



N° d'ordre 06/2017

THESE DE DOCTORAT

Présentée par

Mme : Imane HALKHAMS

Spécialité : Télécommunications / Electronique

Sujet de la thèse : Etude et conception d'un filtre actif accordable : cas de la 5G.

Thèse présentée et soutenue le 15 avril 2017 devant le jury composé de :

Nom Prénom	Titre	Etablissement	
Catherine ALGANI	Professeur des universités	CNAM-Paris, France	Présidente
Mounir RIFI	Professeur d'enseignement supérieur	Université Hassan II, Casablanca	Rapporteur
Nora AKNIN	Professeur d'enseignement supérieur	Université Abdelmalek Essaâdi, Tétouan	Rapporteur
Hassan QJIDAA,	Professeur d'enseignement supérieur	Université Sidi Mohamed Ben Abdellah, Fès	Rapporteur
Mahmoud MEHDI	Professeur associé et titulaire	Université Libanaise de Beyrouth, Liban	Examineur
Laila SAKILLA CHAKOUR	Ingénieur de recherche	Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambrésis, France	Examineur
Said MAZER	Professeur Habilité	Université Sidi Mohamed Ben Abdellah, Fès	Examineur
Moulhime EL BEKKALI	Professeur d'enseignement supérieur	Université Sidi Mohamed Ben Abdellah, Fès	Directeur de thèse

Laboratoire d'accueil :

Laboratoire de Transmission et Traitement d'Information (LTTI)



Etablissement :

Ecole Supérieure de Technologie Fès

DEDICACE

A mes parents

A mon mari

A ma sœur

A mon frère

A mon oncle Abdelkarim

Aux familles HALKHAMS, ESSAKKAKI et AYACINE

A mes amis et collègues de travail

A tous ceux que j'ai côtoyés pendant ces années de thèse.

" La connaissance s'acquiert par l'expérience,
tout le reste n'est que de l'information."

Albert Einstein

"Moins que d'autres, je ne savais si le but de
notre vie avait un sens. Mais je savais, plus que
quiconque, qu'elle avait une valeur. Pas elle-même,
directement, hors de toute réussite ou déroute. Cette
valeur venait du combat."

Alain Damasio, La Horde du Contrevent

REMERCIEMENTS

J'exprime ma sincère reconnaissance à Monsieur Moulhime EL BEKKALI pour avoir accepté de diriger cette thèse, pour ses critiques, son aide et pour m'avoir témoigné son soutien et sa confiance.

Je témoigne ma gratitude à Monsieur Said MAZER pour avoir veillé au bon déroulement de ces travaux, pour avoir toujours répondu présent dans toutes les étapes de recherche et pour m'avoir laissé une grande liberté dans l'orientation de mes travaux tout en surveillant leur évolution.

Je souhaiterais remercier particulièrement Monsieur Mahmoud MEHDI pour n'avoir ménagé aucun effort pour m'aider à mener à bien ce travail, pour son professionnalisme, pour ses précieux conseils et pour sa disponibilité permanente par tous les moyens de communication, ainsi que pour avoir pris la peine de se déplacer plusieurs fois au Maroc afin d'encadrer de près ces travaux de recherche.

J'adresse mes vifs remerciements à Mme Catherine ALGANI pour avoir accepté de présider le jury et à Mme. Laila SAKILLA CHAKOUR pour avoir accepté de siéger en tant qu'examinateur. Soyez assurées de ma sincère reconnaissance.

En acceptant d'être les rapporteurs de mon travail, les professeurs Mounir RIFI, Nora AKNIN et Hassan QJIDAA, m'ont fait un grand honneur. Qu'ils trouvent ici toute ma gratitude.

Mes remerciements chaleureux s'adressent à Wafae EL HAMDANI, pour son apport scientifique, pour son soutien moral et pour ses conseils et orientations qui ont fortement contribué à la réussite de cette de thèse.

Remerciements

Je souhaiterais également remercier mes collègues du Laboratoire Transmissions et Traitement d'Informations, Meryem Abata, Nouha al Majed, Alae Bennour et Mourad Yessef pour le climat de bonne entente, les bons moments que nous avons partagés et l'expérience que nous avons vécue ensemble.

Ce travail de thèse s'est déroulé au laboratoire de Transmissions et de Traitement de l'Information. Il a été financé par deux bourses attribuées par le Ministère de l'Enseignement Supérieur, de la Recherche Scientifique et de la Formation des Cadres aussi bien que par le Centre National de Recherche Scientifique et Technique (CNRST). La technologie du transistor a été fournie périodiquement par la fonderie UMS (United Monolithic Semiconductors) en partenariat avec le CNAM (Conservatoire National des Arts et Métiers) de Paris. J'adresse ma vive reconnaissance à ces établissements.

Finalement j'adresse toute ma gratitude à toute personne qui a contribué de près ou de loin à la réussite de ce travail, plus particulièrement à ma petite famille qui a toujours cru en moi et en ma réussite, je ne saurai vous remercier assez.

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GÉNÉRALE -----	1
MOTIVATION ET CONTEXTE -----	1
CONTRIBUTION ET APPROCHE UTILISÉE -----	2
DISPOSITION DE LA THÈSE -----	4
CHAPITRE I : -----	6
I-GÉNÉRALITÉS SUR LES RÉSEAUX MOBILES ET MODES D'ACCÈS -----	7
<i>I-1- Structure d'un réseau mobile</i> -----	<i>8</i>
<i>I-2- Modes d'accès multiples</i> -----	<i>12</i>
I-2-1- Accès multiple par division de fréquence (FDMA)-----	12
I-2-2- Accès multiple par division de temps (TDMA)-----	14
I-2-3- Accès multiple par division de code (CDMA)-----	15
I-2-4- Autres techniques d'accès multiple -----	16
II-APERÇU HISTORIQUE SUR LES GÉNÉRATIONS MOBILES -----	17
<i>II-1- La technologie de génération 0 (0G)</i> -----	<i>17</i>
<i>II-2- La technologie de 1^{ère} génération (1G)</i> -----	<i>18</i>
<i>II-3- La technologie de 2^{ème} génération (2G)</i> -----	<i>20</i>
II-3-1- La technologie de génération 2.5G – GPRS-----	21
II-3-2- La technologie de génération 2.75 – EDGE -----	21
<i>II-4- La technologie de 3^{ème} génération (3G)</i> -----	<i>22</i>
II-4-1- La technologie de génération 3.5G – HSDPA-----	24
II-4-2- La technologie de génération 3.75G – HSUPA -----	24
<i>II-5- La technologie de 4^{ème} génération (4G)</i> -----	<i>25</i>
III-RÉSEAU MOBILE DE 5 ^{ÈME} GÉNÉRATION -----	29

Table des matières

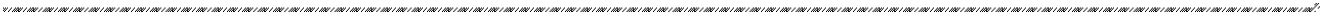
LISTE DES REFERENCES DU CHAPITRE I -----	35
CHAPITRE II :-----	38
I-CHAÎNE DE RÉCEPTION EN TÉLÉCOMMUNICATIONS -----	39
<i>I-1- L'antenne</i> -----	41
<i>I-2- L'amplificateur RF LNA</i> -----	43
<i>I-3- Le mélangeur</i> -----	45
I-3-1- Filtre inter-étages RF-----	45
I-3-2- Mélangeur de fréquences -----	45
<i>I-4- L'oscillateur local</i> -----	47
<i>I-5- Le filtre IF</i> -----	49
<i>I-6- L'amplificateur IF</i> -----	50
<i>I-7- Le démodulateur</i> -----	51
II-CARACTÉRISTIQUES D'UN RÉCEPTEUR RADIOFRÉQUENCES -----	53
<i>II-1- La sensibilité</i> -----	53
<i>II-2- La stabilité</i> -----	54
<i>II-3- La sélectivité</i> -----	55
III-CLASSIFICATION DES FILTRES FRÉQUENTIELS -----	56
<i>III-1-Introduction</i> -----	56
<i>III-2-Filtres passifs</i> -----	57
<i>III-3-Filtres actifs</i> -----	58
IV- FILTRES ACTIFS À BASE D'INDUCTANCE ACTIVE -----	59
<i>IV-1- Introduction</i> -----	59
<i>IV- 2- Etat de l'art sur les filtres actifs à base d'inductance active</i> -----	60
LISTE DES REFERENCES DU CHAPITRE II-----	67
CHAPITRE III :-----	70

Table des matières

I- PRINCIPE DE L'INDUCTANCE ACTIVE -----	71
<i>I-1- Circuit gyrateur -----</i>	<i>71</i>
<i>I-2- Etude des paramètres comportementaux d'un quadripôle -----</i>	<i>73</i>
I-2-1- Paramètres S-----	73
I-2-2 Etude petit signal et extraction des paramètres intrinsèques du transistor-----	76
II- INDUCTANCE ACTIVE ET CIRCUIT RLC ÉQUIVALENT -----	79
<i>II-1- Etude analytique de l'inductance active-----</i>	<i>79</i>
<i>II-2- Circuit RLC équivalent-----</i>	<i>81</i>
<i>II-3- Résultats de simulation -----</i>	<i>83</i>
LISTE DES REFERENCES DU CHAPITRE III -----	85
CHAPITRE IV :-----	87
I- ACCORD DU FACTEUR DE QUALITÉ (SÉLECTIVITÉ)-----	88
<i>I-1-Pertes de l'inductance active-----</i>	<i>88</i>
<i>I-2- Topologies de résistance négative-----</i>	<i>93</i>
<i>I-3- Etude de la résistance négative SC-SC -----</i>	<i>96</i>
II- ACCORD DE LA FRÉQUENCE CENTRALE DE L'INDUCTANCE ACTIVE -----	101
LISTE DES REFERENCES DU CHAPITRE IV-----	102
CHAPITRE V :-----	103
I- FILTRE PASSE-BANDE ACTIF À BASE D'INDUCTANCE ACTIVE-----	104
<i>I-1- Rappels sur les caractéristiques des filtres-----</i>	<i>104</i>
<i>I-2- Topologie du filtre étudié -----</i>	<i>106</i>
I-2-1- Etage d'adaptation en entrée -----	108
I-2-2- Etage d'adaptation en sortie -----	110
II- ACCORD DE LA FRÉQUENCE CENTRALE DU FILTRE -----	113
<i>II-1- Variation de l'inductance L -----</i>	<i>114</i>

Table des matières

II-2- Variation de la capacité C	115
II-3- Variation de la tension $V_{\text{contrôle}}$	115
III- ADAPTATION DES CARACTÉRISTIQUES DU FILTRE À LA TECHNOLOGIE DE CINQUIÈME GÉNÉRATION (5G)	117
III-1- Spécifications techniques	117
III-2- Filtre Mono-bande	118
III-2-1- CMOS vs. PHEMT	119
III-2-2- Filtre actif mono-bande en technologie PHEMT	121
III-3- Filtre bi-bande	126
IV- MONTAGE DIFFÉRENTIEL DU FILTRE	129
IV-1- Mode commun	131
IV-2- Mode différentiel	131
IV-3- Filtre différentiel complet	133
V- PERSPECTIVES : APPLICATIONS WPAN	137
LISTE DES RÉFÉRENCES DU CHAPITRE V	138
CONCLUSION GÉNÉRALE	141
ANNEXE A	143
ANNEXE B	145
ANNEXE C	151
ANNEXE D	153
ANNEXE E	155
LISTE DES PUBLICATIONS	157
RÉSUMÉ	159
ABSTRACT	159



LISTE DES TABLEAUX

Tableau I : Caractéristiques des différentes générations mobiles.....	29
Tableau II : valeurs des paramètres optimisés des transistors.....	91
Tableau III : Admittance d'entrée des résistances négatives DC-GC, GC-DC et SC-SC.....	95
Tableau IV : Caractéristiques du filtre	113
Tableau V : Accord de la fréquence centrale en fonction de L, C et Vcontrôle.....	116
Tableau VI : Spécifications probables de la cinquième génération.....	117
Tableau VII : Caractéristiques globales des technologies CMOS et PHEMT	120
Tableau VIII : Tableau comparatif des performances des filtres.....	125
Tableau C-1 : caractéristiques du transistor CMOS.....	152
Tableau E-1 : caractéristiques du transistor pHEMT.....	156

LISTE DES FIGURES

Figure I : Synoptique de la thèse.....	3
Figure II : Chapitres du mémoire.....	4
Figure I-1 : évolution du nombre d'abonnés mobiles mondiaux entre 2003 et 2015.....	8
Figure I-2 : Architecture d'un réseau mobile.....	9
Figure I-3 : Cellules hexagonales à 3 antennes directives.....	11
Figure I-4 : Accès multiple par division de fréquence.....	13
Figure I-5 : Accès multiple par division de temps.....	14
Figure I-6 : Accès multiple par division de code.....	15
Figure I-7 : Evolution du GSM vers l'UMTS.....	23
Figure I-8 : La solution globale 5G d'accès sans fil consistant en l'évolution de LTE et la nouvelle technologie.....	33
Figure II-1 : symbole du mélangeur hétérodyne.....	39
Figure II-2 : architecture d'une chaîne de réception de données analogiques superhétérodyne.....	40
Figure II-3 : Exemple du coefficient de réflexion et de la bande passante à 10 dB d'une antenne en fonction de la fréquence.....	42
Figure II-4 : Illustration de l'opération de multiplication de deux signaux par un mélangeur.....	45
Figure II-5 : Principe du multiplexage fréquentiel.....	49
Figure II-6 : Schéma bloc du circuit démodulateur en quadrature.....	51
Figure II-7 : Classification des filtres intégrables.....	56
Figure II-8 : Gyrateur fermé sur une capacité.....	60
Figure II-9 : Première inductance active conçue par HARA [Har88].....	61
Figure II-10 : Inductance active améliorée par Wu Yue [Wu03].....	62
Figure II-11 : Inductance active conçue par Kung-Hao LIANG [Lia05].....	63
Figure II-12 : Inductance active créée par Haiqiao Xiao [Xia07].....	64

Liste des figures

Figure II-13 : Inductance active améliorée par Alireza Saberhari [Sab15].....	65
Figure III-1 : a) Symbole du gyrateur b) Gyrateur fermé sur une impédance.....	71
Figure III-2 : Symbole du quadripôle montrant les courants et les tensions appliquées.....	73
Figure III-3 : Représentation quadripôle des ondes transmises et réfléchies a et b.....	74
Figure III-4 : Schéma du transistor NMOS et circuit petit signal équivalent.....	76
Figure III-5 : Circuit conçu de l'inductance active en technologie CMOS.....	80
Figure III-6 : Schéma petit signal équivalent de l'inductance active (a) simplifié (b) à capacités.....	80
Figure III-7 : Circuit RLC équivalent à l'inductance active.....	82
Figure III-8 : Paramètres Y du transistor pour une plage de fréquence de 0 à 10 GHz.....	83
Figure III-9 : Impédance d'entrée des circuits RLC et inductance active.....	84
Figure IV-1 : Tracé de Bode de l'impédance de l'inductance active [Yua08].....	89
Figure IV-2 : Effet de la résistance série R_s sur l'impédance d'entrée de l'inductance active.....	90
Figure IV-3 : Effet de la résistance parallèle R_p sur l'impédance d'entrée de l'inductance active.....	92
Figure IV-4 : Résistance négative à entrée unique.....	94
Figure IV-5 : Topologies de résistance négative (a) Drain commun-Grille commune DC-GC (b) Grille commune-Drain commun GC-DC (c) Source commune-Source commune SC-SC.....	94
Figure IV-6 : (a) Résistance négative (b) Schéma petit signal équivalent.....	96
Figure IV-7 : Circuit équivalent de la résistance négative.....	97
Figure IV-8 : Simulation de l'impédance d'entrée de la résistance négative (a) réel (b) imaginaire.....	98
Figure IV-9 : Accord du facteur de qualité en variant le courant de la résistance négative de 0 à 0,5mA.....	99
Figure IV-10 : Comparaison des impédances d'entrée de l'inductance active avant et après insertion de la résistance négative.....	99
Figure IV-11 : Evolution du facteur de qualité et de la fréquence centrale en fonction de la méthode de compensation utilisée.....	100
Figure IV-12 : Accord de la fréquence de l'inductance active en variant la capacité.....	101
Figure V-1 : module de S_{21} d'un filtre passe-bande réel.....	104

Liste des figures

Figure V-2 : Topologie du filtre actif passe-bande conçu	107
Figure V-3 : Schéma de principe de l'adaptation active.....	108
Figure V-4 : (a) Etage d'entrée (Montage transistor en grille commune) (b) Point de polarisation optimal.....	109
Figure V-5 : Etage de sortie (Montage transistor en drain commun) (b) Point de polarisation optimal.....	110
Figure V-6 : Paramètres S du filtre.....	111
Figure V-7 : Facteur de stabilité du filtre.....	112
Figure V-8 : Figure de bruit du filtre.....	113
Figure V-9 : Circuit du varactor.....	114
Figure V-10 : Accord de la fréquence en variant l'inductance L.....	115
Figure V-11: Accord de la fréquence en variant la capacité C.....	115
Figure V-12: Accord de la fréquence en variant la tension $V_{\text{contrôle}}$	116
Figure V-13: Paramètres S du filtre ; $F = 38\text{GHz}$	118
Figure V-14 : Facteur de stabilité du filtre.....	119
Figure V-15 : Inductance active en technologie pHEMT $0.15\ \mu\text{m}$	121
Figure V-16 : Paramètres S du filtre UMS.....	122
Figure V-17 : Figure de bruit et stabilité du filtre UMS.....	122
Figure V-18 : Résultats de l'analyse Monte Carlo.....	123
Figure V-19 : Layout du filtre UMS.....	124
Figure V-21 : Gain du filtre bi-bande.....	127
Figure V-22 : Accord de la fréquence (a) en variant la fréquence supérieure (b) en variant la fréquence inférieure.....	128
Figure V-23 : Inductance active différentielle.....	130
Figure V-24: Impédance d'entrée de l'inductance active différentielle (bleu) extrémité unique (rouge).....	132
Figure V-25 : Filtre passe-bande actif différentiel.....	133
Figure V-26 : Circuit du BALUN.....	134

Liste des figures

Figure V-27 : Gain du filtre différentiel.....	134
Figure V-28 : Accord du facteur de qualité du filtre différentiel.....	135
Figure V-29 : Paramètres du filtre différentiel (a) S21(bleu) (b) S11 et S22 (c) facteur de stabilité.....	136
Figure A-1 : symbole du transistor et schéma petit signal équivalent.....	143
Figure B-1 : Circuit de mesure du paramètre H11.....	145
Figure B-2 : Circuit de mesure du paramètre H12.....	146
Figure B-3 : Tensions incidentes et réfléchies d'un quadripôle.....	147
Figure B-4 : Circuit de calcul du paramètre S11 en fonction des paramètres H ($V''^2=0$).....	149
Figure B-5 : Circuit de calcul du paramètre S12 en fonction des paramètres H.....	149
Figure C-1 : Vue en coupe du transistor MOSFET 0.35 μm de la fonderie AMS.....	151
Figure C-2 : (a) Caractéristique de sortie I_D en fonction de V_{DS} pour différentes valeurs de V_{GS}	152
(b) Caractéristique de transfert I_D en fonction V_{GS}	152
Figure D-1 : Schéma petit signal de l'inductance active.....	153
Figure D-2 : Schéma petit signal équivalent du transistor.....	154
Figure D-3 : Schéma petit signal de l'inductance active à capacités parasites.....	154
Figure E-1 : Vue en coupe du transistor PHEMT 0.15 μm de la fonderie UMS.....	155

GLOSSAIRE

Abréviation	Désignation
ADC	Analog / Digital Converter
ADS	Advanced Design System
AMC	Adaptive Modulation and Coding
AMS	Austria Microelectronic Systems
ANRT	Agence Nationale de Réglementation des Télécommunications
AKA	Authentication and Key Agreement
As-Ga	Arséniure de gallium
BALUN	Balanced to Unbalanced
BAW	Bulk Acoustic Waves
CDMA	Code Division Multiple Access
CDS	Capacité Drain-Source
CGD	Capacité Grille-Drain
CGS	Capacité Grille-Source
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
CN	Core Network
EDGE	Enhanced Data Rates for Global Evolution
FDM	Frequency Division Multiplexing
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FET	Field Effect Transistor
FI	Fréquence Intermédiaire
GSM	Global System of Mobile Communications
GPRS	General Packet Radio Service
HSDPA	High-Speed Downlink Packet Access
HSUPA	High-Speed Uplink Packet Access
IP	Internet Protocol
IS-95	Interim Standard 1995
ITU	International Telecommunication Union
LNA	Low Noise Amplifier
LPF	Low Pass Filtre
LTE	Long Term Evolution
MEMS	Micro Electro-Mechanical Systems
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output

Liste des abréviations

MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit
MMS	Multimedia Messaging Service
MOS	Metal Oxide Semiconductor
MOSFET	Metal–Oxide–Semiconductor Field-Effect Transistor
NF	Noise Figure
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
OL	Oscillateur Local
pHEMT	High-electron-mobility transistor
PLL	Phase Locked Loop
RAN	Radio Access Network
RF	Radio Fréquence
SAW	Surface Acoustic Wave
SC-FDMA	Single-Carrier Frequency Division Multiple Access
SDMA	Space Domain Multiple Access
SiGe	Silicium-Germanium
SNR	Signal-to-Noise Ratio
TDMA	Time Division Multiple Access
UIT/ ITU	Union Internationale des Télécommunications
UMS	United Monolithic Semiconductors
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UE	User Equipment
Varactor	Variable reactor
VCO	Voltage Controlled Oscillator
VHF	Very High Frequency
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
V2V	Virtual to Virtual
WAP	Wireless Application Protocol
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access
WIMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WPAN	Wireless Personal Area Network

Introduction générale

Motivation et contexte

Le domaine des télécommunications connaît à l'heure actuelle un développement remarquable, à l'instar des autres domaines d'industrie, en particulier l'industrie cellulaire qui s'améliore de manière très rapide et considérable. Les exigences du marché et le développement de la technologie imposent une recherche continue sur les blocs des émetteurs-récepteurs RF certes. L'action entreprise par les chercheurs vise à développer davantage le filtrage analogique qui occupe une place de choix dans les systèmes d'émission et de réception. Ainsi, des dizaines de millions de filtres sont produits chaque année à l'échelon mondial. Et compte tenu du besoin croissant, les chercheurs ne cessent d'améliorer leurs composants afin d'accompagner la révolution technologique.

Passant outre les possibilités des filtres passifs limités par la grande taille, la difficulté d'accord de fréquence et l'absence d'amplification nécessitant d'autres étages amplificateurs, les chercheurs ont trouvé d'autres alternatives plus compactes, notamment les filtres actifs qui ont vu le jour à partir des années soixante-dix et qui ont constitué un pas géant vers l'intégration des circuits avec différentes topologies proposées par la littérature, permettant ainsi d'obtenir des performances améliorées en termes d'accord de fréquences et de facteur de qualité.

Une implémentation prometteuse des filtres actifs de faible taille et de faible puissance fait appel à des inductances actives, simulées par des transistors qui ont pour principal avantage d'être des dispositifs reconfigurables.

Néanmoins, ces filtres actifs à base d'inductances actives présentent certains inconvénients par rapport aux inductances spirales, tels que le bruit élevé, le comportement non linéaire et la consommation d'énergie sollicitée pour atteindre un facteur de qualité élevé. De plus, ils nécessitent une polarisation DC appropriée afin de surmonter les problèmes d'instabilité. Eléments à prendre en considération lors de la conception de circuits entièrement actifs.

La mise en œuvre des filtres dans la bande millimétrique, présente un grand défi pour la conception des Nanosystèmes. La majorité des filtres actifs à inductance active conçus à l'heure actuelle dépassent rarement 10 GHz en raison des problèmes de bruit et de stabilité des composants actifs avec l'augmentation de la fréquence et l'absorption du signal.

Dans cette optique, l'action entreprise est de concevoir un filtre passe-bande à base d'inductance active accordable en fréquence et en bande passante aux fréquences de la bande millimétrique, particulièrement celles de la cinquième génération (5G) à savoir 28 GHz-38 GHz. Ainsi donc, notre thèse se propose de démontrer la faisabilité du filtre actif aux fréquences énoncées de la cinquième génération, prévue pour 2020.

Contribution et approche utilisée

Lors de notre recherche, l'accent a été mis sur le filtrage qui, grâce à la diversité d'applications multistandards émergentes, impose l'utilisation de filtres accordables en très hautes fréquences (> 30 GHz) et l'étude menée conduit à la possibilité d'opérabilité des filtres actifs dans cette bande : les filtres actifs à base d'inductance active ont démontré une très grande flexibilité par rapport à l'adaptation de la fréquence centrale avec une facilité d'ajustement de la bande passante.

Introduction

Nous allons démontrer dans un premier temps l'importance de l'utilisation de l'inductance active dans la conception du filtre passe bande et chercher ensuite à optimiser les performances du dit filtre afin qu'il fonctionne dans la bande de fréquences souhaitée, tout en répondant aux caractéristiques du cahier de charge imposant la sélectivité (bande passante) et la haute réjection hors bande.

La conception du filtre passe-bande est passée par les étapes présentées par la figure suivante :

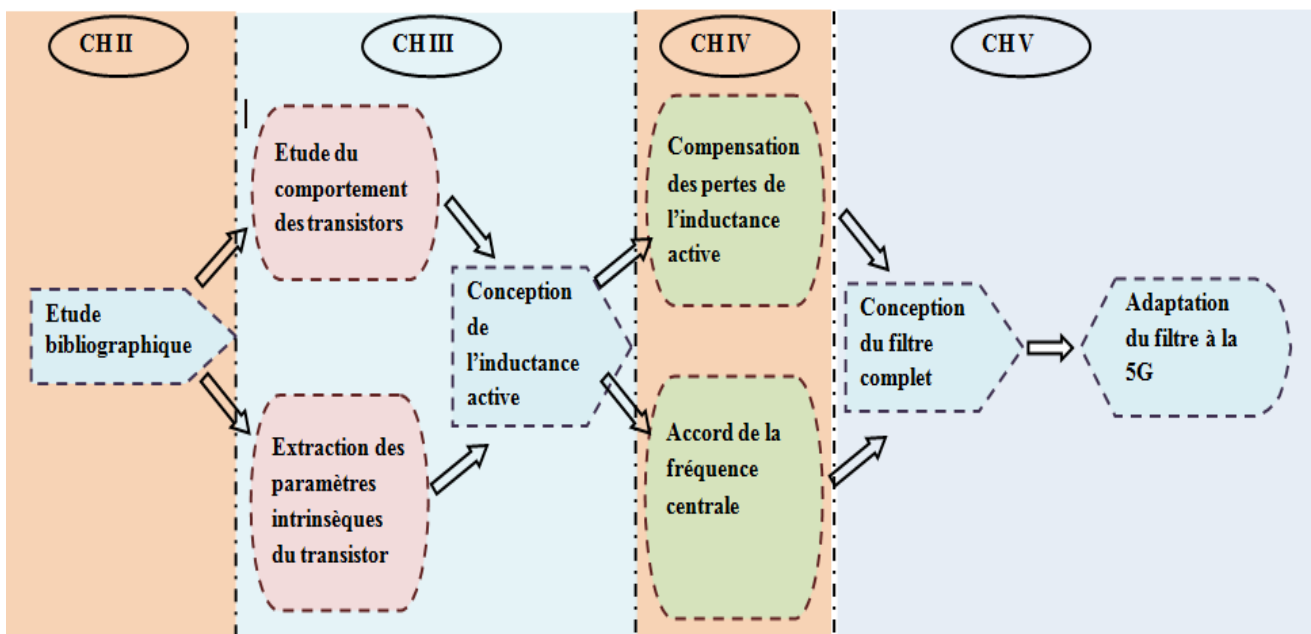


Figure I : Synoptique de la thèse

Disposition de la thèse

Le présent mémoire se propose d'étayer la thèse en 5 chapitres donnés par la figure II :

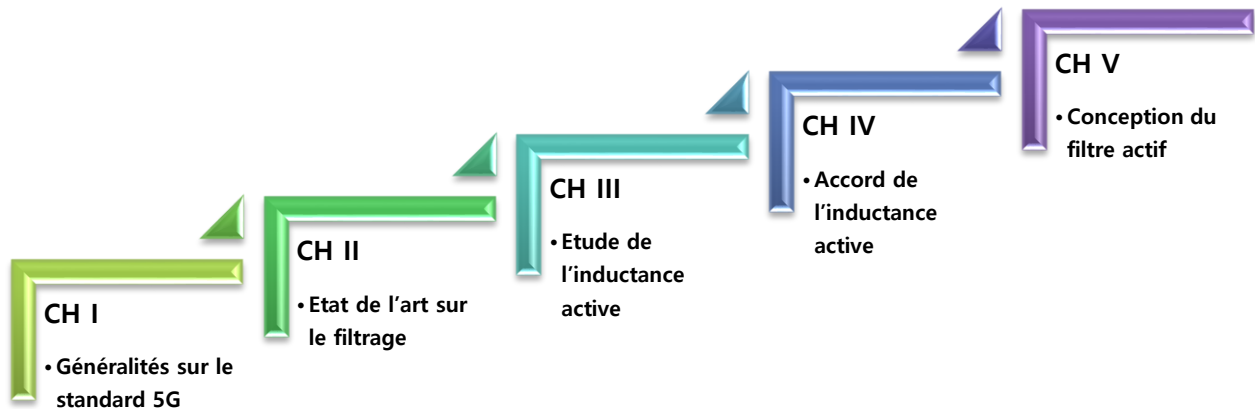


Figure II : Chapitres du mémoire

Chapitre I : Généralités sur le standard 5G

Ce chapitre donne un aperçu historique sur les différentes générations mobiles, à savoir 0G, 1G, 2G, 3G et 4G, en rappelant les principaux apports de chaque génération et les recherches en cours donnant lieu à la 5G prévue pour 2020. Dans ce chapitre nous énonçons les fréquences proposées pour la 5G, pour lesquelles l'opération de filtrage est délicate.

Chapitre II : Etat de l'art sur le filtrage

Le second chapitre traite la chaîne de réception complète en mettant l'accent sur la fonction de filtrage suivie d'une étude bibliographique des différents filtres fréquentiels et l'intérêt du choix du filtre à base d'inductance active.

Chapitre III : Etude de l'inductance active

Le troisième chapitre présente l'étude analytique de l'inductance active, conçue à partir du circuit Gyrateur et l'extraction des paramètres intrinsèques du transistor, en incluant l'étude des paramètres S.

Chapitre IV : Accord de l'inductance active en facteur de qualité et en fréquence centrale

Le chapitre IV souligne les pertes de l'inductance active et présente les différentes méthodes permettant de les compenser avec la possibilité d'accorder la fréquence centrale.

Chapitre V : Conception d'un filtre actif accordable en fréquence

Le dernier chapitre est consacré à la conception du filtre actif complet, en utilisant deux technologies CMOS et pHEMT tout en comparant à la fin les performances de chaque technologie. Il décrit également l'adaptation du filtre en entrée et en sortie, ainsi que l'accord de la fréquence et le montage différentiel.

Les grands traits de ce mémoire font l'objet d'une conclusion qui présente finalement les perspectives des travaux de recherche notamment les applications WPAN.

CHAPITRE I :

Généralités sur le standard 5G

Le présent chapitre fait l'objet d'une description générale du contexte de notre sujet et évoque l'évolution des générations mobiles aboutissant au standard 5G.

SOMMAIRE DU CHAPITRE I

I-Généralités sur les réseaux mobiles et modes d'accès

I-1- Structure d'un réseau mobile

I-2- Modes d'accès multiples

I-2-1- Accès multiple par division de fréquence (FDMA)

I-2-2- Accès multiple par division de temps (TDMA)

I-2-3- Accès multiple par division de code (CDMA)

I-2-4- Autres techniques d'accès multiple

II-Rappels historiques sur les générations mobiles :

II-1- La technologie de génération 0 (0G)

II-2- La technologie de 1^{ère} génération (1G)

II-3- La technologie de 2^{ème} génération (2G)

II-3-1- La technologie de génération 2.5G – GPRS

II-3-2- La technologie de génération 2.75 – EDGE

II-4- La technologie de 3^{ème} génération (3G)

II-4-1- La technologie de génération 3.5G – HSDPA

II-4-2- La technologie de génération 3.75G – HSUPA

II-5- La technologie de 4^{ème} génération (4G)

III-Réseau mobile de 5^{ème} génération

I-Généralités sur les réseaux mobiles et modes d'accès

L'univers des télécommunications a connu une évolution fulgurante dans les deux dernières décennies. L'augmentation des abonnés téléphoniques ayant connu un essor remarquable à travers le monde, différents standards ont été créés afin d'accompagner les réseaux d'accès domiciles et répondre aux besoins croissants des usagers mobiles.

Le taux de pénétration de la téléphonie mobile au Maroc est de 124,4 % (12 à 65 ans) en 2016 contre 131 % en 2015, soit 42,06 millions d'abonnés mobiles à fin Mars 2016, avec un taux de 54,7 % d'individus équipés de Smartphones, soit un total d'environ 14,7 millions de terminaux mobiles d'après l'enquête nationale sur l'usage des technologies de l'information et de la communication au cours du premier trimestre de l'année 2016, publiée par l'ANRT [Anrt16].

A l'échelle mondiale, en fin de l'année 2016, on compte plus de 7 milliards d'abonnés à travers le monde, un chiffre qui frôle le nombre de la population mondiale. Le taux d'usage d'internet quant à lui présente des statistiques plus ou moins différentes : ce taux s'établit à 81% dans les pays développés contre 40% dans les pays en développement et 15% dans les pays les moins développés, en faisant une distinction entre femmes et hommes (une disparité de 12% en 2016) [UIT15].

Près de 47% des habitants de la terre seront connectés au réseau Internet d'ici la fin de l'année 2016, soit une augmentation de 6,8% par rapport à 2015. La moitié de la population mondiale sera en ligne en 2018 en fin de cette même année, 3,82 milliards de personnes, soit 51,1% de la population utilisera Internet [Mar16]. La figure I-1 présente l'évolution du nombre d'abonnés mobiles dans le monde entre 2003 et 2015.

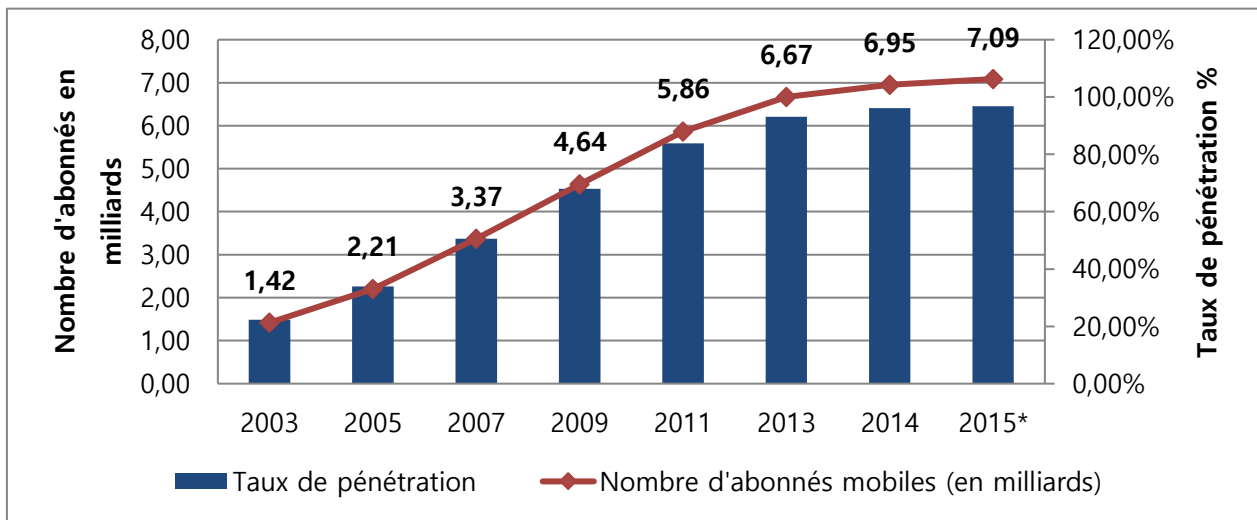


Figure I-1 : évolution du nombre d'abonnés mobiles mondiaux entre 2003 et 2015

L'histoire de la téléphonie mobile est passée de plusieurs générations afin d'atteindre les performances actuelles. Avant de détailler chaque génération, nous présenterons dans un premier temps la structure d'un réseau mobile ainsi que les caractéristiques majeures de la transmission mobile, dont le mode de multiplexage.

