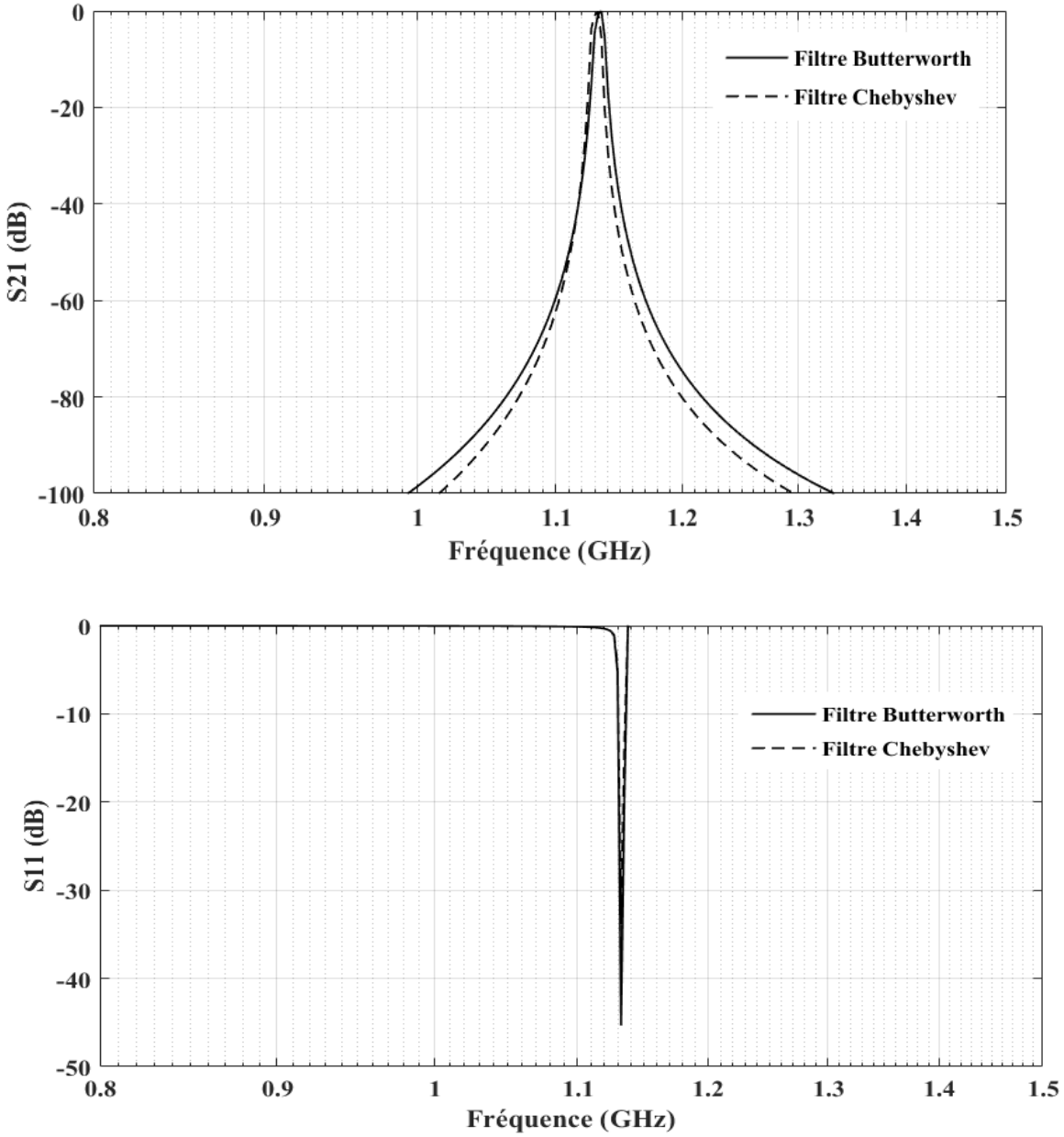


Figure IV- 18: Réponses S_{21} et S_{11} des filtres de 3eme ordre

Les résultats de simulation montrent l'amélioration apportée particulièrement au niveau de la réjection. Le coefficient de réflexion S_{11} est égal à -32dB et -48dB pour les filtres Butterworth et Chebyshev, respectivement, autour de la fréquence centrale f_0=1.13GHz.

Les performances en termes du facteur de bruit et de la phase sont bien illustrées sur la figure IV-18 et sont quasiment identiques à celles du cas précédent :

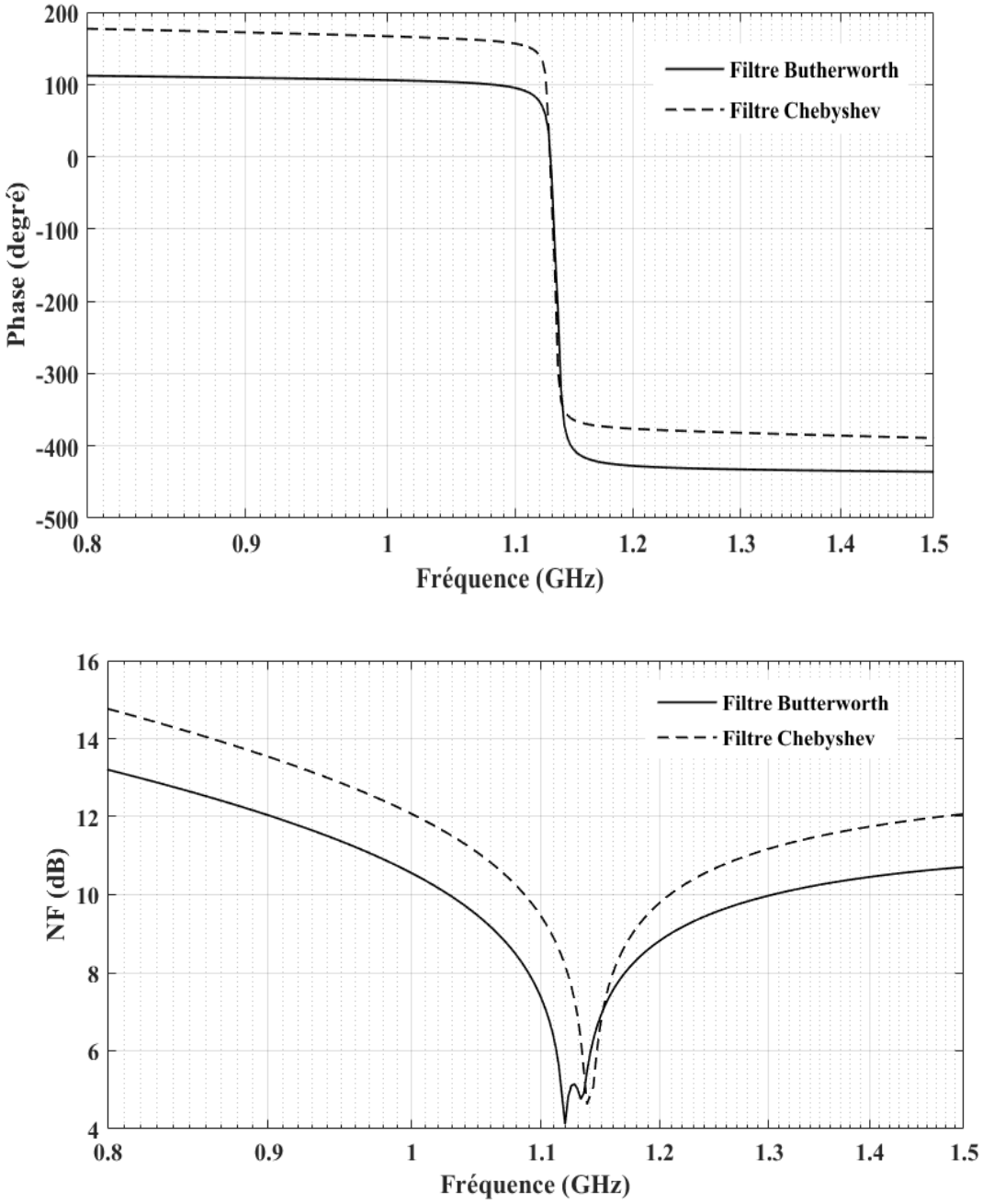


Figure IV- 19: Phase et facteur de bruit des filtres de 3ème ordre

Le tableau IV-5 présente l'ensemble des résultats de simulation de tous les filtres étudiés. Nous constatons, d'une façon générale, que les performances souhaitées ont été atteintes avec une bonne précision. L'amélioration apportée à la réjection grâce au filtre Chebyshev d'ordre 3 en maintenant un bon niveau de bruit est fortement confirmée.

Tableau IV- 5: Résultats des simulations

		BW (-3dB) MHz	BW (-15dB) MHz	NF (f_0) (dB)	NF (f_{c1}) (dB)	NF (f_{c2}) (dB)
Filtres d'ordre 2	**Butterworth**	7	17.8	4.1	4.9	5.03
	Chebyshev	7.6	17.2	4.4	4.9	5.04
Filtres d'ordre 3	**Butterworth**	7.3	11.6	4.1	5.4	5.7
	Chebyshev	7.3	11.3	4.1	4	5.3

VI- CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons abordé une approche de base pour la conception d'un filtre passe-bande. Tout d'abord, nous avons présenté le prototype passe-bas fondamental qui nous a permis de synthétiser le passe-bande via des transformations fréquentielles prédéfinies.

Le filtre passe-bande conçu à partir de cette méthode résulte en l'insertion d'éléments discrets ce qui rend la procédure plus délicate et engendre des pertes importantes.

Afin de surmonter ces problèmes, nous avons proposé d'utiliser les inverseurs d'admittance et d'impédance pour réduire notamment le nombre d'inductances et par la suite minimiser les pertes d'insertion.

Ainsi, nous avons proposé différentes topologies en intégrant l'inductance active présentée dans le chapitre 3. Les résultats de simulation montrent que les filtres respectent les performances ciblées avec un faible niveau de bruit et une bonne linéarité de la phase.

Évidemment, la configuration Chebyshev d'ordre 3 offre les meilleurs résultats et contribue à l'amélioration de la fonction de filtrage actif.

REFERENCE :

[IV-1] **H. Yabuki, M. Matsuo, M. Sagawa, and M. Makimoto**

Miniaturized stripline dual-mode ring resonators and their application to oscillating devices

Microwave Symposium Digest, 1995., IEEE MTT-S International, 1995, pp. 1313-1316 vol.3.

[IV-2] **R. Saal and E. Ulbrich**

On the Design of Filters by Synthesis

Circuit Theory, IRE Transactions on, vol. 5, pp. 284-327, 1958.

[IV-3] **M. Hassler, J. Nierynck**

Traité d'électricité : Filtres électriques volume XIV

Ecole Polytechnique de Lausanne, Edition Georgi

[IV-4] **I. Hunter**

Theoy and Design of Microwave Filters

The Institution of Electrical Engineers, IEE, Londre, 2001

[IV-5] **Jiafeng Zhou**

Microwave Filters, Microwave and Millimeter Wave Technologies from

Photonic Bandgap Devices to Antenna and Applications, Igor Minin (Ed.)2010,

[IV-6] **G. Matthaei, L. Young, E. M. T. Jones**

Microwave Impedance-matching Networks, and Coupling Structures

Artech House, USA, 1985

[IV-7] **JARJAR Mariem, EL OUAZZANI Nabih**

Design of active inductor-based Butterworth and Chebyshev microwave bandpass filters in standard 0.18µm-CMOS technology

International Journal of Reconfigurable and Embedded Systems Vol. 8, No. 1,

March 2019, pp. 27~35 ISSN: 2089-4864, DOI: 10.11591/ijres.v8.i1.pp27-35

[IV-8] **JARJAR Mariem, EL OUAZZANI Nabih**

Design of a 0,18µm CMOS inductor – based bandpass microwave active filter.

1st International Conference on Embedded Systems and Artificial Intelligence (ESAI'19) FES, 2019.

CHAPITRE V

CONCEPTION DE FILTRES CHANNELISES.

I- INTRODUCTION

Les filtres channélisés se basent sur le principe d'addition ou de soustraction pure de fonction de transfert de filtres à titre d'exemple la figure V-1 décrit le principe d'un filtre passe-bande channélisé simple [V-1]:

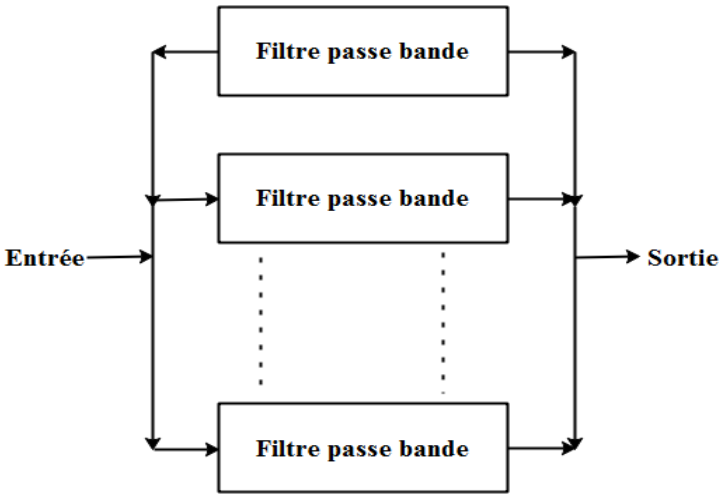


Figure V- 1: Principe du filtre channélisé passe-bande

D'autre part, les filtres actifs transversaux sont sans contraintes de stabilité, mais ont une surface de substrat considérable pour les applications à bande passante étroite.

Ainsi, comme solution alternative, la structure des filtres actifs channélisé peut remplir les conditions de conception ci-dessus [V-2]. Le concept principal est basé sur des canaux de signaux directionnels connectés en parallèle dans le but de générer des fonctions de filtrage [V-3]. Des éléments de retard, qui créent des zéros de transmission, sont incorporés avec des filtres et des amplificateurs dans les branches en fonction de la configuration transversale. Dans ce chapitre, nous développons une procédure de conception d'un filtre actif channélisé transversal en hyperfréquences ayant une réponse elliptique à passe-bande étroites. Les branches sont composées de filtres actifs de réponses identiques de type Chebyshev identiques.

De plus, des circuits de retard à éléments discrets sont également insérés dans structure. Les filtres Chebyshev impliqués dans la réalisation des filtres channélisés sont ceux déjà étudiés et conçus dans le chapitre IV en se basant sur les OTA et les selfs actives.

II- FILTRE TRANSVERSAL-CHANNELISE ACTIF A DEUX BRANCHES

1- Méthode de conception

La figure V-2 présente la structure d'un filtre mixte transversal-channélisé à deux branches [V-4].

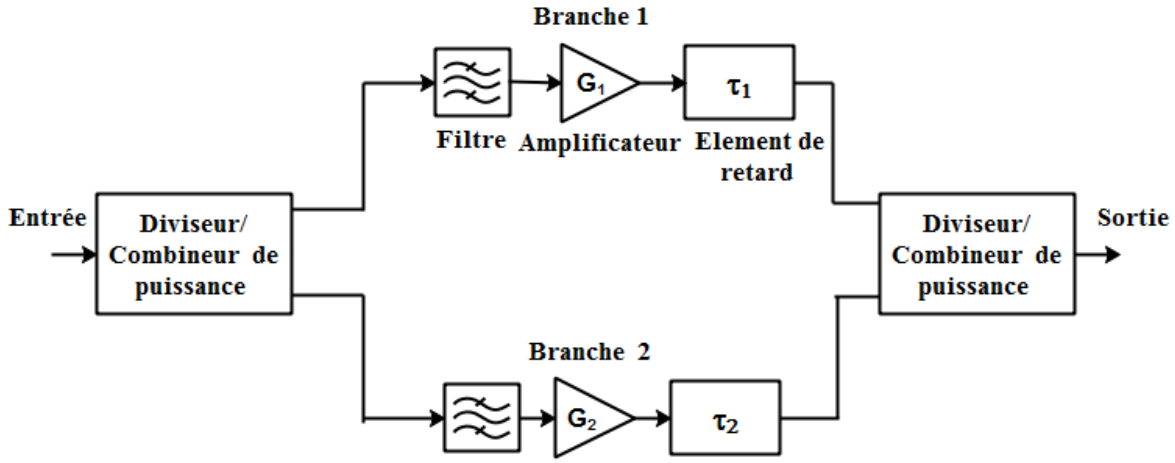


Figure V- 2: Diagramme d'un filtre transversal-channélisé à deux branches.

Dans cette configuration, le filtre est constitué de deux branches, ayant chacune un filtre passe-bande, un amplificateur et un élément de retard. Ces deux branches sont connectées via deux combineurs/diviseurs de puissance [V-5].

La présence d'amplificateurs permet de fixer les coefficients de pondération des deux branches, compenser les pertes dues aux filtres passifs utilisés et assurer l'unilatéralité du circuit. Finalement, comme dans un filtre transversal, les éléments de retard permettent la création des zéros de transmission afin d'obtenir une opposition de phase entre les signaux des deux branches et de les mettre en phase autour de la fréquence centrale du circuit.

Généralement, un filtre transversal-channélisé est constitué alors des éléments suivants :

- Filtres et amplificateurs
- Combineurs / diviseurs de puissance
- Éléments de retard

Cependant, il est possible de réaliser un filtre à deux branches sans l'utilisation de diviseurs/combineurs de puissance [V-6].

La conception d'un tel filtre se fait en deux manières différentes. La première impose l'utilisation d'amplificateur et de filtres identiques pour les deux branches ainsi que des éléments de retard différents. La fonction de transfert est illustrée sur la figure V-3 :

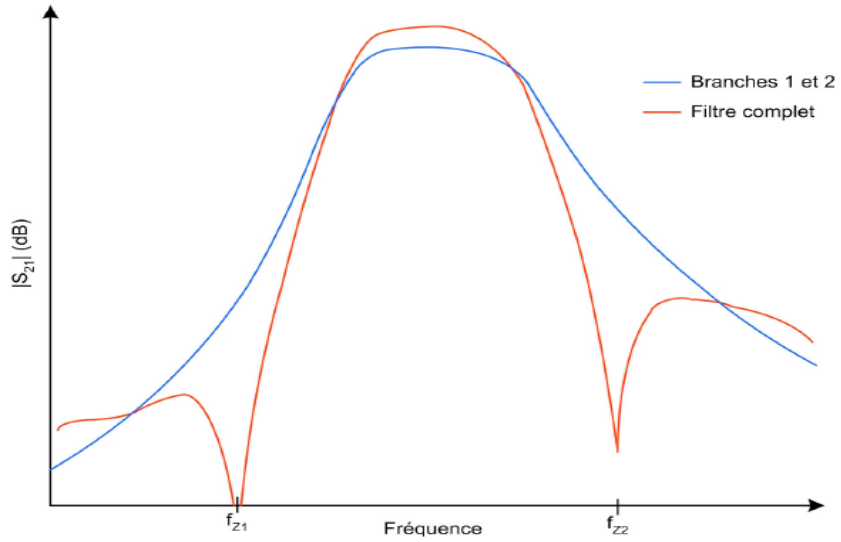


Figure V- 3: Réponse fréquentielle du filtre mixte à deux branches identiques

La deuxième méthode utilise deux branches différentes, les zéros de transmission, dans ce cas, sont obtenus d'une manière approximative. La figure V-4 présente la réponse fréquentielle:

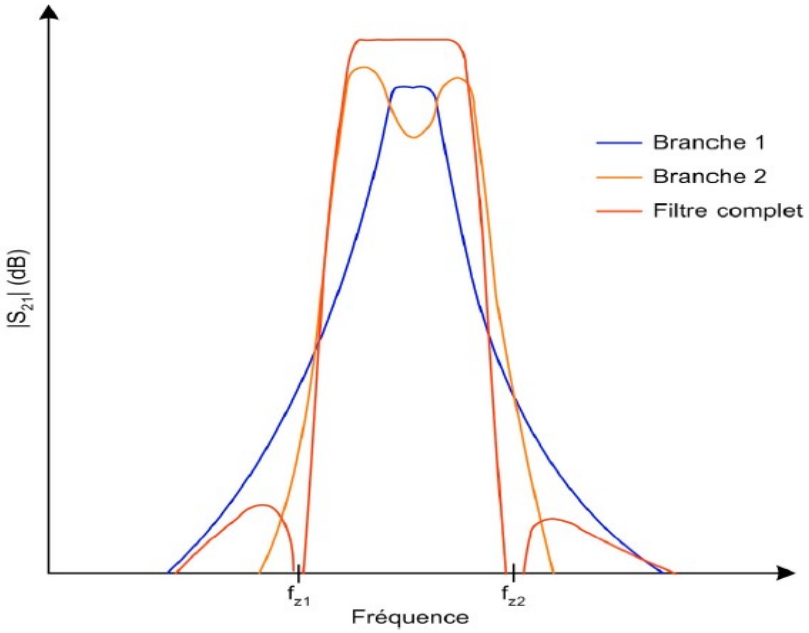


Figure V- 4: Réponse fréquentielle du filtre mixte à deux branches différentes

2- Élément de retard

2.1- Réalisation à l'aide de tronçons de lignes

Une ligne de transmission simple est constituée de deux conducteurs mis en parallèle et séparés par un diélectrique. Elle est décrite par son impédance caractéristique, sa constante d'affaiblissement qui modélise les pertes, et la vitesse de propagation des signaux, qui dépend du diélectrique utilisé. Elle est modélisée par le réseau à éléments localisés de la figure V-5 :

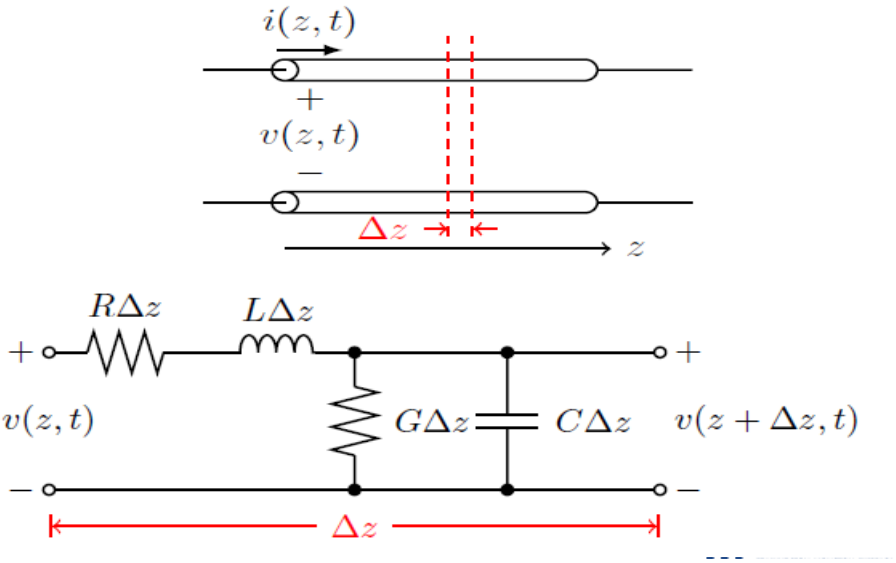


Figure V- 5: Modèle équivalent d'une cellule élémentaire d'une ligne de transmission.

où :

- Δz est la plus petite variation de la ligne de transmission à considérer pour que le courant et la tension soient uniformes.
- R est la résistance linéique en série [Ω/m]. Elle représente les pertes dans les conducteurs.
- L est l'inductance linéique en série [H/m].
- G est la conductance parallèle [S/m]. Elle représente les pertes diélectriques.
- C est la capacité linéique parallèle [F/m].

Dans le cas d'une ligne sans pertes R = G = 0. Le retard créé par une ligne de transmission est décrit par la relation suivante :

$$\tau = l\sqrt{LC} \qquad \text{(V-1)}$$

avec l est la longueur du tronçon. Cet élément assure une opposition de phase entre les branches constituant le filtre ce qui provoque l'apparition des zéros de transmission.

2.2- Retard introduit par des éléments discrets :

Mathématiquement, le retard de phase ou le temps de groupe introduit entre les signaux d'entrée et sortie d'un quadripôle est exprimé selon la formule suivante en fonction de la pulsation :

$$\tau = \left| \frac{d\phi(\omega)}{d\omega} \right| \qquad \text{(V-2)}$$

où $\Phi(\omega)$ désigne la phase de la fonction de transfert en fonction de la pulsation. La figure V-6 illustre bien cet aspect. Le temps de groupe introduit le temps mis par l'onde pour parcourir le circuit.

Il est évident que nous obtenons un temps constant si la variation de la phase est linéaire dans la bande de fréquences considérée.

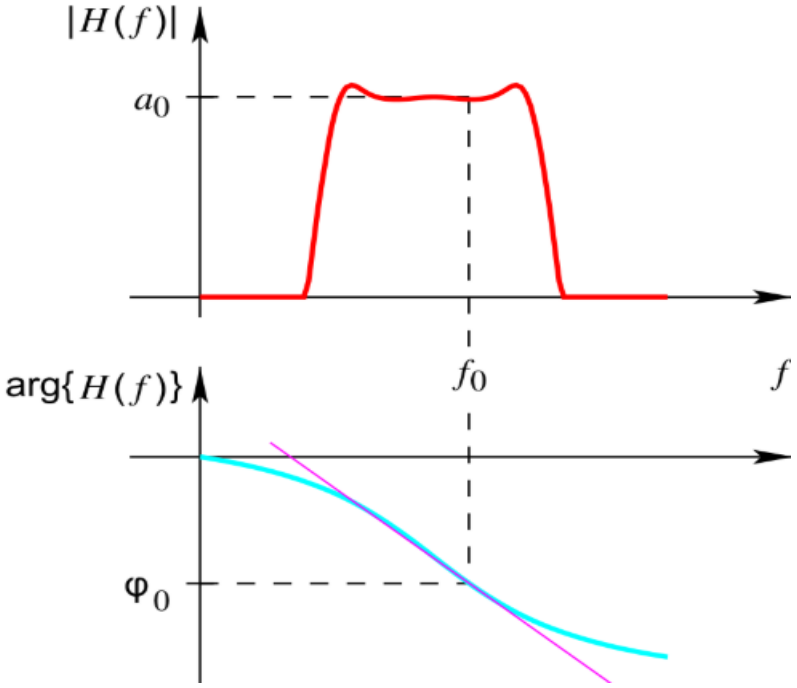


Figure V- 6: Réponse fréquentielle d'un élément de retard d'un filtre passe-bande.

L'utilisation d'une section de retard passive nécessite la mise en cascade de deux cellules, un filtre passe-bas et un filtre passe-haut. Cette combinaison permet d'avoir un déphasage de 180° à la fréquence f_0. La figure V-7 présente le schéma bloc du circuit de retard adopté [V-7]. Cette solution est souvent utilisée dans la conception des filtres récursifs.

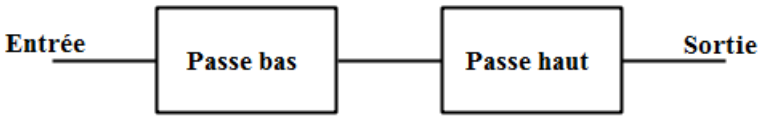


Figure V- 7: Schéma bloc du circuit de retard passif

Pour réaliser l'élément de retard convenable, nous considérons d'abord le filtre passe-bas présenté sur la figure V-8 [V-8] :

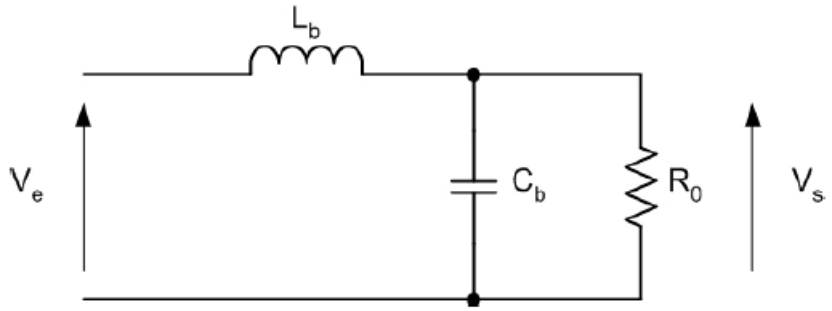


Figure V- 8: Filtre passe-bas

La phase est exprimée par la relation suivante :

$$\phi_{PB} = \arg\left(\frac{V_s}{V_e}\right) = -\arctan\left(\frac{L_b\omega}{R_0(1-L_bC_b\omega^2)}\right) \qquad \text{(V-3)}$$

Le tableau suivant montre les valeurs des composants du filtre passe-bas proposé :

Tableau V- 1: Valeurs des composants du filtre passe-bas

	L_b	**C_b**	**R_0**
Valeur	6.6nH	1.9pF	50Ω

La figure V-9 présente l'allure de la phase en fonction de la fréquence :

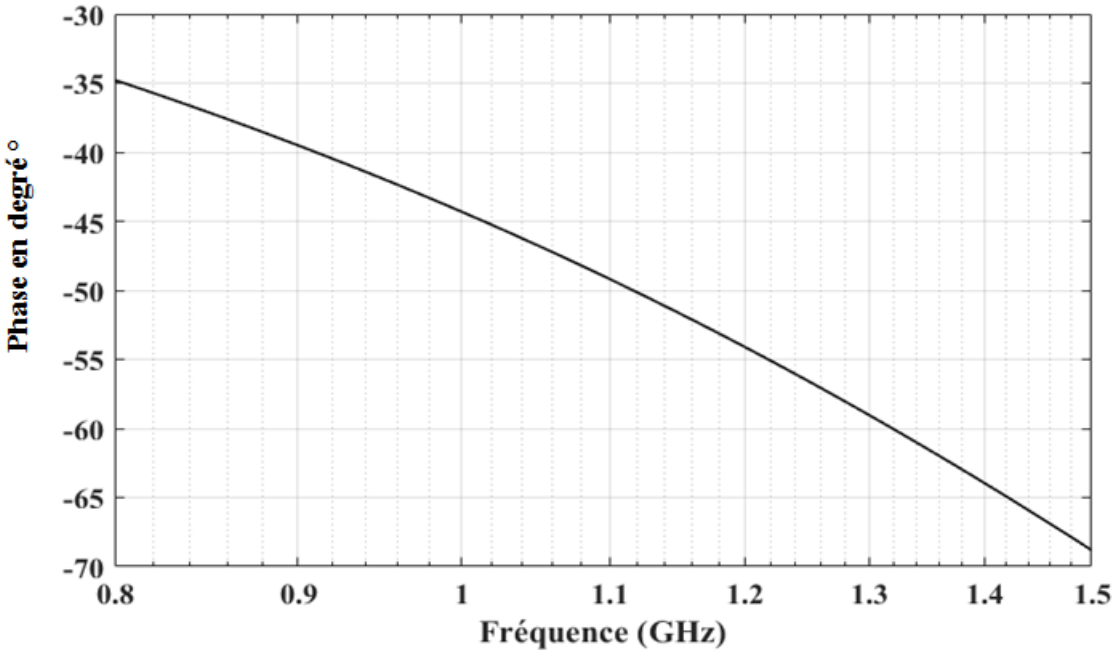


Figure V- 9: Phase du filtre passe-bas

Ensuite, nous considérons le filtre passe-haut illustré sur la figure V-10 :

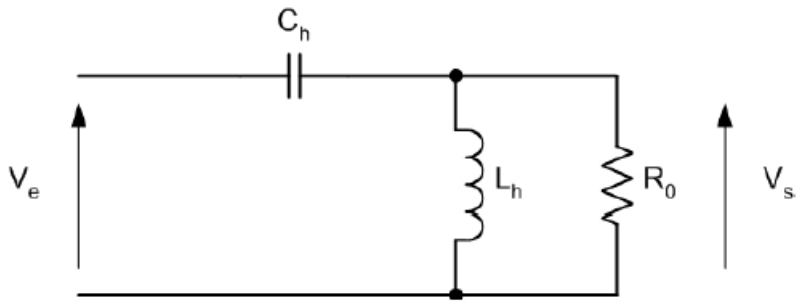


Figure V- 10: Filtre passe-haut.

La phase est donnée par la relation suivante :

$$\phi_{PH} = \arg\left(\frac{V_s}{V_e}\right) = \pi - \arctan\left(\frac{L_h\omega}{R_0(1 - L_hC_h\omega^2)}\right) \quad \text{(V-4)}$$

Le tableau V-2 présente les valeurs des composants du filtre passe-haut :

Tableau V- 2: Valeurs des composants du filtre passe-haut.

	L_h	C_h	R_0
Valeur	13 nH	3.8 pF	50Ω

La phase de filtre passe-haut est donnée par la figure V-11:

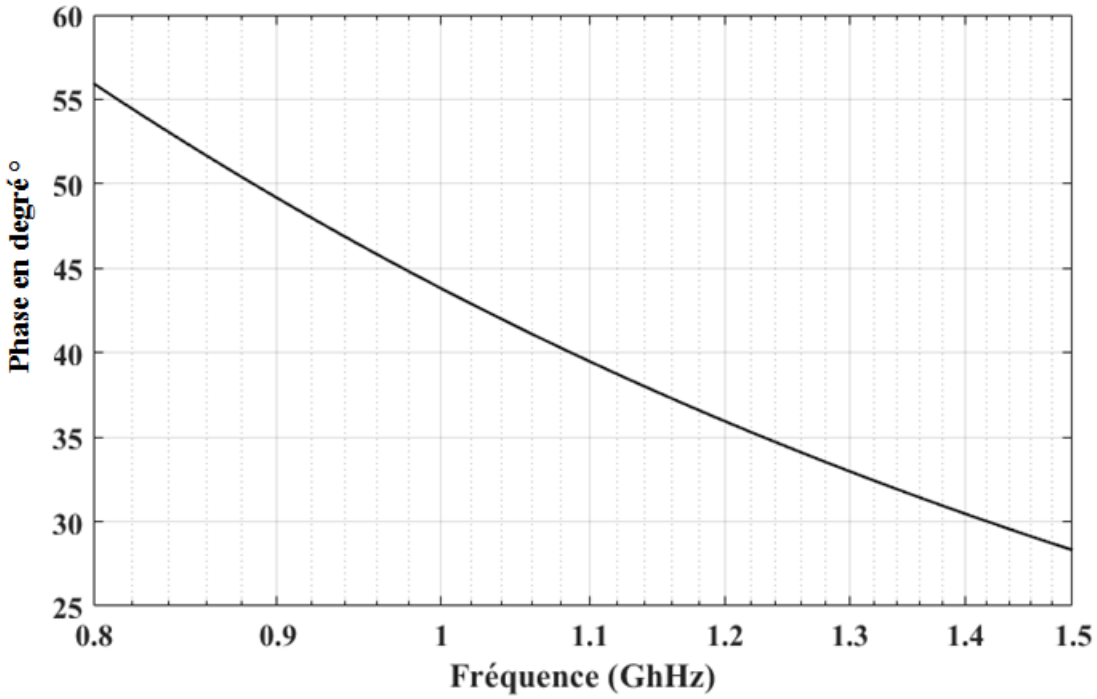


Figure V- 11: Phase du filtre passe-haut.