I-1- Structure d'un réseau mobile

La figure I-2 présente l'architecture d'un réseau mobile. Celle-ci diffère d'une génération à une autre, mais globalement elle comprend trois éléments essentiels : le réseau d'accès (RAN), le réseau cœur (CN) et le terminal mobile (UE) [Cou13].

Le réseau d'accès assure les transmissions hertziennes entre les terminaux mobiles et les stations de base. Celles-ci sont généralement constituées de trois antennes radio et d'un équipement qui gère le traitement du signal. C'est le réseau permettant aux mobiles de se connecter au réseau cœur. Son étendue est généralement limitée à une centaine de mètres. L'existence d'un contrôleur sur le réseau d'accès permet de gérer un ensemble de stations de base et d'acheminer par la suite les transmissions vers le réseau cœur.

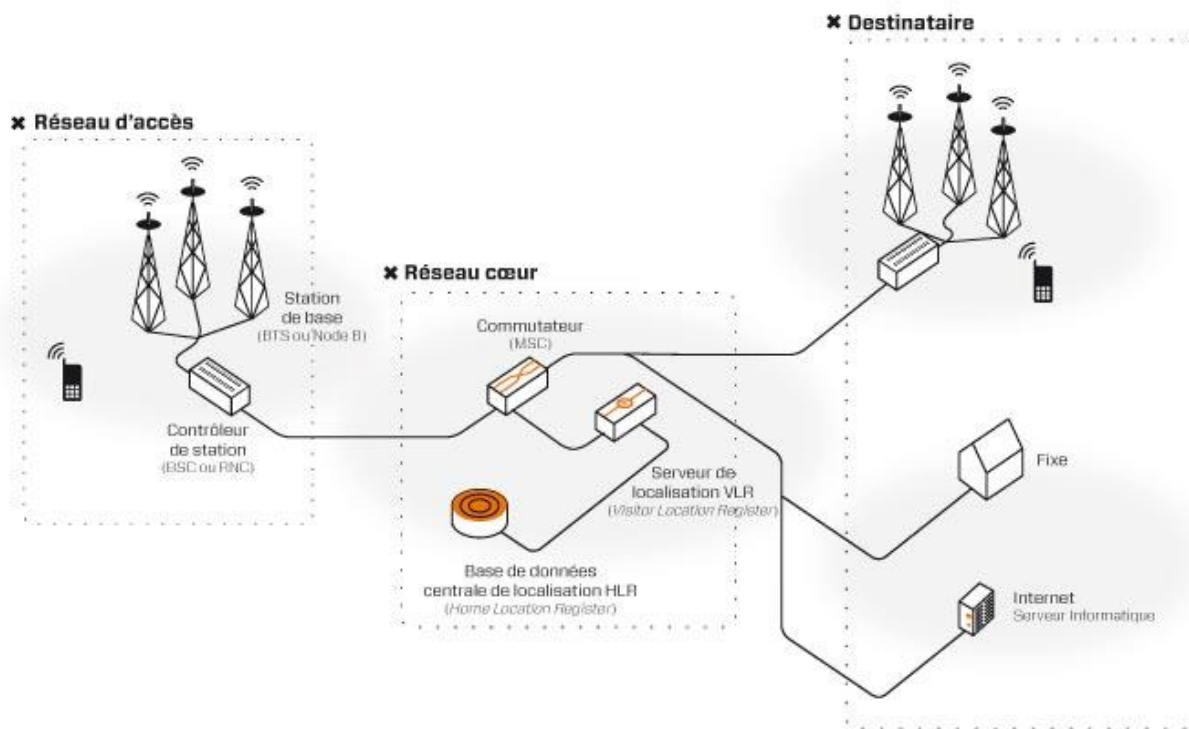


Figure I-2 : Architecture d'un réseau mobile

Le réseau cœur est composé d'un ensemble de commutateurs qui permettent de circuler les communications jusqu'au destinataire. Un serveur de localisation permet de déterminer la position des mobiles et les enregistre dans une base de données consultable en cas de recherche d'un destinataire.

La téléphonie mobile se base sur le concept de « motif cellulaire », principe développé par les laboratoires BELL à la fin des années 1940 [Bur04]. Ce concept consiste à la réutilisation des ressources du réseau sur plusieurs zones géographiques appelées « cellules » (Figure I-3).

Dans un réseau cellulaire, les cellules sont généralement organisées en groupes de sept pour former un cluster. La taille d'une cellule dépend de la densité d'abonnés dans une zone : par exemple, dans une zone abondamment peuplée, la capacité du réseau peut

être améliorée en réduisant la taille d'une cellule. Cela augmente le nombre de canaux disponibles sans augmenter le nombre réel de fréquences utilisées. Il y a un « site cellulaire » ou « station de base » au centre de chaque cellule, celui-ci abrite les antennes des émetteurs / récepteurs et l'équipement de commutation.

La station de base, dont le rôle est de contrôler une cellule, est composée d'un ensemble d'antennes émettrices / réceptrices. Cette station assure la liaison radio avec les terminaux mobiles qui se trouvent dans sa zone de couverture. Cette dernière dépend de plusieurs facteurs, tels que : la puissance d'émission du terminal et des stations de base, la fréquence et la technologie utilisée [Yan12].

La cellule radio est modélisée sous forme d'un hexagone avec possibilité de recouvrement entre deux cellules adjacentes et peut avoir différentes tailles en fonction de la puissance d'émission de la station de base qui la contrôle. On distingue principalement différents types :

- **Les cellules macro** : de rayon compris entre quelques centaines de mètres à plusieurs kilomètres. La puissance des stations de base qui les contrôle est typiquement de 40W avec une largeur de bande de 10 MHz.
- **Les cellules micro** : de rayon allant de quelques dizaines à une centaine de mètres. Elles ont été conçues afin de compléter la couverture des cellules macro dans les zones à forte densité. La puissance de leurs stations de base est de l'ordre de 10 W.
- **Les cellules pico** : conçues de petites tailles ne dépassant pas quelques dizaines de mètres de rayon, elles ont été créées pour le même objectif que les cellules micro et délivrent des puissances de station de base de 0.25 à 5W.

- **Les cellules femto** : d'une taille de quelques mètres de rayon, elles présentent de faibles puissances de l'ordre d'une centaine de mW. Elles sont généralement destinées à des utilisations à l'intérieur des bâtiments.

Dans le but de minimiser le nombre des stations de base, une seule station peut être munie de trois antennes directives rayonnant dans trois directions appelées azimuts Figure I-3. Les flèches représentent les directions des antennes et la forme hexagonale représente une cellule.

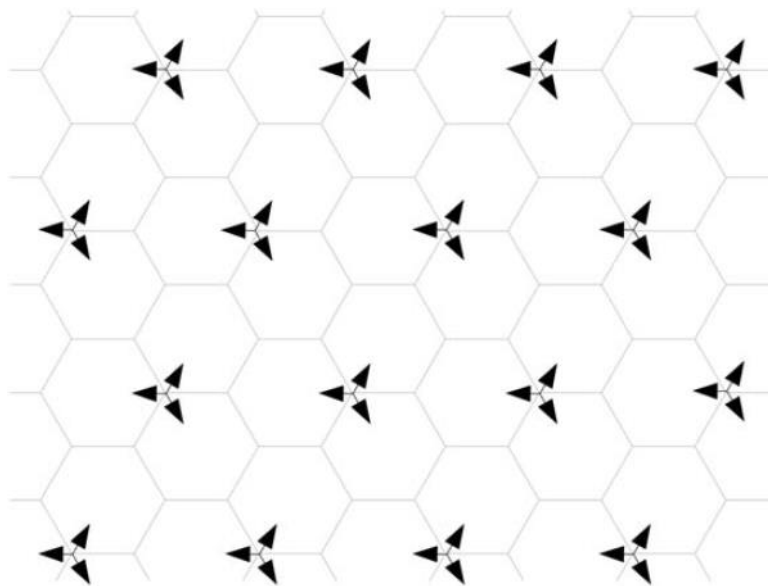


Figure I-3 : Cellules hexagonales à 3 antennes directives

A l'intérieur de chaque cellule, plusieurs sessions (appels), peuvent être établies simultanément. La technique qui consiste à faire passer plusieurs informations à travers un seul support de transmission (canal) s'appelle « multiplexage » [Kum12]. Dans le paragraphe suivant, les techniques de multiplexage utilisées sont succinctement décrites.

I-2- Modes d'accès multiples

Dans tous les systèmes de communication incluant plusieurs utilisateurs, que ce soit des systèmes filaires ou sans fil, les utilisateurs partagent la même ressource. Quelques mécanismes peuvent être employés afin de permettre ce partage de ressource. Ces mécanismes utilisent des méthodes qui sont appelées "méthodes d'accès multiple" [Ban04].

Dans les communications mobiles, la migration d'une génération à une autre entraîne généralement un changement du mode d'accès multiple implémenté. Pour la première génération mobile, l'accès multiple par division de fréquence a été utilisé. La majorité des systèmes de deuxième génération ont utilisé l'accès multiple par division de temps, tandis que les systèmes de troisième génération ont utilisé l'accès multiple par division de code.

I-2-1- Accès multiple par division de fréquence (FDMA)

Comme indiqué précédemment, un système sans fil partage la même ressource de fréquence parmi de nombreux utilisateurs. La première approche pour résoudre ce problème est de diviser la fréquence disponible en un certain nombre de canaux, chacun avec une tranche étroite de la fréquence. FDMA est donc le processus de division d'un canal ou bande passante en plusieurs bandes individuelles, chacune sera utilisée par un seul utilisateur. Ce concept est illustré par la figure I.4 :

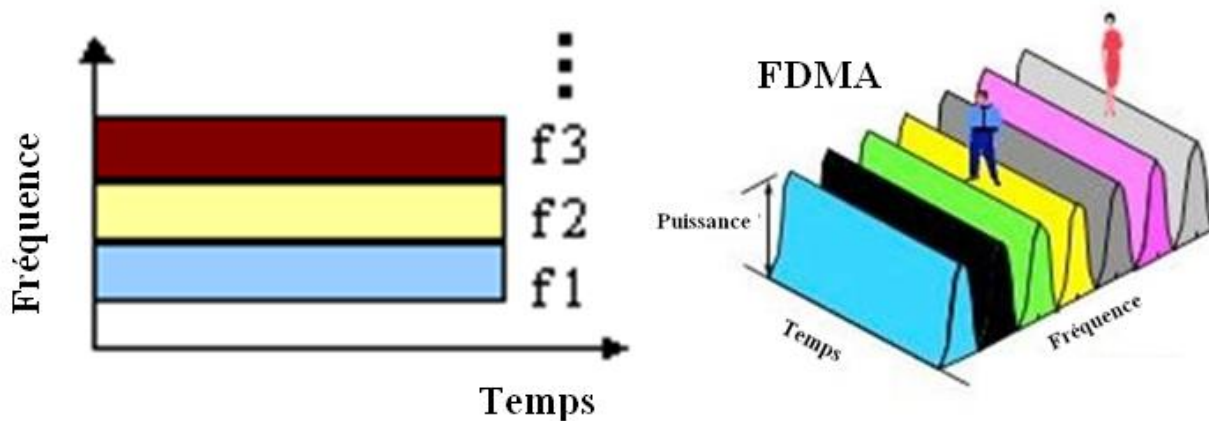


Figure I-4 : Accès multiple par division de fréquence

Le système se voit donc limité en capacité car il ne peut supporter autant d'utilisateurs simultanés que de canaux disponibles. Un autre problème qui se pose dans ce mode, c'est que s'il y a une interférence externe à une fréquence particulière, alors un canal entier peut être bloqué.

L'un des anciens systèmes FDMA est le système téléphonique analogique original, qui utilisait une hiérarchie de techniques de multiplexage fréquentiel pour mettre plusieurs appels téléphoniques sur une seule ligne [Fre13]. Les signaux vocaux analogiques de 300 Hz à 3400 Hz ont été utilisés pour moduler des sous-porteuses dans 12 canaux de 60 kHz à 108 kHz. Les systèmes de télémétrie aéronautique utilisaient également la technique FDMA pour recevoir plusieurs données de capteur sur un seul canal radio. Les premiers systèmes par satellite ont partagé des transpondeurs (appareil automatique qui reçoit, amplifie et retransmet des signaux sur des fréquences différentes) individuels de bande passante de 36 MHz dans la gamme de 4 GHz à 6 GHz avec plusieurs signaux vocaux, vidéo ou de données via FDMA. Aujourd'hui, toutes ces applications utilisent des techniques numériques TDMA.

I-2-2- Accès multiple par division de temps (TDMA)

Étant donné que les systèmes de communication sans fil sont censés prendre en charge de plus en plus d'utilisateurs simultanés, le système FDMA présente de sérieuses limites. Une utilisation plus efficace des canaux est nécessaire. Avec la TDMA, un canal de fréquence est divisé en plusieurs tranches de temps, comme le montre la figure I-5.

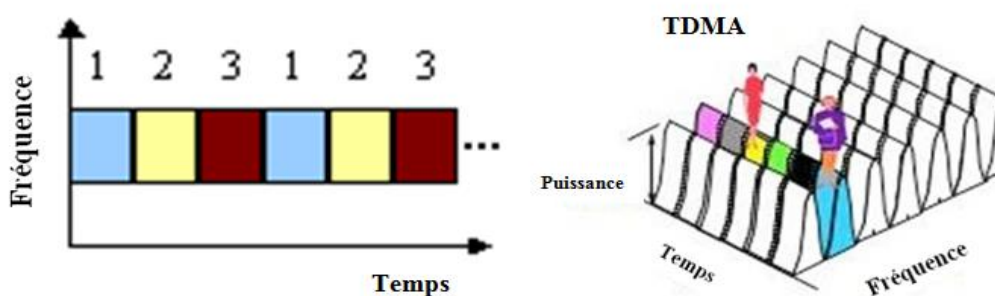


Figure I-5 : Accès multiple par division de temps

Dans cette configuration, un utilisateur reçoit un intervalle de temps particulier, qui se répète périodiquement. Dans l'exemple, la fréquence est divisée en six tranches, chaque tranche est attribuée à un seul utilisateur.

Cette technique fonctionne bien avec les signaux de données vocales, mais elle est également utile pour la vidéo compressée et d'autres données à grande vitesse. Le système de téléphone cellulaire de base GSM (Système mondial de communications mobiles) est basé sur la technologie TDMA. Il divise le spectre radioélectrique en bandes de 200 kHz et utilise ensuite des techniques de division temporelle pour mettre huit appels vocaux dans un seul canal.

Si les schémas d'accès multiples précédents sont considérés en termes d'efficacité, chacun d'eux implique qu'un seul utilisateur transmet sur un canal particulier à un moment donné, ce qui est clairement inefficace. D'où la nécessité d'un autre mode de multiplexage.

I-2-3- Accès multiple par division de code (CDMA)

L'objectif de ce codage est de permettre une transmission de données simultanée de plusieurs utilisateurs, par conséquent, l'utilisation des ressources pourrait être considérablement améliorée. Le CDMA est un système, où tous les utilisateurs transmettent à la même fréquence et en même temps. Le principe est montré par la figure I-6.

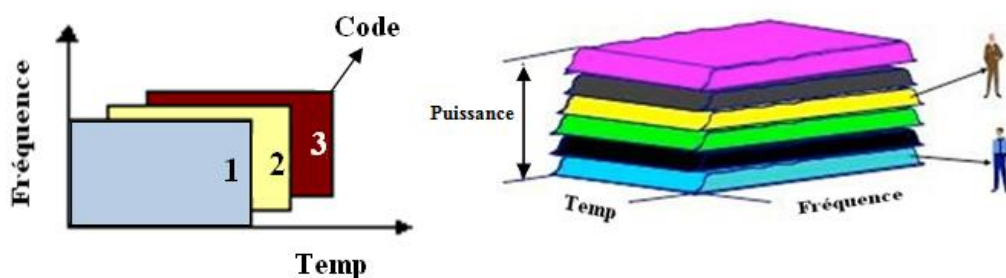


Figure I-6 : Accès multiple par division de code

Évidemment, permettre à plusieurs utilisateurs de transmettre simultanément n'est pas la question centrale, fournir un système pour les séparer à nouveau est là où réside la difficulté. C'est le rôle des codes.

Le système CDMA utilise une technique purement numérique. Elle est également connue sous le nom d'étalement de spectre, car elle récupère la version numérisée d'un signal analogique et le diffuse sur une bande passante plus large avec un niveau de puissance plus faible.

Une autre version de la CDMA, la WCDMA (Wideband CDMA), utilisée par les réseaux UMTS de troisième génération et dont la largeur du canal est de 5MHz.

I-2-4- Autres techniques d'accès multiple

Une technique qui se base sur le principe de la FDMA est l'OFDMA (Orthogonal FDMA). C'est la technique d'accès utilisée dans les systèmes cellulaires LTE (Long-Term Evolution) dits de 4^{ème} génération pour héberger plusieurs utilisateurs dans une bande passante donnée. Le multiplexage par répartition en fréquence orthogonale (OFDM) est une méthode de modulation qui divise un canal en plusieurs bandes orthogonales étroites et qui sont espacées de façon à ne pas interférer les unes avec les autres. Cette technique associe le multiplexage fréquentiel et temporel.

Sa variante la SC-FDMA (Single-Carrier FDMA) se base également sur le principe d'orthogonalité des sous-porteuses. De plus elle utilise la transformation de fourrier discrète pour pré-coder l'OFDMA. Cette technique est privilégiée dans les communications Terre-satellites ainsi que dans le sens montant des transmissions de 4^{ème} génération.

La SDMA (Space Domain Multiple Access) est une technique qui permet principalement la réutilisation des fréquences tout en évitant l'interférence co-canal, en utilisant des méthodes de séparation physique qui permettent le partage de canaux sans fil [Mai11]. Un seul canal peut être utilisé simultanément si les utilisateurs sont espacés assez loin les uns des autres pour éviter les interférences. Connue sous le nom de réutilisation de fréquence, le procédé est largement utilisé dans les systèmes radio cellulaires. Ainsi, les sites cellulaires sont espacés pour minimiser les interférences.

II-Aperçu historique sur les générations mobiles

Afin de soutenir la croissance du trafic sans fil et la demande de réseaux de plus en plus performants, les fournisseurs ont migré à travers des générations successives de technologies cellulaires, chacune d'entre elles ayant permis une augmentation substantielle de la capacité et des performances.

A partir de ce que l'on appelle le service 1G introduit au Japon en 1979, une nouvelle génération mobile a été introduite à peu près une fois par décennie. La technologie 1G qui a rendu la communication mobile sans fil à grande échelle possible a été suivie de la technologie 2G, de 1981 à 1992 qui a remplacé la communication analogique par la communication numérique, ce qui a considérablement amélioré la qualité de la communication sans fil. La communication de données, en plus de la communication vocale, ont été l'objectif principal des technologies 3G à partir de 2002. Puis en 2010, la technologie 4G a vu le jour, en se référant à tous les réseaux à commutation de paquets IP et à l'accès mobile ultra large bande (gigabit vitesse), tandis qu'un nouveau réseau convergent avec des débits très hauts est en train d'émerger : les recherches sont actuellement poursuivies en se concentrant sur la mise en œuvre anticipée de la technologie 5G.

II-1- La technologie de génération 0 (0G)

Le grand ancêtre est le service téléphonique mobile qui a vu le jour juste après la seconde guerre mondiale. Durant cette époque de technologie pré-cellule, un opérateur mobile devait configurer tous les appels, de plus, il n'y avait qu'une poignée de canaux disponibles.

La technologie 0G faisait référence à la technologie de téléphonie mobile pré-cellulaire, tels que les téléphones de radio que certains avaient dans les voitures avant l'avènement des téléphones cellulaires. Les systèmes de radiotéléphonie mobile ont précédé la technologie moderne de la téléphonie mobile cellulaire.

Parmi les technologies utilisées dans les systèmes 0G, on trouve le PTT (Push to Talk), également connu sous le nom de presser-pour-transmettre. Cette méthode permettait d'avoir des conversations sur des lignes de communication semi-duplex, y compris la radio bidirectionnelle, en utilisant un bouton momentané pour passer du mode de réception vocale en mode de transmission. On trouve également le système MTS (Mobile Telephone Service), l'IMTS (Improved Mobile Telephone Service), l'AMTS (Advanced Mobile Telephone Service), le norvégien OLT (pour Offental Landmobil Telefoni), le suédois MTD (pour Mobiltelefonisystem D, ou système D de téléphonie mobile) [Rat10].

Ces premiers systèmes de téléphonie mobile étaient disponibles en tant que service commercial faisant partie du réseau téléphonique public commuté. La majorité de ces systèmes étaient montés sur des véhicules, avec le module émetteur/récepteur le plus souvent dans le coffre de ces véhicules.

II-2- La technologie de 1^{ère} génération (1G)

1G signifie « première génération », en référence à la première génération de la technologie de télécommunication sans fil, communément connue sous le nom de téléphones cellulaires. Les réseaux cellulaires 1G ont été inventés dans les années 1980. L'idée clé derrière 1G était que la zone géographique est divisée en cellules (généralement 10-25 km), chacune desservie par une « station de base ».

Tous les systèmes 1G étaient des systèmes analogiques connus sous le nom de technologie de téléphone cellulaire précoce fonctionnant dans la bande de fréquences de 150 MHz. La technique de multiplexage utilisée dans la première génération est le partage de fréquence FDMA.

Le premier réseau cellulaire commercialement automatisé (génération 1G) a été lancé au Japon par NTT (Nippon Telegraph and Telephone) en 1979, initialement dans la zone métropolitaine de Tokyo [Tan14].

Ces systèmes cellulaires analogiques ont fourni une solution mobile limitée pour la voix, mais ont des limitations importantes, notamment en termes d'interfonctionnement, de sécurité et de qualité. Dans le système cellulaire de la première génération (1G), il n'y avait pas beaucoup de considération pour la sécurité, vu qu'il n'y avait pas de cryptage en direct et que les téléphones portables pouvaient être facilement clonés en interceptant le numéro de série, l'écoute de la conversation pouvait facilement se produire.

En termes de qualité de connexion globale, la 1G a peu de capacité, des liens de voix pauvres et aucune sécurité puisque les appels vocaux ont été lus dans les tours de radio, ce qui rend ces appels susceptibles d'écoutes indésirables par des tiers.

Cependant, la 1G a maintenu quelques avantages par rapport à la 2G. Pour les signaux analogiques 1G, les signaux numériques 2G sont très dépendants de l'emplacement et de la proximité. Si un usager 2G émet un appel loin de la station de base, le signal numérique peut ne pas être assez fort pour y parvenir. Alors qu'un appel effectué à partir d'un appareil 1G avait survécu à des distances plus longues.

Parmi les systèmes de 1^{ère} génération les plus connus nous citons le système avancé de téléphonie mobile (AMPS) et la téléphonie mobile nordique (NMT). Ces réseaux sont

devenus obsolètes avec l'apparition d'une seconde génération mobile entièrement numérique.

II-3- La technologie de 2^{ème} génération (2G)

Les réseaux de télécommunications cellulaires 2G de deuxième génération ont été lancés commercialement en 1991 par la Radiolinja en Norvège. Deux systèmes concurrençaient pour la suprématie sur le marché mondial : les européens ont développé le standard GSM et les États-Unis ont développé la norme IS-95 appelée également CDMA (standard 2G de télécommunications mobiles qui utilise CDMA).

Le standard 2G ne peut normalement pas transférer des données, telles que le courrier électronique, autre que l'appel vocal numérique et d'autres données auxiliaires de base tels que le temps et la date. Néanmoins, la messagerie SMS est également disponible sous forme de transmission de données pour certaines normes.

La 2G, nommée GSM (Global System for Mobile), utilisait le système AKA (Authentication and Key Agreement), appelé GSM AKA, pour le cryptage et l'authentification. C'est un mécanisme où l'utilisateur prouve son identité en fournissant une réponse à une variante de temps challenge soulevée par le réseau. Cependant, sa sécurité est faible en ce sens que son authentification est seulement unidirectionnelle, l'utilisateur ne peut pas authentifier le réseau de service.

La technologie 2G utilise un CODEC (algorithme de compression-décompression) pour compresser et multiplexer les données vocales numériques. Grâce à cette technologie, un réseau 2G peut transmettre plus d'appels par quantité de bande passante qu'un réseau 1G. Le standard 2G comprend les technologies mobiles suivantes : Service général de radiocommunication par paquets (GPRS), accès multiple par répartition en

code (CDMA), système global pour la communication mobile (GSM) et amélioration des débits de données pour l'évolution globale (EDGE).

II-3-1- La technologie de génération 2.5G – GPRS

Du point de vue de l'utilisateur, une demande croissante de services non vocaux à valeur ajoutée a été observée, or l'infrastructure GSM existante n'était pas bien adaptée pour la fournir efficacement en raison de sa nature de commutation de circuits. Dans cette optique, le système GPRS a émergé. Le terme deuxième génération et demi est utilisé pour décrire des systèmes 2G qui ont mis en œuvre un domaine à commutation de paquets en plus du domaine à commutation de circuits. Le service général de radiocommunication par paquets (GPRS) est un service de données permettant d'envoyer et de recevoir des trafics sous forme de paquets (généralement des paquets IPv4 ou IPv6) sur un réseau mobile. Il est conçu pour compléter le système de téléphonie mobile à commutation de circuits et le système de service de messages courts (SMS), ainsi que de permettre de nouveaux services. Dans de nombreux aspects, il est considéré comme une étape évolutive vers la 3G et est donc souvent appelé 2.5G.

Le GPRS pouvait fournir des débits allant de 56 kbit/s à 115 kbit/s. Il peut être utilisé pour des services tels que l'accès WAP (Wireless Application Protocol), le service de messagerie multimédia (MMS) et pour les services de communication Internet tels que le courrier électronique et l'accès au Web.

II-3-2- La technologie de génération 2.75 – EDGE

L'EDGE dont l'acronyme signifiait des données améliorées pour l'évolution du GSM, est un progrès du standard GPRS, souvent appelé Enhanced-GPRS (GPRS

amélioré) ou standard 2.75G. Il est considéré à la fois comme un pas migratoire vers les normes 3G telles que l'UMTS mais également une technologie complémentaire qui soutiendra de tels réseaux à l'avenir. Comme le GPRS, le système EDGE utilise une grande partie du système GSM, y compris la bande de fréquences existante attribuée par un opérateur. Toutefois, il permet d'offrir des services à haut débit pour des utilisateurs en zones non denses et de transférer les données plus rapidement en comparaison avec le GPRS.

Comme l'utilisation de téléphones 2G est devenue très répandue, les gens ont commencé à utiliser les téléphones mobiles dans leur vie quotidienne, il est devenu clair que la demande de données (comme l'accès à Internet) a été en croissance. En outre, l'expérience des services à large bande fixe a montré qu'il y aurait également une demande toujours croissante pour des vitesses de données plus élevées. La technologie 2G était loin d'être à la hauteur de cette demande, alors l'industrie a commencé à travailler sur la prochaine génération. L'Union Internationale des Télécommunications (ITU) lance alors au début des années 90 un appel d'offre pour un nouveau standard : l'UMTS [Bat10].

II-4- La technologie de 3^{ème} génération (3G)

La technologie 3G est appelée système universel de télécommunications mobiles (UMTS). La principale différence technologique qui distingue la 3G de la technologie 2G est l'utilisation de la commutation de paquets plutôt que la commutation de circuits pour la transmission de données. C'est au milieu des années 80 que le concept d'IMT-2000, « Télécommunications mobiles internationales », est né à l'UIT comme système de troisième génération pour les communications mobiles.

Elle a permis aux opérateurs de réseau d'offrir aux utilisateurs une gamme plus étendue de services plus avancés tout en obtenant une plus grande capacité de réseau grâce à une meilleure efficacité spectrale. Les services comprennent la téléphonie vocale sans fil à large bande, les appels vidéo et les données sans fil à large bande, le tout dans un environnement mobile.

La norme UMTS est spécifiée comme une migration de la norme GSM 2G vers l'UMTS via le GPRS et l'EDGE, comme indiqué dans la figure I-7.

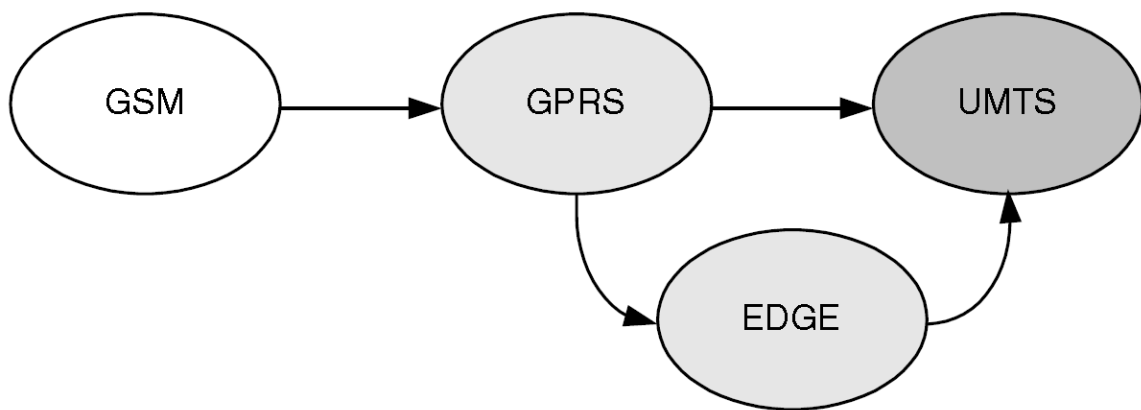


Figure I-7 : Evolution du GSM vers l'UMTS

Des développements complémentaires ont vu le jour, tant dans les réseaux de télécommunications fixes que dans le monde de l'Internet. Le résultat est le développement d'un réseau plus général, qui offre la souplesse nécessaire pour fournir et soutenir l'accès à n'importe quel service, quel que soit l'emplacement.

La technologie 3G inclut le CDMA large bande, le WLAN, le Bluetooth, l'Universal Mobile systèmes de télécommunication (UMTS) et le High Speed Downlink Packet Access (HSDPA).

II-4-1- La technologie de génération 3.5G – HSDPA

HSDPA (High Speed Downlink Packet Access) dont l'acronyme signifie accès par paquets en liaison descendante à haute vitesse, est un protocole de téléphonie mobile, également appelé 3.5G. Cette technologie fournit des vitesses de transfert de données plus élevées. La technologie HSDPA est un service de données par paquets en liaison descendante W-CDMA avec transmission de données jusqu'à 8-10 Mbit/s (et 20 Mbit/s pour les systèmes MIMO) sur une bande passante de 5MHz en liaison descendante WCDMA. Les implémentations HSDPA incluent la modulation AMC (adaptive modulation and coding) et la technique MIMO (Multiple-Input Multiple-Output).

II-4-2- La technologie de génération 3.75G – HSUPA

HSPUA (High Speed Uplink Packet Access) qui signifie accès par paquets en liaison montante à haute vitesse, est une évolution de la technologie UMTS / WCDMA en liaison montante. La technologie HSUPA de télécommunications mobiles est directement liée à la technologie HSDPA et sont toutes les deux complémentaires.

HSUPA a amélioré les applications de données avancées avec des débits de données plus élevés et symétriques, comme le courrier électronique mobile et le jeu entre personnes en temps réel. Les applications professionnelles traditionnelles ainsi que de nombreuses applications grand public ont bénéficié d'une meilleure vitesse de liaison montante. HSUPA a initialement augmenté la liaison montante UMTS / WCDMA jusqu'à 1.4 Mb/s et dans d'autres versions ultérieures jusqu'à 5.8Mb/s.

La 3G a donc introduit plusieurs améliorations par rapport aux réseaux précédents :

- Amélioration du streaming audio et vidéo

- Vitesse de données beaucoup plus grande
- Support vidéo-conférence
- Web et navigation WAP à des vitesses plus élevées
- Prise en charge de l'IPTV (TV par Internet).

Cependant, la génération 3G, victime de son succès, souffre de saturation prononcée de la bande passante dans les zones urbaines à forte densité avec des débits dérisoires pour les utilisateurs hyper connectés. De plus, en raison de la transmission de bande passante élevée, la consommation d'énergie augmente considérablement ce qui se traduit par une réduction de la durée de vie de la batterie. La consommation des données 3G devient par moment si lourde en raison des taux de transmission élevés et met une charge importante sur le réseau. Pour atténuer ce problème, de nombreux opérateurs cellulaires ont mis en œuvre des limites d'utilisation des données qui étaient désavantageux pour les clients.

A partir de 2009, les réseaux 3G étaient submergés par la croissance des applications à forte occupation de bande passante comme les médias en streaming. Par conséquent, l'industrie a commencé à chercher des technologies de 4^{ème} génération optimisées pour les données, avec l'amélioration de la vitesse jusqu'à 10 fois plus que la 3G existante.

II-5- La technologie de 4^{ème} génération (4G)

De nombreuses définitions de 4G sont disponibles. C'est essentiellement l'extension de la technologie 3G avec plus de bande passante et d'offres de services que ceux proposés par la 3G. L'attente pour la technologie 4G était essentiellement la haute qualité de streaming audio / vidéo sur support IP. Elle doit fournir une bande passante de

100Mb/s en mobile et 1Gb/s en nomade. C'est une technologie tout-IP avec des réseaux hétérogènes fournissant une interopérabilité de plusieurs technologies d'accès radio. [Par07].

En mars 2008, l'Union Internationale des Télécommunications - Secteur des radiocommunications (UIT-R) - a défini un ensemble d'exigences pour les normes 4G, appelées spécifications des télécommunications mobiles internationales avancées (IMT-Advanced) [Rep08].

La 4ème génération mobile, appelée LTE (Long Term Evolution), promet d'offrir des services avec des performances très élevées, notamment en terme de débit : une vitesse de 300 Mbit/s par utilisateur est attendue. Un système 4G fournit non seulement des services vocaux et d'autres services 3G, mais également un accès ultra-large bande au réseau pour les appareils mobiles. Les applications varient de la téléphonie IP, la télévision mobile HD, la vidéoconférence aux services de jeux et au cloud computing. L'un des premiers dispositifs à accéder au réseau 4G était le modem sans fil USB qui a ensuite été suivi par les téléphones cellulaires avec WiMax et la technologie LTE.