L'association en cascade des deux filtres passe-bas et passe haut conduit à une réponse type passe-bande (figure V-12).

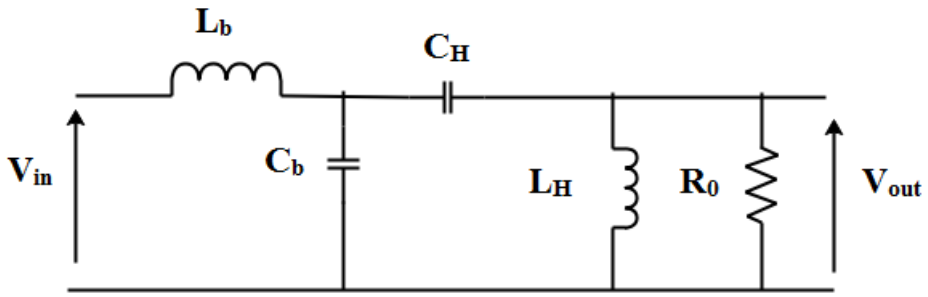


Figure V- 12: Filtre passe-bande

La phase de l'élément de retard passe-bande est exprimée comme suit :

$$\phi = \phi_{PH} + \phi_{PB} \qquad \text{(V-5)}$$

La phase obtenue, présentée sur la figure V-13, est quasi-linéaire entre les deux fréquences f_{PH} et f_{PB}

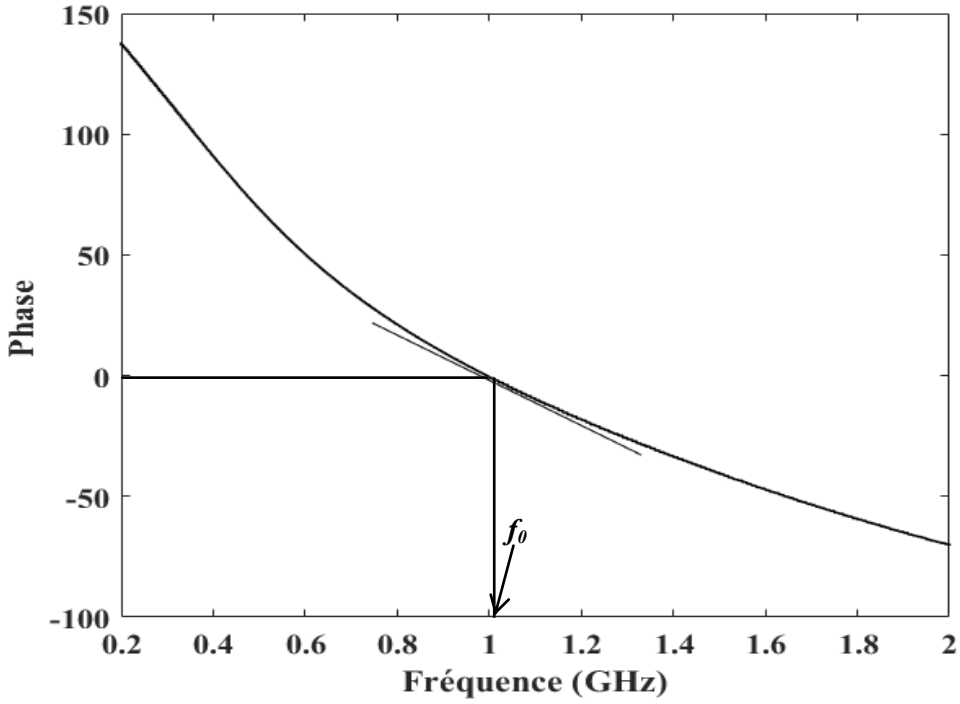


Figure V- 13: Phase du filtre passe-bande

La valeur du retard est donnée par la pente de la phase autour de la fréquence centrale du filtre à Φ=0, elle est ajustable en variant les fréquences de coupure des deux filtres passe-bas et passe-haut.

3- Synthèse d'un filtre transversal channélisé à deux branches

Le filtre transversal-channélisé à deux branches peut facilement être déduit du concept général décrit précédemment. En outre, la mise en œuvre implique généralement une branche principale supportée par un canal auxiliaire sans être connectées via des diviseurs / combineurs de puissance.

La branche principale est constituée de l'association du filtre de Chebyshev actif d'ordre 3, déjà conçu, et d'un circuit de retard à éléments discrets [V-8]. La figure V-14 montre la topologie à deux branches proposée.

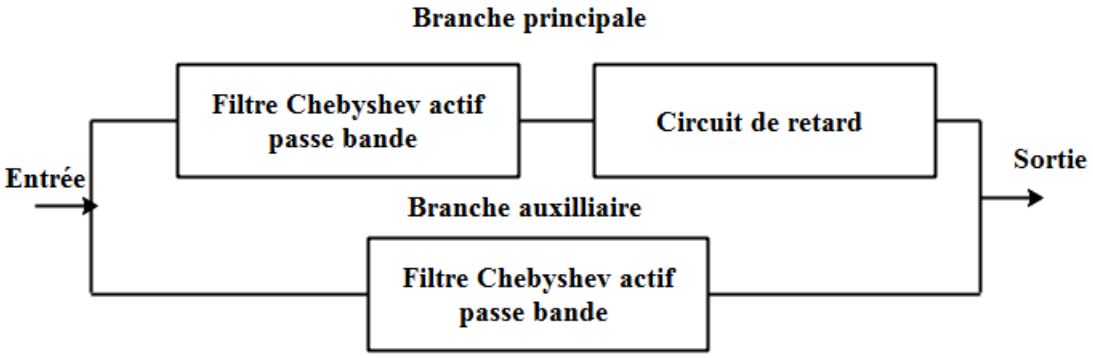
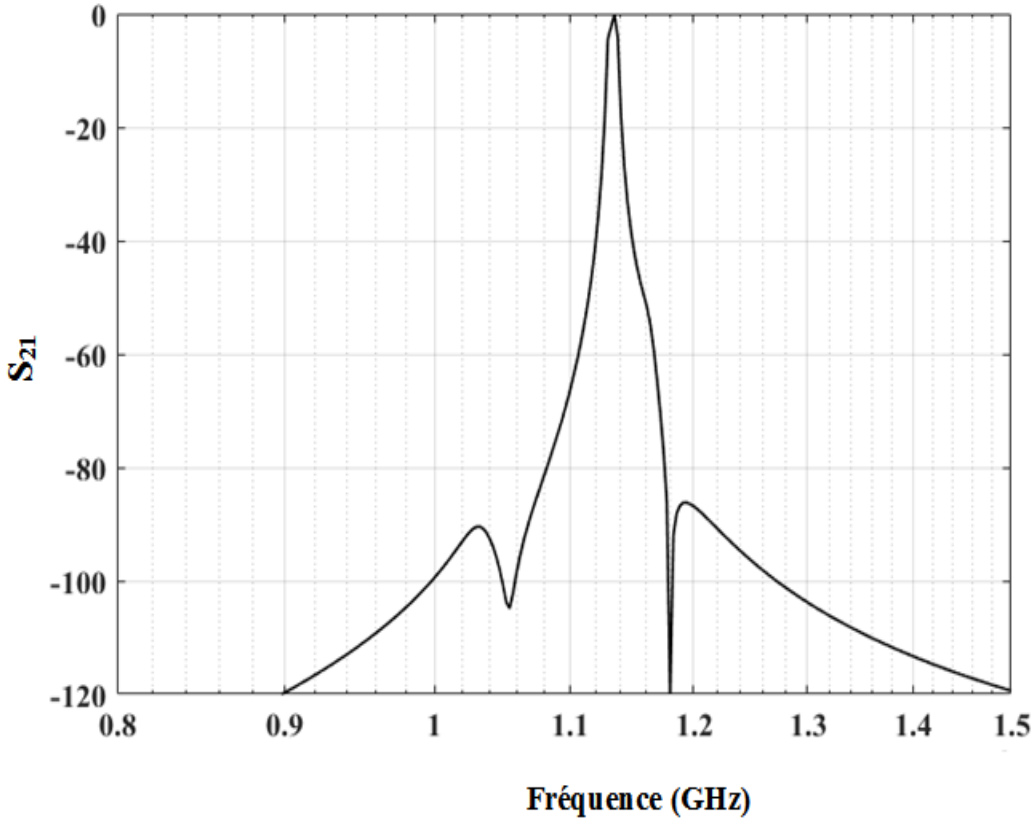


Figure V- 14: Structure du filtre transversal channélisé à deux branches proposée

Les simulations ont été effectuées à l'aide de l'environnement PSPICE en respectant les mêmes conditions que celles des cas précédents. La figure V-15 montre les paramètres S_{21} et S_{11}.



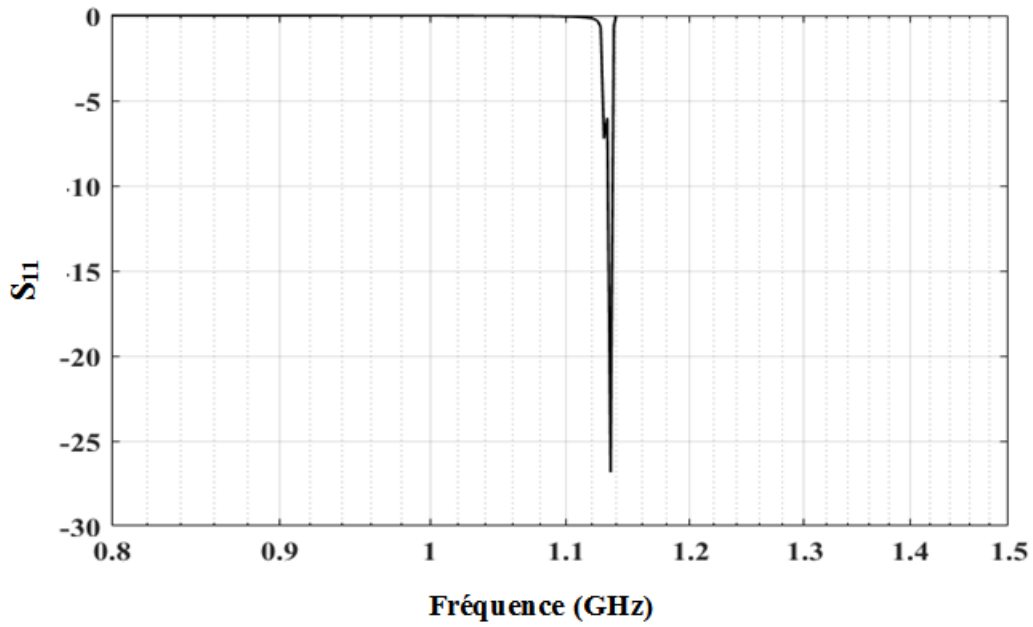


Figure V- 15: Réponses S_{21} et S_{11} du filtre transversal-channélisé à 2 branches

Les zéros de transmission recherchés traduisent le comportement elliptique symétrique de la réponse fréquentielle. Le S_{11} présente des valeurs mettant en évidence la bonne adaptation du circuit.

À l'examen des courbes de la figure V-16, nous constatons que le circuit présente un facteur de bruit inférieur à 5dB illustrant le caractère faible bruit de filtre conçu.

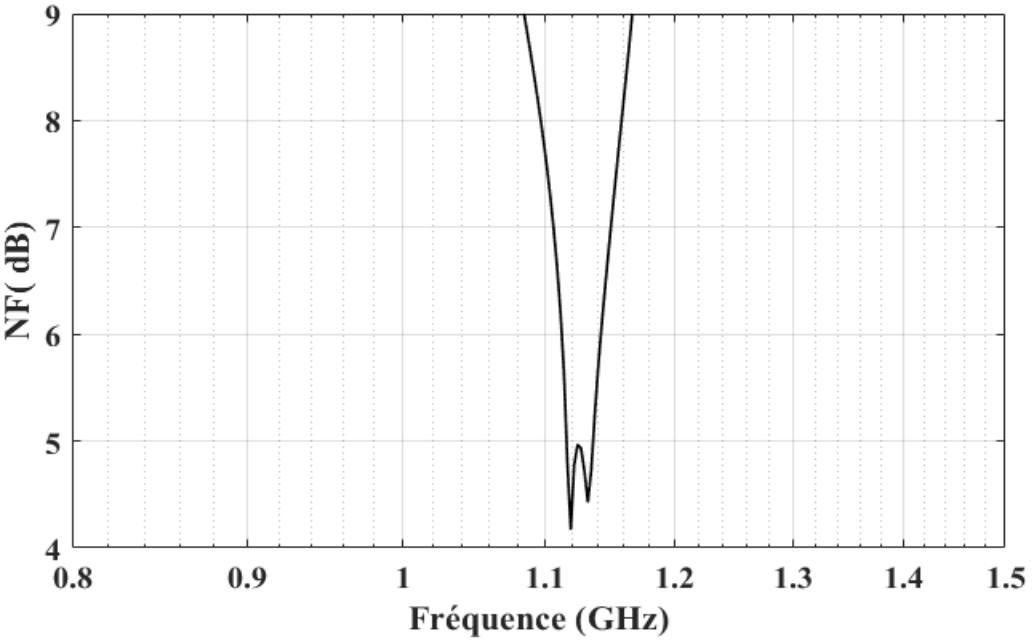


Figure V- 16: Facteur de bruit du filtre transversal channélisé à 2 branches

Le tableau suivant montre quelques paramètres du filtre :

Tableau V- 3 : Paramètres du filtre channélisé à deux branches.

	f_0(GHz)	f_{z1}(GHz)	f_{z2}(GHz)	S_{11}(dB)	S_{21}(dB)	NF(dB)
Valeurs	1,13	1,05	1,18	-27	0	4,2

III- FILTRE TRANSVERSAL-CHANNELISE ACTIF A TROIS BRANCHES.

1- Méthode de conception.

Le filtre mixte transversal-channélisé est constitué d'une branche principale qui se compose d'un filtre passe-bande et un amplificateur, et des deux sous branches qui possèdent de plus un élément de retard chacune [V-9]. Cette structure est illustrée sur la figure V-17 :

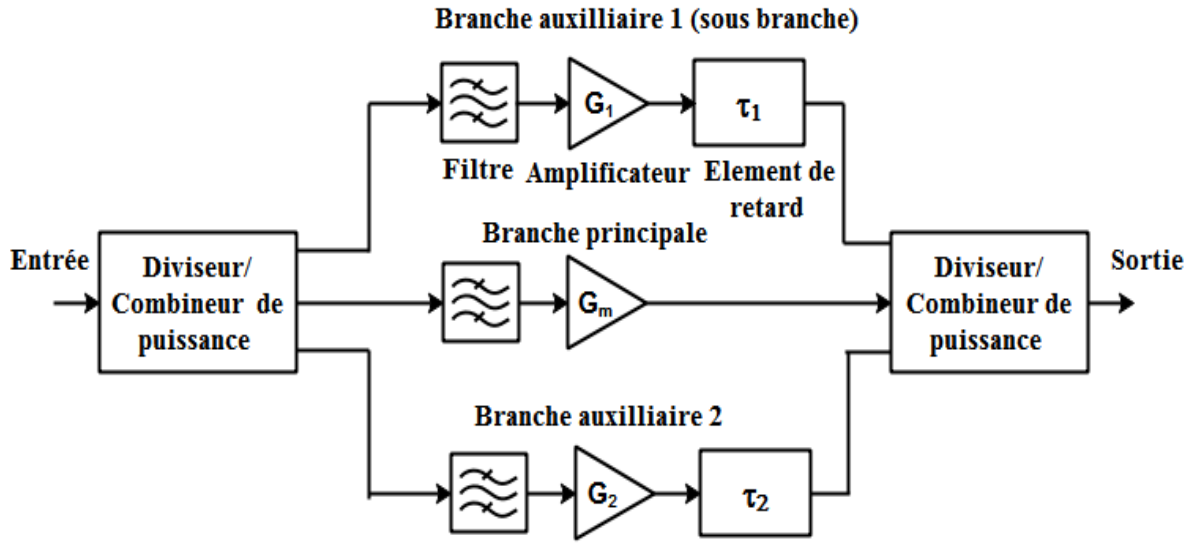


Figure V- 17 : Structure du filtre mixte transversal-channélisé à trois branches

L'obtention de la fonction de transfert résultante suit le processus montré sur la figure V-18 :

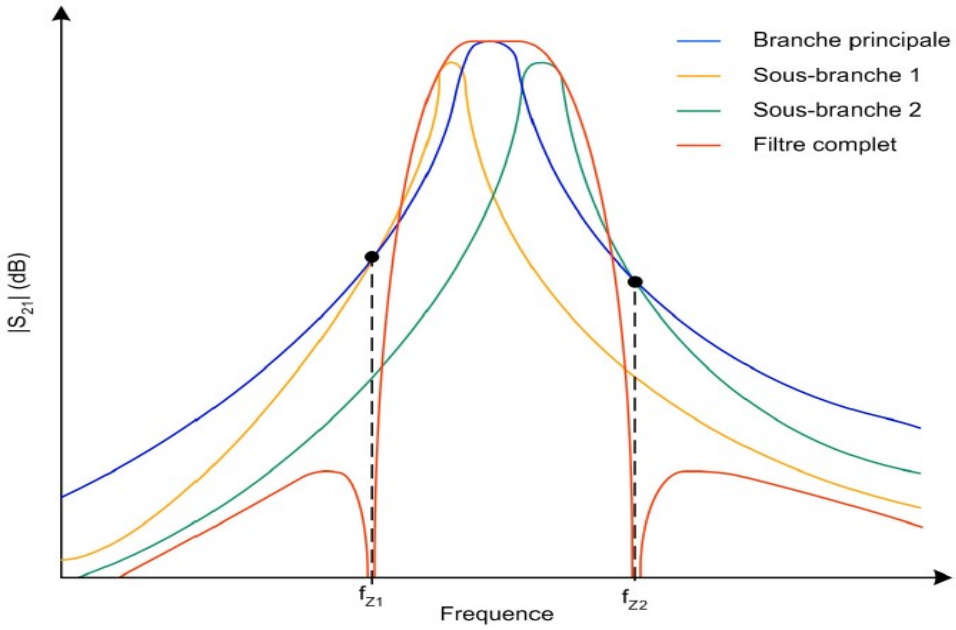


Figure V- 18: Réponse fréquentielle du filtre mixte à trois branches.

Dans la bande passante, la recombinaison des signaux se fait d'une manière constructive afin d'avoir un gain plat et d'une façon destructive en dehors de la bande passante pour créer une bonne réjection.

Les zéros de transmission aux fréquences f_{z1} et f_{z2} sont obtenus aux points de l'intersection des fonctions de transfert des deux branches auxiliaires avec celle de la branche principale où les signaux sont en opposition de phase. L'utilisation des filtres de deuxième ordre est largement suffisante afin d'avoir des zéros de transmission.

Dans ce chapitre, les filtres passe-bande actifs insérés sont identiques et ont la même fréquence centrale f_0. Les deux branches auxiliaires ont également un circuit de retard chacune. Les 2 branches sont connectées via des diviseurs / combinateurs de puissance, comme illustré sur la figure V-19 [V-10].

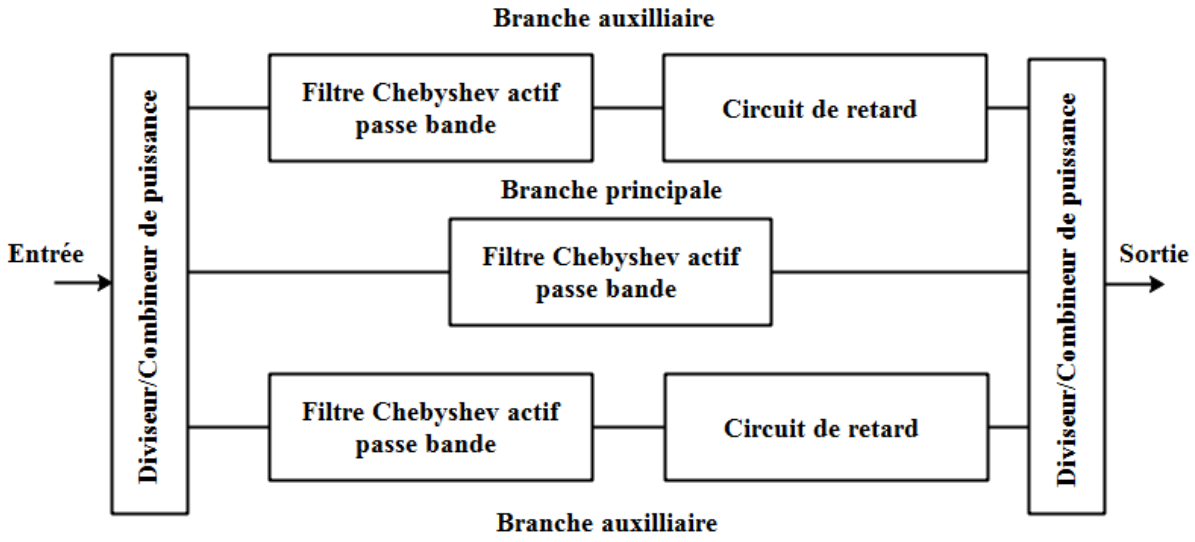
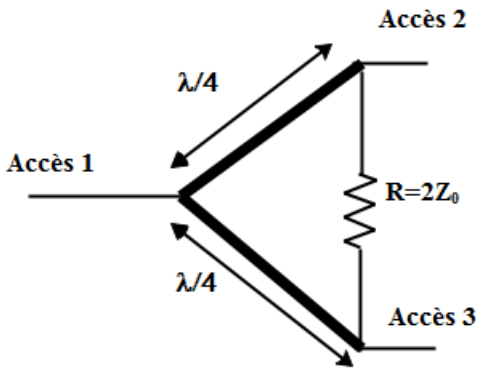


Figure V- 19 : Topologie du filtre passe-bande channélisé à trois branches.

2- Combineurs / diviseurs de puissance.

Les combineurs/ diviseurs de puissance microonde sont un réseau à trois accès au moins qui permettent de diviser la puissance en entrée et combiner celle disponible en sortie. Ils sont généralement synthétisés à base de lignes de transmission quart d'onde, la figure suivante présente la structure la plus utilisée, celle de Wilkinson [V-11]:



Z_0 est l'impédance caractéristique.

Figure V- 20: Combineur/ diviseur de puissance Wilkinson

Le premier accès possède une impédance caractéristique Z_0, tandis que les deux autres accès sont constitués de deux lignes de transmission quart d'onde λ/4. Une résistance R est connectée entre le deuxième et le troisième pour assurer l'isolation et l'adaptation des deux accès.

Afin de faciliter l'intégration et minimiser les pertes, nous adoptons le circuit équivalent en éléments localisés comme le montre la figure V-21 :

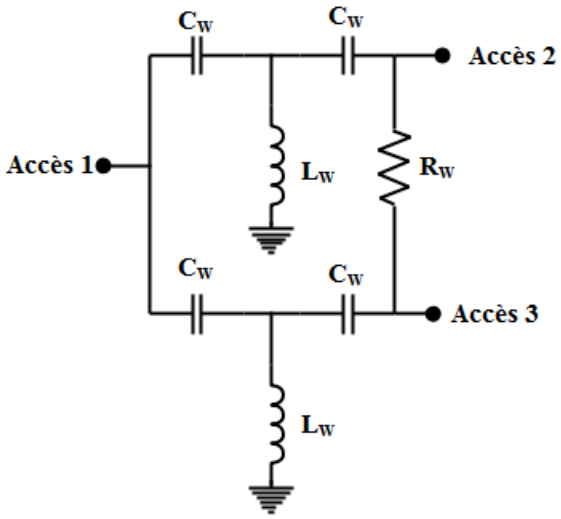


Figure V- 21: Circuit équivalent du diviseur Wilkinson en éléments discrets

avec :

$$L_W = \frac{\sqrt{2}Z_0}{\omega} \ , \ C_W = \frac{1}{\sqrt{2}Z_0\omega} \ , \ R_W = 2Z_0 \qquad \text{(V-6)}$$

Comme nous sommes intéressés par un filtre channélisé à trois branches, nous devons connecter deux diviseurs de Wilkinson, comme indiqué sur la figure V-22, afin de développer un circuit à trois accès en sortie à base de la structure de la figure V-21 [V-10].

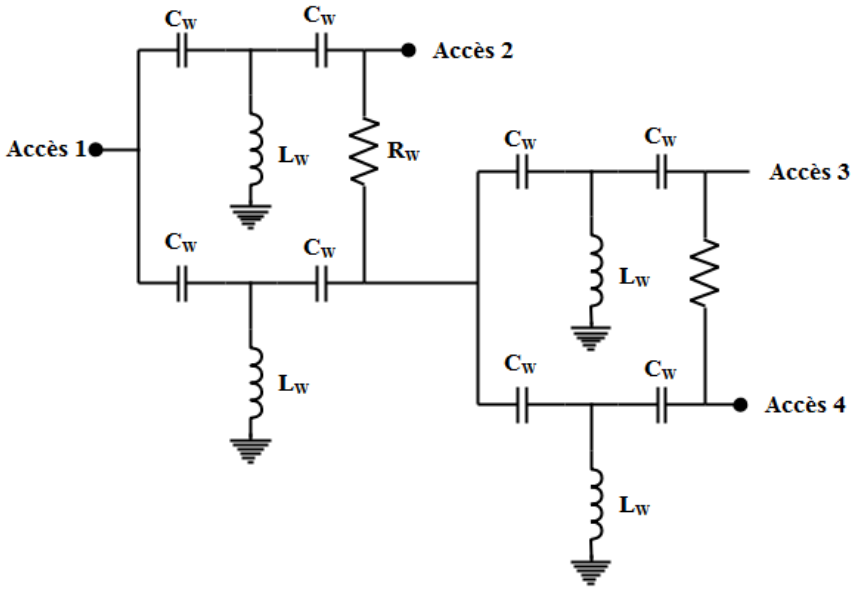


Figure V- 22: Diviseur / combinateur à quatre accès proposé

Les paramètres de répartition S_{ij} correspondant au circuit sont déterminés et présentés sur la figure V-23. Nous notons clairement que S_{21}, S_{31} et S_{41} sont identiques dans toute la gamme de fréquences, ce qui garantit une répartition égale de la puissance. De plus, S_{11} a de bonnes valeurs démontrant l'adaptation de l'entrée.

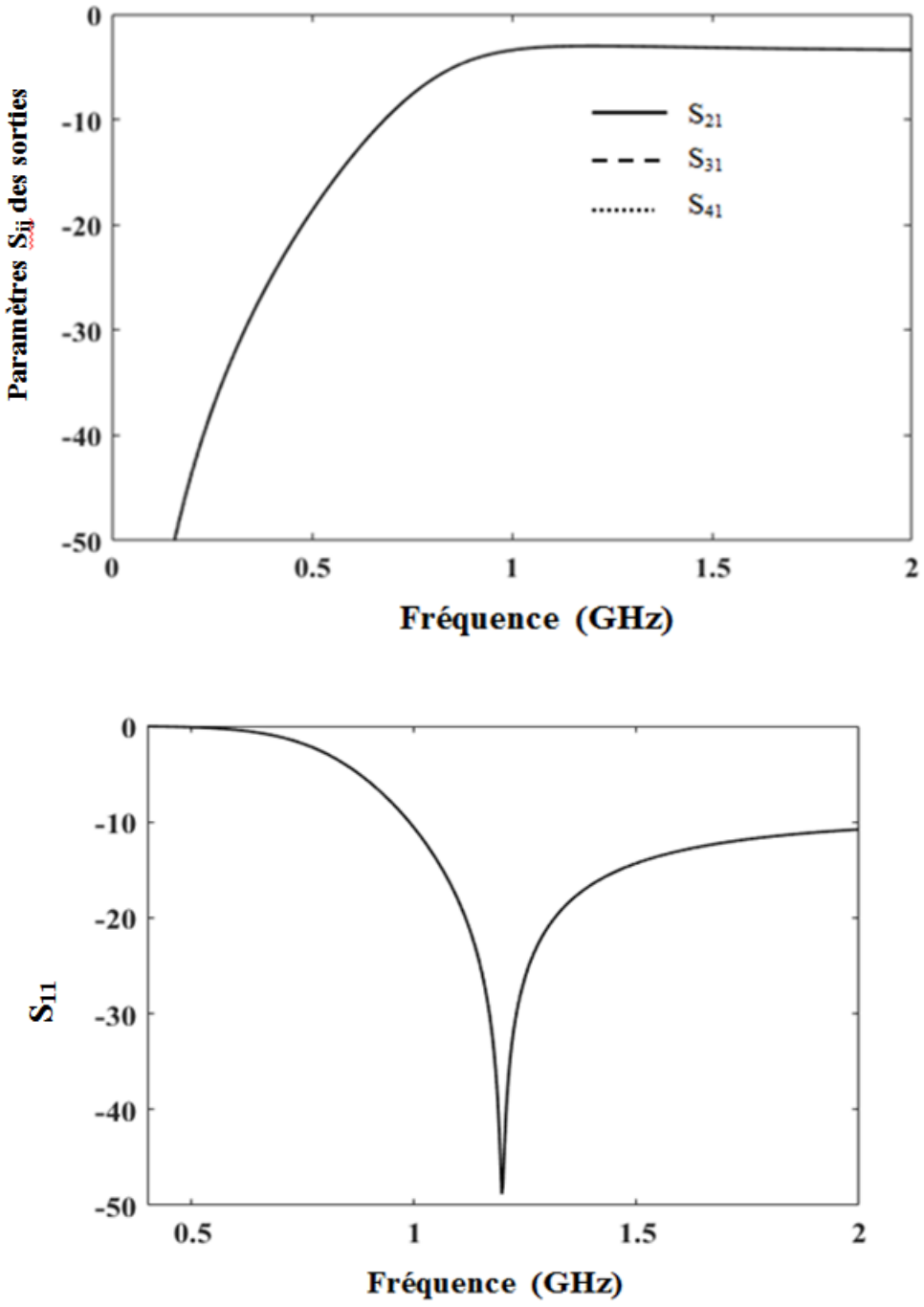
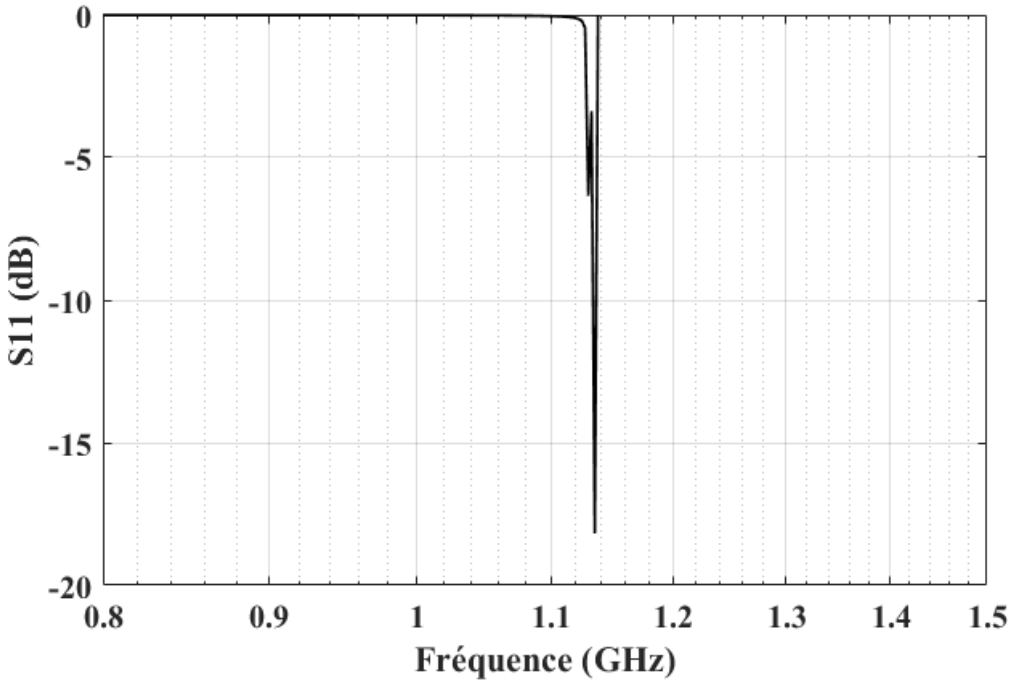


Figure V- 23: Paramètres S_{ij} du diviseur/combineur de puissance proposé.

3- Résultats de simulation

Finalement, le filtre actif channélisé à 3 branches a été conçu conformément à la structure de la figure V-19 impliquant les filtres de Chebyshev, les circuits de retard et les diviseurs / combinateurs de puissance. Plusieurs simulations ont été effectuées à l'aide du logiciel PSPICE en considérant la technologie CMOS de 0,18µm [V-10].