Le système 4G est formé par le LTE et le WIMAX et utilise les technologies mobiles suivantes : la technologie d'antenne intelligente à multiples entrées multiples sorties (MIMO), le multiplexage numérique par fréquence orthogonale (OFDM).

Le réseau LTE est basé sur une architecture appelée EPS (Evolved Packet System) [For13]. C'est une norme pour la communication sans fil haute vitesse pour téléphones mobiles et terminaux de données, basée sur les technologies GSM / EDGE et UMTS / HSPA. Elle augmente la capacité et la vitesse en utilisant une interface radio différente avec des améliorations du réseau de base.

Parmi les principaux objectifs du LTE [LTE16] :

- Augmentation des débits de données de liaison descendante et de liaison montante.
- Largeur de bande évolutive
- Amélioration de l'efficacité spectrale
- Tout le réseau IP
- Une interface qui peut prendre en charge une multitude de types d'utilisateurs

WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) est une famille de normes de communication sans fil basée sur les normes IEEE 802.16, qui fournissent des options de couche physique et d'accès au support. C'est une technologie qui permet la livraison de l'accès sans fil à large bande comme alternative au câble. IEEE 802.16m ou Wireless MAN-Advanced a été un candidat pour la 4G, en concurrence avec le standard LTE avancé. Les différentes normes des réseaux WiMAX sont IEEE 802.16a, IEEE 802.16d, IEEE 802.16e et IEEE 802.16j [San16].

La largeur de bande et la portée du WiMAX le rendent adapté aux applications potentielles suivantes :

- Fournir une connectivité mobile large bande à travers les villes et les pays grâce à une variété des dispositifs.
- Fournir une alternative sans fil au câble et à la ligne d'abonné numérique (DSL) pour l'accès à large bande « dernier kilomètre ».
- Fournir des données de télécommunications (VoIP) et de services IPTV.

D'une manière générale, la 4G construit essentiellement un environnement ouvert où les différents opérateurs de réseau et les fournisseurs de services partagent l'infrastructure de base via des interfaces ouvertes et des dispositifs utilisateurs finaux.

Cette ouverture pose beaucoup plus de défis de sécurité par opposition à l'environnement fermé traditionnel (par exemple, le réseau téléphonique commuté public, RTCP) qui a un avantage inhérent de la protection contre les menaces de sécurité. Outre les raisons techniques, le réseau et les prestataires de services doivent veiller à ce que leurs infrastructures et services soient adéquatement protégés contre toutes sortes de menaces, tout en offrant aux utilisateurs finaux des accès/services sécurisés. Cela signifie qu'ils sont tenus de « sécuriser » leur infrastructure réseau pour une commercialisation réussie de leurs services multimédias. En conséquence, la nécessité de réseaux avec des services sécurisés qui continuent de croître.

Un autre problème important dans les systèmes 4G est de rendre les débits binaires les plus élevés disponibles, en particulier pour les utilisateurs dans une position exposée entre plusieurs stations de base. Dans les recherches actuelles, cette question est abordée par les techniques de macro-diversité, également connues sous le nom de Beam-Division Multiple Access (BDMA) [Guo16], notamment en vue d'utilisation pour la prochaine technologie, à savoir 5G. Les réseaux omniprésents, où l'utilisateur peut être connecté simultanément à plusieurs technologies d'accès sans fil tout en pouvant se déplacer sans interruption entre eux, est une technologie qui n'a pas encore été efficacement mise en œuvre par les réseaux 4G. L'évolution de la 4G ou du LTE ne se termine pas avec le LTE avancé (version 10), mais continue plutôt d'évoluer vers d'autres versions. Où chaque nouvelle version améliore encore les performances du système et ajoute de nouvelles fonctionnalités avec de nouveaux domaines d'applications. D'où l'émergence de la 5G.

Le tableau I récapitule des différentes caractéristiques des 4 générations [Dek07].

Génération	Méthode d'accès	Fonctionnalités majeures	Débit
1G	FDMA	Analogique, conçu principalement pour la voix	2 kb/s
2G	TDMA CDMA	Transfert de voix ou données numériques de faible volume	14-64 kb/s
3G	CDMA W-CDMA	Numérique, multimédia, débit moyen	2 mb/s
4G	OFDM CDMA	Interopérabilité, haut débit	200 mb/s

Tableau I : Caractéristiques des différentes générations mobiles

III-Réseau mobile de 5^{ème} génération

Le développement continu des performances des technologies mobiles ne se fait pas automatiquement ; Il est le résultat d'importants investissements dans la recherche et le développement de nouvelles techniques et technologies. L'amélioration de l'utilisation du spectre, qui a été multipliée par mille fois au cours des 45 dernières années, repose sur trois facteurs principaux : une meilleure occupation du spectre, l'amélioration des techniques de modulation et en particulier la réduction de la taille des cellules.

Considérons chacun de ces éléments [Adl16] :

- **L'augmentation de l'allocation du spectre** : Une façon évidente de répondre à une demande croissante consistant à augmenter la quantité du spectre disponible à cette fin. Cependant, le spectre est une ressource finie et les bandes les plus souhaitables du spectre ont déjà été allouées et sont en grande partie utilisées, soit par le gouvernement, soit par des utilisateurs commerciaux à bien des égards, y compris les communications mobiles.
- **Amélioration des techniques de modulation** : Une variété de techniques a été développée, y compris le multiplexage par répartition dans le temps et

en fréquence, afin de rassembler plus de données dans une quantité donnée de spectre. Par exemple, l'introduction de l'OFDM (multiplexage par répartition orthogonale) dans LTE, la norme 4G actuelle, a entraîné une très grande réduction du coût par bit par seconde pour la transmission de données par rapport à la norme 3G précédente.

- **Réduction de la taille des cellules :** Le rétrécissement de la taille de cellule permet d'accueillir de nombreux utilisateurs dans la même zone géographique et d'améliorer les performances sans fil. Au cours des dernières décennies, la taille maximale des cellules a diminué d'un rayon de huit kilomètres sous la norme 1G à un peu plus d'une vingtaine de mètres sous la norme 4G actuelle. La taille des cellules continuera à diminuer au fur et à mesure que nous passerons des macro-cellules aux micro-cellules et des micro-cellules aux pico-cellules et femto-cellules.

A ceci s'ajoutent d'autres facteurs qui permettent d'améliorer d'avantage les performances des réseaux mobiles. Nous citons le partage du spectre, une option émergente pour accroître la capacité est l'utilisation partagée des bandes du spectre par différents utilisateurs.

L'utilisation de la bande millimétrique et de la technique MIMO constitue également un pas très important dans les réseaux mobiles. La portion du spectre de 30 à 300 GHz est généralement caractérisée par des bandes de "très haute fréquence" ou d'ondes millimétriques (mmW). Selon la FCC (Commission fédérale des communications), ces fréquences ont été historiquement jugées inadaptées pour les applications mobiles en raison des pertes de propagation et de l'incapacité des signaux à

se propager. Cependant, les progrès technologiques promettent de débloquer le potentiel de l'utilisation des bandes mmW pour les usages mobiles [Rap13].

Une grande partie du travail technique lié à l'élaboration de normes pour la technologie des réseaux cellulaires aux États-Unis est menée à travers le 3GPP (Third Generation Partnership Project) qui regroupe des organismes nationaux de développement des normes des États-Unis, du Japon, de la Chine, de l'Inde et de l'Europe.

Le 3GPP est toujours principalement axé sur l'évolution du LTE en intégrant de nouvelles technologies telles que l'agrégation de canaux, MIMO et des réseaux hétérogènes denses. Mais même si la norme actuelle continue d'évoluer (peut-être vers une norme 4,5G), une attention croissante est accordée aux efforts visant à développer la norme 5G de la prochaine génération.

Les participants à la réunion AIRS (Alliance of Information and Referral Systems) [ECC16], conscients des mesures en instance de la FCC, ont formulé une série de recommandations visant à autoriser les changements dans des bandes de fréquences hautes spécifiques qui étaient en grande partie compatibles avec les objectifs de la FCC. Les recommandations spécifiques par rapport aux bandes de fréquences sont :

- **28 GHz et 39 GHz** : La partie de la bande de 28 GHz que la FCC propose de mettre à disposition pour une "utilisation flexible" (27,5-28,35 GHz) est principalement utilisée aujourd'hui pour les liaisons montantes satellites et le service local de distribution multipoint (LMDS), une technologie point à multipoint fixe et sans fil conçue par la FCC.
- **39 GHz** : Service fixe et mobile, service fixe par satellite (FSS), 39,5-40 GHz est désignée pour l'utilisation fédérale, fixe et mobile par satellite.

- **37 GHz** : Service fixe et mobile, service de recherche spatiale, service fixe par satellite, NASA et stations terrestres militaires.
- **Au-dessus de 60 GHz** : 65 à 71 GHz autorisées pour les services inter-satellites (ISS), mais pas de licence actuellement disponible. Allocations fédérales et non fédérales multiples.

La terminologie 5G n'est pas officiellement ou techniquement adoptée. Le déploiement est prévu pour 2020. Les technologies 5G comprennent tous les types de fonctionnalités avancées qui rendent la technologie 5G plus puissante et en forte demande dans un proche avenir.

Parmi les fonctionnalités proposées [Gut16] :

- Amélioration des services de proximité
- Nouvelle technologie d'accès radio d'Internet des objets
- Amélioration de l'agrégation de porteuse LTE
- Prise en charge des services V2V basés sur LTE
- Améliorations du système cellulaire Internet des objets
- Amélioration des réseaux de cœur dédiés
- Prise en charge de la fonction réseau virtuel (gestion et exploitation)
- Vidéo et données hauts débits

Garantir l'interopérabilité avec les générations passées de communications mobiles a été un principe clé de l'industrie des TICs depuis le développement du GSM et des technologies sans fil plus tard dans la famille des normes 3GPP. De manière similaire, la LTE évoluera d'une manière qui reconnaîtra son rôle en fournissant une excellente couverture pour les utilisateurs mobiles et les réseaux 5G intégreront l'accès LTE (basé sur le multiplexage orthogonal par division de fréquence (OFDM)) ainsi que de nouvelles

interfaces aériennes de manière transparente vers la couche service et les utilisateurs (figure I-8).

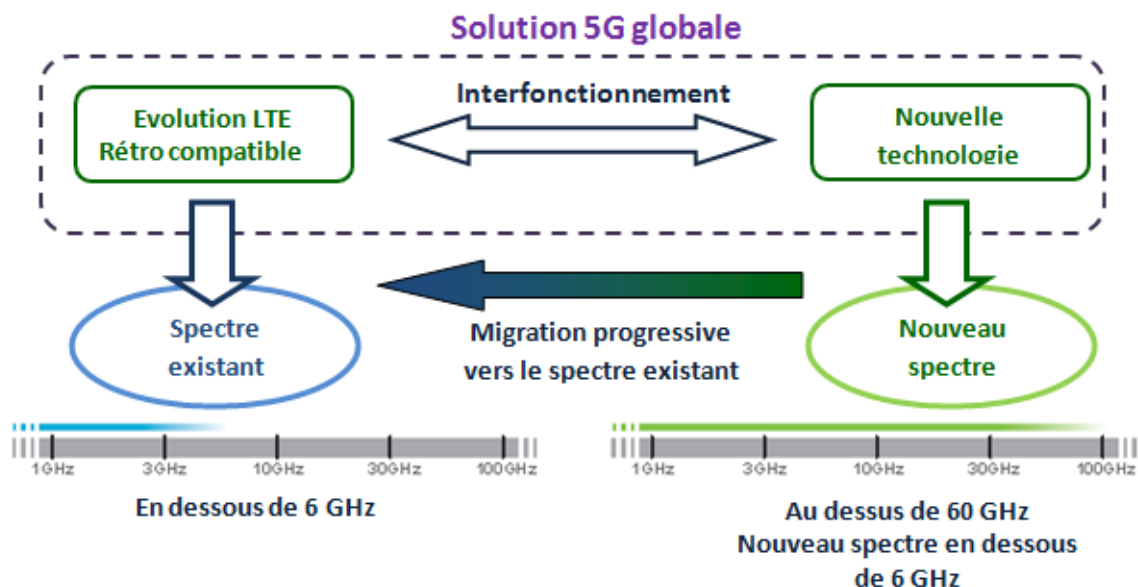


Figure I-8 : La solution globale 5G d'accès sans fil consistant en l'évolution de LTE et la nouvelle technologie

La technologie d'accès radio 5G sera un élément clé de la société connectée. Elle devra faire face à une croissance élevée du trafic et à une demande croissante de connectivité à large bande passante. Elle devra prendre également en charge un grand nombre d'appareils connectés et répondre aux besoins de communication en temps réel et à haute fiabilité des applications critiques.

La 5G fournira la connectivité sans fil pour une large gamme de nouvelles applications et de cas d'utilisation, y compris les portables, les maisons intelligentes, la sécurité/ contrôle du trafic, les processus de l'industrie et la livraison très rapide des médias. Par conséquent, elle accélérera également le développement de l'Internet des objets [Eri16].

A l'heure actuelle, il n'existe pas encore de standards formels pour la 5G. Les décisions finales sur les spécifications techniques seront prises de décembre 2016 à 2017. Selon le président d'AT & T (Etats-Unis), M. Bill Smith, la première norme pour la 5G sera publiée en 2018 [Gol16]. Toutefois, les chercheurs ont fait des prédictions sur la 5G et la vitesse de chargement des données associée. En Février 2015, Samsung a effectué ses propres mesures de canal et a été en mesure de montrer que 28 GHz est une fréquence viable pour les communications cellulaires. Nokia, l'un des opérateurs importants de la concurrence 5G, estime que la vitesse maximale réelle sera autour de 10 Gb/s pour la 5G [Nok14], soit 12 fois la vitesse maximale de la 4G. Entre temps, Huawei affirme que les taux de données obtenus dans les laboratoires, probablement plus que d'autres, sont de 10,32 Gb/s en fréquences sous 6 GHz avec une bande passante de 200 MHz et de 115,20 Gb/s en utilisant une bande passante de 9,6 GHz au-dessus du spectre de 6 GHz.

D'autres travaux de recherches énoncent des fréquences d'utilisation pour la Cinquième génération du réseau cellulaire dans le spectre des ondes millimétriques, sur la base de mesures du monde réel à 28 GHz et 38 GHz avec une bande passante de 1GHz, à New York et à Austin au Texas [Sul14].

Ainsi, le défi majeur pour le standard 5G consiste en l'opération de filtrage qui est très sensible au bruit et à l'instabilité dans cette gamme de fréquences.

Sur la base des hypothèses disponibles jusqu'au moment de la rédaction de ce mémoire et sur les premiers travaux entrepris par les laboratoires de développement de la 5^{ème} génération, nous proposons dans ce travail la conception d'un filtre actif passe-bande opérant dans un premier temps sur la fréquence 38 GHz, puis dans un deuxième temps nous concevrons un filtre bi-bande fonctionnant sur les deux fréquences 28 GHz et 38 GHz, avec possibilité d'accord en fréquence centrale.

Liste des références du chapitre I

[Anrt16] **Agence Nationale de Réglementation des Télécommunications**

Équipement et usage des TIC au Maroc : Près de 15 millions de smartphones. 66,5 % des ménages ont accès à internet.

Enquête nationale sur l'usage des technologies de l'information et de la communication 2016

[UIT15] **Union Internationale des Télécommunications**

Rapport Mesurer la société de l'information

Résumé analytique, ITU, 2015

[Mar16] **eMarketer**

Slowing Growth Ahead for Worldwide Internet Audience

Disponible dans : www.emarketer.com, consulté le 06 Décembre 2016.

[Cou13] **Bernard Cousin, Yassine Hadjadj-Aoul**

Cours Réseaux d'accès

Université de Rennes 1, 16 septembre 2013

[Bur04] **Adam Burgess**

Cellular Phones, Public Fears, and a Culture of Precaution

Cambridge University Press, 2004

ISBN 0521520827, 9780521520829

[Yan12] **Yannick Bouguen, Éric Hardouin, François - Xavier Wolff**

LTE et les réseaux 4G

Groupe Eyrolles, 2012, ISBN : 978-2-212-12990-8

[Kum12] **Prateek Kumar**

TDM in cellphones

CSE-D 1031010186, Septembre 2012

[Ban04] **Jeffrey Bannister, Paul Mather and Sebastian Coope**

Convergence Technologies for 3G Networks IP, UMTS, EGPRS and ATM

John Wiley, 2004, ISBN: 978-0-470-86091-5

[Fre13] **Lou Frenzel**

Fundamentals of Communications Access Technologies: FDMA, TDMA, CDMA, OFDMA, AND SDMA

ElectronicDesign, 22 Janvier 2013

Disponible sur : ElectronicDesign.com, consulté le 26 Novembre 2016.

[Mai11] **Anil K. Maini, Varsha Agrawal**

Satellite Technology: Principles and Applications

John Wiley & Sons, 9 juin 2011

[Rat10] **Mudit Ratana Bhalla, Anand Vardhan Bhalla**

Generations of Mobile Wireless Technology: A Survey

International Journal of Computer Applications, Volume 5– No.4, Août 2010

[Tan14] **Vivek Sanghvi Jain, Sanchit Jain, Lakshmi Kurup, Aruna Gawade**

Overview on Generations of Network: 1G,2G,3G,4G,5G

International Journal of Computer Technology & Applications, Vol 5 (5),1789-1794, 2014

[Bat10] **Eric Batut**

Etude du bloc de réception dans un terminal UMTS-FDD et développement d'une méthodologie de co-design en vue du fonctionnement en temps réel.

Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique De Grenoble, 2010

[Par07] **Yongsuk Park, Member, IEEE, and Taejoon Park**

A Survey of Security Threats on 4G Networks

Globecom Workshops, IEEE, pp1-6, 2007

[Rep08] **Report ITU-R M.2134**

Requirements related to technical performance for IMT-Advanced radio interface(s), 2008

Disponible en ligne sur : <http://www.itu.int>, consulté le 04 Décembre 2016

[For13] **Sonia Forconi, Alessandro Vizzarri**

Review of studies on end-to-end QoS in LTE networks

IEEE, AEIT Annual Conference, 2013

[LTE16] **3GPP LTE Encyclopedia.**

Disponible en ligne sur : sites.google.com/site/lteencyclopedia, consulté le 05 Décembre 2016.

[San16] **J. Sangeetha, Keerthiraj Nagaraj, K. N. Balasubramanya Murthy, Ram P. R.**

A New Approach for Analyzing the Performance of the WiMAX Networks based on QoS Traffic Prediction Routing Protocol using Gene Expression Programming

International Journal of Applied Metaheuristic Computing (IJAMC) 7(2), pp16-38, 2016

[Guo16] **Roger Guo, Eddie Lin, Richie Zen, Richard Kuo**

On beam-based access technology for 5G

IEEE Wireless Communications, Volume: 23, Issue: 5, Octobre 2016

[Dek07] **Sasha Dekleva, J.P. Shim, Upkar Varshney, Geoffrey Kuoerzer**

Evolution and emerging issues in mobile wireless networks

Communications of the ACM, Vol. 50 No. 6, Pages 38-43, 2007

[Adl16] **Richard Adler** (Rapporteur)

Preparing for a 5G World

Communications and Society Program, Juin 2016

[Rap13] **Theodore S. Rappaport et al.**

Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work!

IEEE Access, Volume: 1, pp. 335 – 349, 2013

[ECC16] **ECC**

Bulletin de la 41^{ème} rencontre du comité des communications électroniques (ECC), Février 2016

[Gut16] **Erik Guttman**

3GPP WORK ON 5G

20th Global Standards Collaboration Meeting, Avril 2016

[Eri16] **Ericsson**

5G radio access

Ericsson White paper, Avril 2016

[Gol16] **David Goldman**

AT&T will start testing 5G this year

Cable News Network, Inc., a Time Warner Company

Disponible en ligne sur : <http://www.kpax.com>, consulté le 06 Décembre 2016

[Nok14] **Nokia Networks**

Looking ahead to 5G

Nokia Networks White paper, 2014

[Tab15] **Said Tatesh**

Huawei: Paving the Way to 5G

WiFi Global Congress, Mai 2015

[Sul14] **Sulyman, A.I. Nassar, A.T. Samimi, M.K. MacCartney, G.R. Rappaport, T.S. Alsanie, A.**

Radio Propagation Path Loss Models for 5G Cellular Networks in the 28 GHz and 38 GHz Millimeter-wave Bands

IEEE Communications Magazine, Vol. 52, No. 9, Septembre 2014, pp.78 – 86

CHAPITRE II :

Etat de l'art sur le filtrage

Dans ce chapitre une description de la chaîne de réception complète est présentée, suivie d'une étude bibliographique des différentes techniques de filtrage.

SOMMAIRE DU CHAPITRE II

I-Chaîne de réception en télécommunications

I-1- L'antenne

I-2- L'amplificateur RF LNA

I-3- Le mélangeur

I-3-1- Filtre inter-étages RF

I-3-2- Mélangeur de fréquences

I-4- L'oscillateur local

I-5- Le filtre IF

I-6- L'amplificateur IF

I-7- Le démodulateur

II-Caractéristiques d'un récepteur radio-fréquences

II-1- Sensibilité

II-2- Stabilité

II-3- Sélectivité

III-Classification des filtres fréquentiels :

III-1-Introduction

III-2-Filtres passifs

III-3-Filtres actifs

IV- Filtres actifs à base d'inductance active

IV-1- Introduction

IV- 2- Etat de l'art des filtres actifs à base d'inductance active

I-Chaîne de réception en télécommunications

Les techniques d'émission/réception des données analogiques ou numériques permettent de générer ou de restituer des ondes électromagnétiques après diverses opérations incluant le filtrage, l'amplification, la modulation et la démodulation.

Pour réaliser ces opérations plusieurs modèles existent. La méthode hétérodyne est l'opération qui permet la transposition d'une fréquence radio vers une fréquence intermédiaire plus basse et facile à traiter ou inversement en la multipliant par une fréquence issue d'un oscillateur local (Figure II-1).

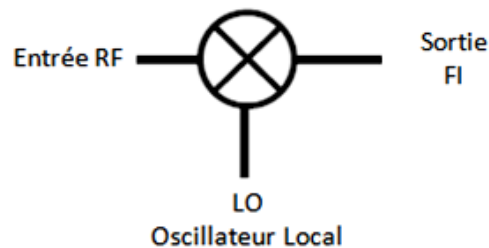


Figure II-1 : symbole du mélangeur hétérodyne

Ce mélangeur permet de faire la modulation d'une fréquence porteuse avec la fréquence de l'oscillateur local [Bes02]. Le choix de la fréquence hétérodyne influence l'opération de modulation réalisée : si la fréquence hétérodyne est assez différente de la fréquence porteuse l'opération réalisée est une transposition de fréquence. Contrairement si la fréquence choisie est proche de la fréquence porteuse leur différence est dans la bande de fréquences intermédiaires et donc il y a détection.

Le modèle d'hétérodynage le plus utilisé est le récepteur superhétérodyne. Il fonctionne suivant le concept que la fréquence radio reçue par l'antenne est mélangée par une fréquence locale et transposée vers une fréquence plus basse (fréquence intermédiaire). Ceci permet subséquemment de convertir toutes les fréquences reçues

vers une fréquence intermédiaire fixe et de les envoyer par la suite vers l'étage d'amplification. Cette opération permet donc de faciliter le travail des étages d'amplification et de filtrage puisqu'ils reçoivent dorénavant la même fréquence et n'ont donc plus besoin d'être très sophistiqués. Le récepteur superhétérodyne, est l'architecture universelle la plus utilisée en communications radio grâce à sa bonne sélectivité et sensibilité, ainsi que la limitation de bruit.

Le modèle d'un récepteur superhétérodyne est donné par la figure II-2.

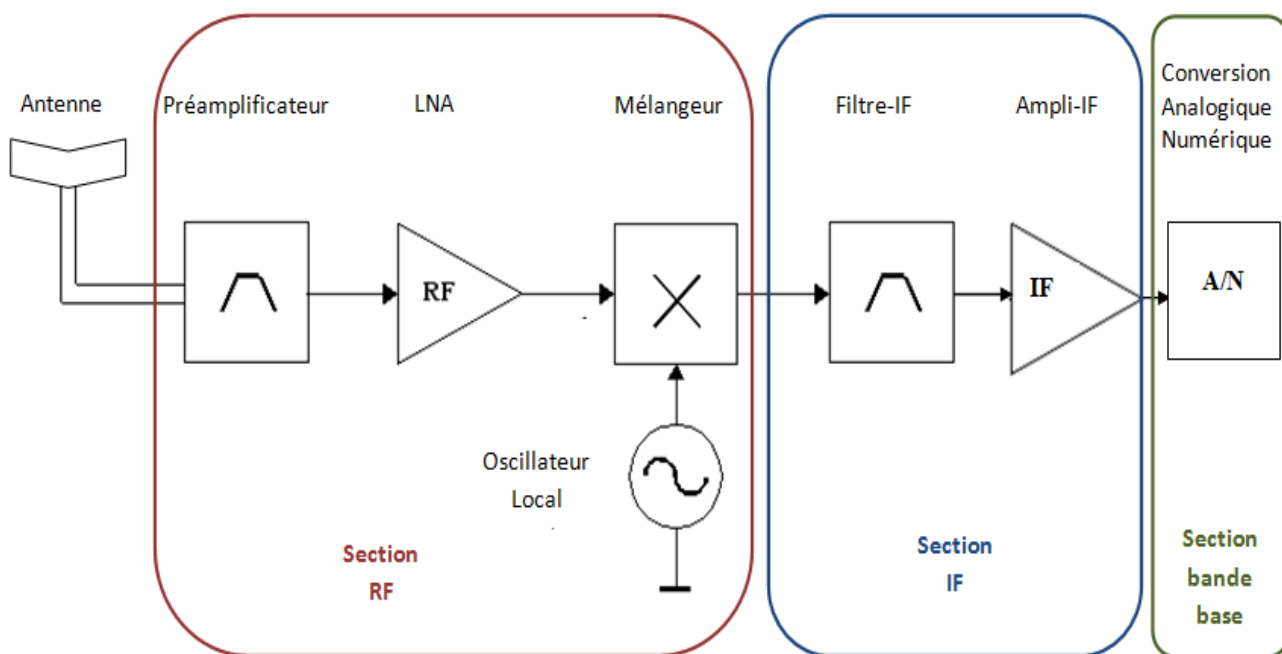


Figure II-2 : architecture d'une chaîne de réception de données analogiques superhétérodyne

Les différents blocs de la chaîne de réception correspondants aux sections RF, IF et bande de base seront présentés copieusement dans ce qui suit.

I-1- L'antenne

L'antenne permet de convertir les ondes radioélectriques en un signal électrique à la réception et inversement un signal électrique en une onde radio à l'émission. C'est l'interface intermédiaire entre l'espace libre et le récepteur radio [Bur10] qui permet de faire l'adaptation entre l'espace libre et l'entrée du système en réception et inversement en émission. Ce principe de réciprocité stipule qu'une antenne peut être utilisée indifféremment en émission ou en réception.

L'antenne peut être assimilée à un circuit résonnant dont la fréquence de coupure dépend de l'inductance L et de la capacité C [Trad14]. La qualité d'adaptation d'une antenne est définie par son impédance d'entrée Z_{in} , généralement 50 ou 75 Ω , ou bien par son coefficient de réflexion Γ .

L'impédance d'entrée complexe de l'antenne est donnée par l'expression suivante :

$$Z_{in}(\omega) = R(\omega) + jX(\omega) \quad (\text{II-1})$$

Où :

- **R** : la résistance de l'antenne qui se compose des résistances R_p liée aux pertes par effet Joule dans l'antenne et R_r qui représente la résistance de rayonnement liée à l'énergie utile rayonnée par l'antenne dans l'espace libre.
- **X** : la réactance de l'antenne
- **ω** : la pulsation avec $\omega = 2 \times \pi \times f$

Le coefficient de réflexion Γ quant à lui représente le rapport entre l'onde réfléchie à l'entrée de l'antenne et l'onde incidente. Il est en fonction de l'impédance d'entrée de l'antenne et de l'impédance caractéristique de la ligne de transmission Z_0 tel que :

$$\Gamma = \frac{Z_{in}(\omega) - Z_0}{Z_{in}(\omega) + Z_0} \quad (\text{II-2})$$

L'adaptation de l'antenne est également caractérisée par le rapport d'onde stationnaire ROS (VSWR en anglais). C'est un rapport entre l'amplitude maximale et l'amplitude minimale d'une onde stationnaire qui surgit lorsqu'il y a désadaptation et que la réflexion d'une partie de l'onde incidente s'ajoute à l'onde incidente.

L'antenne fonctionne en général dans une bande autour d'une fréquence déterminée dans laquelle les conditions d'émission et de réception de l'énergie électromagnétique sont optimales. Cette fréquence est appelée fréquence de résonance. Elle dépend des dimensions propres à l'antenne. Un affaiblissement de 10 dB par rapport à la fréquence de résonance de l'antenne détermine les fréquences minimale et maximale qui délimitent la bande passante à 10 dB de l'antenne (Figure II-3). Avoir un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB ou un ROS < 2 est primordial afin que l'antenne fonctionne correctement. La figure II-3 montre le coefficient de réflexion S11 en fonction de la fréquence [Dio13] ainsi que le gain à 10 dB.

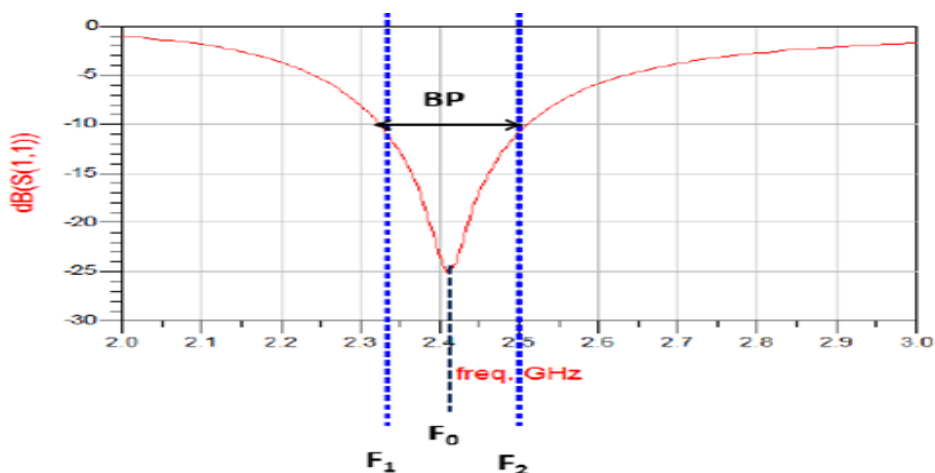


Figure II-3 : Exemple du coefficient de réflexion et de la bande passante à 10 dB d'une antenne en fonction de la fréquence

I-2- L'amplificateur RF LNA

La fonction de l'amplificateur faible bruit d'entrée LNA est d'amplifier le signal d'entrée ayant une très faible puissance de l'ordre de microvolts à la sortie de l'antenne tout en minimisant le bruit ajouté au signal. Cette opération peut déterminer la figure de bruit totale du récepteur entier. L'amplificateur faible bruit est souvent situé au pied de l'antenne, il permet de minimiser les pertes de connexion et le bruit subséquent. D'où l'importance d'avoir une très bonne adaptation en entrée et en sortie.

Vu que le bruit total du récepteur est dû essentiellement aux premiers blocs de réception, l'amplificateur faible bruit a pour fonction de le limiter tout en amplifiant les faibles signaux reçus par l'antenne. Pour cela il doit avoir un très grand gain associé à un facteur de bruit très faible (2dB à 3dB) dans le but de limiter la contribution des blocs suivants au bruit [Biy10]. Le bruit du LNA peut varier selon la fréquence et selon la technologie utilisée. En industrie, pour les applications d'amplificateur à faible bruit, le pHEMT est généralement reconnu comme le meilleur choix vu sa faible sensibilité à la variation du courant, suivi par le MESFET.

Le gain caractéristique d'un amplificateur faible bruit est de 10 à 20 dB pour un étage simple. Afin de fournir le gain adéquat, le LNA peut contenir plusieurs étages cascades, le plus souvent avec un étage à faible facteur de bruit et faible gain suivi par un étage à gain plus élevé et éventuellement un facteur de bruit plus élevé [sch13].

La non linéarité, caractérisée par un point d'interception du troisième ordre (IP3), cependant constitue l'un des problèmes majeurs des amplificateurs faible bruit. Le signal reçu est souvent déformé à cause des distorsions d'intermodulation et de l'harmonique résultante, ce qui rend sa démodulation et son décodage plus compliqué.

Le rendement et la consommation énergétique sont les points forts des LNA. La consommation de ces amplificateurs est de l'ordre de 0.01 W à 0.1 W. Certains amplificateurs faible bruit intègrent la fonction de contrôle du gain afin de leur permettre de gérer une vaste plage de signaux sans distorsions ni surcharge, vu que les signaux variables sont très fréquents à l'entrée de quelques systèmes tels les systèmes dédiés aux applications mobiles.

Les LNAs destinés aux marchés grand public sont souvent caractérisés par leur petite taille. Ils sont généralement conçus à base de transistors CMOS (GaAs ou SiGe), ou de pHEMT. La compétition continue entre CMOS (fabriqué en haut volume) et pHEMT explique la diversité de solutions disponibles sur le marché qui présentent un compromis entre performances et coût, mais aussi en termes de compacité et d'adaptation aux applications.

L'amplificateur faible bruit est souvent précédé d'un étage préamplificateur. L'objectif de ce composant est de filtrer tous les signaux non désirés en dehors de la bande RF. Il reçoit et adapte le signal avant de le transmettre à l'amplificateur principal. Il peut s'agir d'un duplexeur, d'un filtre qui ne fait passer qu'une seule bande entre l'antenne et l'émetteur et une autre bande entre l'antenne et le récepteur, ou bien un commutateur émission/réception qui se met en position « ON » dans la phase de réception et en position « OFF » en phase d'émission comme dans le cas du GSM. Ce composant permet donc d'empêcher la surcharge de fréquences reçues dans les éléments de réception.

I-3- Le mélangeur

I-3-1- Filtre inter-étages RF

L'amplificateur LNA qui amplifie tous les signaux ayant des fréquences dans la bande RF, amplifie également les bruits contenus dans la bande de fréquence et la fréquence image non désirée. Pour pallier à cela, un filtre pré-mélangeur, appelé filtre RF, permet de sélectionner les fréquences à faire passer et la rejection de la fréquence image et des fréquences qui sont en dehors du spectre de la composante utile, pour ne laisser parvenir au mélangeur que la bande de fréquences désirées et maintenir ainsi la figure de bruit totale du circuit.

I-3-2- Mélangeur de fréquences

Le rôle du mélangeur est de transposer tous les signaux disposés sur le spectre RF reçus vers un autre spectre de la fréquence intermédiaire déterminée en fonction de la fréquence de l'oscillateur local sans altérer la bande passante. L'opération de mélange ou de multiplication repose sur la propriété de non linéarité des diodes ou des transistors afin de réaliser une multiplication donnant lieu à deux fréquences « somme » et « différence » mais également à des fréquences doubles et triples. La figure II-4 illustre l'opération de multiplication des signaux.