La figure V-24 montre les paramètres S_{11} et S_{21} du circuit. Comme dans le cas précédent, le filtre proposé produit une réponse elliptique en raison des zéros de transmission créés par les éléments de retard. Il est évident que les performances du domaine fréquentiel sont conformes aux réponses ciblées.



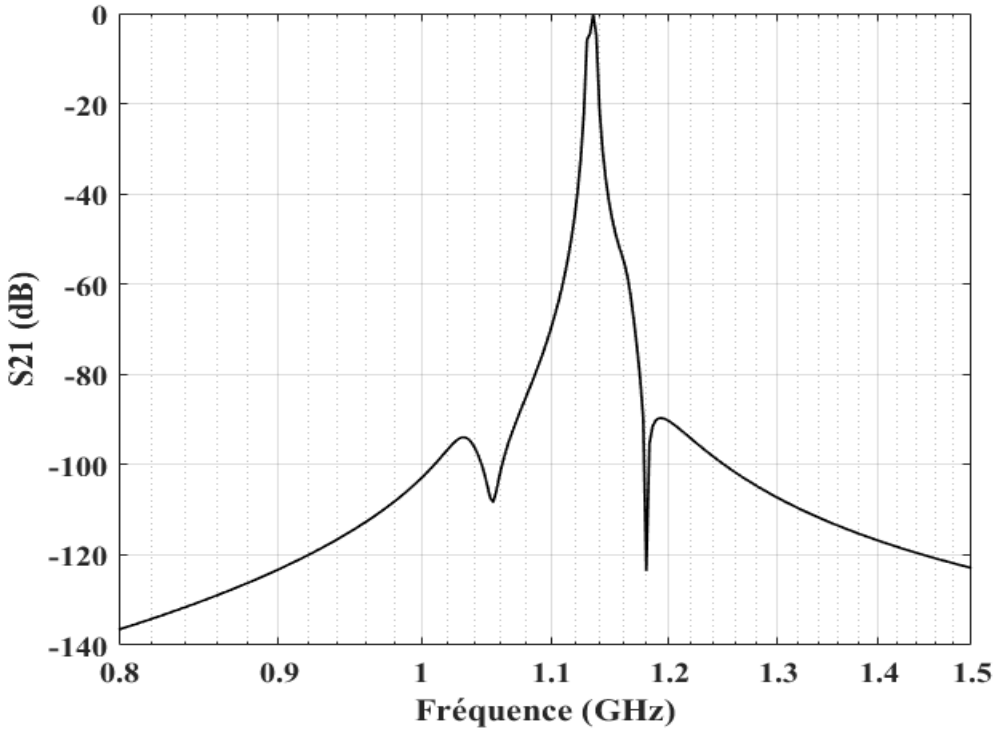


Figure V- 24: Paramètres de diffusion du filtre channélisé à trois branches.

Nous remarquons aussi, à partir de la figure V-25, que le facteur de bruit (NF) est inférieur à 5 dB autour de la fréquence centrale, ce qui est généralement considéré comme une bonne performance.

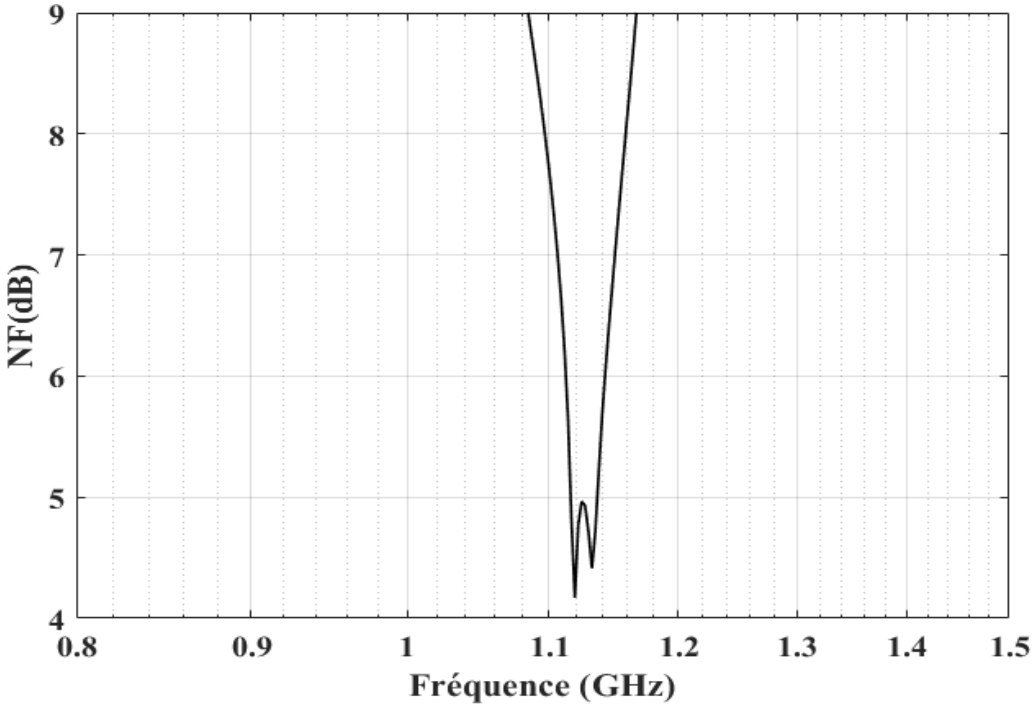


Figure V- 25: Figure de bruit du filtre channélisé à trois branches.

Le tableau suivant résume quelques performances de filtre channélisé à trois branches

Tableau V- 4 : Performances du filtre channélisé à trois branches

	f_0(GHz)	f_{z1}(GHz)	f_{z2}(GHz)	S_{11}(dB)	S_{21}(dB)	NF(dB)
Valeur	1,13	1,06	1,18	-18	0	4,9

Afin de compléter l'étude et montrer l'intérêt de la structure channélisée, nous effectuons une comparaison des réponses fréquentielles des trois filtres suivants : Chebyshev d'ordre 3, le channélisé à deux branches et le channélisé à trois branches.

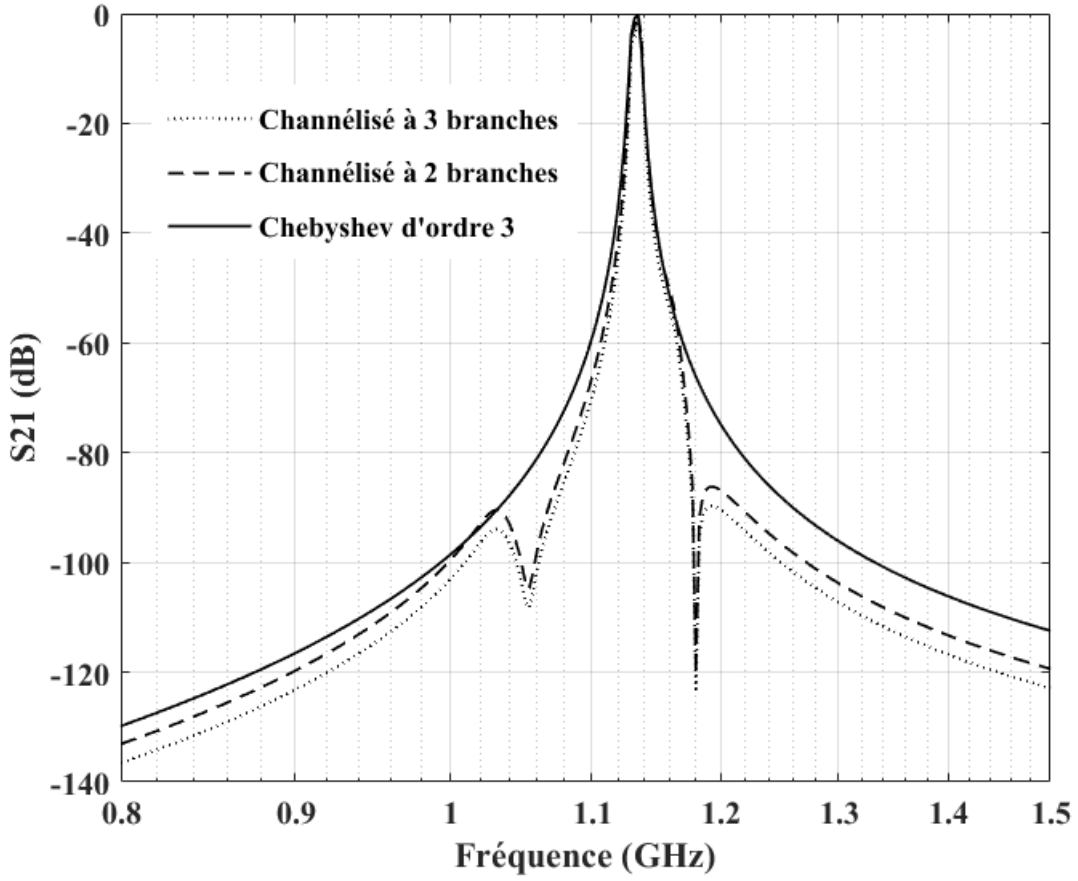


Figure V- 26 : Comparaison de filtres actifs.

La figure V-26 montre, d'une part, l'amélioration de la réjection hors bande et l'obtention d'une réponse fréquentielle elliptique, et d'autre part, la contribution du filtre channélisé à trois branches dans la réalisation de prototypes à perte compensées et à sélectivité renforcée.

IV- CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux filtres channélisés en tirant profit de la topologie des filtres transversaux. Nous avons proposé des filtres à deux branches et à trois branches. Le canal principal contient un filtre passe-bande actif, tandis que les branches auxiliaires possèdent de plus un élément de retard responsable de l'apparition des zéros de transmission.

Tout au long du processus de conception, nous nous sommes limités à une topologie comportant un filtre passe-bande actif de type Chebyshev dans chaque branche. Les filtres de Chebyshev à ondulation de 1 dB sont constitués d'inductance active ainsi que d'inverseurs d'admittance connectés selon la structure à couplage C. Les résultats de simulation, obtenus à l'aide du code PSPICE, montrent d'excellentes performances en termes de paramètres de répartition et de facteur de bruit. Plus important encore, le filtre channélisé proposé produit une réponse elliptique soulignant le principal avantage de la topologie développée. Les valeurs du facteur de bruit correspondantes démontrent la réalisation d'un filtre actif à faible bruit.

REFERENCES

[V-1] **W. Jutzi**

Microwave bandwidth active transversal filter concept with MESFETs

IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-19, pp. 760–767, Sept. 1971

[V-2] **C. Rauscher**

Microwave active filters based on transversal and recursive principles

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 33, no. 12, pp. 1350-1360, December 1985.

[V-3] **E. Thibodeau, F. Boone**

Design of a Microwave Channelized Active Filter for MMIC

Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, Saskatoon, Canada, pp. 1543-1546, May 2005.

[V-4] **R. Gómez-García, A. C. Guyette**

Two-branch channelized passive filters for lowpass and bandpass applications

Microwave Symposium (IMS), IEEE MTT-S International, p. 1–4, 2016

[V-5] **C. RAUSCHER**

Two-Branch Microwave Channelized Active Bandpass Filters

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 48, n° 3, March 2000, pp. 437-444

[V-6] **R. GOMEZ-GARCIA, J.I. ALONSO, C. BRISO-RODRIGUEZ**

On the design of high-linear and low-noise two-branch channelized active bandpass filters

IEEE Transactions on Circuits and Systems II : Analog and Digital Signal Processing, volume 50, n° 10, Oct. 2003, pp. 695-704

[V-7] **Sébastien Darfeuille, Bruno Barelaud, Laurent Billonnet, Bernard Jarry, Hervé Marie, Alain De La Torre2, Nguyen Trieu Luan Le, Patrice Gamand**

A Differential-Based Single-Ended 2 GHz Low-Noise Recursive Filter on Silicon

12th GAAS Symposium 2004

[V-8] **JARJAR Mariem, EL OUAZZANI Nabih**

Design of a CMOS-based microwave active channelized bandpass filter

TELKOMNIKA, Vol.17, No.6, December 2019, pp.2851~2859

[V-9] **R. GOMEZ-GARCIA, J.I. ALONSO, C. BRISO-RODRIGUEZ**

Design Technique for Three-Branch Channelized Bandpass Filters

33rd European Microwave Conference - Munich 2003

[V-10] **JARJAR Mariem, EL OUAZZANI Nabih**

Three branch microwave channelized active bandpass filter

The 7th International Conference on Wireless Networks and Mobile Communications FES, 2019.

[V-11] **M. E. Goldfarb**

A recombinant, in-phase power divider

IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 39, no. 8, pp. 1438–1440, 1991

CONCLUSION GÉNÉRALE

ET

PERSPECTIVES

La course actuelle à la performance et à l'intégration nécessite d'anticiper les évolutions technologiques et concevoir des circuits de haute fiabilité avec un conditionnement miniaturisé. Le développement croissant des systèmes embarqués et l'utilisation de la bande microonde dans les chaînes de transmission-réception imposent aux concepteurs de répondre parfaitement aux exigences et aux contraintes rencontrées.

Les circuits actifs et particulièrement les filtres actifs microondes s'inscrivent dans cette tendance et offrent de nombreuses opportunités d'amélioration et de progression.

Les travaux de recherche développés dans ce rapport ont principalement été dédiés à la fonction de filtrage actif dans le domaine des hyperfréquences. Parmi les configurations, nombreuses et variées, disponibles, nous avons opté pour les filtres channélisés à caractère transversal comme structure finale. Ce choix a été justifié par les performances ciblées et les améliorations en termes de pertes d'insertion, de réjection et de bruit.

L'expansion de la technologie CMOS et son développement croissant dans les applications microondes, grâce notamment aux propriétés physiques et électriques des transistors MOSFET, sont parmi les raisons principales du choix des filtres actifs selon la technologie 0,18µm.

L'étude présentée dans ce manuscrit s'articule autour de trois axes principaux :

- État de l'art sur les différentes technologies de filtrage actif.
- Développement d'une méthodologie de conception d'une inductance active à base des amplificateurs opérationnels à transconductance.
- Conception des différentes structures de filtrage type passe-bande assurant de bonnes performances en termes de réjection, de linéarité et de facteur de bruit.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté un état de l'art de différentes topologies du filtrage actif. Nous avons également présenté leurs avantages et leurs inconvénients. Cette étude nous a permis de mettre l'accent sur l'intérêt des inductances actives.

Nous avons ensuite, au cours du 2ème chapitre, établi une comparaison entre les deux substrats AsGa et Si et présenté une étude théorique des différentes configurations des OTA en hyperfréquences où le transistor MOSFET est considéré comme élément de base. Ainsi, nous avons adopté le circuit OTA à base de miroirs de courant simples pour la suite du travail.

Le troisième chapitre a été consacré à l'étude et la conception d'une inductance active. En effet, les amplificateurs à transconductance (OTA) réalisés à l'aide de miroirs de courant simples représentent l'élément de base de tous les circuits synthétisés.

Nous avons développé une self active dont la structure suit le principe du gyrator-C en connectant deux OTA. Le circuit actif équivalent à une inductance, dans une bande de fréquences, permet de contourner les problèmes des pertes et des dimensions. Les performances liées au bruit et au facteur de qualité sont excellentes.

La synthèse des filtres de type Butterworth et Chebyshev a fait l'objet du quatrième chapitre. La procédure repose sur la méthode de la perte d'insertion en partant d'un prototype passe-bas. L'utilisation d'inverseurs d'admittance a permis de réduire le nombre d'inductances dans le circuit conduisant à une structure couplée (en C). Plusieurs filtres à bande étroite d'ordres 2 et 3 ont été conçus et simulés. Les réponses fréquentielles confirment les performances ciblées avec un facteur de bruit faible.

Enfin, dans le cinquième et dernier chapitre, nous avons proposé la conception de filtres à structure channélisée par souci d'améliorer la réponse fréquentielle et les propriétés d'intégration. La combinaison du concept channélisé et celui des filtres transversaux contribuent davantage à la stabilité du circuit tout en garantissant une réponse elliptique et un facteur de bruit le plus faible dans cette catégorie.

Le présent travail ouvre la voie à de multiples thématiques de recherche. Le domaine à explorer peut aller de la maîtrise des contraintes telles que les dimensions, la consommation d'énergie et la stabilité à l'amélioration des performances comme la réjection et les pertes d'insertion.

Parmi les propositions à considérer à court terme :

- La réalisation expérimentale du circuit intégré du filtre channélisé.
- La conception de filtres actifs multi-bandes.

À long terme, il est envisageable de passer à la technologie CMOS-0,05µm.