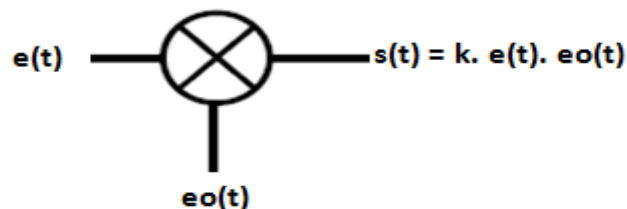


Figure II-4 : Illustration de l'opération de multiplication de deux signaux par un mélangeur

La transposition d'une fréquence vers une fréquence supérieure s'appelle « conversion supradyne », tandis que la transposition vers une fréquence inférieure s'appelle « conversion infradyne ». La formulation mathématique de l'opération de mélange de fréquence est fondée sur l'identité trigonométrique suivante :

$$\sin \alpha \cdot \sin \beta = \frac{1}{2} \cos(\alpha - \beta) - \frac{1}{2} \cos(\alpha +) \quad (\text{II-3})$$

En appliquant cette identité sur deux signaux S1 et S2 tels que :

$$S1 = \sin(2\pi f1) \quad \text{et} \quad S2 = \sin(2\pi f2) \quad (\text{II-4})$$

Nous obtenons :

$$\sin \alpha \cdot \sin \beta = \frac{1}{2} \cos[2\pi(f1 - f2)] - \frac{1}{2} \cos[2\pi(f1 + f2)] \quad (\text{II-5})$$

Le résultat de cette opération contient deux composantes, la somme et la différence des deux signaux d'entrée RF (reçu de l'antenne) et OL (reçu de l'oscillateur local). La fréquence intermédiaire peut donc être l'une des deux fréquences RF+OL en conversion haute ou bien RF-OL en basse conversion. La fréquence désirée (infradyne ou supradyne) est choisie par le filtre qui suit le mélangeur, l'autre est rejetée.

Afin que tous les étages qui se positionnent en aval du mélangeur fonctionnent en basse-fréquence limitant les effets non désirés qui interviennent en hautes fréquences, notamment l'augmentation du bruit, la diminution du gain et l'instabilité, la fréquence intermédiaire doit être la plus basse possible [LAA]. En outre, plus la fréquence intermédiaire diminue, plus l'écart entre la fréquence RF et la fréquence image se resserre, ce qui impose l'utilisation d'un filtre de fréquence image très sélectif.

I-4- L'oscillateur local

L'oscillateur local est le composant électronique responsable de délivrer la fréquence d'oscillation qui sera multipliée par la fréquence radio au niveau du mélangeur. Il exploite la non-linéarité des transconductances afin de réaliser l'opération de multiplication. Sa fréquence est choisie de manière que la fréquence d'entrée soit convertie en fréquence intermédiaire.

L'oscillateur local peut être conçu à base d'une chaîne multiplicatrice, d'un synthétiseur ou tout simplement d'un circuit à Quartz. La majorité des oscillateurs locaux sont produits par des synthétiseurs électroniques. Ces circuits sont généralement composés de deux blocs majeurs : les oscillateurs contrôlés en tension (VCO) et les boucles à verrouillage de phase (PLL) [Bur10].

Les VCO permettent de générer un signal périodique dont la fréquence varie en fonction de la tension d'entrée. Ils sont composés principalement d'un élément oscillant, d'une résistance négative et d'une impédance contrôlable en tension.

Les PLL permettent quant à elles de contrôler la phase instantanée de sortie sur la phase instantanée d'entrée tout en asservissant la fréquence de sortie sur un multiple de la fréquence d'entrée. Elles se composent d'un détecteur de phase, d'un filtre et d'un amplificateur.

Les principales caractéristiques du synthétiseur de fréquence impactent directement les performances du récepteur. Parmi ces caractéristiques le bruit de phase qui se situe en premier lieu et qui interprète la pureté spectrale des signaux générés. Il est caractérisé dans le domaine fréquentiel par des variations de puissance de sortie autour de la fréquence fondamentale d'oscillation. En général, les oscillateurs locaux à base de

multiplication de quartz ou par synthèse de fréquence présentent moins de bruit de phase que ceux conçus à base de VCO et synthèse de fréquences à boucle de phase. Ceci est dû au fait que l'élément oscillant est le responsable direct de la génération du bruit dans le synthétiseur. Pour diminuer son effet, l'élément oscillant conçu à base de LC est remplacé par des microsystèmes électromagnétiques dans les nouvelles générations des oscillateurs.

La deuxième caractéristique qui influence le bon fonctionnement des oscillateurs est le temps de commutation. Les synthétiseurs à base de boucle à verrouillage de phase simple ont des limitations en termes de temps de commutation, contrainte qui a été résolue par les synthétiseurs à double boucle utilisés dans les nouveaux récepteurs et sont remplacés progressivement par les oscillateurs à synthèse directe qui ont un temps de commutation plus souple.

L'utilisation de l'oscillateur local dans la conception du récepteur requiert une attention particulière pour s'assurer qu'aucun signal parasite ne rayonne. L'existence de tels signaux peut provoquer des interférences dans la chaîne de réception totale. La performance d'un système de traitement du signal dépend des caractéristiques de l'oscillateur local. Pour cela, celui-ci doit produire une fréquence stable avec de faibles harmoniques.

Dans de nombreux récepteurs, la fonction de l'oscillateur local et du mélangeur est combinée en un seul composant appelé convertisseur, ce qui réduit l'espace, le coût et la consommation d'énergie en combinant les deux fonctions en un seul dispositif actif.

I-5- Le filtre IF

Dans les nouveaux standards de réception comme ceux de la téléphonie mobile, la technique de multiplexage utilisée est la FDM qui alloue des fractions de la bande passante utile (canaux de transmission) à chaque communication (utilisateur). De ce fait, les fréquences qui sont émises sur des fréquences autres que celles allouées à l'utilisateur sont considérées comme étant parasites. La figure II-5 illustre ce principe de division du spectre pour différents utilisateurs [Dro04].

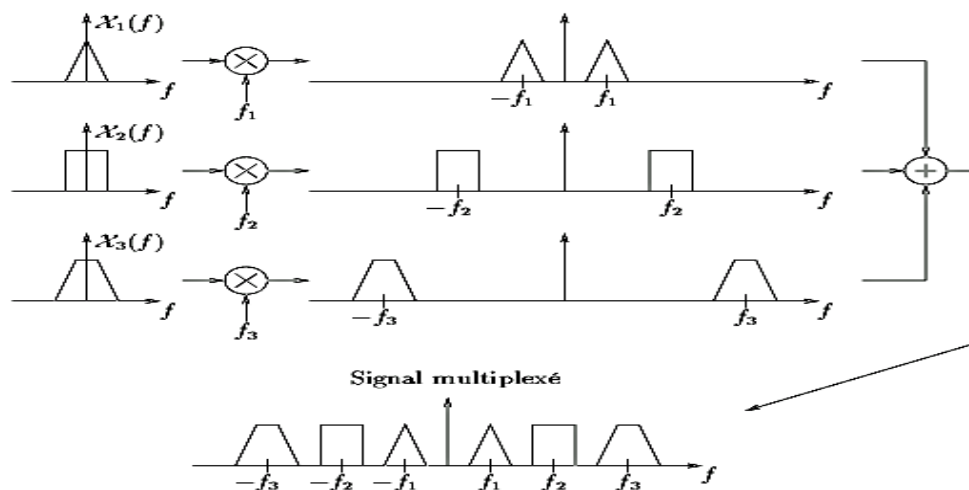


Figure II-5 : Principe du multiplexage fréquentiel

Contrairement au filtre RF qui rejette les signaux hors du spectre utile, le filtre IF permet de sélectionner les signaux non désirés qui appartiennent au spectre utile. Il rejette la composante non désirée appartenant au spectre utile, issue du mélangeur et les bruits. Cette opération permet d'éviter le repliement du spectre qui ajoute d'autres fréquences au signal échantillonné ou à la porteuse quand ils sont deux fois inférieurs à la fréquence maximale contenue dans le signal. Le filtre IF contient une fréquence de résonance fixe et peut donc avoir un grand facteur de qualité.

I-6- L'amplificateur IF

L'amplificateur IF (fréquence intermédiaire), est un amplificateur à gain élevé sélectif, utilisé pour amplifier les signaux dont les fréquences ont été transposées à la fréquence intermédiaire à la sortie du mélangeur et pour donner au signal le gain suffisant pour parcourir le reste de la chaîne de transmission (démodulateur de la fréquence porteuse).

Afin de démoduler convenablement le signal utile, le rapport signal sur bruit à la sortie du récepteur doit être suffisamment élevé. Pour cela, l'amplificateur à fréquence intermédiaire doit satisfaire deux conditions majeures : garantir au signal une dynamique de gain adéquate et contrôler le niveau du bruit en sortie.

Pour atteindre les performances souhaitées à la fréquence de résonance du récepteur, l'amplificateur IF doit avoir un gain élevé. Le gain en tension d'un seul étage amplificateur IF peut dépasser 40 dB. Ceci est souvent accompagné d'une consommation en courant considérable, chose qui augmente la consommation en puissance du récepteur. Le point d'interception du 3^{ème} ordre de l'ampli IF peut aller au-delà de 10 dBm et en deçà de -25 dBm, cela dépend de son emplacement en amont ou en aval du filtre IF, avec une impédance d'entrée de quelques $k\Omega$.

L'amplificateur à la fréquence intermédiaire est le responsable majeur du gain total du récepteur superhétérodyne. Pour cela, il est souvent conçu en multi stage et accordé sur une fréquence fixe [Carr01]. Le signal en sortie de l'amplificateur à la fréquence intermédiaire sera par la suite injecté à l'entrée d'un démodulateur afin de restituer la fréquence porteuse.

I-7- Le démodulateur

Afin de transmettre un message vocal ou des données par l'intermédiaire d'un système sans fil, ces données doivent être codées en une manière appropriée pour la transmission. Le processus de traduction du message du mode bande de base à un signal passe-bande, approprié pour la transmission, est appelé modulation. La modulation peut être réalisée au moyen de l'amplitude, de la fréquence ou de la variation de la phase de la porteuse de transmission. La fréquence porteuse pour les systèmes sans fil peut être de l'ordre de quelques centaines à des milliers de MHz [Gu06].

La démodulation est le processus inverse de la modulation. Dans un récepteur, le message en bande de base est extrait ou démodulé de la porteuse modulée en utilisant un filtre passe-bas. Le démodulateur le plus utilisé est le démodulateur en quadrature (figure II-6), qui utilise un circuit déphaseur dont la phase varie linéairement en fonction de la fréquence sans modification de l'amplitude du signal [Aza09].

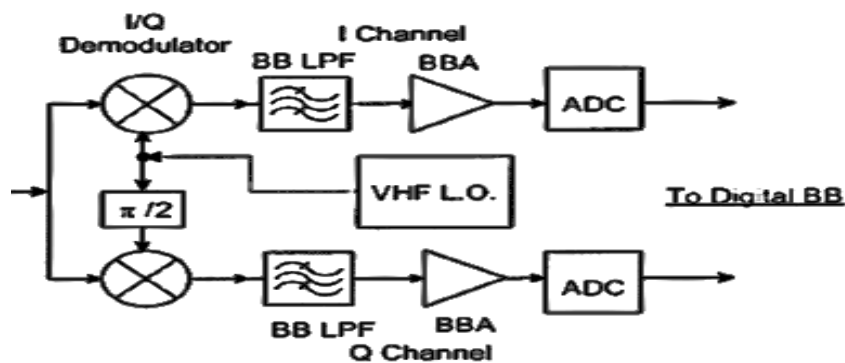


Figure II-6 : Schéma bloc du circuit démodulateur en quadrature

Le démodulateur I / Q est le deuxième convertisseur de fréquence qui intervient dans la chaîne de réception afin de convertir la fréquence du signal de la fréquence intermédiaire à la bande de base. Le démodulateur comporte deux mélangeurs qui

permettent de convertir le signal IF en signaux I et Q, il s'agit de deux signaux en bande de base déphasés de 90° à la fréquence porteuse, d'où le nom de démodulateur en quadrature.

Le déphasage de 90° est mis en œuvre grâce à un filtre polyphasé permettant le déphasage entre les signaux à très hautes fréquences (VHF) issus de l'oscillateur local du circuit démodulateur et allant au mélangeur dans les canaux I et Q. Le mélangeur I et Q est suivi d'un filtre passe-bas (LPF) dans chaque canal, afin de filtrer les produits de mélange indésirables et de supprimer les interférences. Par la suite, un détecteur de phase est utilisé afin de détecter le signal démodulé en bande de base.

Le dernier étage avant l'opération de conversion analogique/numérique, est l'amplificateur bande de base. Les signaux filtrés I et Q sont amplifiés par un amplificateur bande de base à gain fixe. Les exigences de l'amplificateur bande de base sont moins strictes que celles de l'amplificateur fréquence intermédiaire, énoncées dans le paragraphe précédent.

L'opération finale dans le circuit démodulateur consiste en la conversion analogique/numérique par l'ADC (convertisseur analogique/numérique) des signaux bande de base en signaux numériques pour un traitement ultérieur dans la bande de base numérique.

Le gain du circuit démodulateur total varie de 20 à 30 dB. La figure de bruit n'est pas forcément basse, elle est approximativement de 15 à 20 dB, avec un point d'interception d'ordre 3 dans la marge de -20 à -30 dBm. Les déséquilibres d'amplitude et de phase entre les canaux de sortie du démodulateur I, Q peuvent être généralement égales ou inférieures à 0,1 dB et 2 degrés, respectivement.

II-Caractéristiques d'un récepteur radiofréquences

L'évolution des systèmes de transmission de données au fil du temps dépend des technologies utilisées et des modèles adoptés. Le choix entre l'utilisation des composants passifs connus pour leur grand facteur de qualité ou des composants actifs étant intégrables et permettant de minimiser la taille des puces, implique tout d'abord l'étude de certaines caractéristiques primordiales pour le bon fonctionnement du circuit, à savoir la sensibilité, la stabilité, le gain, sélectivité, accord en fréquence, ainsi que d'autres paramètres.

II-1- La sensibilité

La sensibilité d'un système est définie comme étant la capacité d'un récepteur à recevoir les ondes faibles ou lointaines [Don09]. Comme la force du signal atteignant le récepteur diminue, le taux d'erreurs et du bruit affecte d'avantage le signal utile, d'où l'intérêt de calculer la sensibilité permettant d'avoir le niveau minimal du signal RF d'entrée détectable tout en gardant l'information transmise. On exprime la sensibilité comme étant la puissance minimale du signal pouvant être reçue par le système de la manière suivante :

$$P_{\text{signal}} = P_{\text{rs}} \cdot B \cdot \text{NF} \cdot \text{SNR}_{\text{out}} \quad (\text{II-6})$$

Avec :

P_{rs} : puissance de bruit de la résistance de la source

B : largeur de la bande du canal utilisé

NF : figure de bruit du récepteur

SNR_{out} : rapport signal sur bruit de la sortie

La sensibilité étant l'un des paramètres les plus intéressants de la performance du récepteur, la marge de conception de la sensibilité du récepteur doit être définie de 4 à 5 dB [Gu06].

II-2- La stabilité

La réaction de la sortie vers l'entrée peut entraîner l'instabilité du système pour certaines valeurs d'impédances d'entrée et de sortie [Raz11]. On dit qu'un système est stable si l'impédance de sortie contient une partie réelle positive quelle que soit la charge placée en entrée et réciproquement pour la charge d'entrée pour toute charge placée en sortie. La stabilité d'un système peut être calculée à partir des paramètres S du circuit étudié en utilisant le facteur de stabilité K [Chu05], appelé facteur de stabilité de Rollet, comme suit :

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{21}||S_{12}|} \quad (\text{II-7})$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (\text{II-8})$$

A partir du calcul du facteur de stabilité, plusieurs conclusions peuvent être tirées quant à la stabilité du système :

- $|K| > 1$ et $|\Delta| < 1$: le système est inconditionnellement stable, (S_{11} et S_{22} sont tous deux à l'intérieur de l'abaque de Smith).
- $|K| > 1$ et $|\Delta| > 1$: le système est conditionnellement stable.
- $|K| < 1$: le système est instable, mais peut devenir stable en utilisant l'abaque de Smith afin de déterminer les conditions de stabilité.
- $|K| < 0$: système instable.

L'étude de la stabilité peut également être effectuée en utilisant les simulateurs de circuits électroniques, permettant ainsi de dessiner des graphes de zones de stabilité en fonction de la fréquence d'opération et de voir ainsi les bandes de fréquences dans lesquelles le système demeure stable.

II-3- La sélectivité

Dans les systèmes de réception où les fréquences indésirables sont très proches de la fréquence de l'onde contenant l'information utile, l'extraction de l'information devient très difficile. Pour pallier à ce problème les filtres utilisés en réception sont dits filtres sélectifs, c'est-à-dire que la bande passante est si étroite que seule la fréquence désirée passe. La sélectivité d'un filtre se calcule à partir du facteur de qualité du dit filtre. Autrement dit, plus le filtre est sélectif, plus il a un grand facteur de qualité. Le facteur de qualité Q est défini par l'équation (II-9) :

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} \quad (\text{II-9})$$

Où f_0 représente la fréquence de résonance où le gain du filtre atteint son maximum et Δf la bande passante du filtre à -3dB.

La sélectivité d'un système est principalement déterminée par les filtres RF et IF utilisés dans le récepteur. Les réponses de ces filtres doivent être suffisamment pointues pour supprimer les interférences des canaux adjacents et d'autres sources, mais elles doivent également être suffisamment larges pour laisser passer le signal désiré avec l'amplitude et les distorsions de phase acceptables [Gu06]. La sélectivité élevée permet également d'atteindre une plus grande sensibilité du récepteur puisqu'on peut régler le gain suffisamment pour obtenir la meilleure sensibilité possible, tout en gardant le niveau approprié afin de ne pas saturer les amplificateurs du bloc suivant.

III-Classification des filtres fréquentiels

III-1-Introduction

Le filtrage fréquentiel constitue un élément phare dans les circuits électroniques, ce qui explique le nombre d'études menées sur les opérations de filtrage. Très utilisés dans les systèmes modernes de télécommunication tels que le réseau de téléphonie mobile, sans fil et satellites, leur fabrication a connu une évolution vertigineuse. En effet les filtres intégrables sont produits en dizaines de millions chaque année et sont présents dans pratiquement tous les équipements de télécommunication quotidiens (Smartphones, téléviseurs, ADSL, ...etc.).

En électronique, les filtres intégrables se divisent en filtres numériques pouvant traiter des signaux discrets et en filtres analogiques qui se divisent à leur tour en filtres actifs et passifs comme indiqué sur la figure II-7.

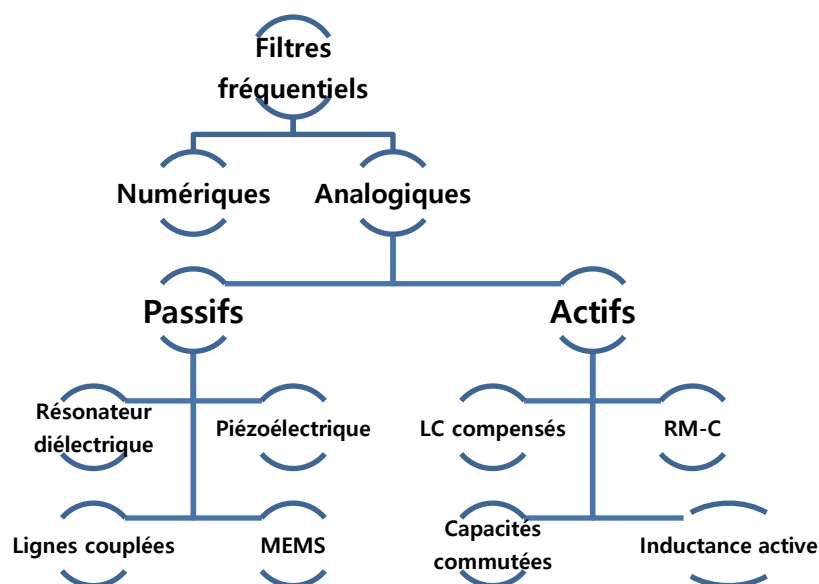


Figure II-7 : Classification des filtres intégrables

Dans ce qui suit, nous allons nous concentrer sur les filtres analogiques qui ont fait l'objet de notre étude.

III-2-Filtres passifs

Le premier type de filtres analogiques est les filtres passifs qui sont constitués principalement de :

- Résonateur diélectrique : les filtres résonateurs sont des matériaux en céramique isolants qui permettent de confiner l'énergie électromagnétique tout comme les cavités résonnantes qu'ils ont remplacées. Ils sont utilisés pour des applications allant de quelques dizaines de mégahertz à quelques dizaines de gigahertz [Fil16]. Ils ont plusieurs avantages, entre autres, réduction de la taille du composant, coefficient de stabilité de la fréquence de résonance ajustable et facilité de mise en œuvre. Cependant la détermination théorique de la fréquence de résonance est plus ou moins complexe et ils ne sont pas compatibles avec les technologies intégrées.
- Piézoélectriques : ces filtres utilisent des matériaux piézoélectriques comme le quartz, le saphir ou le nitrure d'aluminium. Ils sont caractérisés par un facteur de qualité élevé et une bonne stabilité en température, tel que les filtres SAW qui permettent de transformer les signaux électriques en onde mécanique et les filtres BAW qui convertissent les ondes électromagnétiques en ondes acoustiques. Ils ont l'avantage d'avoir des vitesses de propagation d'ondes (en surface pour les SAW et en substrat pour les BAW) plus faibles et sont facilement intégrables en tant que composants transducteurs qui transforment les ondes électromagnétiques en ondes acoustiques et inversement [Per09], cependant ils sont limités aux applications inférieures à 10 GHz.
- Lignes couplées : étant distribués grâce à l'exploitation des propriétés des lignes de transmission, leur principe est le couplage électromagnétique des lignes. On y trouve

les lignes couplées aux extrémités qui sont limitées aux bandes étroites et les lignes couplées sur les côtés.

- MEMS : (Micro Electro-Mechanical Systems), ce sont des filtres micro-électromécaniques constitués de structures intégrées dans le silicium, commandées par des micro-actionneurs électromécaniques. Ils permettent la réalisation de résonateurs micromécaniques et sont donc implantables sur une carte. Ils ont été créés dans le but de miniaturiser l'interface RF.

III-3-Filtres actifs

Le deuxième type de filtres radiofréquences est les filtres actifs [Sas06]. Ils existent essentiellement sous forme de :

- LC compensés : composés à base de circuits LC passifs amplifiés et compensés par des amplificateurs. Très utilisés en hautes fréquences avec une linéarité élevée. Dans cette structure le facteur de qualité global est égal au facteur de qualité de l'inductance seule, d'où l'intérêt de choisir des inductances à grand facteur de qualité. Les filtres LC sont les structures les plus utilisées en RF grâce à leur linéarité élevée.
- RM-C : appelés filtres à Trans-résistance-capacité, ils sont réalisés à partir de circuits amplificateurs intégrateurs ou dérivateurs en liaison avec une capacité. Ils utilisent des amplificateurs opérationnels à transconductance, à courant en entrée et tension en sortie. Ils présentent une faible impédance d'entrée et de sortie [Sas06], cependant leurs applications sont limitées aux fréquences radio.
- Capacités commutées : Très performants en termes de précision remédiant ainsi aux problèmes de linéarité des circuits passifs, ils présentent un grand nombre d'avantages [Cor], à savoir :

- ✓ Une réalisation facile
- ✓ Une précision élevée (0.2%)
- ✓ Amplitudes maximales grâce aux boucles fermées de ses structures
- Inductance active : basés sur le principe du gyrateur, constitué de deux transconductances, ce circuit lorsqu'il est connecté à une capacité en entrée, permet de transformer l'impédance d'entrée en une inductance active sans l'usage d'inductances passives. Ce principe sera détaillé dans le paragraphe suivant.

IV- Filtrés actifs à base d'inductance active

IV-1- Introduction

L'implémentation des filtres passe-bande en radiofréquence, très utilisés en sélection de bande, en imagerie et dans la mise en œuvre d'émetteurs-récepteurs de téléphonie mobile, sans fil et WIMAX, requiert l'utilisation d'une technologie qui offre le meilleur facteur de qualité tout en réduisant les problèmes de linéarité et d'intégration.

Depuis leur découverte, les filtres à base d'inductance spirale sont très utilisés grâce à leur stabilité et performance en bruit, cependant ils restent limités en termes d'intégration et de facteur de qualité, ce qui a poussé les chercheurs à migrer vers une autre technologie plus accordable en fréquences et plus facile à intégrer dans les circuits intégrés.

Les filtres actifs ont donc émergé en offrant un grand facteur de qualité. Ils ont remplacé les filtres passifs classiques, ce qui a constitué un pas géant dans l'intégration des puces électroniques et dans l'accord fréquentiel. Les filtres actifs à base d'inductance active présentent plusieurs avantages par rapport aux autres filtres.

La topologie à base de transconductances utilisée permet une meilleure maîtrise du choix de la fréquence. Par ailleurs, ces filtres sont facilement intégrables et permettent de minimiser la taille des composants. Les filtres passe-bande conçus durant ce travail de thèse se basent sur le principe d'inductance active. Dans ce paragraphe un historique des études traitant l'inductance active sera présenté ainsi qu'une comparaison entre les différents travaux de recherche sur ce sujet.

IV- 2- Etat de l'art sur les filtres actifs à base d'inductance active

Le principe de l'inductance active est basé sur le circuit gyrateur. Un gyrateur est réalisé à base de deux transconductances. Quand elles sont fermées sur une impédance capacitive, comme illustré dans la figure II-8, leur impédance d'entrée est celle d'une inductance.

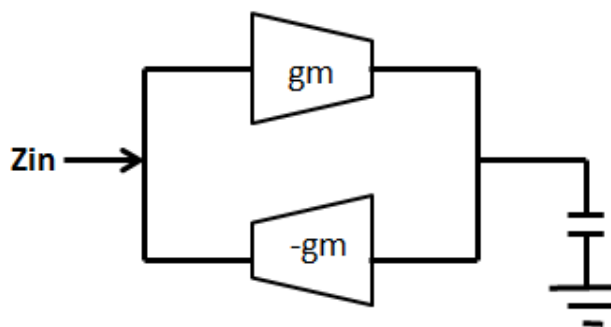


Figure II-8 : Gyrateur fermé sur une capacité

Un gyrateur permet de transformer un condensateur en une inductance active, sans l'utilisation de bobines. En radiofréquence les transconductances peuvent être remplacées par des transistors.

Différentes architectures d'inductance active ont été proposées par les chercheurs depuis leur découverte [Har88], [Wu03], [Lia05] [Xia07], [Sab15]. La caractéristique

commune de ces topologies d'inductances actives est qu'ils emploient tous une rétroaction pour émuler l'impédance inductive.

Si la relation d'adaptation d'impédance entre I_x et V_x peut être définie par (II-10) :

$$H = \frac{V_x}{I_x} \quad (\text{II-10})$$

Et en supposant que l'impédance de sortie des transistors est infinie, alors tous ces circuits à base d'inductance active auront la forme d'impédance d'entrée suivante :

$$Z_{in} = \frac{1}{g_{m1}.g_{m2}.H} \quad // \quad \frac{1}{jC_{gs1}} \quad // \quad \frac{1}{g_{m1}} \quad (\text{II-11})$$

Où g_m et C_{gs} sont respectivement la transconductance et la capacité grille-source des transistors. L'étude détaillée de l'impédance d'entrée sera abordée dans le chapitre suivant.

La topologie de base est celle de HARA [Har88], proposée en technologie GaAs pour des applications micro-ondes (figure II-9). Cette configuration met en œuvre deux transistors FET en montage cascade, avec une résistance R de boucle branchée entre la grille du premier transistor et le drain du deuxième.

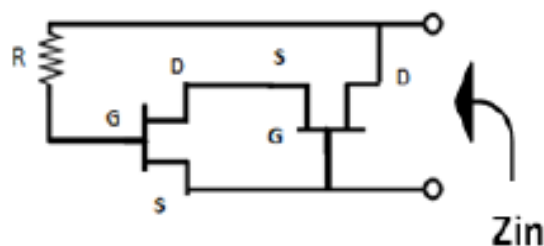


Figure II-9 : Première inductance active conçue par HARA [Har88],

Dans cette topologie, les caractéristiques à large bande de l'inductance active sont atteintes par la suppression des capacités parasites. Différentes valeurs d'inductance sont

obtenues en modifiant les valeurs de la résistance R. La zone occupée par l'inductance active est indépendante de la valeur de l'inductance.

La topologie présentée par HARA a ensuite été améliorée par Wu Yue [Wu03] en utilisant un courant de polarisation I_b pour accorder le facteur de qualité du filtre et qui permet d'utiliser le courant de polarisation plus efficacement (figure II-10).

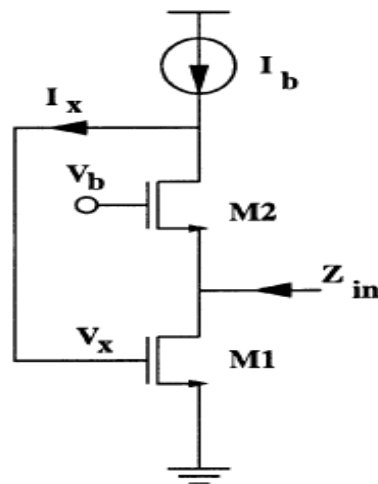


Figure II-10 : Inductance active améliorée par Wu Yue [Wu03]

La fonction d'adaptation d'impédance pour ce circuit est déterminée par l'équation (II-12) :

$$H = \frac{1}{jC_{gs}} \quad (\text{II-12})$$

Cette topologie a l'avantage de la simplicité de conception et de la minimisation du bruit. De plus elle offre un bon fonctionnement quand on monte en fréquences. Cependant, les transistors M1 et M2 doivent être polarisés suivant la fréquence de résonance à gain unité. La fréquence à gain unité d'un transistor MOSFET est donnée par (II-13) :

$$\omega = \frac{g_m}{C_{gs} + C_{gd}} \quad (\text{II-13})$$

Nous notons que plus les capacités grille-source et grille-drain d'un transistor diminuent plus la fréquence à gain unité augmente et plus cette fréquence augmente, meilleure est la performance du transistor en hautes fréquences. Malheureusement ceci s'accompagne par une grande consommation en énergie et d'une faiblesse du facteur de qualité, d'où le besoin d'ajouter un circuit de compensation du courant consommé.

Dans l'objectif d'obtenir une meilleure valeur de l'inductance active et d'améliorer le facteur de qualité, un autre travail effectué par Kung-Hao LIANG [Lia05] utilise une inductance active en montage cascode régulée avec une résistance de rétroaction R_f , (figure II-11).

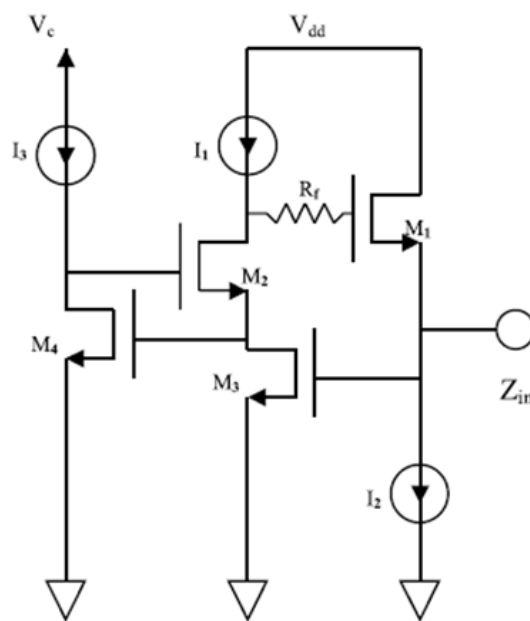


Figure II-11 : Inductance active conçue par Kung-Hao LIANG [Lia05]

Considérant la stabilité haute fréquence pour le circuit proposé, la largeur de grille du transistor M2 doit être supérieure à celle du transistor M1. En ajoutant l'étage M4 à gain réglé et la résistance de rétroaction à l'inductance active conventionnelle, la consommation de la puissance est minimisée, parce que le signal RF traverse les

transistors M1, M2 et M3 seulement, tandis que la résistance insérée entre M1 et M2 améliore l'inductance active équivalente et le facteur de qualité en conséquence.

Un autre circuit simulant l'inductance active a été conçu par Haiqiao Xiao [Xia07], celui-ci utilise un miroir de courant, qui en association avec une capacité parasite extraite à partir du modèle petit signal du circuit, transforme celle-ci en une inductance active (Figure II-12).

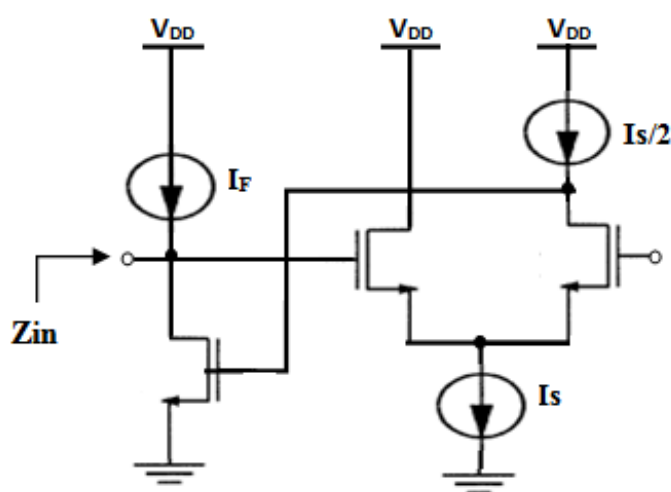


Figure II-12 : Inductance active créée par Haiqiao Xiao [Xia07]

La simulation faite par Xiao utilise des transistors purement nMOS, afin de tirer profit de leur grande mobilité d'électrons. Le facteur de qualité est accordé grâce à une capacité parasite sans consommation de courant supplémentaire.

Les circuits présentés souffrent d'une faible variation de la tension d'entrée à cause de la tension seuil du transistor M2 qui est insuffisante pour la plupart des applications et qui accroît l'effet de la non-linéarité. Afin de dépasser ces problèmes, Alireza Saberhari a proposé une architecture d'inductance active à cascode renversée [Sab15] illustrée par la figure II-13 :

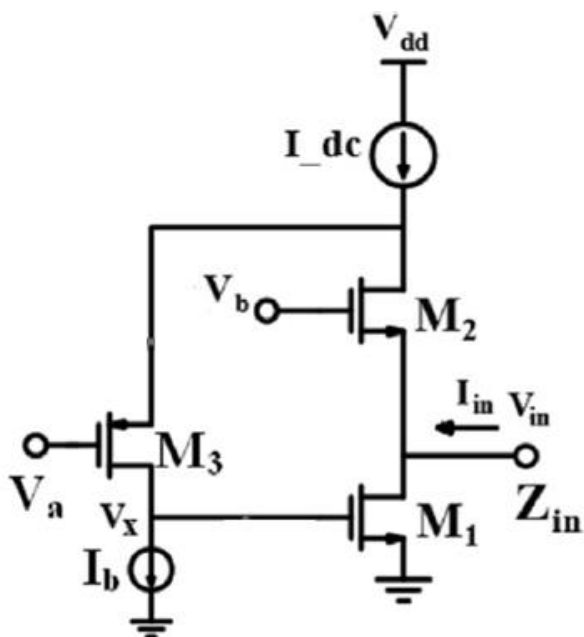


Figure II-13 : Inductance active améliorée par Alireza Saberhari [Sab15]

Dans cette structure, un transistor pMOS M3 à grille commune est inséré dans la chaîne de retour. L'idée est d'accroître le gain de rétroaction et de diminuer l'effet de la résistance série de l'inductance active équivalente d'un facteur de $gm_3.ro_3$ où ro_3 est la résistance de sortie du transistor M3 mentionné. Ceci a pour conséquence d'améliorer le facteur de qualité de l'inductance active en comparaison avec les structures conventionnelles. De plus, la variation de la tension d'entrée de cette architecture est plus ou moins large d'autant que la variation de la tension du drain du transistor M2 est étroite et ce grâce à l'action de retour fournie par le transistor ajouté M3, ce qui améliore en contrepartie la performance en linéarité totale du circuit.