PUBLICATIONS

ET

COMMUNICATIONS

Publications :

- **JARJAR Mariem, EL OUAZZANI Nabih "**Design of a CMOS-based microwave active channelized bandpass filter" *TELKOMNIKA, Vol.17, No.6, December 2019, pp.2851~2859 –Thomson reuters-*
- **JARJAR Mariem, EL OUAZZANI Nabih "**Design of active inductor-based Butterworth and Chebyshev microwave bandpass filters in standard 0.18µm-CMOS technology" *International Journal of Reconfigurable and Embedded Systems Vol. 8, No. 1, March 2019, pp. 27~35 ISSN: 2089-4864, DOI: 10.11591/ijres.v8.i1.pp27-35*
- **JARJAR Mariem, EL OUAZZANI Nabih** "Synthesis of a microwave CMOS active inductor using simple current mirror-based operational Transconductance Amplifier (OTA)" International Journal of Scientific & Engineering Research, Volume 7, Issue 10, October-2016 ISSN 2229-5518-2016 *–Scopus.*

Communications:

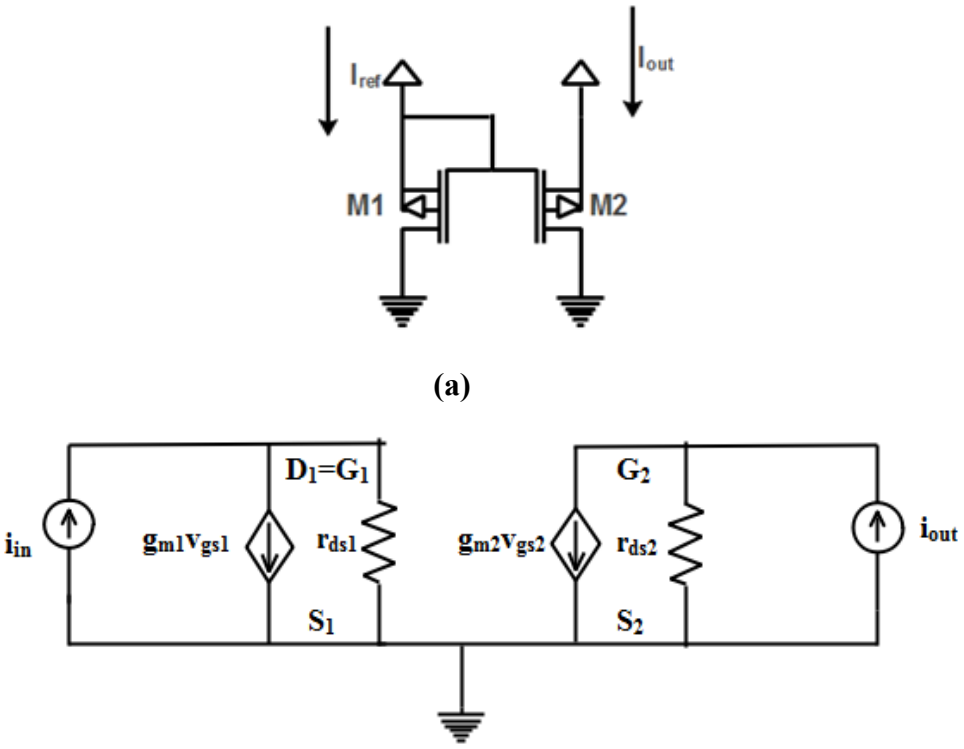
- **JARJAR Mariem, EL OUAZZANI Nabih "**Three branch microwave channelized active bandpass filter" *The 7th International Conference on Wireless Networks and Mobile Communications FES, 2019 – Scopus- IEEE.*
- **JARJAR Mariem, EL OUAZZANI Nabih "**Design of a 0,18µm CMOS inductor – based bandpass microwave active filter" *1st International Conference on Embedded Systems and Artificial Intelligence (ESAI'19) FES, 2019-Scopus- Springer.*
- **JARJAR Mariem, EL OUAZZANI Nabih "**Design of an OTA-based microwave active bandpass filter" *International Conference on Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems (WITS), FES 2017– Scopus- IEEE.*
- **JARJAR Mariem, EL OUAZZANI Nabih "***Design of NMOS-OTA active filters using different current mirrors" The International Conference on WIreless Technologies embedded and intelligent Systems WITS-2016 ENSA of Kenitra 21-22 April2016.*

ANNEXE A

CALCUL DES PARAMETRES DES MIROIRS DE COURANT

I- MIROIR DE COURANT SIMPLE

La figure suivante présente le modèle en petit signal de miroir de courant simple.



(a) : Circuit

(b) : Modèle en petit signal.

Figure A- 1: Circuit et modèle en petit signal du miroir de courant simple.

La tension d'entrée est d'abord écrite en fonction du courant d'entrée [A-1] :

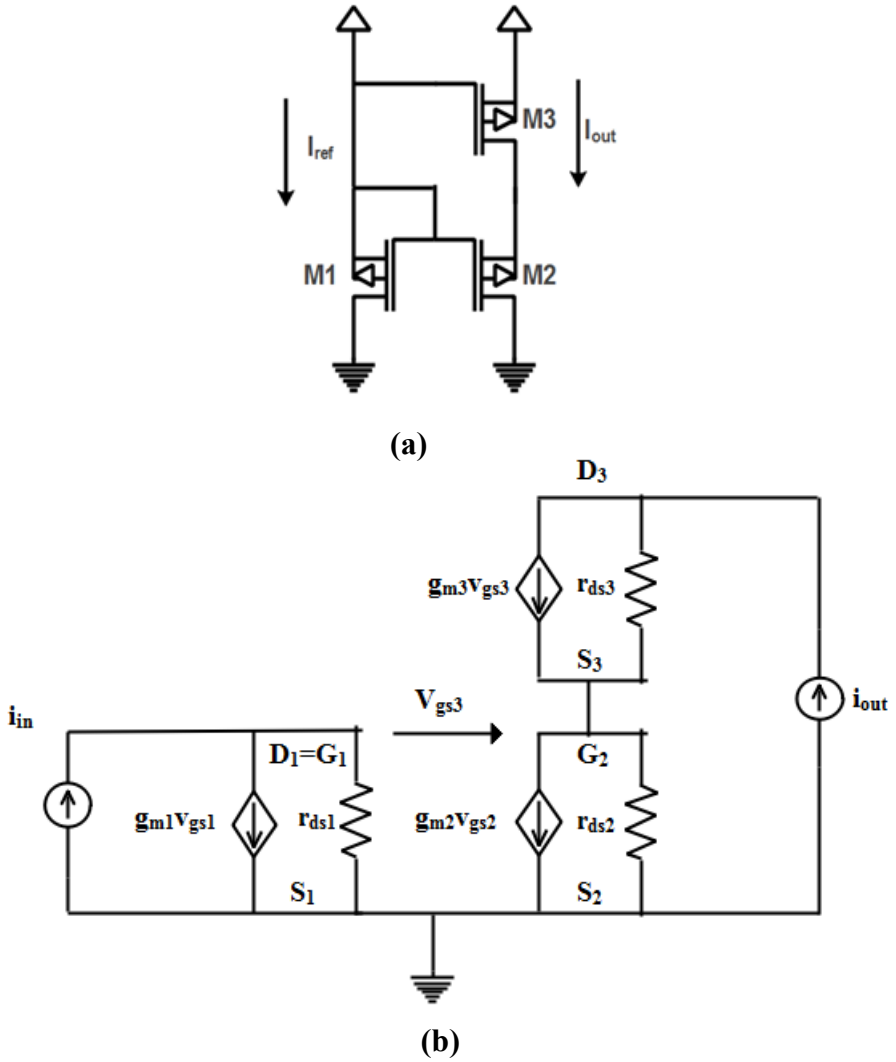
$$V_{in} = (I_{in} - I_1) r_{DS1} = (I_{in} - g_{m1} V_{GS1}) r_{DS1} \qquad \text{(A-1)}$$

La tension grille-source V_{GS1} du transistor M1 peut être identifiée à partir du schéma en tant que tension d'entrée. En remplaçant alors V_{GS1} par V_{in} dans l'équation (A-1), la résistance d'entrée devient:

$$R_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{r_{ds1}}{1 + g_{m1} r_{ds1}} \cong \frac{1}{g_{m1}} \qquad \text{(A-2)}$$

II- MIROIR DE COURANT WILSON

La figure A-2 présente le modèle en petit signal du miroir de courant Wilson :



(a) : Circuit

(b) : Modèle en petit signal

Figure A- 2: Circuit et modèle petit signal du miroir de courant Wilson.

La tension drain-source de transistor M2 s'écrit sous la forme :

$$V_{DS2} = (I_{out} - I_2) r_{DS2} = I_{out} r_{RDS2} - g_{m2} r_{DS2} V_{DS2} \tag{A-3}$$

d'où, la tension V_{DS2} s'exprime comme suit :

$$V_{DS2} = \frac{r_{DS2}}{1 + g_{m2} r_{DS2}} I_{out} \tag{A-4}$$

D'une façon similaire, la tension V_{DS3} s'écrit sous la forme :

$$V_{DS3} = (I_{out} - I_4 - I_3) r_{DS3} \tag{A-5}$$

La résistance de sortie est donnée par l'équation suivante :

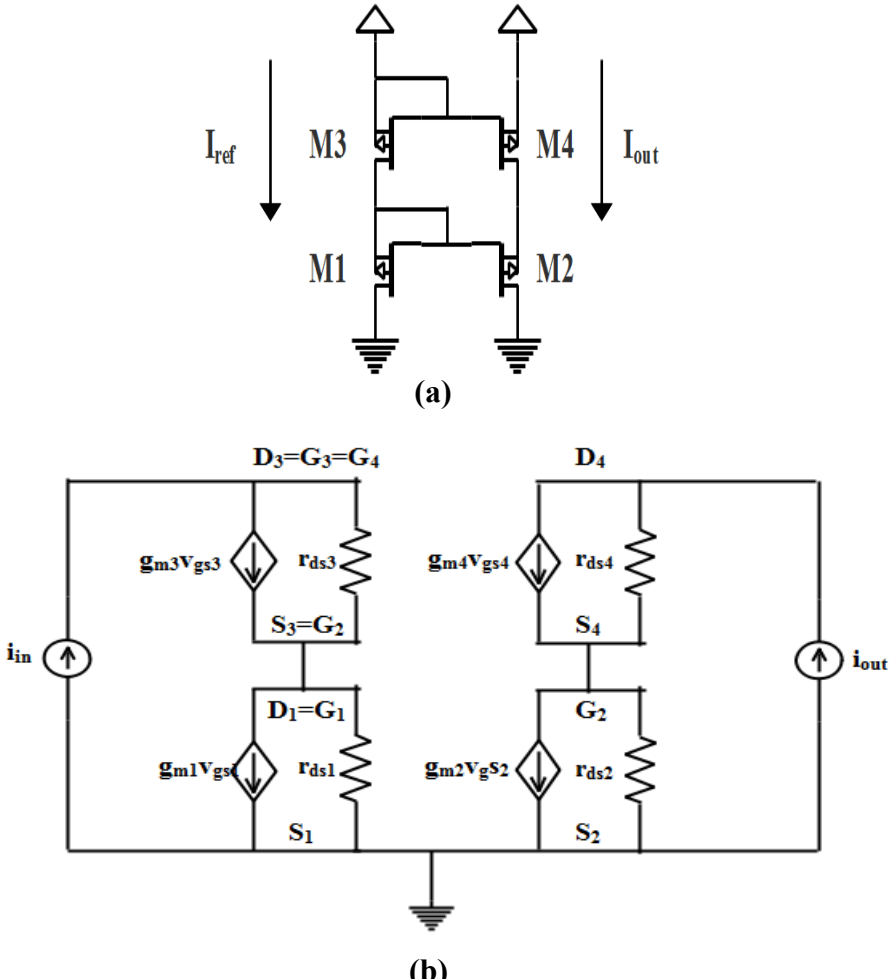
$$R_{out} = \frac{V_{out}}{I_{outn}} = \frac{g_{m1} r_{ds1} g_{m3} r_{ds3}}{g_{m2}} + r_{ds3} \tag{A-6}$$

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

$$R_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{g_{m1} + g_{m3}}{g_{m1} g_{m3}} \tag{A-7}$$

III- MIROIR DE COURANT CASCODE

La figure A-3 présente le schéma équivalent en petit signal:



(a) : Circuit.

(b) : Modèle en petit signal

Figure A- 3 : Circuit et modèle en petit signal du miroir de courant Cascode.

Afin de calculer les résistances d'entrée et de sortie du circuit, il faut tenir compte des théorèmes de Thevenin et de Norton. Pour un calcul correct de la résistance d'entrée, le courant de sortie égal à zéro. Cette exigence résulte de l'application du théorème de Thevenin au réseau équivalent à un quadripôle [A-2]. De la même manière, pour que le calcul de la résistance de sortie, l'entrée doive être court-circuitée avec la masse et la tension d'entrée égale à zéro. La tension d'entrée peut être exprimée par la relation suivante :

$$V_{in} = V_{DS1} + V_{DS3} \tag{A-8}$$

$$V_{DS1} = (I_{in} - I_3) r_{DS1} = I_{in} r_{DS1} - g_{m1} r_{DS1} V_{DS1} \tag{A-9}$$

La tension V_{DS1} est décrite par la relation suivante :

$$V_{DS1} = \frac{r_{DS1}}{1 + g_{m1} r_{DS1}} I_{in} \tag{A-10}$$

Comme pour le cas du transistor M_1, la tension V_{DS3} de transistor M_3 est décrite par :

$$V_{DS3} = \left(\frac{r_{DS3}}{1 + g_{m3} r_{DS3}} + \frac{g_{m3} r_{DS1} r_{DS3}}{(1 + g_{m1} r_{DS1})(1 + g_{m3} r_{DS3})} \right) I_{in} \tag{A-11}$$

La résistance d'entrée est calculée en remplaçant les tensions V_{DS1} et V_{DS3} dans l'expression de V_{in}

$$R_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{r_{DS1}}{1 + g_{m1} r_{DS1}} + \frac{r_{DS3}}{1 + g_{m3} r_{DS3}} + \frac{g_{m3} r_{DS1} r_{DS3}}{(1 + g_{m1} r_{DS1})(1 + g_{m3} r_{DS3})} \tag{A-12}$$

Cette équation peut être simplifiée si les résistances drain-source des transistors dans la région saturée sont supposées être relativement grandes.

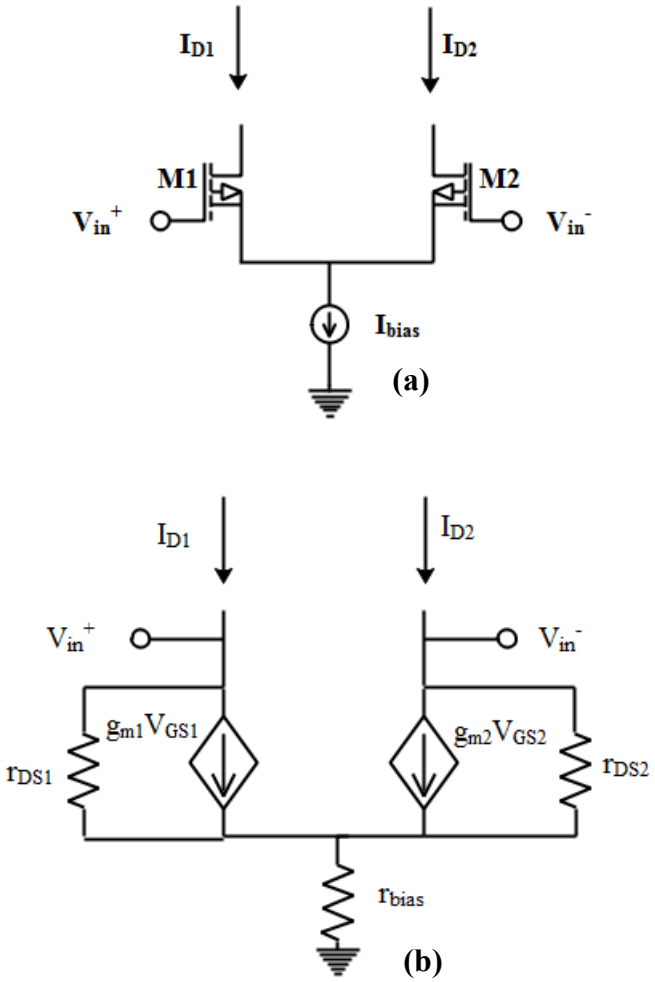
$$R_{in} = \frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{m3}} \tag{A-13}$$

La résistance de sortie est exprimée comme suit :

$$R_{out} = r_{ds2} + r_{ds4} + g_{m4} r_{ds2} r_{ds4} \tag{II-20}$$

IV- PAIRE DIFFERENTIELLE

Le modèle équivalent en petit signal est présenté sur la figure A-4 :



(a) : Circuit.

(b) : Modèle en petit signal

Figure A- 4: Model équivalent en petit signal du paire différentielle.

Sachant que les deux transistors MOS utilisés sont identiques, on obtient :

$$I_{d1} = \frac{g_{m1}}{2} V_{in} \qquad \text{(A-21)}$$

$$I_{d2} = -\frac{g_{m1}}{2} V_{in} \qquad \text{(A-22)}$$

Afin de calculer la résistance de sortie, on considère le modèle équivalent en petit signal présenté sur la figure A-5 :

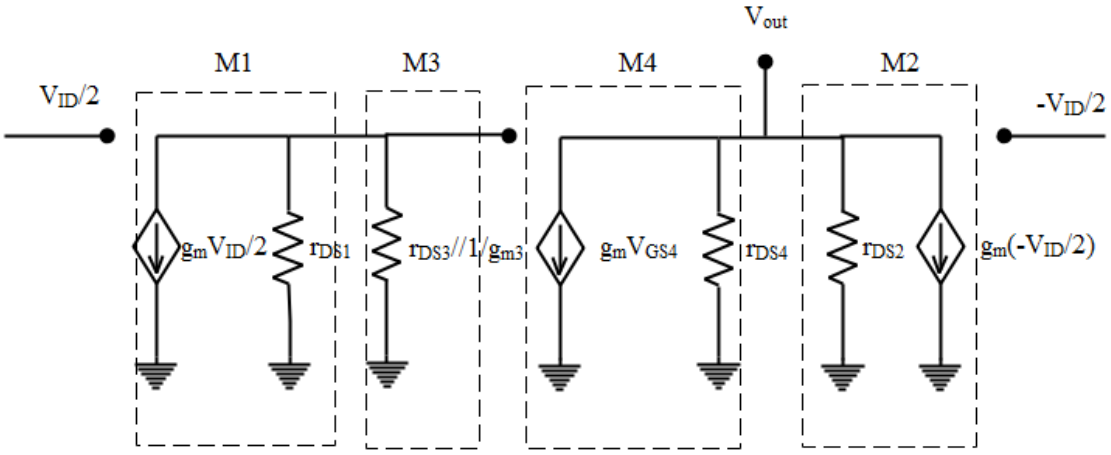


Figure A- 5 : Model équivalent en petit signal de la paire différentielle connectée à une charge active

La résistance de sortie est exprimée selon l'expression suivante :

$$r_{out} = \frac{r_{DS2} r_{DS4}}{r_{DS2} + r_{DS4}} \tag{A-23}$$

D'après le schéma équivalent, on a:

$$V_{G3} = -g_{m1}\left(\frac{V_{ID}}{2}\right)\left(\frac{1}{g_{m3}} \| r_{DS3} \| r_{DS4}\right) \tag{A-24}$$

Or :

$$r_{DS3}, r_{DS1} \gg \frac{1}{g_{m1}} \tag{A-24}$$

D'où ;

$$V_{G3} = -\frac{g_{m1}}{g_{m3}}\left(\frac{V_{ID}}{2}\right) \tag{A-25}$$

$$I_{out} = -g_{m4} V_{G3} + g_{m2}\frac{V_{ID}}{2} \tag{A-26}$$

$$I_{out} = g_{m4}\frac{g_{m1}}{g_{m3}}\frac{V_{ID}}{2} + g_{m2}\frac{V_{ID}}{2} \tag{A-27}$$

Tous les transistors utilisés sont identiques : $g_{m1}=g_{m2}=g_{m3}=g_{m4}$

$$I_{out} = g_{m1} V_{ID} \tag{A-28}$$

D'où, la transconductance de tout le circuit peut s'écrire comme suit :

$$G_m = g_{m1} \tag{A-29}$$

REFERENCE :

[A-1] **B. Razavi**

Design of Analog CMOS Integrated Circuit

McGraw-Hill, 2002

[A-2] **P.R.Gray, P.J.Hurst, S.H.Lewis , R.G,Meyer**

Analysis and Design of Analog Integrated Circuit

Wiley, 2009

ANNEXE B

PARAMETRES S_{ij} SUR PSPICE

I- EXTRACTION DES PARAMETRES S_{IJ} A L'AIDE DU LOGICIEL PSPICE

1- Extraction des paramètres S_{11} et S_{22}

PSPICE est un environnement traditionnel d'analyse et de manipulation de circuit qui inclut des modèles non linéaires des dispositifs électroniques. Cependant, PSPICE n'a pas de réflexions directes en hautes fréquences telles que les paramètres S. Dans ce cadre, nous allons faire appel aux sous-circuits de la réflexion qui permettent l'extraction des paramètres S_{ij}.

Le paramètre S_{11} a la signification de coefficient de réflexion d'entrée si l'impédance de charge est adaptée à l'impédance de référence Z_0, c'est-à-dire $Z_L = Z_0 = 50\ \Omega$. Dans ce cas le paramètre S_{11} peut être exprimé à l'aide de l'équation suivante:

$$S_{11} = \left.\frac{b_1}{a_1}\right|_{a_2=0} = \frac{V_1 - Z_0 I_1}{V_1 + Z_0 I_1} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} = 2\left[\frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_0}\right] - 1 \qquad \text{(B-1)}$$

Ce raisonnement a été exploité par [B-1] afin de réaliser le sous-circuit de la figure B-1 qui permet de déterminer le coefficient de réflexion S_{11} d'un réseau à deux accès.

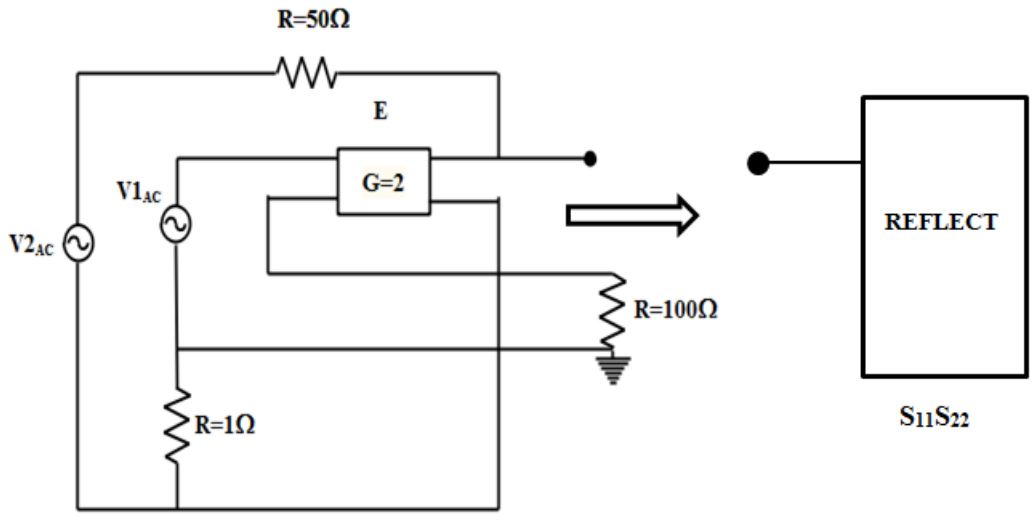


Figure B- 1: Circuit d'extraction de paramètres S_{11} et S_{22}.

Le composant E est une source de tension contrôlée par un gain égal à 2. Ce composant est contrôlé par la tension d'entrée V_1. Le circuit ci-dessus est un sous-circuit associé à un bloc hiérarchique nommé $S_{11}S_{22}$

Pour l'extraction du coefficient de réflexion en sortie S_{22}, il suffit de connecter le bloc hiérarchique $S_{11}S_{22}$ à la sortie du réseau

2- Extraction des paramètres S12 et S21

Le paramètre S_{21} a la signification du coefficient de transmission directe. Si l'impédance interne du générateur Z_G et l'impédance de charge Z_L sont identiques et égales à l'impédance de référence Z_0, alors, nous pouvons exprimer S_{21} comme suit:

$$S_{21} = \left.\frac{b_2}{a_1}\right|_{a_2=0} = \frac{V_2 - Z_0 I_2}{V_2 + Z_0 I_1} = \frac{2V_2}{V_G} \qquad \text{(B-2)}$$

Cette équation a été adoptée pour la conception du deuxième sous-circuit présenté par la figure B-2, ce circuit sera placé à la sortie du réseau à deux ports et la source de tension devra avoir une amplitude égale à 1V et une impédance interne égale à l'impédance de référence Z_0.

L'extraction du paramètre S_{21} se fait par la connexion directe du bloc hiérarchique $S_{21}S_{12}$ à la sortie du réseau, si ce bloc est connecté à l'entrée du réseau nous obtenons donc le paramètre S_{12}

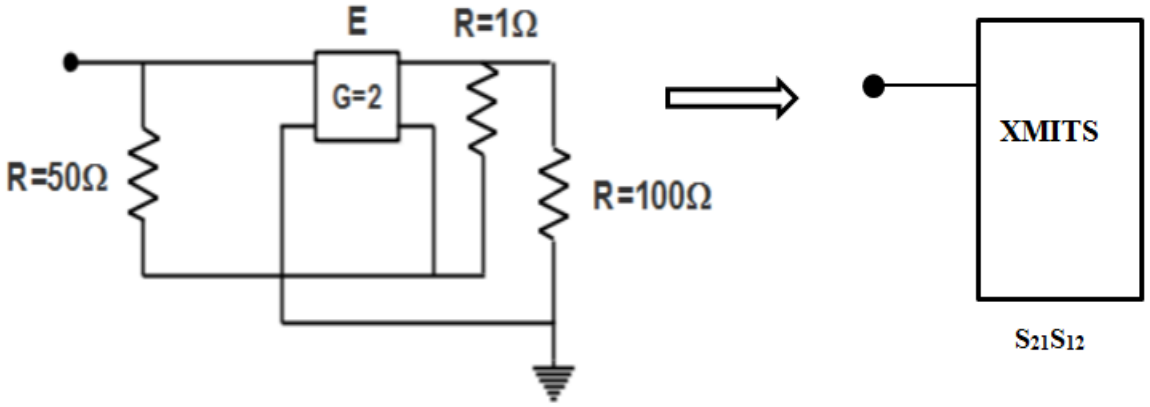


Figure B- 2: Circuit d'extraction des paramètres S_{21} et S_{12}

RÉFÉRENCE :

[B-1] : [**Mohamed Ali SKIMA, Mohamed Salah KAROUI, Hamadi GHARIANI, Mounir SAMET** "S-PARAMETERS EXTRACTION OF A MULTI-PORT NETWORK USING PSPICE" *1rst International Conference on Smart , Monitored and Controlled Cities (ICSM2C-2017) feb 17-19*

ANNEXE C

PARAMÈTRES DE FILTRES BUTTERWORTH ET CHEBYSHEV

I- APPROXIMATION EN AMPLITUDE BUTTERWORTH

L'approximation de Butterworth est définie par la fonction d'atténuation suivante (en dB):

$$\alpha_{dB} = 10\log_{10}\left[1+\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2N}\right] \qquad \text{(C-1)}$$

Les éléments g_i peuvent être calculés par la relation suivante :

$$g_i = 2\sin\left(\frac{2k-1}{2N}\pi\right)$$

Avec N est l'ordre du filtre.

Le tableau suivant résume les valeurs de g_i pour de différentes valeurs de N :

Tableau C- 1 : Valeurs de gi d'amplitude Butterworth.

N	g1	g2	g3	g4	g5	g6	g7
1	2.000	1.000					
2	1.4142	1.4142	1.000				
3	1.000	2.000	1.000	1.000			
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.000		
5	0.6180	1.6180	2.000	1.6180	0.6180	1.000	
6	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1.000

L'ordre du filtre est déterminé par l'intersection de l'atténuation en dB avec le rapport $(\frac{\omega_c}{\omega} - 1)$ selon la figure suivante :

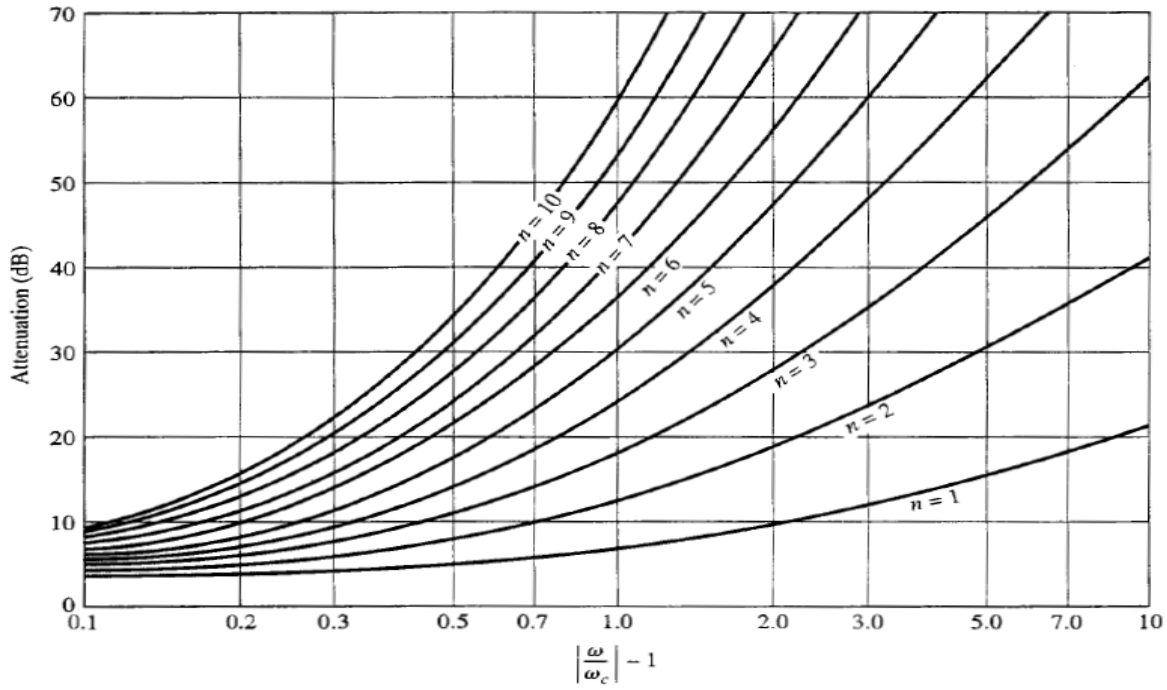


Figure C- 1 : Abaque ordre atténuation du filtre Butterworth.

II- APPROXIMATION EN AMPLITUDE CHEBYSHEV

Les filtres de type Chebyshev ont pour but d'améliorer la réjection de la réponse. Généralement, plus on accepte une grande variation du gain dans la bande passante (Ripple), plus on obtient une décroissance rapide au voisinage de la fréquence de coupure. Le tableau suivant résume les valeurs des éléments g_i du prototype :

Tableau C- 2 : Valeurs de g_i d'ondulation Chebyshev 1dB.

N	g1	g2	g3	g4	g5	g6
1	0.6986	1.0000				
2	1.4029	0.7071	1.9841			
3	1.5963	1.0967	1.5963	1.0000		
4	1.6703	1.1926	2.3661	0.8419	1.9841	
5	1.7058	1.2296	2.5408	1.2296	1.7058	1.0000

L'ordre du filtre est défini via la figure suivante :

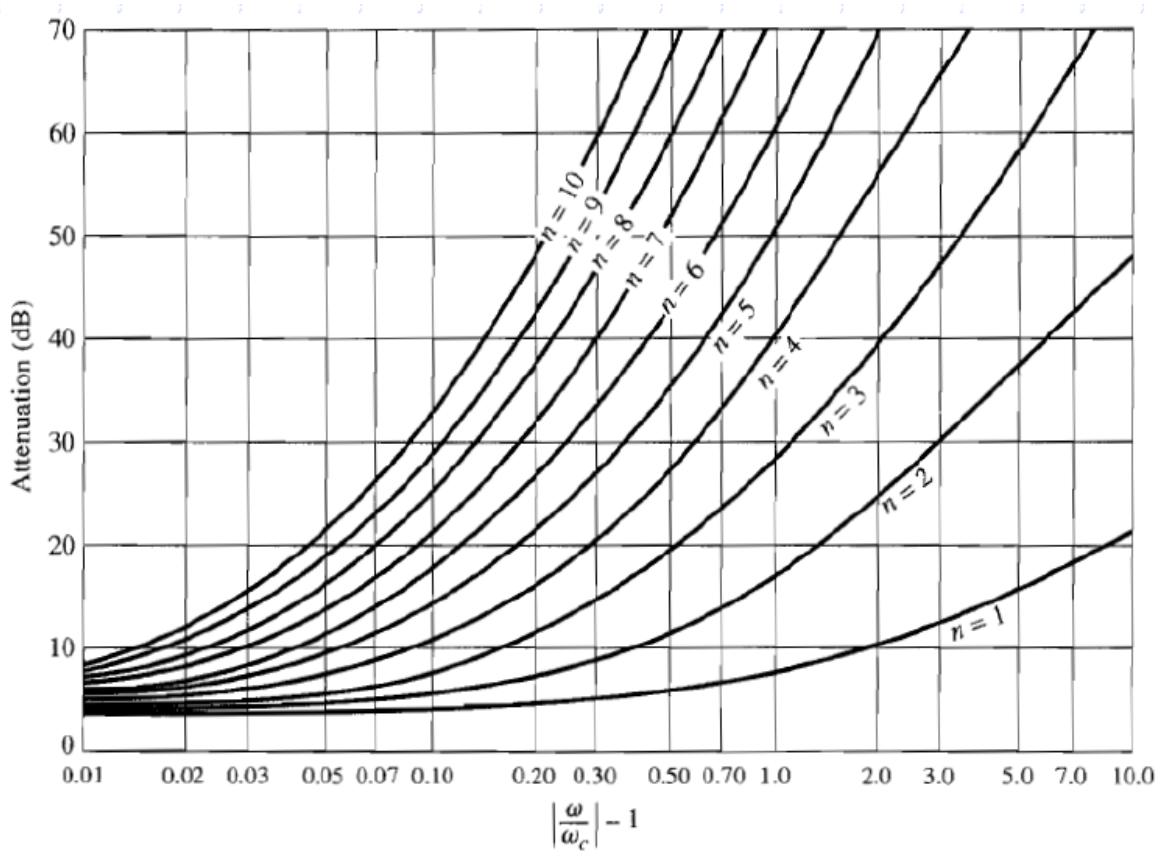


Figure C- 2: Abaque ordre-atténuation du filtre Chebyshev

ANNEXE D

MODÈLE DU TRANSISTOR MOS AU SEIN DE LA PLATEFORME PSPICE

Dans ce travail, nous avons utilisé la bibliothèque du transistor MOSFET de canal 0.18µm de la fonderie TSMC. Nous citons les différents paramètres inclus dans le netlist :