En conclusion, il est évident d'après l'équation de la fonction de Trans-impédance générale de ces circuits donnée par l'équation (II-14) que la partie inductive peut émuler des résonateurs à pertes :

$$H(s) \approx \frac{1}{jCgs} \quad (II-14)$$

Intuitivement, cela peut être compris comme suit : étant donné que tous ces circuits utilisent la rétroaction de dérivation au niveau du nœud d'entrée, l'impédance est très faible à basse fréquence ; lorsque la fréquence est suffisamment élevée, la capacité grille-source va provoquer la chute du gain de boucle de rétroaction, par conséquent, l'impédance d'entrée va augmenter avec la fréquence, ce qui est similaire au comportement de l'inductance, d'où le nom d'inductance active.

Dans le chapitre suivant, nous présentons une étude analytique de l'inductance active et de ses paramètres S.

Liste des références du chapitre II

[Bes02] **Les Besser, Rowan Gilmore**

Practical RF Circuit Design for Modern Wireless Systems, Volume 1
Artech House microwave library, 2002

[Bur10] **Ioan Burciu**

Architecture de récepteurs radiofréquences dédiés au traitement bi-bande simultané
Thèse de doctorat de l'INSA de Lyon, 2010

[Trad14] **Imen Ben Trad**

Antennes agiles pour les télécommunications multistandards
Thèse de doctorat de l'INSA Rennes, 2014

[Dio13] **Oumy Diop**

Etude et minimisation du facteur de qualité des antennes pour de petits objets communicants
Thèse de doctorat de l'Université de Nice-Sophia Antipolis, 2013

[Biy10] **Biyun Ma**

Contribution à l'optimisation des performances des systèmes de communication par contrôle conjoint du filtrage et du rayonnement
Thèse de doctorat de l'Ecole polytechnique de l'université de Nantes, 2010

[Sch13] **Bill Schweber**

Comprendre les bases des amplificateurs de puissance et à faible bruit dans les conceptions sans fil
Magazine Electronic Products, 2013

[LAA] **LAAS-CNRS**

Cours d'électronique micro-ondes, Maîtrise
Laboratoire d'analyse et d'architecture des systèmes (LAAS-CNRS)

[Dro04] **Marc Van Droogenbroeck**

Multiplexage et accès au multiplex, 2004
En ligne http://www.telecom.ulg.ac.be/teaching/notes/multimedia/node63_ct.html, consulté le 10 Octobre 2016.

[Carr01] **Joseph Carr**

The Technician's Radio Receiver Handbook, 1st Edition
Wireless and Telecommunication Technology, Newnes 2001
ISBN 9780080518596

[Gu06] **Qizheng Gu**

RF System Design of Transceivers for Wireless Communications
Springer Science & Business Media, 2006
ISBN 0387241612, 9780387241616

[Aza09] **Jean-Luc Azan**

Précis d'électronique : physique appliquée. 2e année, Volume 2
Editions Bréal, 2009, ISBN 2749505038, 9782749505039

[Don09] **John Donovan**

Portable Electronics: World Class Designs Artech House microwave library
Newnes, 2009, ISBN 0080950833, 9780080950839

[Raz11] **Behzad Razavi**

RF Microelectronics

Prentice Hall Communications Engineering and Emerging Technologies Series from Ted Rappaport
2011, ISBN 0132901056, 9780132901055

[Chu05] **Laurent Chusseau**

Paramètres S – Antennes

DEA. De 2001 à 2005 à l'Université de Montpellier 2, 2005, pp.107.

[Fil16] **Pierre FILHOL**

Résonateurs diélectriques Circuits micro-ondes

Techniques de l'ingénieur Matériaux pour l'électronique et dispositifs associés, 2016

[Sas06] **Zoheir SASSI**

Etude et Conception De Structures De Filtrage Actif Radiofréquence Intégrées En Technologie CMOS
et BiCMOS pour application à la téléphonie cellulaire

Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, 2006

[Per09] **Aurélien PERIGAUD**

Conception de banques de filtres micro-ondes passifs compacts dans la bande 2-20 GHz à l'aide des
technologies multicouche.

Thèse de doctorat de l'université de Limoges, 2009

[Cor] **M. Correvon**

Cours CIRCUITS A CAPACITÉS COMMUTÉES

Institut d'automatisation industrielle, Haute Ecole Spécialisée de Suisse Occidentale

[Har88] **A S. Hara, T. Tokumitsu**

Broad-Band Monolithic Microwave Active Inductor and Its Application to Miniaturized Wide-Band
Amplifiers

IEEE MTT, Vol. 36, No. 12, 1988.

[Wu03] **Yue Wu, M. Ismail**

RF Bandpass Filter Design Based on CMOS Active Inductors

IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 50, no. 12, 2003, pp. 942–949.

[Lia05] **Kung-Hao LIANG, Chien-Chih HO, Chin-Wei KUO, and Yi-Jen CHAN**

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

IEICE Trans. Electron., VOL.E88–C, NO.12, 2005

[Xia07] **Haiqiao Xiao & Rolf Schaumann,**

A 5.4-GHz high-Q tunable active-inductor bandpass filter in standard digital CMOS technology
Analog Integr Circ Sig Process (2007) 51:1–9

[Sab15] **A.Saberkari, SamanZiabakhsh, HerminioMartinez, EduardAlarcón**

Active inductor-based tunable impedance matching network for RF power Amplifier Application
INTEGRATION, the VLSI journal, 2015

CHAPITRE III :

Etude de l'inductance active

Ce chapitre énonce la théorie détaillée de l'inductance active, en incluant l'étude des paramètres S et des paramètres intrinsèques.

SOMMAIRE DU CHAPITRE III

I- Principe de l'inductance active

I-1- Circuit gyrateur

I-2- Etude des paramètres comportementaux d'un quadripôle

I-2-1- Paramètres S

I-2-2- Etude petit signal et extraction des paramètres intrinsèques du transistor

II- Inductance active et circuit RLC équivalent

II-1- Etude analytique de l'inductance active

II-2- Circuit RLC équivalent

II-3- Résultats de simulation

Annexe A : Extraction des paramètres intrinsèques du transistor

Annexe B : Calculs des paramètres H et S du transistor

Annexe C : Technologie AMS 0.35 μm

Annexe D : Etude analytique de l'inductance active

I- Principe de l'inductance active

I-1- Circuit gyrateur

L'inductance active est un élément essentiel dans la conception des filtres actifs, des LNAs et des oscillateurs utilisés dans la chaîne de réception. Depuis leur découverte, les filtres à base d'inductance spirale sont très utilisés grâce à leur stabilité et performance bruit, cependant ils restent limités en termes d'intégration et de facteur de qualité, ce qui a poussé les chercheurs à migrer vers une autre technologie plus accordable en fréquences et plus facile à intégrer dans les circuits intégrés tout en offrant un grand facteur de qualité [Lam16] [Pan16].

Pour réaliser une inductance active, plusieurs topologies sont implémentées. Dans notre recherche, nous étudions l'inductance active à base de gyrateur énoncée par Wu Yue [Wu03], puis nous proposons une amélioration de cette topologie en termes de compensation des pertes générées dans le chapitre suivant.

Le gyrateur a été inventé par Bernard D. H. Tellegen (1900–1990), son symbole est donné par la figure III-1(a). Il a d'abord été conçu pour des applications basse fréquence où les amplificateurs opérationnels à transconductance étaient utilisés pour simuler des inductances actives connectées à la masse ou flottantes en utilisant des capacités intégrées externes. Ces circuits ont par la suite été améliorés afin d'atteindre les hautes fréquences.

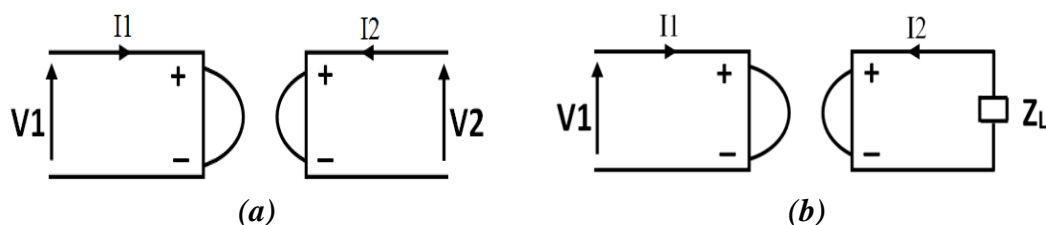


Figure III-1 : a) Symbole du gyrateur b) Gyrateur fermé sur une impédance

Le gyrateur considéré comme un composant à 2 ports, lorsqu'il est fermé sur une impédance (figure III-1(b)), il est décrit par la matrice impédance suivante :

$$\begin{bmatrix} V1 \\ V2 \end{bmatrix} = [Z] \begin{bmatrix} I1 \\ I2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z11 & Z12 \\ Z21 & Z22 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I1 \\ I2 \end{bmatrix} \quad (\text{III-1})$$

Il transforme ainsi l'impédance selon la relation suivante [Bil97] :

$$\begin{bmatrix} V1 \\ V2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -Rg \\ Rg & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I1 \\ I2 \end{bmatrix} \quad (\text{III-2})$$

Où Rg est la résistance de gyration. En réécrivant cette équation on obtient :

$$\begin{cases} V1 = -Rg \cdot I2 \\ V2 = Rg \cdot I1 \end{cases} \Leftrightarrow V1 \cdot I2 + V2 \cdot I1 = 0 \quad (\text{III-3})$$

Cette équation stipule qu'il n'y a pas d'énergie générée, stockée ou dissipée, puisque la puissance d'entrée est égale à la puissance de sortie.

Quand l'impédance est capacitive, l'impédance d'entrée du circuit est la suivante :

$$Z_e = \frac{Rg^2}{Z_c} = Rg^2 \cdot Cp \quad (\text{III-4})$$

Cette équation signifie que lorsque le gyrateur idéal est fermé sur une capacité, il simule l'effet d'une impédance inductive de valeur :

$$L = Rg^2 \cdot C \quad (\text{III-5})$$

La relation III-4 illustre la possibilité d'utiliser des gyrateurs idéaux en association avec des capacités afin de simuler des inductances, d'où l'appellation d'inductance active.

Les inductances actives à base de transistors seulement et utilisant une capacité interne ont constitué un pas géant vers l'intégration des systèmes et dans l'implémentation des filtres de présélection, des filtres passe-bande, des LNA et des

oscillateurs, en remplaçant ainsi les filtres SAW classiques. Toutes ces implémentations exploitent l'effet inductif et la sélectivité autour de la fréquence de résonance [And10].

L'inductance active sujet de notre recherche se compose de deux transconductances qui lorsqu'elles sont fermées sur une impédance capacitive permettent de simuler une inductance. Dans notre étude, nous avons travaillé sur une inductance active à base de deux transistors en technologie CMOS 0.35 μm de la fonderie AMS.

Afin de comprendre le comportement de l'inductance active, une étude petit signal du transistor a été faite en premier lieu afin d'en extraire les éléments intrinsèques qui serviront pour l'étude de l'inductance active et du circuit de compensation dans le chapitre suivant.

I-2- Etude des paramètres comportementaux d'un quadripôle

I-2-1- Paramètres S

La matrice S est l'outil de base pour l'étude des quadripôles en hyperfréquences et pour l'optimisation des transferts de puissance. Elle se base sur l'étude petit signal du circuit et définit les relations de transfert entre les grandeurs d'entrée et de sortie du quadripôle étudié [Chu05].

Le filtre, semblablement à tout circuit qui modifie le signal, peut être modélisé par un quadripôle comme illustré sur la figure (Figure III-2).

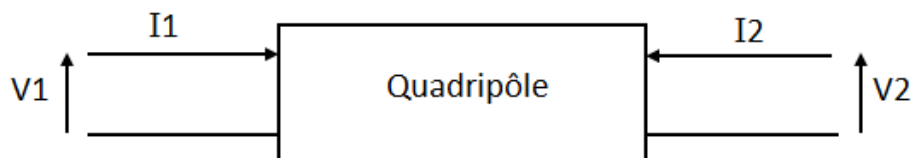


Figure III-2 : Symbole du quadripôle montrant les courants et les tensions appliquées

Le principe de base est qu'une onde de puissance est envoyée vers le quadripôle, l'onde réfléchie ainsi que celle transmise à travers le quadripôle sont par la suite mesurées en amplitude et en phase. Dans le cas où le quadripôle contient deux pôles, il en résulte deux ondes transmises et deux ondes réfléchies. Le quadripôle est considéré ici comme une boîte noire dont on ne connaît pas le contenu (transistor, amplificateur, etc...), l'étude comportementale permet donc de déduire le fonctionnement du composant grâce à l'étude des quatre paramètres S, H, Y et Z.

Les paramètres S sont généralement présentés sous forme d'une matrice (III-6).

$$S_{ij} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{III-6})$$

Où S_{ij} représente la puissance mesurée au port i quand l'onde de puissance est appliquée au port j . Les ondes transmises et réfléchies sont définies par l'équation linéaire III-7 (figure III-3) [Dor12] :

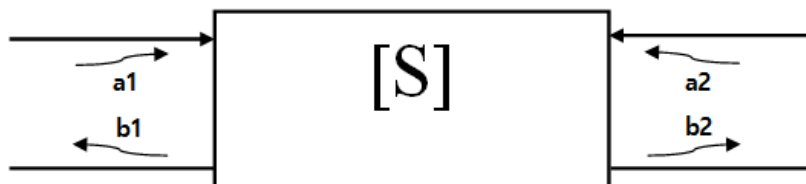


Figure III-3 : Représentation quadripôle des ondes transmises et réfléchies a et b

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}.a_1 + S_{12}.a_2 \\ b_2 = S_{21}.a_1 + S_{22}.a_2 \end{cases} \quad (\text{III-7})$$

Les paramètres a et b sont respectivement les ondes de tensions incidentes et réfléchies. Les relations de passage en courant et en tension sont :

$$a_i = \frac{V_i + Z_i \cdot I_i}{2\sqrt{R_i}} \quad \text{et} \quad b_i = \frac{V_i - Z_i^* \cdot I_i}{2\sqrt{R_i}} \quad ; i = 1, 2 \quad (\text{III-8})$$

Où V_i et I_i représentent les tensions et intensités mesurées sur l' i -ème port. Z_i est une impédance de référence identique pour tous les ports. Généralement elle correspond à l'impédance caractéristique de la ligne Z_0 .

Afin de connaître la fonctionnalité d'un quadripôle, une méthode consiste à étudier sa transformation courant-tension Z (appelée matrice impédance), ou sa transformation tension-courant Y (matrice admittance), définies par les équations (III-9) et (III-10) :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad \text{(III-9)}$$

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} \quad \text{(III-10)}$$

A partir de ces équations, on déduit que :

$$\begin{cases} Z_{11} = \frac{V_1}{I_1} | I_2 = 0 \\ Z_{12} = \frac{V_1}{I_2} | I_1 = 0 \\ Z_{21} = \frac{V_2}{I_1} | I_2 = 0 \\ Z_{22} = \frac{V_2}{I_2} | I_1 = 0 \end{cases} \quad \text{(III-11)}$$

Et que :

$$\begin{cases} Y_{11} = \frac{I_1}{V_1} | V_2 = 0 \\ Y_{12} = \frac{I_1}{V_2} | V_1 = 0 \\ Y_{21} = \frac{I_2}{V_1} | V_2 = 0 \\ Y_{22} = \frac{I_2}{V_2} | V_1 = 0 \end{cases} \quad \text{(III-12)}$$

Pour ce faire, on procède en effectuant à chaque fois des circuit-ouverts et des courts-circuits respectivement pour la matrice impédance $[Z]$ et la matrice admittance $[Y]$.

Cependant, la réalisation de court-circuit ou de coupe-circuit devient quasi-impossible quand on dépasse les 100 MHz, à cause des capacités et inductances parasites [Chu05], d'où l'intérêt d'utiliser la matrice S, qui est très efficace pour les implémentations en hautes fréquences et qui est mesurable en chargeant l'entrée et la sortie par une charge de 50Ω .

I-2-2 Etude petit signal et extraction des paramètres intrinsèques du transistor

Le besoin d'une valeur élevée d'inductance à la fréquence de résonance, impose que les transconductances utilisées dans la conception de l'inductance active soient proprement configurées. Pour ce faire, une étude petit signal à partir du transistor est fondamentale. Le terme petit signal est dédié aux signaux suffisamment petits pour que les caractéristiques des composants varient légèrement et qu'ils puissent rester dans une approximation linéaire.

Le schéma à cinq éléments du transistor NMOS est donné par la figure III-4.

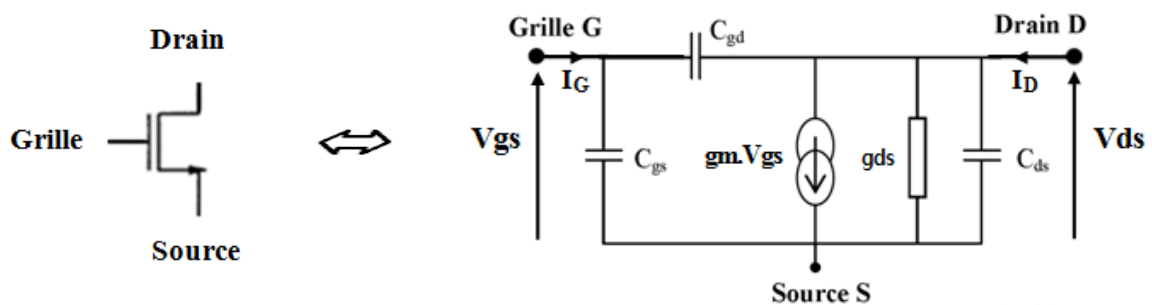


Figure III-4 : Schéma du transistor NMOS et circuit petit signal équivalent

Dans ce schéma, les composants caractérisent électriquement le comportement du transistor en fréquences, toutefois, il ne contient pas tous les éléments parasites dont ceux liés au substrat, mais représente une version simplifiée utilisée historiquement pour les

transistors FET [Dor12], dans laquelle une source de courant est contrôlée par la tension V_{gs} aux bornes de la capacité C_{gs} . Dans cette structure, le canal est décrit par sa conductance g_{ds} . La transconductance g_m du transistor détermine quant à elle les gains. L'interaction grille-canal est principalement capacitive du fait de l'existence de la jonction MOS. Le calcul des paramètres intrinsèques du transistor en négligeant les capacités parasites est donné en annexe A.

A partir du schéma petit signal nous pouvons extraire les équations suivantes :

$$I_G = V_{gs} \cdot j \cdot \omega \cdot (C_{gs} + C_{gd}) \quad (\text{III-13})$$

$$I_D = V_{gs} \cdot (g_m - j \cdot \omega \cdot C_{gd}) \quad (\text{III-14})$$

Afin de calculer les paramètres intrinsèques du transistor, la matrice Y est la plus appropriée. En considérant le transistor comme quadripôle, les paramètres Y s'écrivent :

$$\begin{cases} I_1 = Y_{11} \cdot V_1 + Y_{12} \cdot V_2 \\ I_2 = Y_{21} \cdot V_1 + Y_{22} \cdot V_2 \end{cases} \quad (\text{III-15})$$

D'autre part, d'après la figure III-4 nous réécrivons l'équation (III-15) :

$$\begin{cases} I_G = Y_{11} \cdot V_{GS} + Y_{12} \cdot V_{DS} \\ I_D = Y_{21} \cdot V_{GS} + Y_{22} \cdot V_{DS} \end{cases} \quad (\text{III-16})$$

En faisant l'identification entre (III-15) et (III-16) nous obtenons (détails en ANNEXE B) :

$$Y_{11} = j \cdot \omega \cdot (C_{gs} + C_{gd}) \quad (\text{III-17})$$

$$Y_{12} = -j \cdot \omega \cdot C_{gd} \quad (\text{III-18})$$

$$Y_{21} = g_m - j \cdot \omega \cdot C_{gd} \quad (\text{III-19})$$

$$Y_{22} = g_{ds} + j\omega(C_{ds} + C_{gd}) \quad (\text{III-20})$$

Nous en déduisons finalement les éléments du schéma équivalent [Bal05] :

$$g_m = \Re(Y_{21}) \quad (\text{III-21})$$

$$g_{ds} = \Re e(Y_{22}) \quad (\text{III-22})$$

$$C_{gd} = -\frac{\Im m(Y_{12})}{\omega} \quad (\text{III-23})$$

$$C_{gs} = \frac{\Im m(Y_{11})}{\omega} - C_{gd} \quad (\text{III-24})$$

$$C_{ds} = \frac{\Im m(Y_{22})}{\omega} - C_{gd} \quad (\text{III-25})$$

La transconductance g_m représente la pente des caractéristiques I_D en fonction de V_{gs} pour une certaine longueur du canal.

$$g_m = \frac{\partial I_d(V_{gs}, V_{ds})}{\partial V_{gs}} \quad (\text{III-26})$$

La conductance de sortie g_{ds} représente la résistance du canal. Plus la largeur de la zone de charge d'espace sous la grille augmente, plus la conductance est faible. La zone de charge d'espace est une zone au voisinage de l'interface métal-semi-conducteur. Elle est moins riche en électrons que dans le volume du semi-conducteur.

$$g_{ds} = \frac{\partial I_d(V_{gs}, V_{ds})}{\partial V_{ds}} \quad (\text{III-27})$$

La capacité C_{gd} est liée à la variation de la charge emmagasinée sous la grille en fonction de la tension grille-drain lorsque la tension grille-source est fixe :

$$C_{gd} = \frac{\partial Q_g(V_{gs}, V_{gd})}{\partial V_{gd}} \quad (\text{III-28})$$

La capacité C_{gs} est liée à la variation de la charge emmagasinée sous la grille en fonction de la tension grille-source lorsque la tension grille-drain est fixe

$$C_{gs} = \frac{\partial Q_g(V_{gs}, V_{gd})}{\partial V_{gs}} \quad (\text{III-29})$$

La capacité C_{ds} quant à elle tient compte du couplage électrostatique entre les régions fortement dopées situées sous les contacts de la source et du drain.

La fréquence de transition est une caractéristique de la vitesse de fonctionnement du transistor. Car plus cette fréquence est grande, plus le transistor est capable d'atteindre

une transconductance élevée pour une capacité faible. La fréquence de transition peut être calculée à partir du gain en courant du transistor. Celui-ci peut être calculé à partir du paramètre hybride H21 (voir Annexe B) par l'équation (III-30) définissant ainsi les performances et la rapidité du transistor subséquent :

$$f_T \approx \frac{gm}{(C_{gs}+C_{gd})} \quad (\text{III-30})$$

II- Inductance active et circuit RLC équivalent

II-1- Etude analytique de l'inductance active

Dans le chapitre II, différentes topologies d'inductances actives ont été présentées. Notre objectif étant de choisir une topologie accordable électroniquement en fréquence et de l'adapter aux hautes fréquences afin de répondre au cahier de charge de la cinquième génération, notre choix s'est porté sur la topologie présentée par Wu Yue [Wu03] illustrée par la figure III-5. Nous avons utilisé dans les simulations un modèle non linéaire du transistor nMOS délivré par la fonderie Austria Micro Systems (AMS), dont la présentation et les détails de polarisation du transistor sont donnés en annexe C.

Nous avons utilisé pour les simulations le logiciel Advanced Design System (ADS) de la société Agilent Technologies. ADS est un simulateur de conception électronique, spécialisé dans les circuits RF, micro-ondes et des applications numériques à haut débit. Employé pour la modélisation et l'analyse des circuits électroniques, il se base sur la méthode des moments qui lui permet de simuler avec précision les réponses fréquentielles tout en permettant d'optimiser les résultats grâce à ses moteurs de simulation.

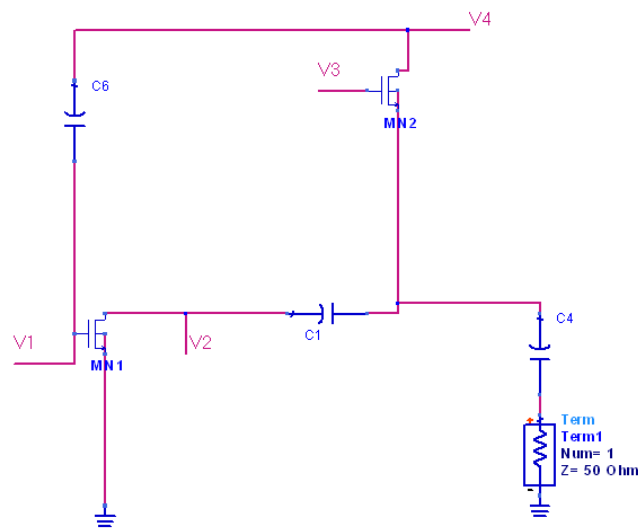


Figure III-5 : Circuit conçu de l'inductance active en technologie CMOS

L'inductance active est constituée d'un transistor source commune M1, en contre-réaction avec un autre transistor monté en grille commune M2. Les deux transistors constituent un gyrateur qui transforme la capacité C_{gs1} interne (entre grille et source) de M1 en une inductance. Le schéma petit signal équivalent de l'inductance est donné par la figure III-6.

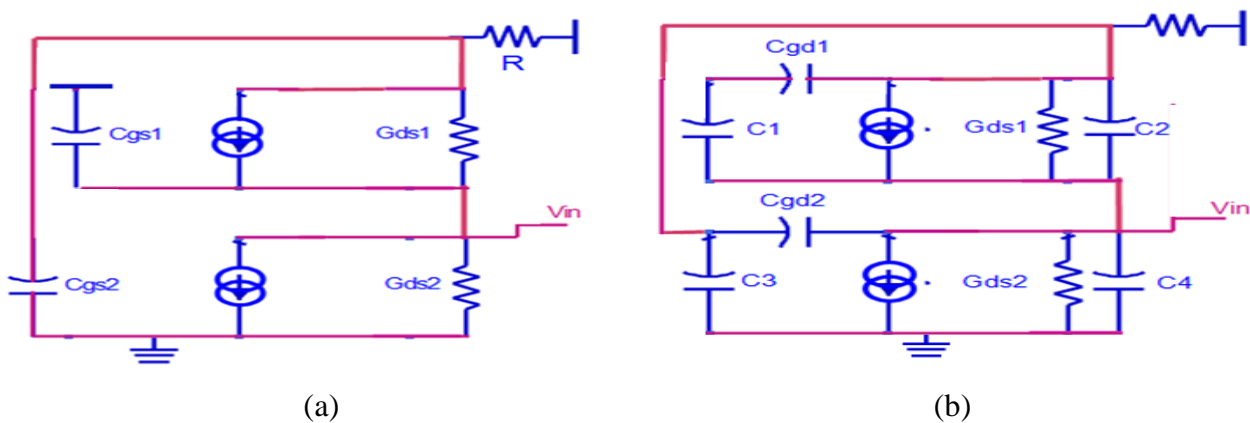


Figure III-6 : Schéma petit signal équivalent de l'inductance active (a) simplifié (b) à capacités

L'admittance d'entrée Y_{in} calculée à partir de la figure III-6 (a) est donnée en

III-31 :

$$Y_{in} = \frac{gm_1 \cdot gm_2 + gm_2 \cdot g_{ds1} + g_{ds1} \cdot g_{ds2} + R^{-1}(gm_1 + g_{ds1} + g_{ds2}) + p \cdot [C_{gs2}(gm_1 + g_{ds1} + g_{ds2}) + C_{gs1}(g_{ds1} + R^{-1})] + p^2(C_{gs1} \cdot C_{gs2})}{g_{ds1} + R^{-1} + p \cdot C_{gs2}} \quad (III-31)$$

En utilisant le schéma petit signal de l'inductance active et en prenant en considération les capacités parasites, l'admittance d'entrée $Y_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}}$ calculée à partir de la figure III-6 (b) est donnée en (III-32) (Annexe D):

$$Y_{in} = \frac{gm_1 \cdot gm_2 + gm_2 \cdot g_{ds1} + g_{ds1} \cdot g_{ds2} + R^{-1}(gm_1 + g_{ds1} + g_{ds2}) + p \cdot [C_2(gm_1 + g_{ds1} + g_{ds2}) + C_1(g_{ds1} + R^{-1}) + C_{gd2}(g_{ds2} - R^{-1} + gm_2 + g_{ds1}) + C_{gs2}(gm_1 + g_{ds1} + g_{ds2})] + p^2[C_1 \cdot C_2 + C_1 \cdot C_{gd2} + C_1 \cdot C_{gs2} + C_{gd2} \cdot C_2 + C_{gd2} \cdot C_{gs2}]}{g_{ds1} + R^{-1} + p(C_2 + C_{gd2} + C_{gs2})} \quad (III-32)$$

Avec $C_1 = C_{gs1} + C_{gb1}$; $C_2 = C_{ds1} + C_{bd1}$; $C_3 = C_{gs2} + C_{gb2}$; $C_4 = C_{ds2} + C_{bd2}$

Les deux admittances (III-31) et (III-32) peuvent se simplifier et donner l'expression III-33 :

$$Y_{in} = gm_1 + j \cdot w \cdot C_{gs1} + \frac{1}{\frac{g_{ds1} + R^{-1}}{gm_1 \cdot gm_2} + j \cdot w \cdot \frac{C_{gs2}}{gm_1 \cdot gm_2}} \quad (III-33)$$

II-2- Circuit RLC équivalent

En investiguant l'équation (III-33), quatre termes peuvent être déduits (III-36). L'équation est une fonction de transfert du second ordre dont les termes constituent un résonateur RLC parallèle (Figure III-7), contenant une inductance avec une résistance série, en parallèle avec une capacité et une résistance parallèle. Ceci prouve que l'inductance active est équivalente à un résonateur, pouvant ainsi servir pour des applications de filtrage passe-bande ainsi que dans la conception des oscillateurs.

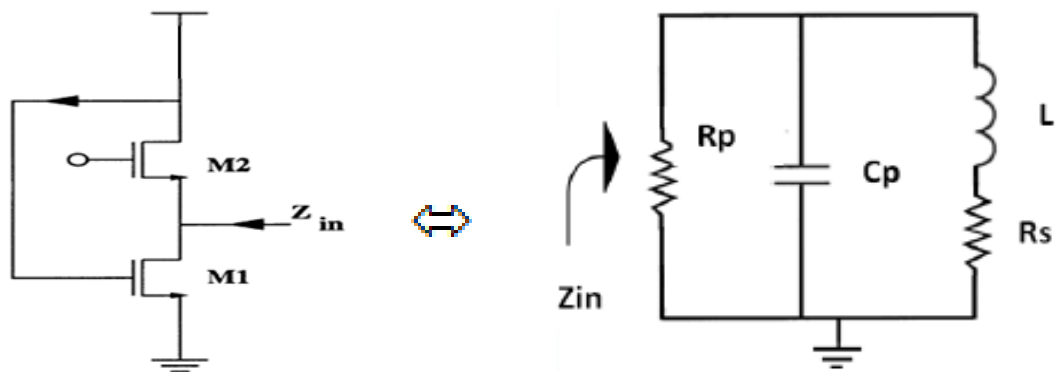


Figure III-7 : Circuit RLC équivalent à l'inductance active

L'admittance d'entrée du circuit RLC équivalent est définie par l'équation (III-35):

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{R} + C_p \cdot V_{in} + \frac{V_{in}}{R_s + L} \quad (III-34)$$

$$Y_{in} = \frac{1}{R} + C_p + \frac{1}{R_s + L} \quad (III-35)$$

En faisant l'identification entre (III-33) et (III-35), nous obtenons les valeurs du schéma équivalent (III-36) [Hal14] :

$$\begin{cases} L = \frac{C_{gs2}}{g_{m1} \cdot g_{m2}} \\ R_s = \frac{g_{ds1} + R^{-1}}{g_{m1} \cdot g_{m2}} \\ R_p = \frac{1}{g_{m1}} \\ C_p = C_{gs1} \end{cases} \quad (III-36)$$

Le circuit RLC peut être considéré comme une inductance équivalente si la fréquence d'opération est inférieure à la fréquence de résonance. Les deux résistances série et parallèle sont la source des pertes du circuit RLC. Pour y remédier, un circuit de compensation des pertes des résistances sera discuté et démontré dans le chapitre suivant.

II-3- Résultats de simulation

L'approche adoptée pour mesurer les éléments du circuit équivalent se base sur la méthode d'extraction des paramètres intrinsèques du transistor, citée en annexe A. La simulation des paramètres Y du transistor nMOS de la fonderie AMS pour le point de polarisation choisi ($V_{DS}= 2.5 \text{ V}$, $V_{GS}=2.5 \text{ V}$, annexe C), est donnée par la figure III-8.

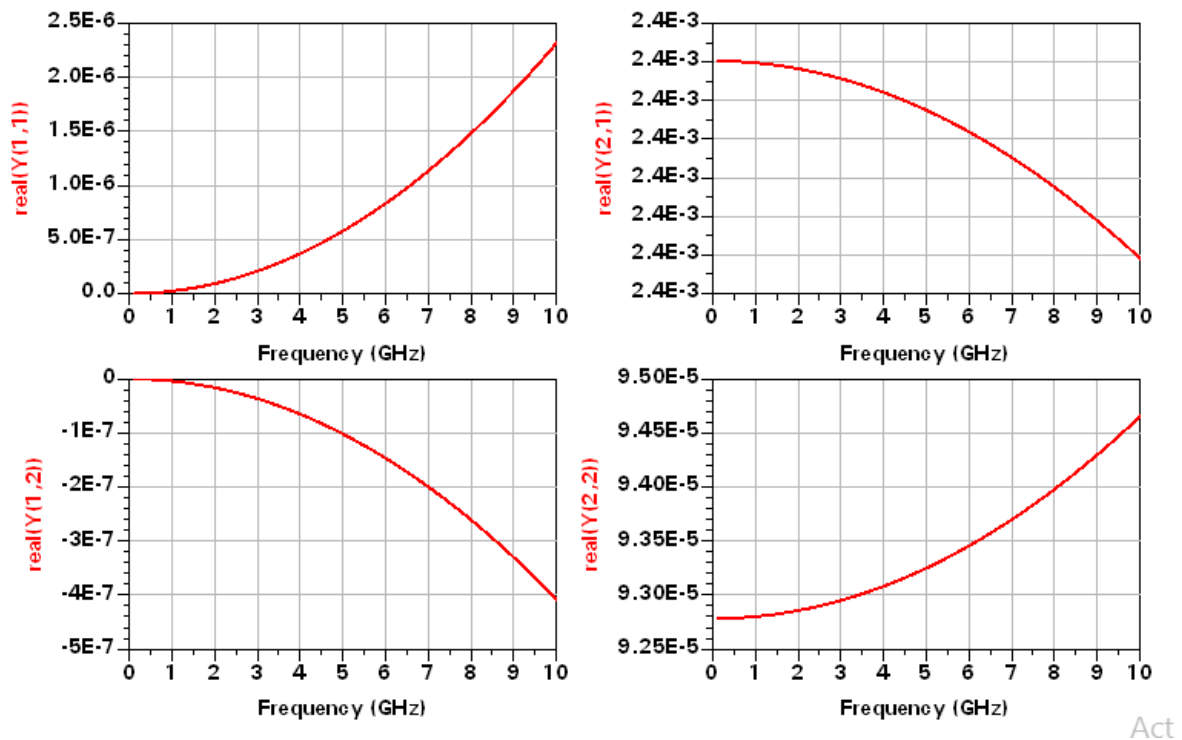


Figure III-8 : Paramètres Y du transistor pour une plage de fréquence de 0 à 10 GHz

Pour une fréquence donnée, les paramètres intrinsèques du transistor sont calculés puis utilisés dans le paramétrage des éléments du circuit équivalent.

Les simulations des deux circuits de l'inductance active et du circuit RLC équivalent à partir des éléments intrinsèques du transistor sont données par la figure III-9. Après l'ajustement de l'inexactitude des courbes à cause des capacités parasites négligées du transistor non-linéaire, nous obtenons deux courbes parfaitement concordantes :

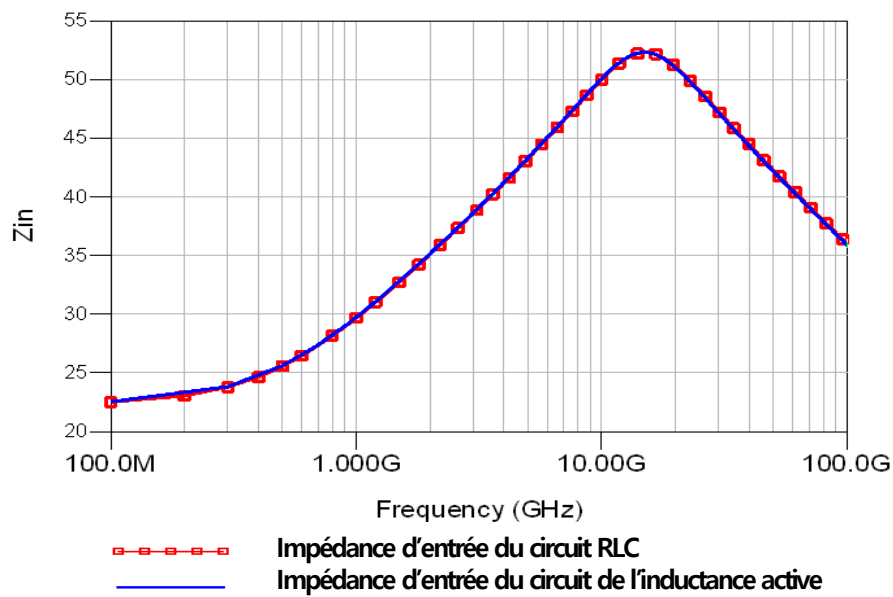


Figure III-9 : Impédance d'entrée des circuits RLC et inductance active

La fréquence de résonance du circuit est de 13,5 GHz. En dessous de celle-ci nous avons un effet inductif et au-dessus de cette fréquence nous avons un effet capacitif. La partie réelle de l'impédance d'entrée atteint le pic à la fréquence de résonance, d'où il s'agit d'un circuit RLC parallèle.

Cette étude analytique démontre le fonctionnement des inductances actives. La simplicité de leur configuration les rend indispensable dans l'implémentation des filtres passe-bandes qui exploitent la résonance pour sélectionner une bande de fréquences. Cependant la sélection d'une bande restreinte de fréquences voire une fréquence unique requiert un gabarit à bande passante très étroite, caractérisé par un facteur de qualité très élevé, ce qui nous pousse à étudier la sélectivité et les pertes afin de rendre la bande passante la plus étroite possible. Dans le chapitre suivant, une amélioration de la réponse de l'inductance active sera abordée, par la suite cette inductance sera utilisée dans la conception d'un filtre actif passe-bande.

Liste des références du chapitre III

[Lam16] **R.K.Lamba, C.H.Vithalani**

Active Inductor Designs for RF CMOS Receiver Front - End

International Journal of Applied Engineering Research ISSN 0973-4562 Vol11, N°2 (2016),pp 904-908

[Pan16] **Mrinalinee Pandey, António Canelas, Ricardo Póvoa, Jorge Alves Torres, J. Costa Freire, Nuno Lourenço and Nuno Horta**

izer

Integration, the VLSI Journal, 2016

[Wu03] **Y. Wu, M. Ismail**

RF Bandpass Filter Design Based on CMOS Active Inductors

IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 50, no. 12, 2003, pp. 942–949.

[Bil97] **Paul BILDSTEIN**

Synthèse et réalisation des Design and Application of a CMOS Active Inductor at Ku Band based on a multi-objective optimfiltres actifs

Techniques de l'ingénieur. Electronique, 1997, vol. 3, no E3130, pp. 1-21

[And10] **Cristian Andriesei**

Study of Active Filters Topologies for Telecommunications Applications

Thèse de doctorat de l'Université de Cergy-Pontoise et de l'Université Technique Gheorghe Asachi, 2010

[Chu05] **Laurent Chusseau**

Paramètres S - Antennes.

DEA. De 2001 à 2005 à l'Université de Montpellier 2, 2005, pp.107

[Dor12] **Benjamin Dormieu**

Modélisation compacte des transistors MOS nanométriques pour applications RF et millimétriques.

Thèse de doctorat de l'Université de Lille 1-Sciences et Technologies, 2012

[Bal05] **Moez Balti**

Extraction des paramètres intrinsèques des transistors à effet de champ en tenant en compte des phénomènes de propagation.

Thèse de doctorat de l'Université de Cergy-Pontoise, 2005

[Cou] **Gerard Couturier**

Paramètres S, Analyseur de réseaux, Amplification de puissance.

Dept. GEII IUT - Université Bordeaux I

[Wu03] **Yue Wu, M. Ismail**

RF Bandpass Filter Design Based on CMOS Active Inductors

IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 50, no. 12, 2003, pp. 942–949.

[Hal14] **Imane HALKHAMS, W. El Hamdani, M. El Bekkali, S.Mazer**

A CMOS 0.35 μm High Quality Factor Active Filter

Revue Méditerranéenne des Télécommunication, 2014, Vol. 4, N° 2, pp.77-80.

[Aus08] **Austria Micro Systems**

0.35 μm CMOS S35 Processes and runs

CMP Réunion annuelle des utilisateurs, 2008, PARIS

CHAPITRE IV :

Accord de l'inductance active en facteur de qualité et en fréquence centrale

Ce chapitre met l'accent sur les pertes engendrées par l'inductance active et présente les différentes méthodes permettant de les compenser. Il décrit également la possibilité d'accorder la fréquence centrale afin de permettre à l'inductance active d'opérer sur différents standards.

SOMMAIRE DU CHAPITRE IV

I- Accord du facteur de qualité (sélectivité)

I-1- Pertes de l'inductance active

I-2- Topologies de résistance négative

I-3- Etude de la résistance négative SC-SC

II- Accord de la fréquence centrale de l'inductance active

I- Accord du facteur de qualité (sélectivité)

I-1-Pertes de l'inductance active

L'une des caractéristiques principales de l'inductance active est le facteur de qualité. C'est un élément essentiel dans la conception des filtres. Il permet d'évaluer la largeur de la bande passante de l'inductance active et la sélectivité du filtre. Nous observons d'après la relation III-36 du chapitre précédant, que la résistance parasite série est large, de plus la résistance parallèle R_p limite considérablement le facteur de qualité de l'inductance active et qui est défini par l'équation (IV-1) [Yua08] :

$$Q \approx \frac{R_p}{w.L} = \frac{gm_2}{Cgs_2} = \frac{w_{t2}}{w} \quad (IV-1)$$

La fréquence de résonance de l'inductance active est déterminée par :

$$w_o \approx \frac{1}{\sqrt{LCp}} = \sqrt{w_{t1} \cdot w_{t2}} \quad (IV-2)$$

Avec :

$$w_{ti} = \frac{gm_i}{Cgs_i}, \quad i = 1,2 \quad (IV-3)$$

Où :

w_{ti} : la fréquence de coupure de la transconductance i

La fréquence zéro représente la fréquence basse de la bande passante de l'inductance active illustrée par la figure IV-1. Cette fréquence est exprimée par :

$$w_z = \frac{R_s}{L} \quad (IV-4)$$

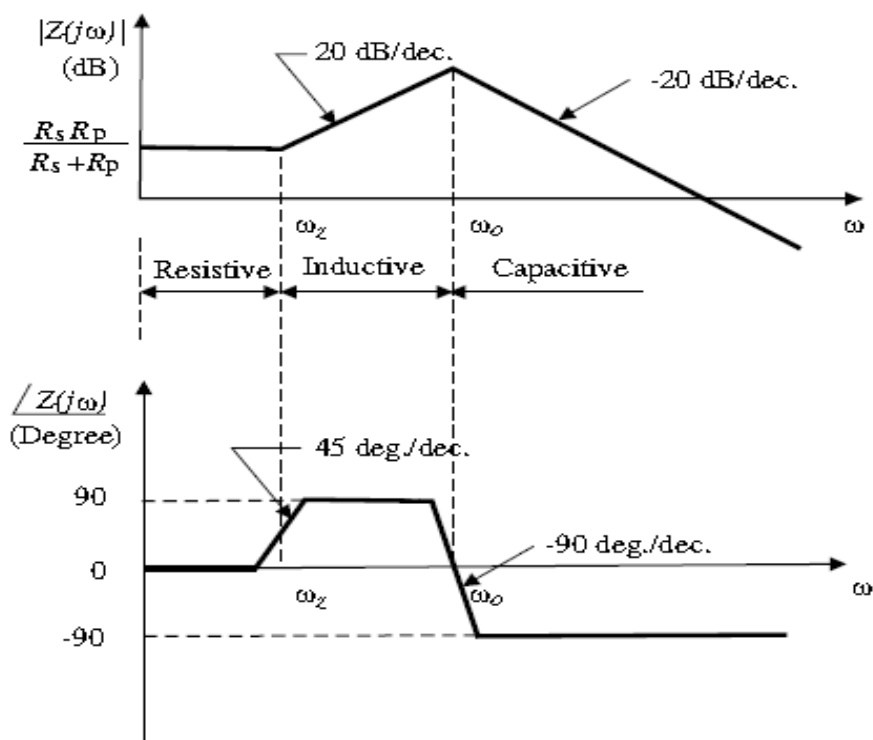


Figure IV-1 : Tracé de Bode de l'impédance de l'inductance active [Yua08]

D'après la figure VI-1 nous observons que la courbe est résistive pour $w < w_z$, inductive pour $w_z < w < w_o$ et capacitive quand $w > w_z$.

Avant d'étudier les méthodes de minimisation des pertes de l'inductance active, il est plus judicieux de voir l'influence des résistances série et parallèle sur la courbe d'impédance d'entrée de l'inductance active.

La figure IV-2 montre l'action de la résistance série R_s sur l'impédance d'entrée de l'inductance active [Hal-1-14]. Pour une variation de la résistance R_s de 1Ω à 10Ω , nous observons une variation de la partie linéaire de la courbe d'impédance (zone résistive) de 3Ω à $19,5 \Omega$. Nous remarquons également que cette variation n'agit ni sur le pic ni sur la partie capacitive de la courbe.

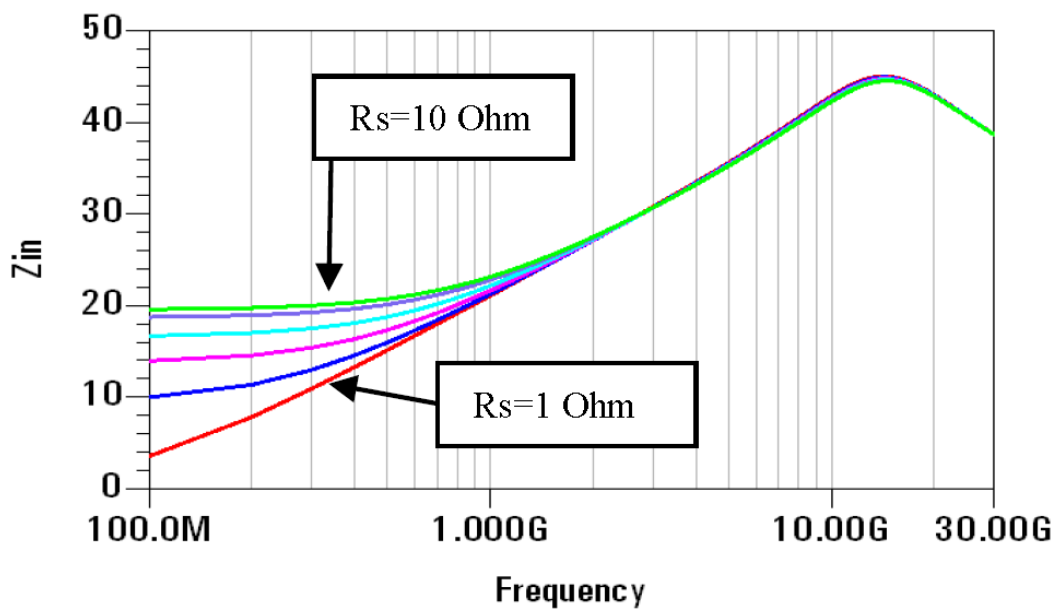


Figure IV-2 : Effet de la résistance série R_s sur l'impédance d'entrée de l'inductance active

Ainsi, la résistance parasite série R_s agit directement sur la fréquence basse de la bande passante de l'inductance active. En basses fréquences, le facteur de qualité peut être approximé par :

$$Q \approx \frac{\omega L}{R_s} \quad (\text{IV-5})$$

Donc pour améliorer le facteur de qualité, la résistance série doit être minimisée. Conformément à l'équation III-36 (chapitre III), trois approches peuvent être exploitées afin de minimiser les pertes de l'inductance active et d'améliorer le facteur de qualité :

- Utiliser un montage cascode pour diminuer g_{ds} , puisque les montages cascades sont connus pour leur effet agrandisseur de l'impédance de sortie des transconductances.
- Diminuer R_s en diminuant g_{ds} directement puisque $R_S = \frac{g_{ds1} + R^{-1}}{g_{m1} \cdot g_{m2}}$.

- Augmenter les transconductances g_{m1} et g_{m2} , soit en augmentant les courants de polarisation ou la largeur du canal des transistors de l'inductance active puisqu'ils sont directement proportionnels.

Le facteur de qualité correspondant à la figure III-9 est de $Q = 2,67$. Afin de l'améliorer nous avons optimisé dans un premier temps les paramètres des transistors. Les valeurs des paramètres des transistors sont citées par le tableau II.

Paramètre	Plage de variation
Vds (V)	2,5 – 2,7
Largeur du canal w (μm)	10 – 20
Vgs (V)	2 – 3

Tableau II : valeurs des paramètres optimisés des transistors

L'optimisation des trois paramètres du tableau a permis d'améliorer le facteur de qualité de $Q = 2,67$ à $Q = 2,83$. Ce facteur peut être calculé graphiquement en divisant la largeur de la bande passante par la fréquence centrale. Nous remarquons que cette évolution est très faible et ne permet pas d'atteindre la qualité de l'inductance active requise, autrement dit la sélectivité étroite de la bande passante de l'inductance active et du filtre ultérieurement. Donc la réduction de l'impédance parasite série R_s seule, ne permet pas de garantir une augmentation considérable du facteur de qualité Q .

Le deuxième élément responsable des pertes de l'inductance active est la résistance parallèle R_p . Afin de voir son influence sur l'impédance d'entrée de l'inductance active, nous avons réalisé une simulation dont les résultats sont illustrés par la figure IV-3. Ces

résultats sont obtenus pour une variation de l'impédance parallèle entre 10 Ω et 300 Ω . Ceci a entraîné une amélioration du facteur de qualité pour atteindre 250.

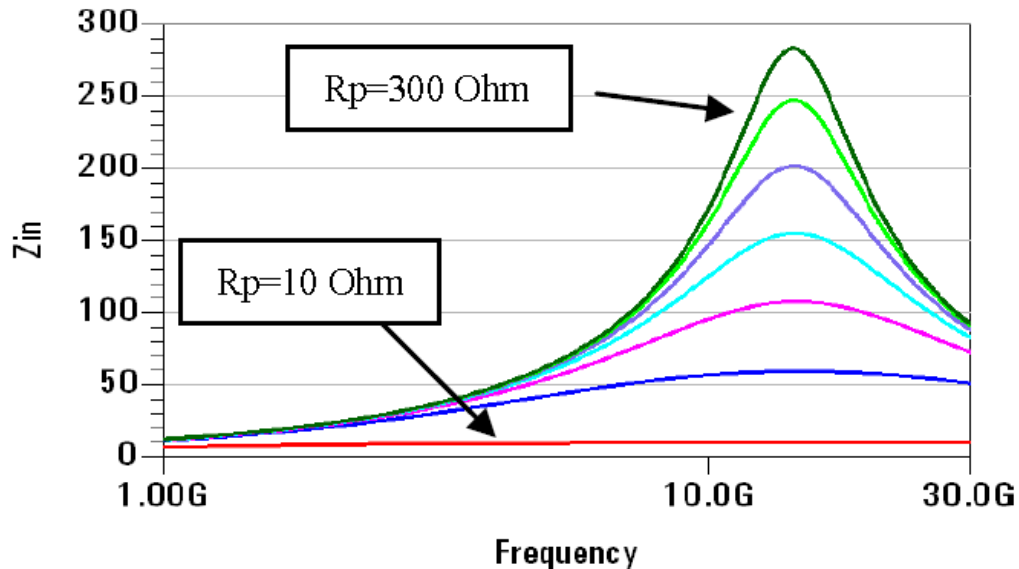


Figure IV-3 : Effet de la résistance parallèle R_p sur l'impédance d'entrée de l'inductance active

D'après la figure IV-3, il est évident que la résistance parallèle R_p joue un rôle très important dans la sélectivité de l'inductance active. En exploitant l'équation III-36, deux approches peuvent être considérées afin de compenser cette impédance :

- Augmenter la résistance parallèle $R_p = 1/g_m$ en utilisant des transconductances à larges impédances d'entrée et de sortie. Ceci peut être effectué en utilisant par exemple des transconductances différentielles afin d'avoir une impédance d'entrée infinie et une très grande impédance de sortie [Kar00].
- Ajouter une résistance négative de valeur $R_N = -R_p$ en parallèle à l'entrée du circuit pour compenser les pertes de l'inductance active. La résistance de

compensation est souvent réalisée en utilisant une boucle positive. De manière à annuler l'effet des résistances parasites [And10].

La résistance négative équivalente devient :

$$\begin{aligned}
 R_{eq} &= R_p \parallel -R_N \\
 &= -\frac{R_p R_N}{R_p - R_N} = \frac{R_p R_N}{R_N - R_p} \xrightarrow{R_{eq} \rightarrow \infty} \infty
 \end{aligned}
 \tag{IV-6}$$

Théoriquement, la résistance R_N voire R_{eq} doit être infinie pour permettre un facteur de qualité très élevé. En pratique, quelques $k\Omega$ sont suffisantes pour avoir un facteur de qualité satisfaisant.

Dans la littérature plusieurs recherches ont abordé la compensation des circuits par l'utilisation des résistances négatives. Nombreuses topologies existent offrant chacune une compensation plus ou moins partielle des pertes de l'inductance active, nous en citons les plus efficaces.

I-2- Topologies de résistance négative

Les résistances négatives peuvent être réalisées en utilisant des transconductances à contre réaction positive. Cette contre-réaction existe dans la littérature sous deux formats, contre réaction passive avec transistor monté en amplificateur [Tem01] ou active en utilisant deux transistors. La conductance négative passive peut aller de quelques mS à quelques dizaines de mS, ce qui impose une grande taille de circuit, chose qui va à l'encontre de notre objectif, qui est de concevoir un circuit de taille la plus compacte possible. Pour ce, nous nous sommes penchés sur un circuit entièrement actif.

La conductance négative peut être réalisée en entrée unique, ou sous forme différentielle. La figure IV-4 montre une résistance négative à entrée unique [Yua08] :

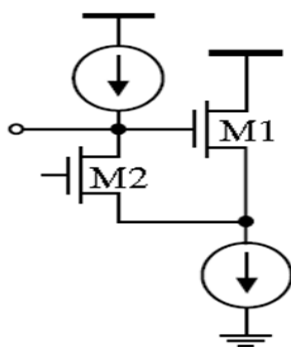


Figure IV-4 : Résistance négative à entrée unique

Cette résistance négative fonctionne de la manière suivante : Une augmentation de la tension de grille de M1 augmente la tension de source du même transistor et puisque M2 est en configuration grille commune, une augmentation de la tension de source de M2 va augmenter la tension de drain de M2 et la tension de grille de M1 en même temps. Ainsi, une boucle positive est établie.

Une deuxième topologie met en œuvre deux transconductances différentielles. Théoriquement, la combinaison des deux transconductances permet d’avoir neuf topologies différentes en montages source commune, grille commune et drain commun, cependant seules trois de ces topologies permettent d’avoir une résistance négative. Ces trois topologies sont illustrées sur la figure IV-5 [Elham13] [Tem01] :

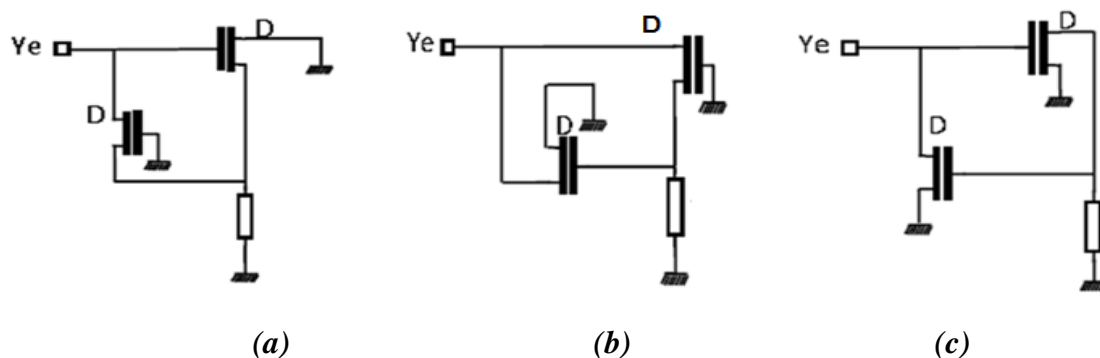


Figure IV-5 : Topologies de résistance négative (a) Drain commun-Grille commune DC-GC (b) Grille commune-Drain commun GC-DC (c) Source commune-Source commune SC-SC

Les matrices admittance des trois circuits sont citées dans le tableau III [Elham13]. Chacune présente des avantages et des inconvénients. Comme il peut être constaté, la structure DC-GC est quasi-constante et indépendante de la fréquence, ce qui peut être utile dans les applications qui ne nécessitent pas une grande variation de la fréquence. La structure GC-DC présente de fortes variations qui commencent à des fréquences relativement basses, ceci présente un grand intérêt pour les applications basses fréquences. La structure SC-SC quant à elle peut être utilisée en hautes fréquences et permet d'avoir le plus grand facteur de qualité (sélectivité).

Résistance négative	Réel Y_e	Imaginaire Y_e
DC-GC	$-\frac{gm}{2}$	$-\frac{Cgs}{2}$
GC-DC	$-\frac{gm^2 \left(1 + \left(\frac{w}{w_o}\right)^2\right)}{gds \left(1 + \left(\frac{w}{w_1}\right)^2\right)}$	$\frac{gm^2 \cdot Cgs \left(1 + \left(\frac{w}{w_o}\right)^2\right)}{gds^2 \left(1 + \left(\frac{w}{w_1}\right)^2\right)}$
SC-SC	$-\frac{gm^2 \left(1 - \left(\frac{w}{w_o}\right)^2\right)}{gds \left(1 + \left(\frac{w}{w_1}\right)^2\right)}$	$\frac{gm^2 \cdot Cgs \left(1 + \left(\frac{w}{w_o}\right)^2\right)}{gds^2 \left(1 + \left(\frac{w}{w_1}\right)^2\right)}$

Tableau III : Admittance d'entrée des résistances négatives DC-GC, GC-DC et SC-SC

Avec : $w_o = \frac{gm}{Cgs}$ et $w_1 = \frac{gds}{Cgs}$

Parmi les trois topologies utilisées, et conformément à l'objectif de notre projet qui est d'implémenter un filtre actif très sélectif pour la technologie 5G (>30 GHz), nous avons opté pour la topologie SC-SC pour ses performances en termes de grand facteur de qualité et d'accord fréquentiel.

I-3- Etude de la résistance négative SC-SC

Comme expliqué dans le paragraphe précédent, l'ajout d'une résistance négative en parallèle avec le circuit permet de réduire l'effet des résistances parasites. La figure IV-6 présente la structure SC-SC et son schéma équivalent :

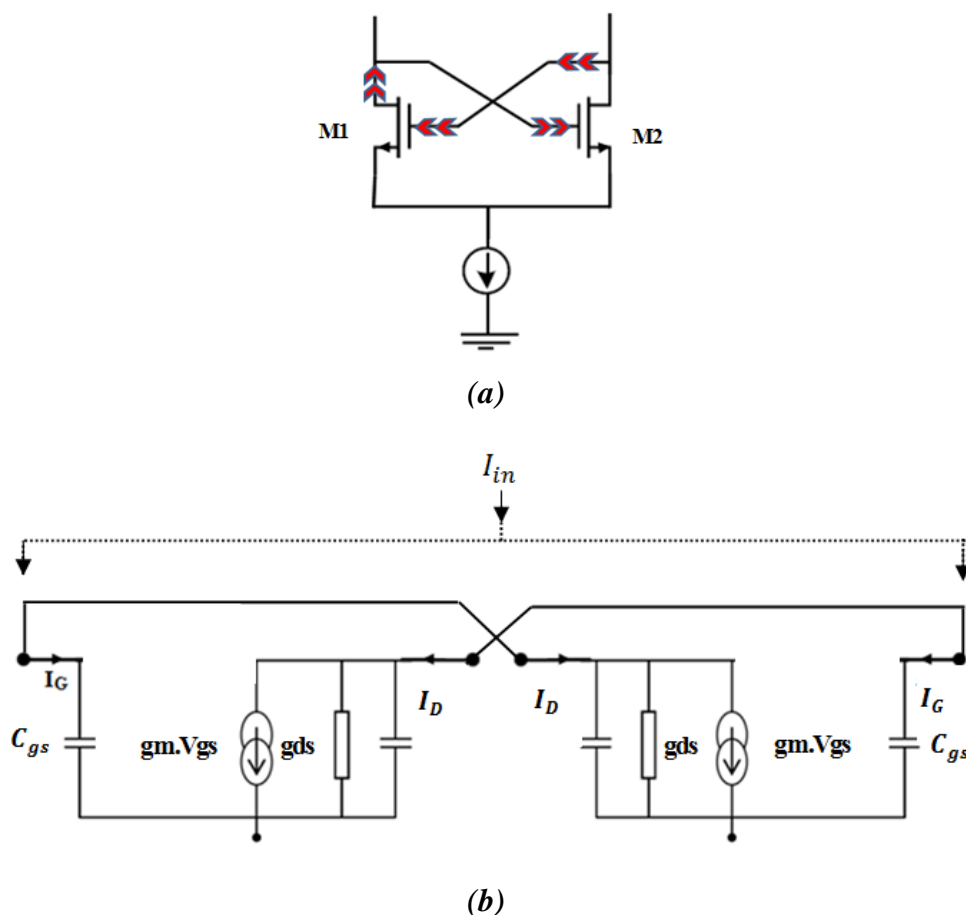


Figure IV-6 : (a) Résistance négative (b) Schéma petit signal équivalent

Cette topologie se compose de deux transistors connectés en montage source commune. Le principe de fonctionnement de cette structure est qu'une augmentation de la tension de grille du transistor M1 va augmenter la tension du drain de M1 puisque le transistor M1 est monté en source commune, ceci va accroître en même temps la tension de grille de M2 puis la tension de drain de M2. D'où l'établissement d'une contre

réaction positive. La valeur de la résistance négative peut changer en variant l'intensité de la source de courant [Raz15].

D'après la figure IV-6 (b), et en considérant une source de courant I_{in} connectée entre les deux drains des transistors, l'impédance d'entrée de la résistance négative est :

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{1}{-(gm_1+gm_2)+(dgs_1+gds_2)+j.w.\left(\frac{1}{C_{gs1}}+\frac{1}{C_{gs2}}\right)} \quad (IV-7)$$

$$gm_{1,2} \gg gds_{1,2}$$

Z_{in} devient :

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{1}{-(gm_1+gm_2)+j.w.\left(\frac{1}{C_{gs1}}+\frac{1}{C_{gs2}}\right)} \quad (IV-8)$$

Quand les deux transconductances sont identiques, la partie réelle devient :

$$Re(Z_{in}) = \frac{1}{-2gm} \quad (IV-9)$$

La résistance négative peut alors être équivalente au circuit de la figure IV-7 :

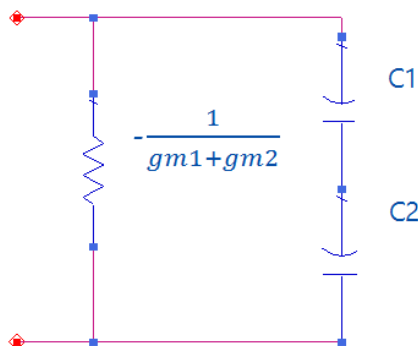


Figure IV-7 : Circuit équivalent de la résistance négative

D'après l'équation (IV-8) et la figure IV-7, la résistance négative introduit une capacité parasite qui agit sur la fréquence de résonance. Donc une variation du facteur de qualité entrainera inévitablement une variation de la fréquence centrale, d'où le besoin d'utiliser un circuit varactor pour contrôler l'accord en fréquence centrale. Ceci sera discuté dans le paragraphe suivant.

La simulation de l'impédance d'entrée de la résistance négative est donnée par la figure IV-8. Les résultats obtenus ont été optimisés afin de fournir la valeur compensatrice des pertes de l'inductance active. Nous remarquons une partie imaginaire négative, conformément à l'équation III-45, allant jusqu'à 70 GHz. La partie imaginaire a été améliorée grâce à la source de courant de manière à être la plus faible possible (≈ 0) dans toute la gamme de fréquence. Ceci a pour but de ne pas influencer considérablement la fréquence centrale et de permettre ainsi l'accord du facteur de qualité sans trop changer de fréquence.

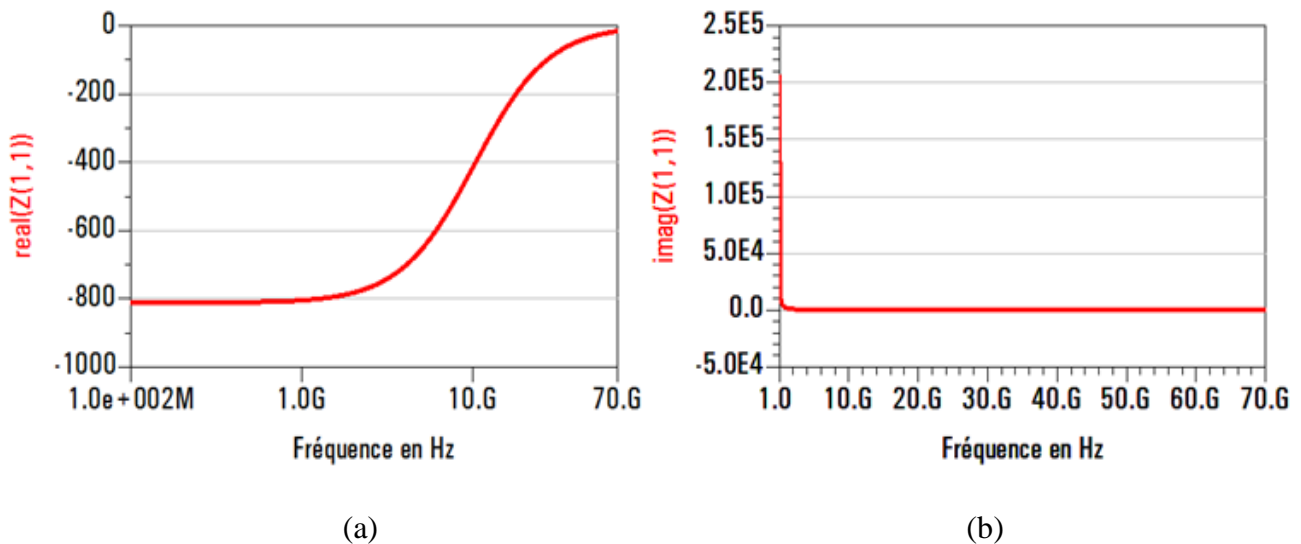


Figure IV-8 : Simulation de l'impédance d'entrée de la résistance négative (a) réel

(b) imaginaire

En ajoutant le circuit de la résistance négative à l'entrée de l'inductance active, nous remarquons une amélioration considérable du facteur de qualité. Pour différentes valeurs d'intensité de la source de courant de la résistance négative, nous observons l'effet de celle-ci sur l'impédance d'entrée de notre inductance active (figure IV-9).

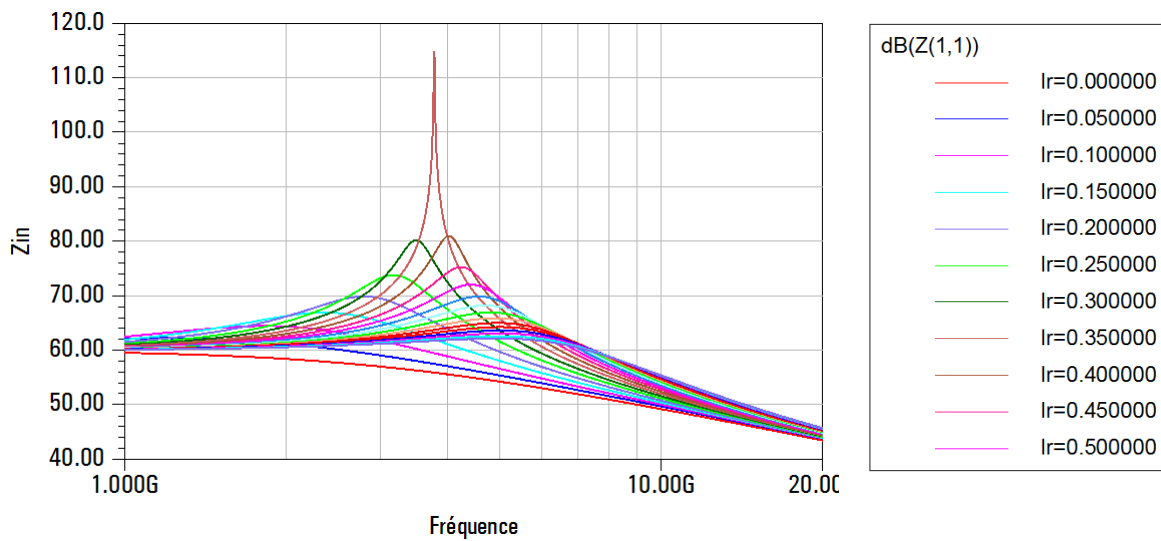


Figure IV-9 : Accord du facteur de qualité en variant le courant de la résistance négative de 0 à 0,5mA

Pour une valeur de 0,6 mA, le facteur de qualité, calculé graphiquement par le rapport de la largeur de la bande passante à la fréquence centrale, est de 3770 à 3,7 GHz. La comparaison entre l'impédance d'entrée de l'inductance active avant et après l'insertion de la résistance négative est illustrée par la figure IV-10.