- **Transistor PMOS**

.MODEL CMOSP PMOS (LEVEL = 8

+VERSION = 3.1 TNOM = 27 TOX = 4E-9

+XJ = 1E-7 NCH = 4.1589E17 VTH0 = -0.4064886

+K1 = 0.5499001 K2 = 0.0389453 K3 = 0

+K3B = 11.4951756 W0 = 1E-6 NLX = 9.143209E-8

+DVT0W = 0 DVT1W = 0 DVT2W = 0

+DVT0 = 0.5449299 DVT1 = 0.3160821 DVT2 = 0.1

+U0 = 117.9612996 UA = 1.64867E-9 UB = 1.165056E-21

+UC = -1E-10 VSAT = 2E5 A0 = 1.7833459

+AGS = 0.407511 B0 = 1.314603E-6 B1 = 5E-6

+KETA = 0.0137171 A1 = 0.4610527 A2 = 0.6597363

+RDSW = 364.9443889 PRWG = 0.5 PRWB = -0.1129203

+WR = 1 WINT = 0 LINT = 2.007556E-8

+XL = -2E-8 XW = -1E-8 DWG = -2.835566E-8

+DWB = 8.003075E-9 VOFF = -0.1064646 NFACTOR = 2

+CIT = 0 CDSC = 2.4E-4 CDSCD = 0

+CDSCB = 0 ETA0 = 0.0141703 ETAB = -0.0398356

+DSUB = 0.4441401 PCLM = 2.2364512 PDIBLC1 = 9.167645E-4

+PDIBLC2 = 0.0209189 PDIBLCB = -9.568266E-4 DROUT = 9.976778E-4

+PSCBE1 = 1.731161E9 PSCBE2 = 5E-10 PVAG = 14.337819

+DELTA = 0.01 RSH = 7.5 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 = 6.79E-10 CGSO = 6.79E-10 CGBO = 1E-12

+CJ = 1.176396E-3 PB = 0.8607121 MJ = 0.4163285

+CJSW = 2.135953E-10 PBSW = 0.6430918 MJSW = 0.2654457

+CJSWG = 4.22E-10 PBSWG = 0.6430918 MJSWG = 0.2654457

+CF = 0 PVTH0 = 4.364418E-3 PRDSW = 4.4192048

+PK2 = 3.104478E-3 WKETA = 0.0270296 LKETA = 2.038008E-3

+PU0 = -2.3639825 PUA = -8.41675E-11 PUB = 1E-21

+PVSAT = -50 PETA0 = 1E-4 PKETA = -1.444802E-3)

- **Transistor NMOS**

.MODEL CMOSN NMOS (LEVEL =8

+VERSION = 3.1 TNOM = 27 TOX = 4E-9

+XJ = 1E-7 NCH = 2.3549E17 VTH0 = 0.3627858

+K1 = 0.5873035 K2 = 4.793052E-3 K3 = 1E-3

+K3B = 2.2736112 W0 = 1E-7 NLX = 1.675684E-7

+DVT0W = 0 DVT1W = 0 DVT2W = 0

+DVT0 = 1.7838401 DVT1 = 0.5354277 DVT2 = -1.243646E-3

+U0 = 263.3294995 UA = -1.359749E-9 UB = 2.250116E-18

+UC = 5.204485E-11 VSAT = 1.083427E5 A0 = 2

+AGS = 0.4289385 B0 = -6.378671E-9 B1 = -1E-7

+KETA = -0.0127717 A1 = 5.347644E-4 A2 = 0.8370202

+RDSW = 150 PRWG = 0.5 PRWB = -0.2

+WR = 1 WINT = 1.798714E-9 LINT = 7.631769E-9

+XL = -2E-8 XW = -1E-8 DWG = -3.268901E-9

+DWB = 7.685893E-9 VOFF = -0.0882278 NFACTOR = 2.5

+CIT = 0 CDSC = 2.4E-4 CDSCD = 0

+CDSCB = 0 ETA0 = 2.455162E-3 ETAB = 1

+DSUB = 0.0173531 PCLM = 0.7303352 PDIBLC1 = 0.2246297

+PDIBLC2 = 2.220529E-3 PDIBLCB = -0.1 DROUT = 0.7685422

+PSCBE1 = 8.697563E9 PSCBE2 = 5E-10 PVAG = 0

+DELTA = 0.01 RSH = 6.7 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 = 7.16E-10 CGSO = 7.16E-10 CGBO = 1E-12

+CJ = 9.725711E-4 PB = 0.7300537 MJ = 0.365507

+CJSW = 2.604808E-10 PBSW = 0.4 MJSW = 0.1

+CJSWG = 3.3E-10 PBSWG = 0.4 MJSWG = 0.1

+CF = 0 PVTH0 = 4.289276E-4 PRDSW = -4.2003751

+PK2 = -4.920718E-4 WKETA = 6.938214E-4 LKETA = -0.0118628

+PU0 = 24.2772783 PUA = 9.138642E-11 PUB = 0

+PVSAT = 1.680804E3 PETA0 = 2.44792E-6 PKETA = 4.537962E-5

ANNEXE E

CALCUL DES ELEMENTS DU FILTRE A COUPLAGE-C

Les inverseurs d'admittance et d'impédance peuvent être réalisés à l'aide des réseaux capacitifs en Pi et en T. Cependant, comme la capacité négative ne peut pas être combinée à la fois par le générateur et les extrémités de la charge pour produire des valeurs positives, un autre circuit équivalent doit être étudié. En fait, nous pouvons réaliser un inverseur en utilisant seulement deux condensateurs, comme illustré sur la figure E-1 :

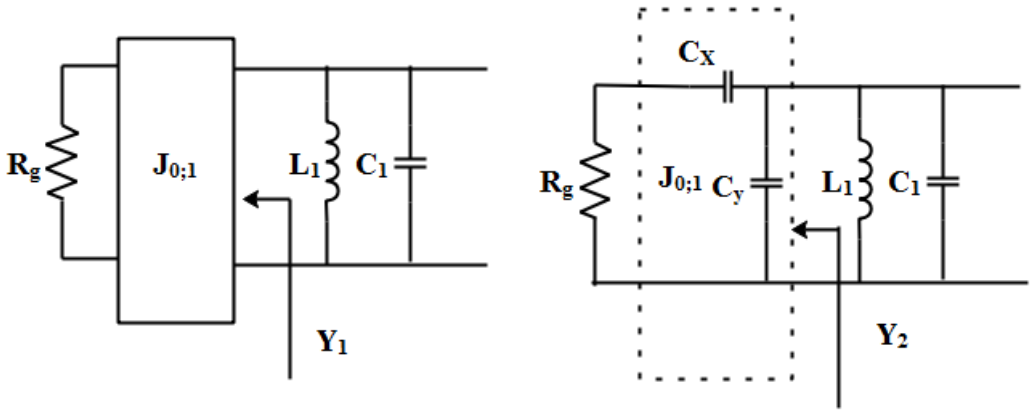


Figure E- 1 : Inverseur d'admittance d'entré

Si les générateurs des deux circuits sont adaptés à l'impédance caractéristique Z_0, nous pouvons calculer les deux admittances Y_1 et Y_2 comme suit:

$$Y_1 = \frac{J_{0,1}^2}{Y_g} = J_{0,1}^2 Z_0 \tag{E-1}$$

$$Y_2 = j\omega_0 C_y + \frac{1}{\frac{1}{j\omega_0 C_x} + Z_0} \tag{E-2}$$

$$Y_2 = j\omega_0 C_y + \frac{j\omega_0 C_x}{1 + Z_0 j\omega_0 C_x} \tag{E-3}$$

$$Y_2 = j\omega_0 C_y + \frac{j\omega_0 C_x + Z_0 (j\omega_0 C_x)^2}{1 + (Z_0 j\omega_0 C_x)^2} \tag{E-4}$$

$$Y_2 = \frac{Z_0 (\omega_0 C_x)^2}{1 + (Z_0 \omega_0 C_x)^2} + j\left(\omega_0 C_y + \frac{\omega_0 C_x}{1 + (Z_0 \omega_0 C_x)^2} \right)^2 \tag{E-5}$$

Pour que les deux circuits soient équivalents, Y_1 doit être égal à Y_2 pour chaque fréquence. En comparant les parties réelle et imaginaire de Y_1 et Y_2, nous obtenons les résultats de C_x et C_y:

$$C_x = \frac{J_{0,1}}{\omega_0\sqrt{1-\left(J_{0,1}Z_0\right)^2}} \tag{E-6}$$

$$C_y = \frac{C_x}{1+\left(Z_0\omega_0 C_x\right)^2} \tag{E-7}$$

A partir de l'étude théorique des filtres couplés-C, nous avons créé deux fonctions MATLAB permettant de calculer les valeurs des capacités en **FONCTION** des coefficients g_i, de la fréquence centrale f_0, de la bande passante BW et de l'inductance spécifiée. Les deux prototypes sont:

```
function y = C_couple_shunt(g,f0,BW,L)
function y = C_couple_series(g,f0,BW,L)
```

```
function y = C_couple_shunt(g,f0,BW,L)
%ordre de filtre
n = length(g); %order = n-1
Z0 = 50;
%calcul des fréquences
w0 = 2*pi*f0; %fréquence centrale
w1 = w0 - 2*pi*BW/2;
w2 = w0 + 2*pi*BW/2;
delta = BW/f0;
%Capcitor of the shunt resonator
C = 1/(L*w0^2);
display(C);
%Calculate coupling coefficents

J=zeros(size(g));
J(1)= sqrt(w0*C*delta/(Z0*1*g(1)));
J(n)= sqrt(w0*C*delta/(Z0*g(n-1)*g(n)));
for i = 2:1:n-1
J(i) = w0*C*delta/(sqrt(g(i-1)*g(i)));
end
%Calculate coupling capacitor values
C_coupled = J/w0;
C_coupled(1) = J(1)/w0/sqrt(1-(J(1)*Z0)^2);
C_coupled(n) = J(n)/w0/sqrt(1-(J(n)*Z0)^2);
%Calculate coupling capacitor values
C_resonator = zeros(1,n-1);
for i=1:n-1
C_resonator(i)=C-C_coupled(i)-C_coupled(i+1);
```

```
end
%Display result
disp('les valeurs des capacités couplés série son en (pF): ');
disp(C_coupled*10^12);
disp(les valeurs des capacités couplés parallèle son en (pF):
');
disp(C_resonator*10^12);
end
```

ANNEXE F

VALEURS DES CAPACITÉS

Les différentes valeurs des capacités disponibles chez la société SAMSUNG :

Description			0603 (0201)	1005 (0402)	1608 (0603)	2012 Type (0805)			3216 Type (1206)			3225 Type (1210)				4532 Type (1812)				5750 Type (2220)		
Dimension (mm)		L	0.6 ±0.03	1.0 ±0.05	1.6 ±0.1	2.0±0.1			3.2±0.15		3.2 ±0.2	3.2±0.3				4.5±0.4				5.7±0.4		
		W	0.3 ±0.03	0.5 ±0.05	0.8 ±0.1	1.25±0.1			1.6±0.15		1.6 ±0.2	2.5±0.2				3.2±0.3				5.0±0.4		
		T	0.3 ±0.03	0.5~ ±0.05	0.8 ±0.1	0.65 ±0.1	0.85 ±0.1	1.25 ±0.1	0.85 ±0.15	1.25 ±0.15	1.6 ±0.2	1.25 ±0.2	1.6 ±0.2	2.0 ±0.2	2.5 ±0.2	1.25 ±0.2	1.6 ±0.2	2.0 ±0.2	2.5 ±0.2	1.6 ±0.2	2.0 ±0.2	2.5 ±0.2
RANGE (pF) CAPACITANCE	SL	50V	-	0.5~ 240	0.5 ~ 1000	0.5 ~1000	1100 ~ 1500	1600~ 2700	0.5 ~ 2700	3000~ 5600	6200~ 8200	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	C, TC (Except SL,UJ)	25V	0.5~ 47	0.5~ 220	0.5 ~ 1000	-	-	3300~ 8200	1500~ 3600	3900~ 6800	7500~ 10000	-	-	-	-	-	100000	-	-	-	-	-
		50V	-	0.5 ~ 180	0.5 ~ 1000	0.5 ~ 560	620~ 1000	1100~ 3300	0.5 ~ 2200	2400~ 4700	-	560~ 10000	11000 ~ 22000	24000~ 47000	-	1000~ 13000	15000~ 22000	24000~ 47000	62000~ 68000	43000	93000	130000

ABSTRACT

Synthesis of 0,18 µm-CMOS based active microwave narrow band filters

The ever-growing development of telecommunication systems requires more and more sophisticated devices, leading to frequency and electric performances of the highest level.

Recently, CMOS technology has been widely adopted in designing microwave circuits thanks to its low cost and reduced power consumption.

In line with the current tendency, several configurations of active microwave narrow band filters have been proposed and simulated, according to 0,18 µm CMOS technology, in the present work.

As a first step, simple current mirrors-based Operational Transconductor Amplifiers (OTA) have been built as fundamental blocs in synthesizing CMOS active inductors in the frequency range of interest.

The active inductors have been then integrated into different microwave circuits such as Butterworth and Chebyshev C-coupled filters. In addition, the enhanced configurations rely on the use of admittance inverters to reduce the insertion losses and improve the frequency responses.

Finally, two microwave transversal channelized filters have been proposed and analyzed. Filters' channels are connected through discrete elements-based power dividers/combiners. The topologies, under study, include in each branch 1dB-ripple active Chebyshev filter along with a time delay circuit.

Simulation results, obtained by means of PSPICE, show excellent performances in terms of the scattering parameters and the noise figure. The channelized filter produces an elliptic response with a 7MHz bandwidth, centered at 1,13GHz.

Keywords: CMOS, OTA, current mirrors, channelized filter, low noise filter

Centre d'Etudes Doctorales : Sciences et Techniques de l'Ingénieur

Résumé de la thèse

Le développement de la chaine de transmission RF impose des contraintes spécifiques sur la fonction de filtrage au niveau technique et structurel. Les concepteurs prennent en considération le fonctionnement aux fréquences microondes et d'autres paramètres spécifiques tels que l'adaptation, les pertes d'insertion, la consommation et la taille.

Le progrès de la technologie CMOS, grâce notamment à la montée en fréquence des transistors MOSFET, a permis une évolution considérable des circuits actifs à base de Silicium, particulièrement les filtres actifs microondes. Outre le coût de conception très faible par rapport à la technologie AsGa, les performances électriques contribuent à l'adoption de technologie CMOS dans la réalisation d'un bon nombre de fonctions électriques.

Les travaux de thèse s'inscrivent dans ce cadre en proposant la synthèse de plusieurs types de filtres analogiques hyperfréquences à bande étroite selon la technologie 0,18µm.

La conception repose sur l'insertion de self active dans une structure filtrante. La structure suit le principe du gyrator-C en considérant l'association d'amplificateurs opérationnels à transconductance (OTA), réalisés à partir de miroirs de courant simples.

Ainsi, plusieurs filtres actifs à structure couplée ont été proposés et étudiés à savoir les filtres Butterworth et Chebyshev d'ordre 2 et 3. Enfin, les performances fréquentielle ont été améliorées en synthétisant des filtres transversaux channélisés à 2 et à 3 branches de bande passante de 7MHz autour de 1,13GHz. Les résultats de simulation mettent en évidence l'existence d'une réponse elliptique avec un faible facteur de bruit.

Mots clés Transistor MOS, OTA, Inductance active, Inverseur d'admittance, Inverseur d'impédance, Filtres channélisés, bande étroite, Facteur de bruit.

Faculté des Sciences et Techniques - Fès ; Route d'Immouzer, B.P. 2202 Fès-, Maroc –
Tél. : (212) 5 35 60 80 14 ; Tél. : (212) 5 35 60 29 53 ; Fax : (212) 5 35 60 82 14 ; Site web : www.fst-usmba.ac.ma