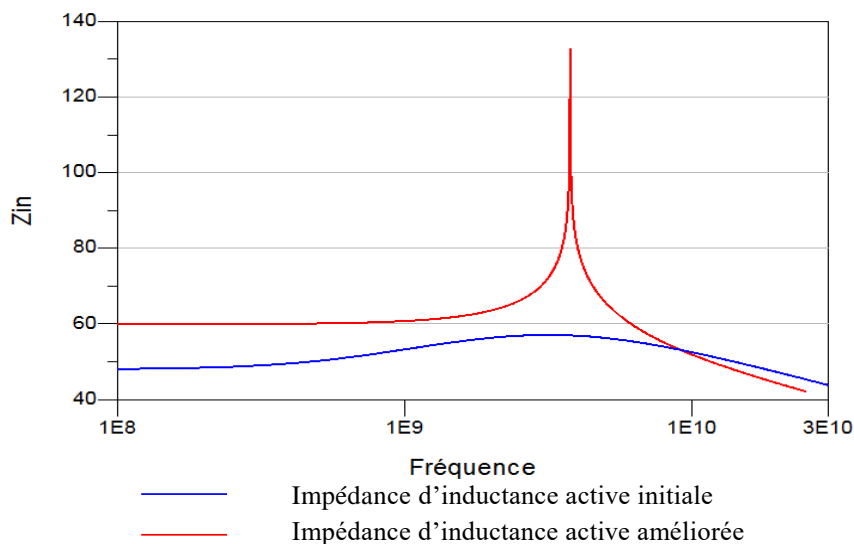


Figure IV-10 : Comparaison des impédances d'entrée de l'inductance active avant et après insertion de la résistance négative

Pour voir l'influence de l'utilisation des différentes méthodes d'annulation des pertes séries et parallèles citées dans le paragraphe I-1, le graphe de la figure IV-11 montre l'évolution du facteur de qualité et de la fréquence centrale au fur et à mesure de l'emploi des méthodes de compensation.

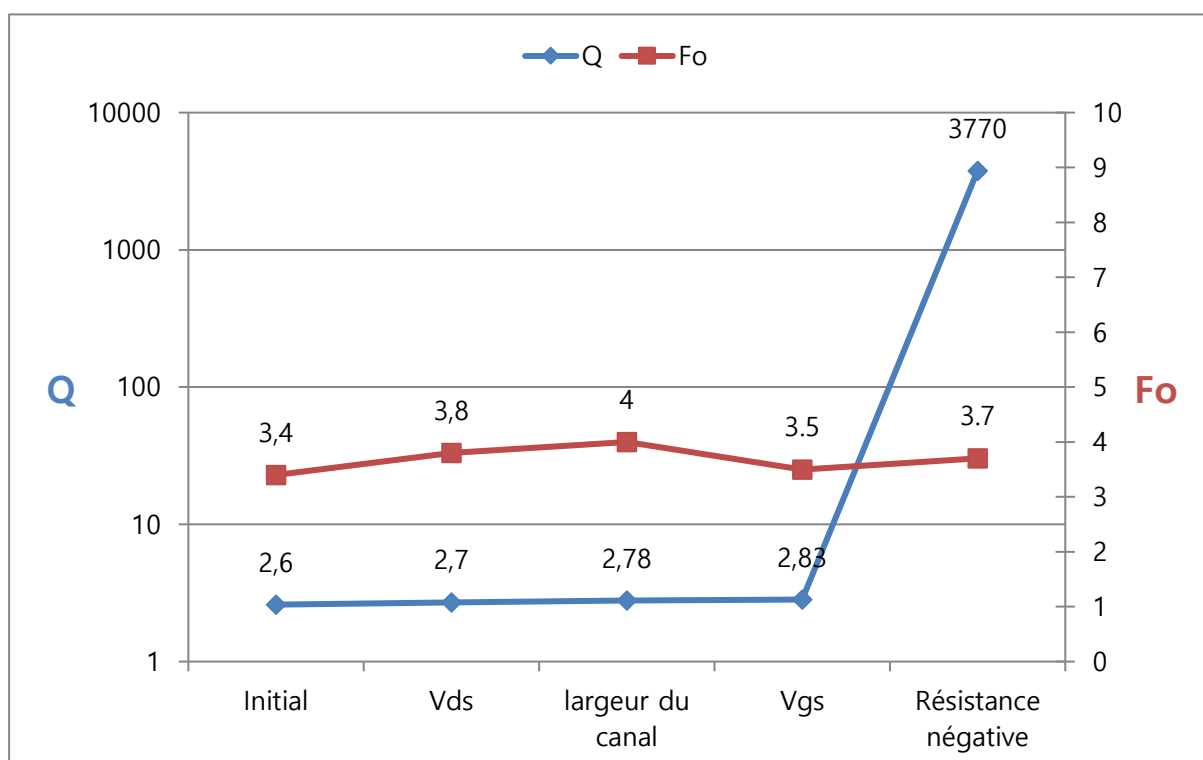


Figure IV-11 : Evolution du facteur de qualité et de la fréquence centrale en fonction de la méthode de compensation utilisée

Avec l'emploi de la résistance négative source commune, une nette amélioration du facteur de qualité a été observée de 2,6 à plus de 3700. Cette particularité de sélectivité sera déployée dans la conception d'un filtre actif très sélectif afin de garantir une bande passante très étroite. Cependant ceci s'accompagne d'une légère modification de la fréquence de résonance, facteur non négligeable dans la réalisation des filtres fréquentiels. Pour y remédier, un varactor sera étudié dans le paragraphe suivant afin de contrôler et d'accorder la fréquence centrale.

II- Accord de la fréquence centrale de l'inductance active

L'utilisation de l'inductance active pour des circuits multistandards impose que celle-ci soit accordable en fréquence centrale.

Nous avons dans un premier temps utilisé une capacité que nous avons variée pour voir son effet sur la fréquence centrale du filtre. La figure IV-12 illustre le résultat de variation de la capacité C (pF).

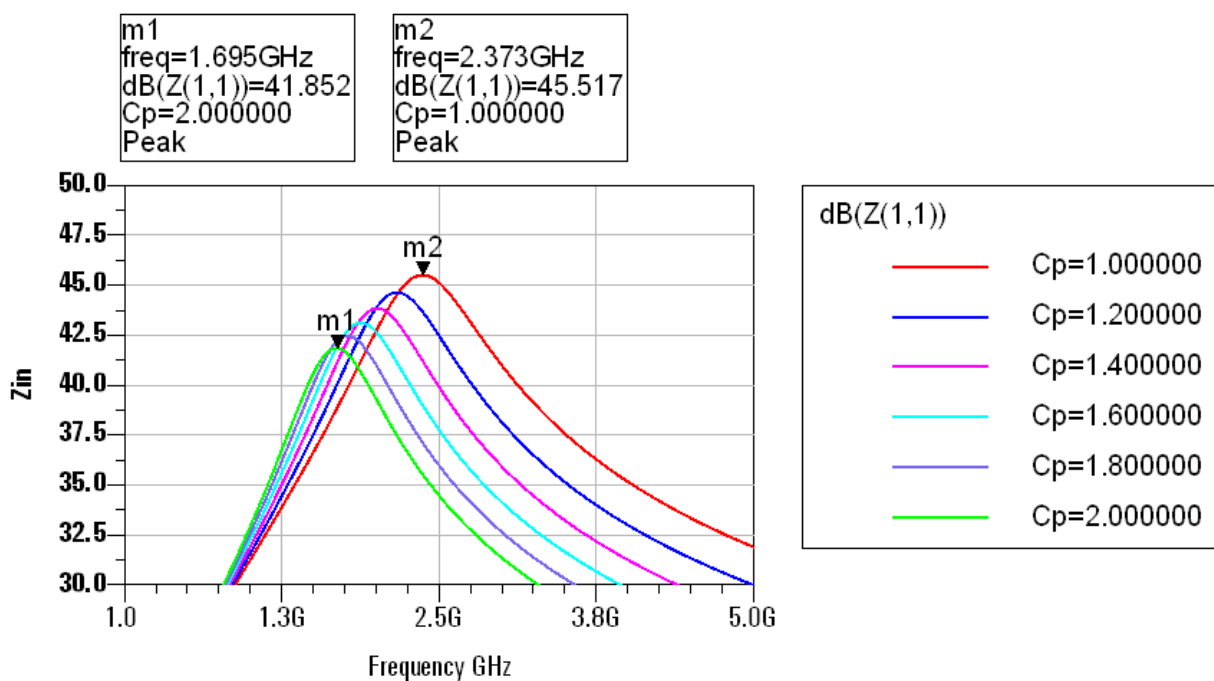


Figure IV-12 : Accord de la fréquence de l'inductance active en variant la capacité.

Nous remarquons que l'ajout d'une capacité pour varier la fréquence centrale diminue d'abord la sélectivité du filtre et baisse la fréquence de fonctionnement, de plus, en augmentant la valeur de cette capacité le gain diminue. Pour remédier à cela, une autre méthode consiste à utiliser un circuit varactor qui permet non seulement de garder la même sélectivité pour le filtre, mais également d'atteindre de très hautes fréquences au-delà de 30 GHz. Ceci sera discuté dans le chapitre suivant.

Liste des références du chapitre IV

[Yua08] **Yuan Fei**

CMOS Active Inductors and Transformers Principles of Gyrator-C Active Inductors
Springer, 2008

[Hal-1-14] **Imane Halkhams, W. El Hamdani, M. El Bekkali, S. Mazer**

Loss Compensation in an Active Inductor in CMOS 0.35 μ m Technology
IEEE Conference, ISIVC'14, November 19 - 21, 2014, Marrakesh, Morocco, pp 1-4

[Kar00] **A.I.Karsilayan and Rolf Schaumann**

A high frequency high-Q CMOS active inductor with DC bias control
Proc.43rd Midwest Symposium on Circuits and Systems, 2000, pp.486-489

[Elham13] **W. El Hamdani, F. Temcamani, B. Delacressonnière, M. Alami, M. El Bekkali**

Etude de structures actives simulant une résistance négative intégrable dans des filtres RF
Revue Méditerranéenne des Télécommunications vol. 3, n°1, février 2013

[Tem01] **F. Temcamani, A. Kostov, B. Delacressonniere et J. L. Gautier**

Filtre à résonateur RLC et à compensation des pertes
12èmes Journées Nationales Microondes, 16-17-18 mai 2001 - POITIERS

[Rit15] **Ritabrata Bhattacharya, Ananjan Basu, Shibhan K. Koul**

A Highly Linear CMOS Active Inductor and Its Application in Filters and Power Dividers IEEE
Microwave and Wireless Components Letters, 2015, Volume: 25, Issue: 11, pp 715 - 717

[Ma16] **Li Ma, Zhi-Gong Wang, Jian Xu, N. Amin**

A High Linearity Wideband Common-gate LNA with Differential Active Inductor
IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2016, Vol PP, Issue: 99, pp 1-1

[Lam16] **R.K.Lamba, C.H.Vithalani**

Active Inductor Designs for RF CMOS Receiver Front – End
International Journal of Applied Engineering Research ISSN 0973-4562 Volume 11, Number 2 (2016),
pp 904-908

[Ali16] **Alireza Saberkari, Saman Ziabakhsh, Herminio Martinez, Eduard Alarcón**

Active inductor-based tunable impedance matching network for RF power amplifier application
INTEGRATION, the VLSI journal, Volume 52, 2016, Pages 301–308

[Raz15] **Razavi, Behzad**

The Cross-Coupled Pair—Part III. [A Circuit for All Seasons]
IEEE SOLID-STATE CIRCUITS 11 Vol 7, No 1, 2015, pp. 10-13.

CHAPITRE V :

Conception d'un filtre actif accordable en fréquence

Ce chapitre traite la conception du filtre actif. Il est conçu pour fonctionner dans la 5G et peut être accordé en fréquence centrale.

SOMMAIRE DU CHAPITRE V

- I- Filtre passe-bande actif à base d'inductance active
 - I-1- Rappels sur les caractéristiques des filtres
 - I-2- Topologie du filtre étudié
 - I-2-1- Etage d'adaptation en entrée
 - I-2-2- Etage d'adaptation en sortie
- II- Accord de la fréquence centrale du filtre
 - II-1- Variation de l'inductance L
 - II-2- Variation de la capacité C
 - II-1- Variation de la tension $V_{\text{contrôle}}$
- III- Adaptation des caractéristiques du filtre à la technologie de cinquième génération (5G) :
 - III-1- Spécifications techniques
 - III-2- Filtre Mono-bande
 - III-2-1- CMOS vs. PHEMT
 - III-2-1- Filtre actif en technologie PHEMT
 - III-3- Filtre bi-bande
- IV- Perspectives
 - IV-1- Montage différentiel du filtre
 - IV-1-1- Mode commun
 - IV-1-1- Mode différentiel
 - IV-1-3- Filtre différentiel complet
 - IV-2- Application WPAN
- Annexe E : Technologie UMS 0.15 μm

I- Filtre passe-bande actif à base d'inductance active

I-1- Rappels sur les caractéristiques des filtres

Avant de décrire la topologie du filtre conçu, un rappel des caractéristiques fondamentales du filtre est présenté dans ce paragraphe.

Un filtre passe-bande idéal est défini comme étant un quadripôle qui laisse passer une certaine bande de fréquences sans pertes et rejette infiniment les autres fréquences hors de la bande désirée. Cependant, la réalisation d'un tel filtre s'avère difficile voire impossible, à cause des caractéristiques non-linéaires de ses composants. Le but donc, est de concevoir un filtre qui s'approche des spécifications des filtres passe-bande avec une tolérance acceptable.

La figure V-1 représente le module S_{21} d'un filtre passe-bande réel.

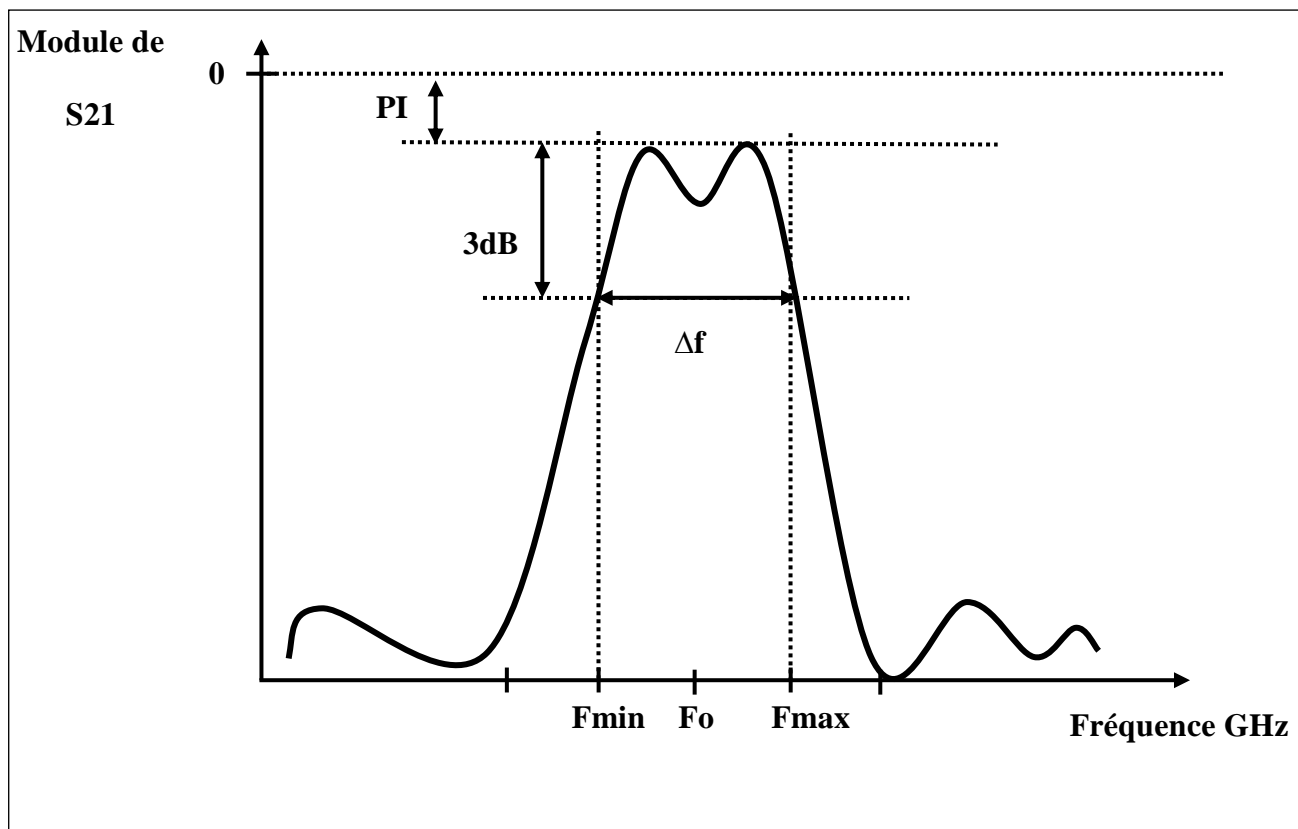


Figure V-1 : module de S_{21} d'un filtre passe-bande réel

A partir de la figure, plusieurs critères peuvent être déduits et utilisés pour qualifier et comparer les filtres passe-bande [Pis06] :

- **F₀** : Fréquence centrale du filtre.
- **Δf** : Bande passante à -3 dB. Elle détermine la marge entre les fréquences min et max du filtre. L'amplitude du gain sur cette bande est inférieure à 3dB par rapport au maximum d'amplitude de S₂₁.
- **PI** : Pertes d'insertion correspondant aux pertes engendrées par l'insertion du filtre dans un circuit. Elles représentent le rapport de la puissance fournie par le générateur à une charge P_T avant l'insertion du filtre sur la puissance reçue par cette même charge P_R quand le filtre est inséré.

$$PI_{dB} = 10 \log_{10} \frac{P_T}{P_R} \quad (V-1)$$

A ceux-ci s'ajoutent :

- **L'accord en bande passante et en fréquence.**
- **Les dimensions du filtre.**
- **La fonction de transfert** : Elle permet de caractériser le comportement fréquentiel du filtre. Pour un filtre de deuxième ordre et en se basant sur le principe du gyrateur fermé sur une capacité C, l'équation de la fonction de transfert est donnée par l'équation (V-2) :

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(S) = \frac{s\left(\frac{Gm_1}{C}\right)}{S^2 + S\left(\frac{Go_1}{Cgs_1} + \frac{Go_2}{Cgs_2 + C}\right) + \frac{Gm_1.Gm_2}{C(Cgs_2 + C)}} \quad (V-2)$$

Où gm_i i(1,2) représente la transconductance du transistor i, Cgs_i la capacité grille-source et Go_i la conductance de sortie.

Ces éléments jouent un rôle très important dans la caractérisation des filtres passe-bande, ce qui rend la comparaison des différentes topologies délicate.

I-2- Topologie du filtre étudié

Comme nous l'avons démontré aux chapitres précédents, l'inductance active constitue l'élément principal dans une structure qui effectue l'opération de filtrage en délivrant la fréquence de résonance. Afin de concevoir un filtre actif passe-bande en utilisant cette structure d'inductance active, des étages d'adaptation doivent être insérés en entrée et en sortie. De plus, les circuits de compensation de pertes et d'accord de fréquence seront également utilisés dans la conception du filtre final avec les mêmes motivations. La figure V-2 présente un schéma simplifié du filtre étudié.

Le filtre donné par la figure V-2 se compose de 5 éléments :

- L'inductance active
- La résistance négative
- Les étages d'entrée et de de sortie
- Le varactor

L'inductance active décrite dans le chapitre III, a pour rôle de spécifier la fréquence centrale du filtre. Elle est très utilisée dans la conception de filtres Rf grâce à ses indéniables avantages, dont la facilité d'accord en facteur de qualité et en fréquence centrale, ainsi que ses possibilités d'intégration.

La résistance négative, largement décrite dans le chapitre précédant est utilisée pour minimiser les pertes du filtre et permettre ainsi d'atteindre de très hauts niveaux de sélectivité et de facteur de qualité (>1000). Il est important de noter que l'utilisation de la résistance négative est facultative et n'est importante que si l'on veut contrôler la largeur de la bande passante pour l'adapter aux exigences du standard utilisé.

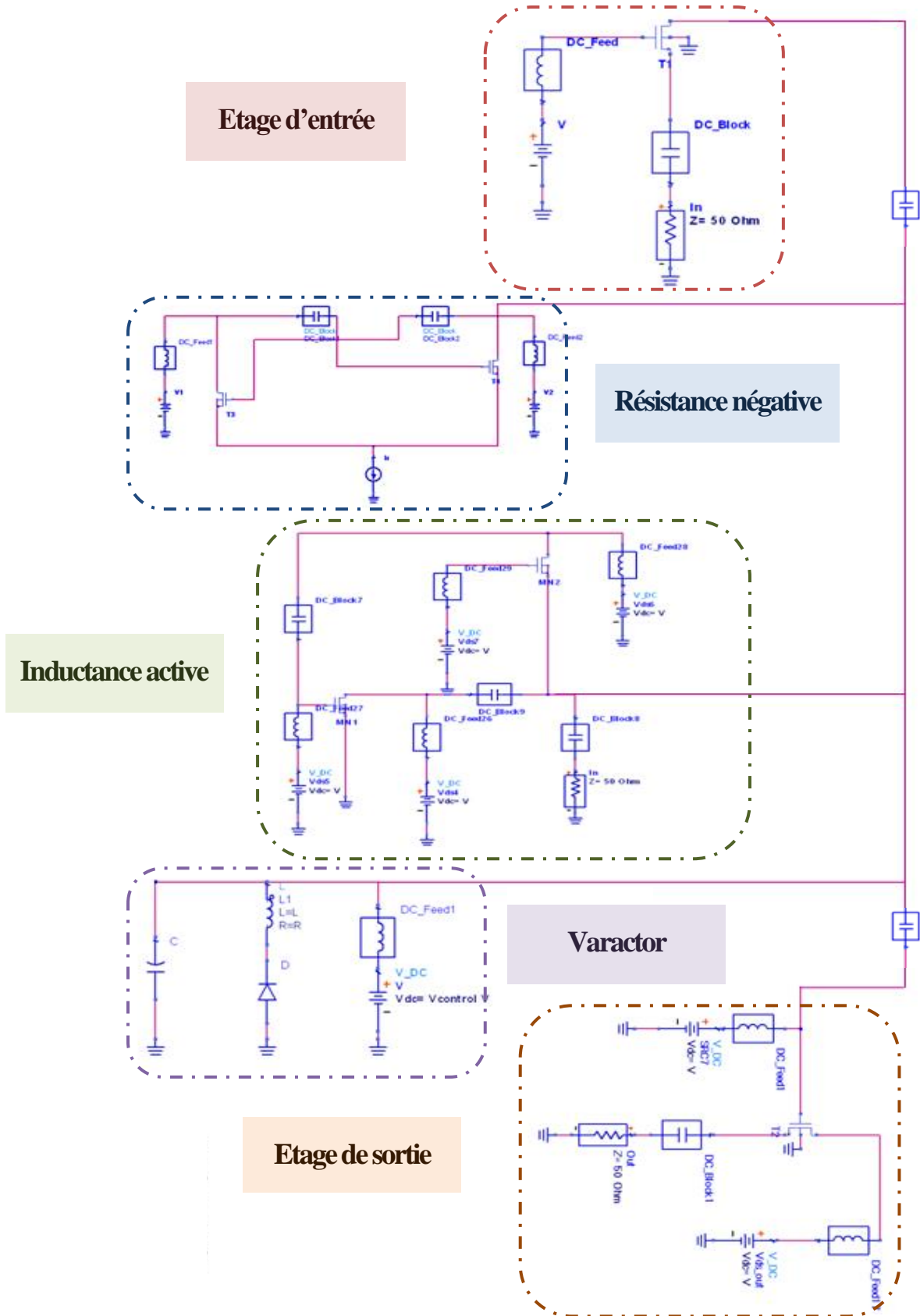


Figure V-2 : Topologie du filtre actif passe-bande conçu

Les étages d'adaptation en entrée et en sortie se situent de part et d'autre du filtre conçu (figure V-3). Le composant d'entrée en amont du filtre, permet de délivrer une impédance de 50Ω à l'étage précédent, tandis que le buffer de sortie, en aval du filtre, permet de s'approcher de l'impédance référence 50Ω coté charge.

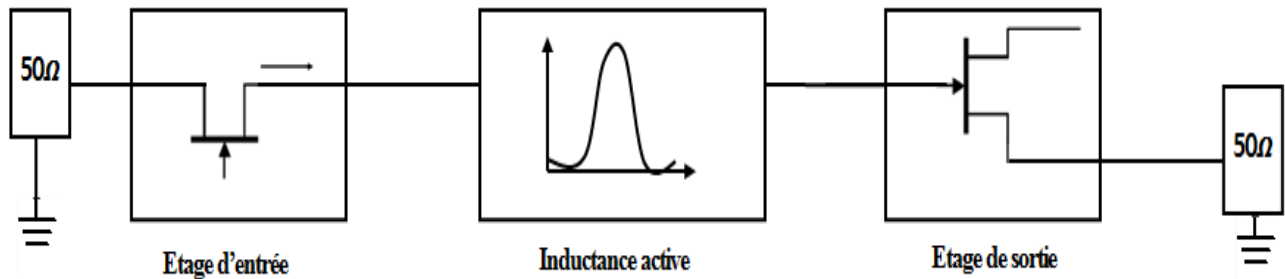


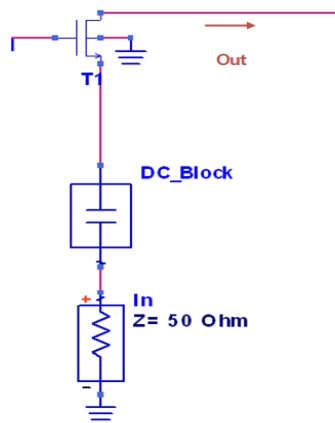
Figure V-3 : Schéma de principe de l'adaptation active

L'adaptation en entrée et en sortie joue un rôle très important dans la réponse du filtre final vu que l'ajout des étages d'adaptation influence directement ses performances [Lah15] [Ali16]. L'insertion par exemple d'un buffer de sortie en technologie nMOS à très grande capacité C_{gs} , agit incontestablement sur la fréquence centrale du filtre. C'est pourquoi le choix des buffers d'entrée et de sortie doit faire l'objet d'une minutieuse étude afin qu'ils remplissent leur rôle d'adaptation sans pour autant changer d'autres caractéristiques critiques telle que la fréquence centrale.

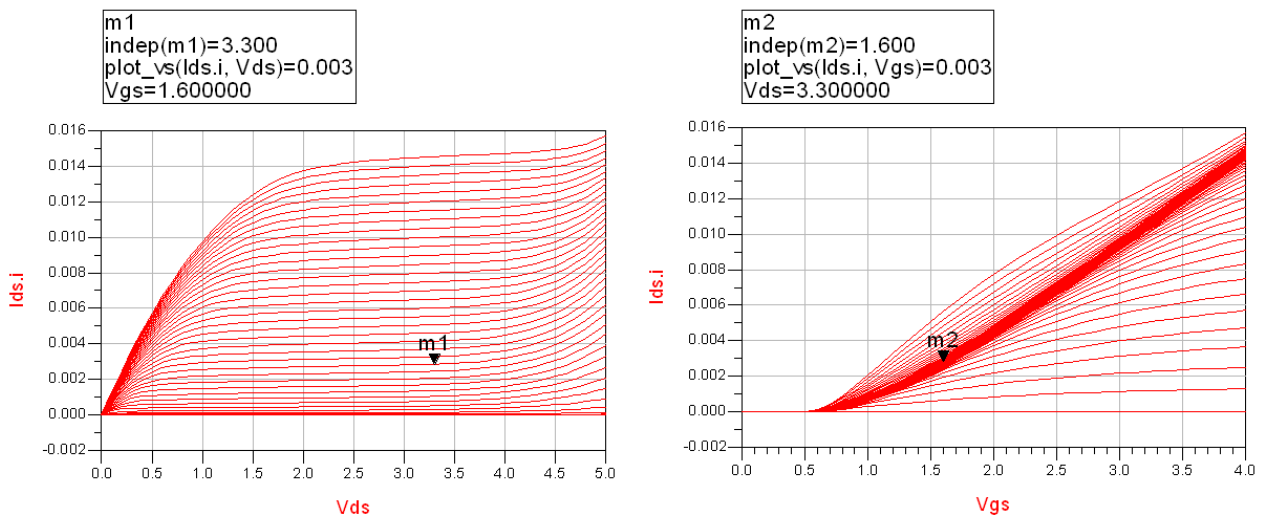
I-2-1- Etage d'adaptation en entrée

Plusieurs topologies ont été proposées dans la littérature, principalement en circuits passifs [Kan16] [Sas06], permettant d'avoir une bonne linéarité mais inadéquats pour les applications multi-standard, mais également en circuits actifs qui eux permettent la stabilité du circuit sur une large gamme de fréquences [Ari15] [Sab15].

La topologie adoptée pour l'adaptation active en entrée est constituée d'un transistor monté en grille commune (Figure V-4).



(a)



(b)

Figure V-4 : (a) Etage d'entrée (Montage transistor en grille commune) (b) Point de polarisation optimal

Ce montage a l'avantage d'avoir une admittance d'entrée élevée (V-3) et une admittance de sortie très faible. Aux basses fréquences, les admittances d'entrée et de sortie peuvent être approximées à (V-3) et (V-4) :

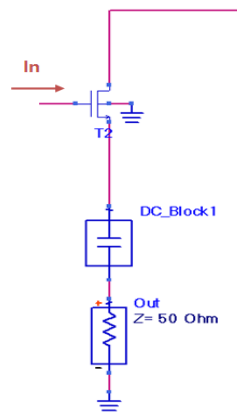
$$Y_e \approx gm + j.w.Cgs \tag{V-3}$$

$$Y_s \approx gds \tag{V-4}$$

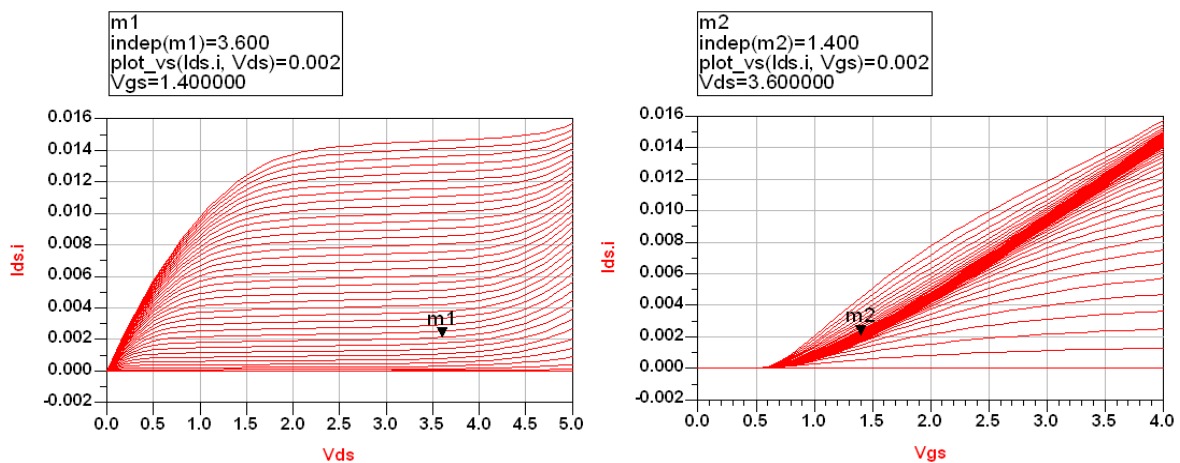
Pour une faible valeur de la capacité C_{gs} et une transconductance de l'ordre de 20 mS, l'impédance d'entrée devient très proche de 50Ω [Rob01].

I-2-2- Etage d'adaptation en sortie

Contrairement au montage précédant, le montage drain commun présente une admittance d'entrée très faible du côté de l'inductance active (résonateur) et une admittance de sortie très élevée du côté de la charge, avec un gain en tension de l'ordre de l'unité. Le schéma du transistor est donné par la figure V-5.



(a)



(b)

Figure V-5 : Etage de sortie (Montage transistor en drain commun) (b) Point de polarisation optimal

L'optimisation des buffers d'entrée et de sortie se résume à choisir un point de fonctionnement optimal en région de saturation afin de réduire la sensibilité de la fréquence causée par une variation de la charge. Dans ce sens, une étude par simulation a été menée permettant de choisir le point optimal. A ceci s'ajoute l'effet de la capacité de liaison qui permet d'isoler les composantes continues et qui doit donc être prise en compte lors de l'accord du filtre en fréquence afin d'avoir la fréquence centrale désirée.

La simulation des paramètres S de la topologie citée est donnée par la figure V-6. Cette courbe montre une symétrie de part et d'autre de la fréquence centrale qui vaut 34.12 GHz. Ce filtre présente de très faibles pertes d'insertion < 0.75 dB. La bande passante calculée est de 50 MHz. Les coefficients de réflexion en entrée et en sortie sont de -30 dB et -25 dB respectivement, ce qui permet la réjection hors bande répondant ainsi aux exigences des filtres sélectifs et à la norme IEEE pour les réseaux locaux et métropolitains [IEEE06].

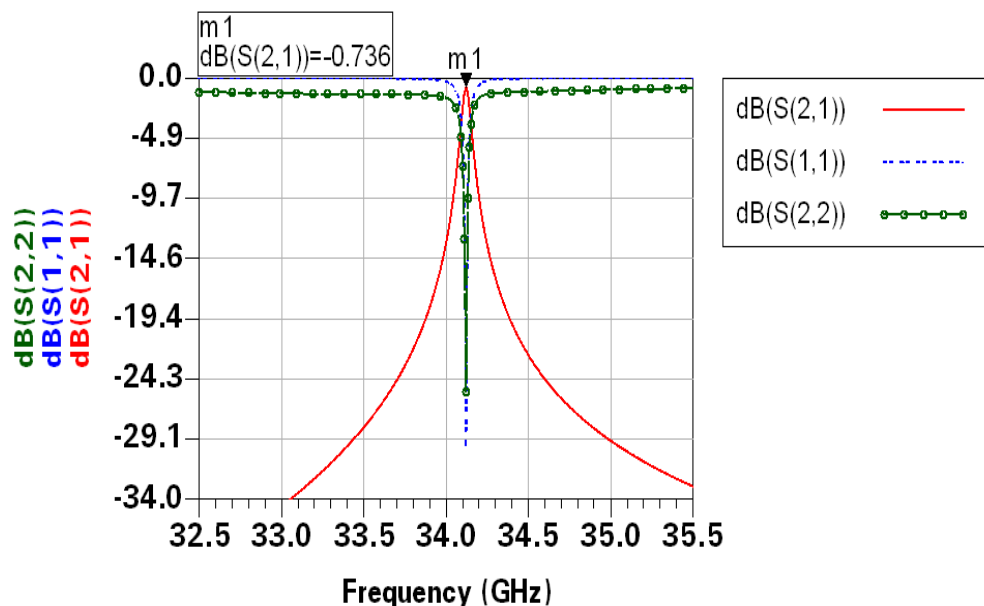


Figure V-6 : Paramètres S du filtre

Pour s'assurer que le filtre fonctionne correctement sur toutes les fréquences de la bande passante, sa stabilité doit être évaluée. Comme mentionné dans l'équation (V-5), le facteur de stabilité K est inversement proportionnel au gain (S_{21}) du filtre :

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{21}||S_{12}|} \quad (V-5)$$

Avec

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (V-6)$$

Ainsi, le facteur de stabilité atteindra son minimum quand le gain atteindra son maximum à la fréquence de résonance. Cependant, il ne doit jamais être inférieur à 1 pour que le filtre soit inconditionnellement stable. Les performances du filtre en terme de stabilité et de facteur de bruit sont présentées sur les figures V-7 et V-8 respectivement.

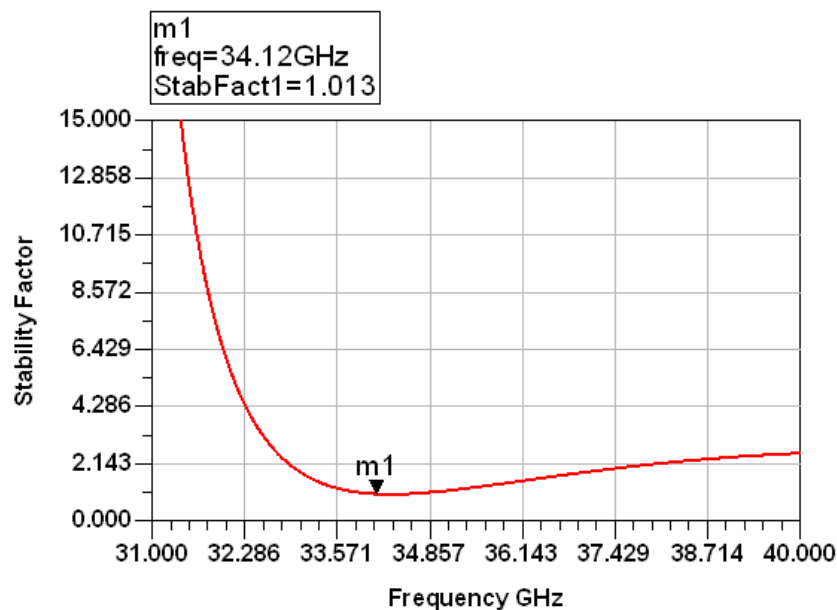


Figure V-7 : Facteur de stabilité du filtre

La courbe montre que le facteur de stabilité présente un minimum de 1.013 à la fréquence de résonance et demeure strictement supérieur à 1 sur toute la bande fréquentielle utilisée.

La figure de bruit présentée sur la figure V-8 montre un minimum de bruit à la fréquence de résonance.

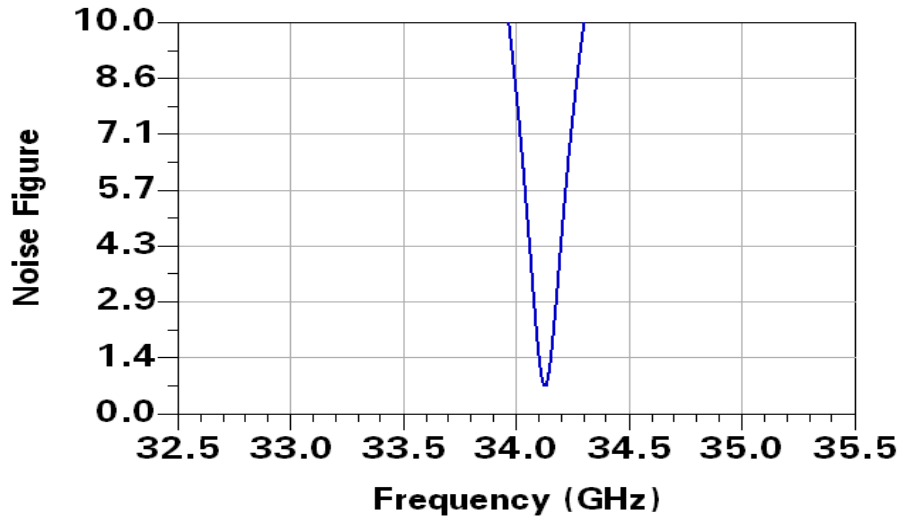


Figure V-8 : Figure de bruit du filtre

Les différentes caractéristiques du filtre sont résumées dans le tableau IV :

Caractéristique	Valeur
Fréquence de résonance	34.12
S11	-30
S22	-25
Pertes d'insertion	< 0.75
Figure de bruit	1

Tableau IV : Caractéristiques du filtre

Dans le paragraphe suivant, nous discutons l'accord de la fréquence centrale afin que le filtre soit adapté aux applications multistandards.

II- Accord de la fréquence centrale du filtre

Dans la littérature, plusieurs méthodes existent pour la conception de composants variables permettant la compensation des dispersions technologiques, l'augmentation de

l'intégration et l'accord en fréquence [Hoa08]. Parmi les technologies qui existent, celles les plus utilisées sont les composants à semi-conducteur, essentiellement varactor ou transistor, ainsi que leurs alternatives les composants en technologie MEMS. Dans notre étude, l'utilisation du transistor a été évincée afin d'éviter l'ajout de bruit et de consommation supplémentaires en plus des effets non-linéaires. Notre choix s'est donc porté sur l'utilisation d'un varactor. L'idée est d'associer au circuit de l'inductance active un circuit varactor dont le but est d'accorder la fréquence centrale tout en améliorant la linéarité du circuit. Le circuit varactor est donné par la figure V-9.

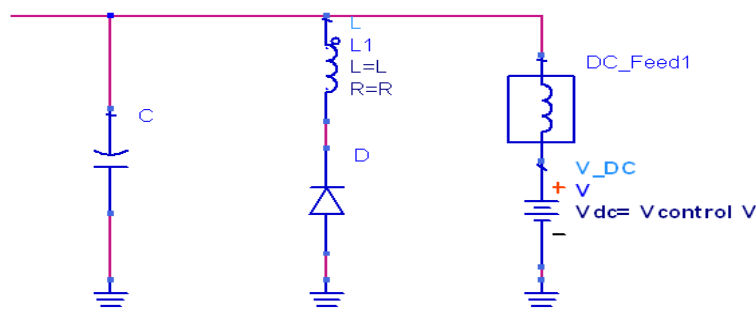


Figure V-9 : Circuit du varactor

En utilisant le circuit présenté à la figure V-9, qui simule un condensateur dont la capacité est variable en fonction d'une tension inverse appliquée à ses bornes, l'accord en fréquence centrale de l'inductance active peut être réalisé en variant la tension $V_{control}$, la valeur de l'inductance ou celle de la capacité parallèle [Hal16-1]. Nous examinons dans ce qui suit l'effet de la variation de chacun de ces éléments sur la fréquence centrale du filtre.

II-1- Variation de l'inductance L

Pour une variation de l'inductance de $0.1 \mu\text{H}$ à $1\mu\text{H}$, la fréquence centrale a été accordée de 38.48 GHz à 43.46 GHz (Figure V-10).

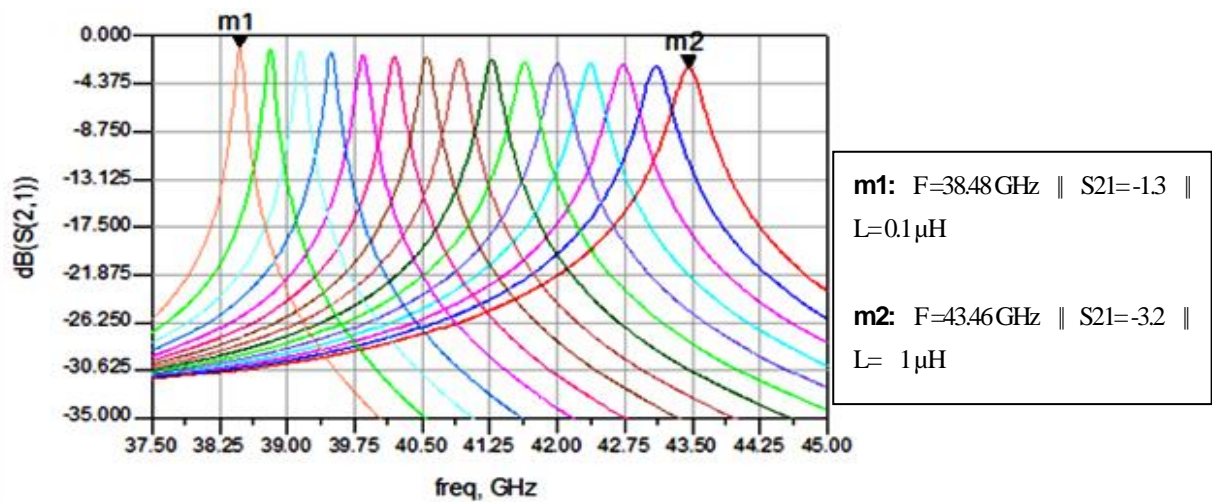


Figure V-10 : Accord de la fréquence en variant l'inductance L

II-2- Variation de la capacité C

Pour une variation de la valeur de la capacité parallèle C de 2 pF à 10 pF, la fréquence centrale a été accordée de 37.85 GHz à 53.87 GHz (Figure V-11).

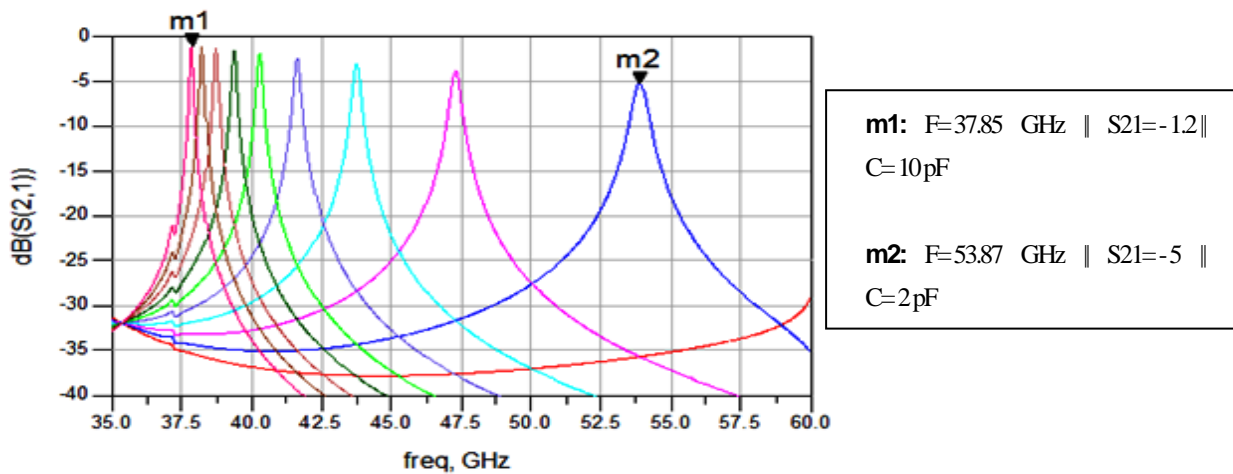
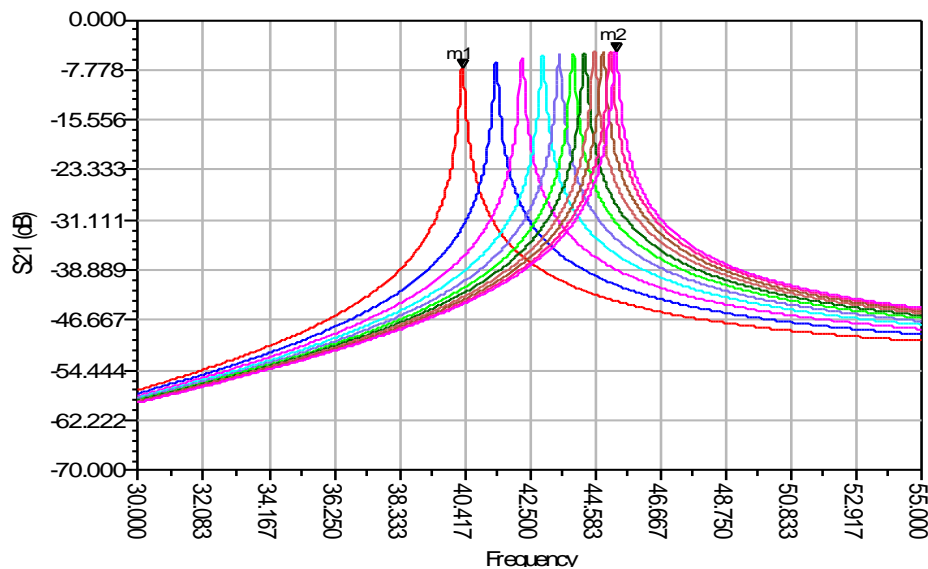


Figure V-11: Accord de la fréquence en variant la capacité C

II-3- Variation de la tension $V_{\text{contrôle}}$

Pour une variation de la tension $V_{\text{contrôle}}$ de 0.1 V à 5V, la fréquence centrale a été accordée de 37.85 GHz à 53.87 GHz (Figure V-12).

m1:	F=40.34 GHz	S21=-7.49	$V_{\text{contrôle}}= 0.1\text{ V}$
m2:	F=45.25 GHz	S21=-4.89	$V_{\text{contrôle}}= 5\text{ V}$



Figure

V-12:

Accord de la fréquence en variant la tension Vcontrôle

L'effet des trois méthodes sur la plage de fréquences est résumé dans le tableau V.

Elément d'accord	Marge de variation	Plage de fréquences
L (nH)	0.1–1	4.98 GHz
C (pF)	2–10	16.02 GHz
Vcontrôle (V)	0.1–5	4.91 GHz

Tableau V : Accord de la fréquence centrale en fonction de L, C et Vcontrôle

D'après les données du tableau V, nous observons que l'accord de la fréquence centrale en variant la capacité C du varactor permet d'obtenir la bande de fréquences la plus large, cependant la bande passante s'élargit avec l'augmentation de la fréquence tandis que le gain diminue. Un petit élargissement de la bande passante est, remarqué en

variant l'inductance, néanmoins, le gain reste presque constant sur toute la plage de variation.

Pour la variation de la tension $V_{\text{contrôle}}$, la plus petite marge de variation est obtenue, mais nous remarquons que cette méthode permet de garder la même bande passante tout en changeant la fréquence. Cette caractéristique est très sollicitée pour les applications multistandard qui en changeant de fréquence ne permettent pas un changement de la bande passante du filtre. Pour cela, la dernière méthode sera retenue pour varier la fréquence centrale du filtre.

III- Adaptation des caractéristiques du filtre à la technologie de cinquième génération (5G)

III-1- Spécifications techniques

A l'heure actuelle, un large spectre est disponible au-delà de 30 GHz et en deçà de 100 GHz. Les fréquences les plus probables pour le fonctionnement de la cinquième génération sans fil et des systèmes mobiles, sont 28 GHz et 38 GHz. Le cahier de charge proposé des performances attendues du filtre est décrit dans le tableau VI.

Caractéristique	Valeur
Fréquence centrale	28 GHz – 38 GHz
S21	> -5dB
S11	< -10 dB
BP	200 MHz – 1 GHz
Accord en fréquence	Oui

Tableau VI : Spécifications probables de la cinquième génération

Nous rappelons que les spécifications techniques n'ont pas encore été fixées par l'ITU, cependant des travaux de publication parlent d'une fréquence centrale entre 28 GHz et 38 GHz. [Boc14] [Sul14].

III-2- Filtre Mono-bande

En se basant sur les données décrites dans le paragraphe des spécifications techniques, nous avons accordé la fréquence centrale du filtre, en utilisant les méthodes d'accord de fréquence citées au paragraphe précédent, à savoir la variation des différents composants du circuit varactor, de manière à ce que le filtre s'adapte aux spécifications du cahier de charge établi avant. La figure V-13 illustre les paramètres S du filtre optimisé pour fonctionner sur la 5G.

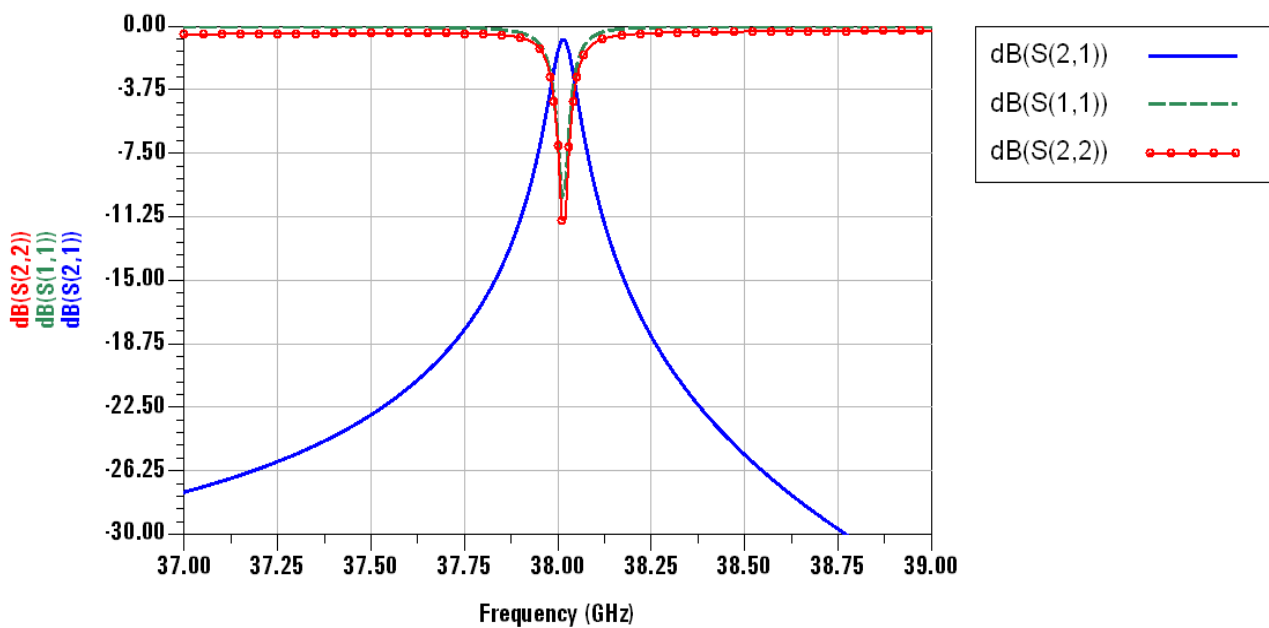


Figure V-13: Paramètres S du filtre ; $F = 38\text{GHz}$

La figure présente une fréquence de résonance de 38 GHz avec une bande passante de 200 MHz. La stabilité est présentée par la figure V-14 :

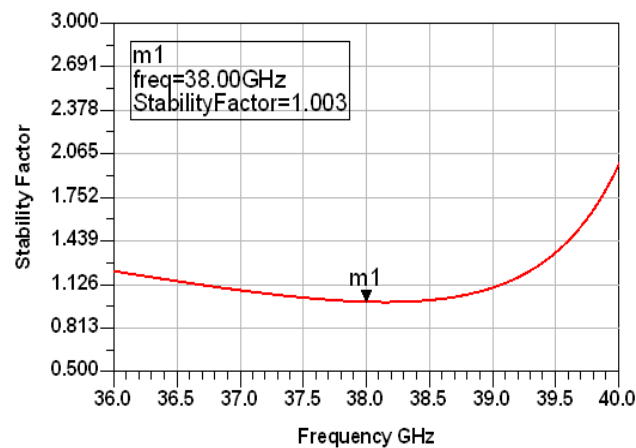


Figure V-14 : Facteur de stabilité du filtre

Conformément aux conditions de stabilité inconditionnelle des circuits, le facteur de stabilité est strictement supérieur à 1 avec un minimum à la fréquence de résonance.

Afin de valider les performances du filtre, la même étude a été effectuée en utilisant une autre technologie du fondeur UMS, le pHEMT 0.15 μm [HAL14-2]. Le circuit conçu avec la technologie pHEMT est plus précis, puisque tous les composants actifs et passifs du circuit sont non linéaires et appartiennent à la fonderie UMS, ce qui nous permet d'avoir des résultats relativement proches de la réalisation, avec possibilité d'implémentation du layout et de calcul des effets de la dispersion technologique. Dans ce qui suit les détails de simulation de l'inductance active en utilisant la technologie pHEMT.

III-2-1- CMOS vs. PHEMT

Vu les différences entre les deux technologies pHEMT et CMOS, une comparaison des caractéristiques est nécessaire afin de mieux comprendre leur fonctionnement. Nous avons utilisé dans un premier temps un transistor nMOS en Silicium puis un transistor

pHEMT en Ga-As. Les caractéristiques globales des deux technologies sont présentées par le tableau VII [Pav05].

Caractéristique	CMOS (Si-Ge)	PHEMT (As-Ga)
Dissipation de puissance	Faible	Moyenne
Impédance d'entrée	Très grande	Très grande
Marge de bruit	Grande	Faible
Vitesse d'opération	Moyenne	Très grande
Variation de tension	Grande	Basse

Tableau VII : Caractéristiques globales des technologies CMOS et PHEMT

Les deux technologies sont largement décrites en annexes C et E. Une des caractéristiques fondamentales des transistors est la fréquence de coupure de la mobilité du canal. Cette dernière caractérise la vitesse de mobilité des électrons à travers le semi-conducteur. Sa valeur est un élément primordial lors du choix de la technologie à utiliser. La fréquence de coupure est communément utilisée pour comparer la vitesse des transistors. Les transistors pHEMT peuvent atteindre 110 GHz, alors que les CMOS se limitent à 70 GHz [Shi12].

Les transistors PHEMT en Ga-As, sont connus pour leur très grande mobilité d'électrons qui dépasse 6.000 cm²/Vs pour les grilles de longueur $L \geq 0.4\mu\text{m}$, tandis que leur rival CMOS dépasse difficilement les 400 cm²/Vs [Sch08]. Nous avons donc utilisé une technologie pHEMT de taille $L = 0.15 \mu\text{m}$, qui aurait approximativement la même mobilité qu'un transistor CMOS 0.35 μm .

Un autre paramètre qui intervient est la densité des états. Ce paramètre décrit le nombre des états disponibles pour être occupés par les électrons par niveau d'énergie.

Autrement dit, plus grande est la densité d'états, plus il y a des états pouvant être occupés par les électrons. Cette densité est de 1.1 pour les CMOS et de 0.048 pour les pHEMT.

Pour la structure physique des transistors, les transistors CMOS ont une barrière d'oxyde très fine entre la grille et le canal, contrairement à celle des pHEMT.

En étudiant les différentes caractéristiques, les transistors CMOS sont de plus en plus compétitifs par rapport aux transistors pHEMT. Ils sont plus utilisés dans les étages amplificateurs qui étaient exclusivement faits en technologie Ga-As et sont davantage améliorés pour surmonter leurs limitations et franchir de nouvelles limites, notamment les applications en bande millimétrique.

III-2-2- Filtre actif mono-bande en technologie PHEMT

En utilisant la technologie pHEMT, nous avons simulé le même circuit de l'inductance active décrit avant. Celui-ci est donné par la figure V-15 :

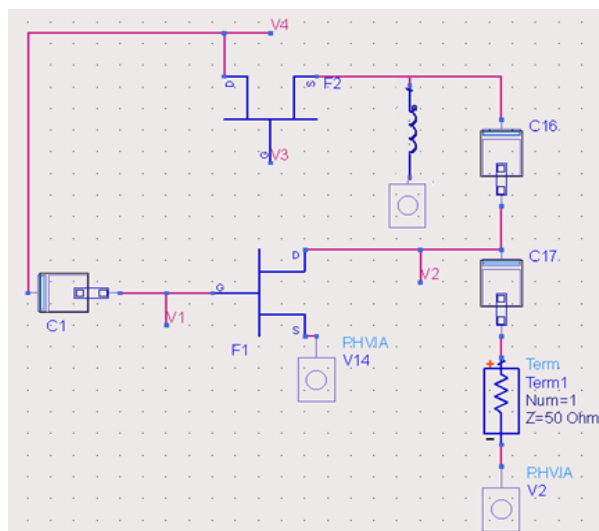


Figure V-15 : Inductance active en technologie pHEMT 0.15 μm

En utilisant les mêmes étages d'adaptation en entrée et en sortie de l'inductance active, ainsi que le même circuit d'accord de fréquence, les résultats du filtre actif en technologie pHEMT de la fonderie UMS sont donnés par la figure V-16 [Hal16-2].

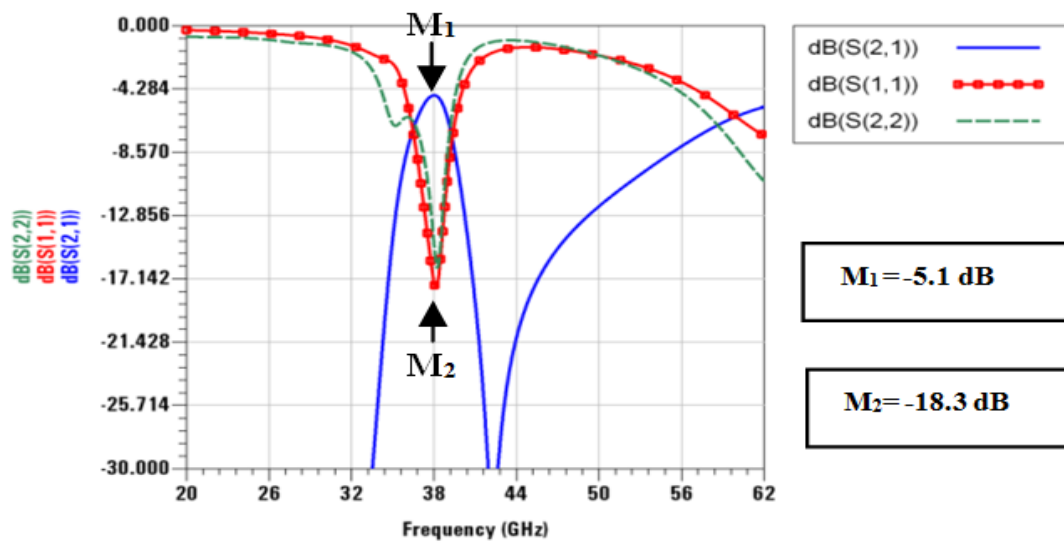


Figure V-16 : Paramètres S du filtre UMS

D'après la figure, le filtre UMS présente des pertes d'insertion de -5 dB, des coefficients de réflexion en entrée et en sortie de $-18,3$ dB et -17 dB respectivement, avec une bande passante à -3 dB de ≈ 2 GHz. Les coefficients de réflexion étant très sélectifs, la bande passante retenue est de l'ordre de 1 GHz.

La figure de bruit et le facteur de stabilité présentés par la figure V-17, décrivent le comportement du filtre sur la bande millimétrique.

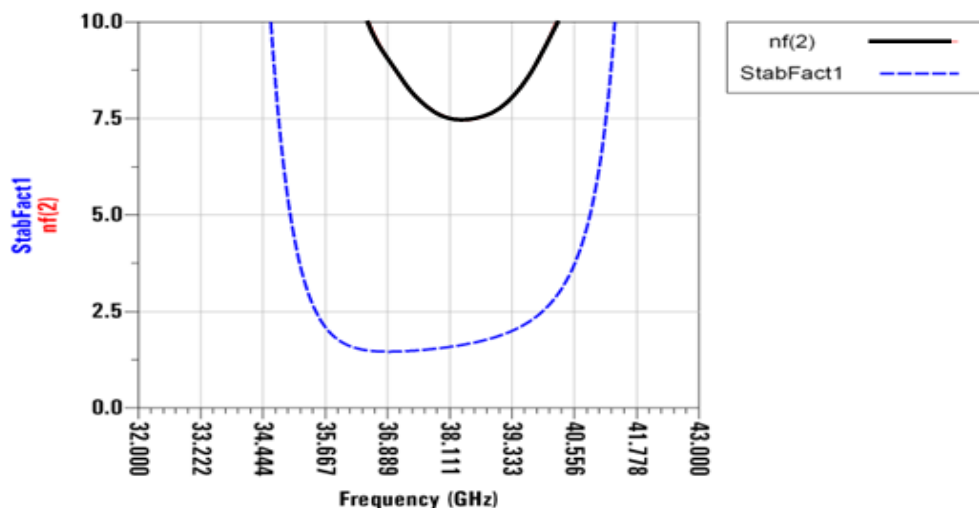


Figure V-17 : Figure de bruit et stabilité du filtre UMS

La stabilité du filtre est prouvée tout autour de la fréquence de résonance avec un minimum de 1,3 (Strictement >1). La figure de bruit présente son minimum à la fréquence de résonance, cependant elle demeure plus élevée que la valeur supposée pour les inductances actives similaires.

Afin de caractériser les performances d'un circuit micro-ondes, l'effet de la dispersion technologique doit être évalué. L'analyse Monte Carlo proposée par le logiciel ADS d'Agilent Technologies, permet de varier aléatoirement les valeurs des différents composants du circuit en concordance avec les distributions statistiques délivrées par le fabricant, afin d'obtenir la variation de la performance totale du circuit. Nous avons effectué une analyse Monte Carlo à 50 itérations. La figure V-18 affiche les résultats de la dispersion technologique.

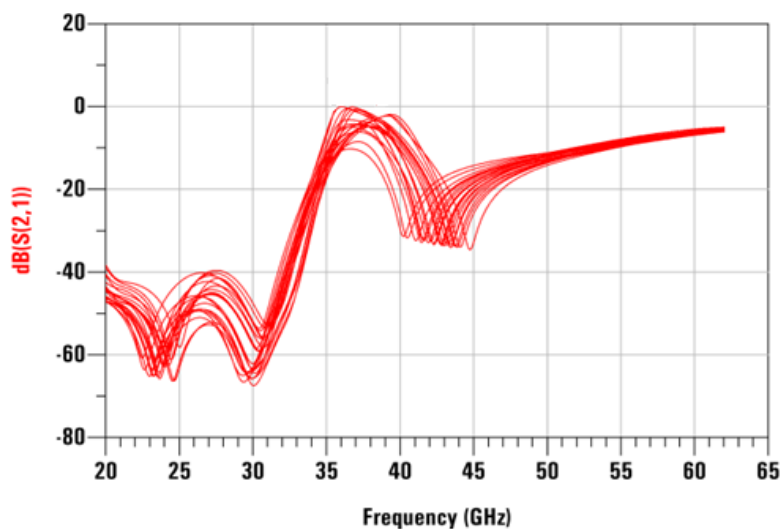


Figure V-18 : Résultats de l'analyse Monte Carlo

Nous observons que les résultats des itérations ont presque la même amplitude avec une variation de la fréquence centrale entre 36 GHz et 40 GHz. Cette variation est

acceptable, avec possibilité de la corriger facilement en changeant la tension du varactor afin de changer la fréquence centrale.

Le dessin du masque du circuit est montré par la figure V-19, avec des dimensions de $987 \times 952 \mu\text{m}^2$. Il a été implémenté en utilisant le module « momentum » du logiciel ADS, tout en respectant strictement les règles de dessin spécifiées par la fonderie.

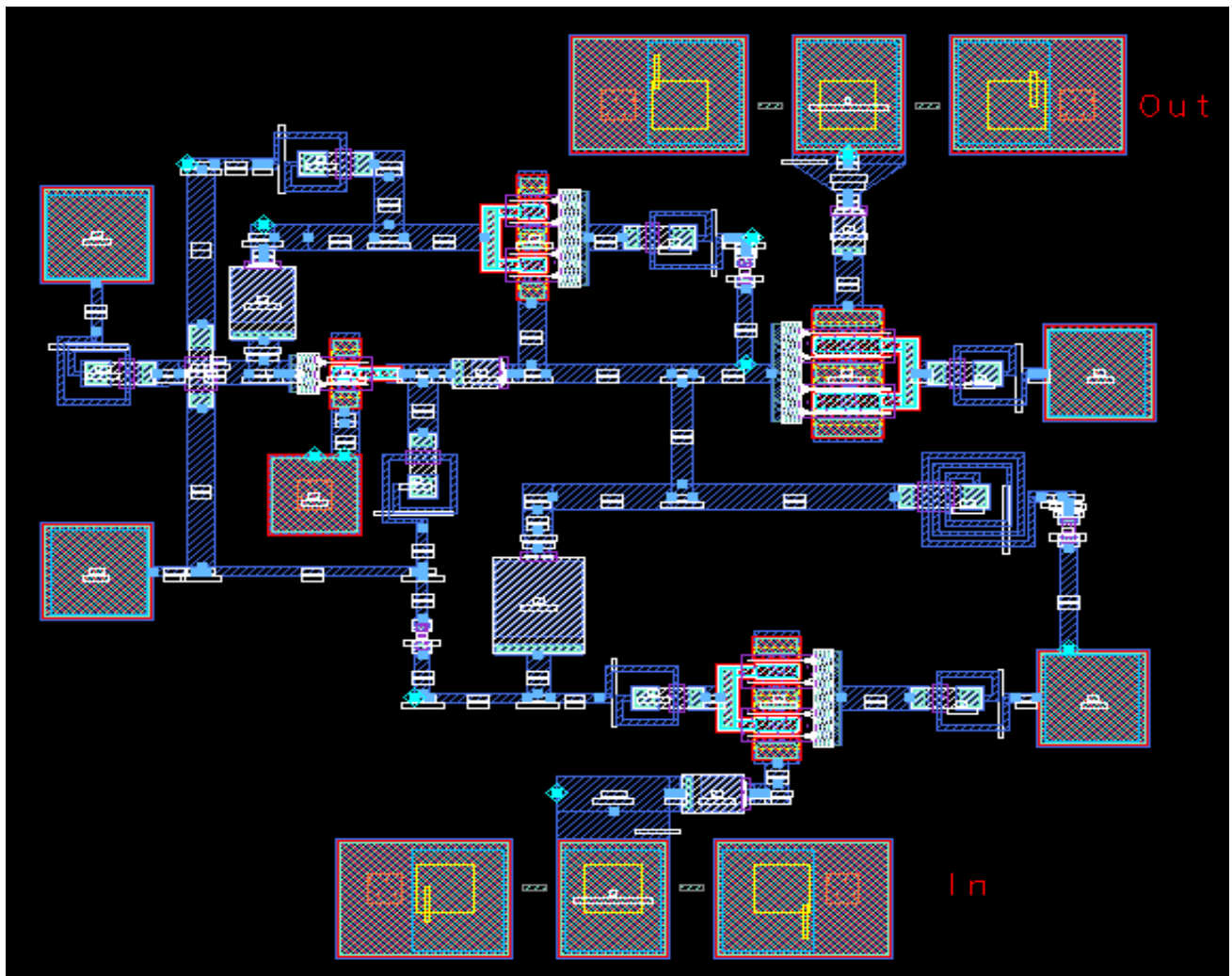


Figure V-19 : Layout du filtre UMS

D'après l'étude des deux filtres simulés (AMS-CMOS et UMS-pHEMT), nous pouvons constater que le filtre en technologie pHEMT permet d'avoir une bonne réjection hors bande accompagnée d'une bande passante plus large, permettant de couvrir

les besoins des applications 5G et un facteur de stabilité plus grand comparé au CMOS. Toutefois, ce dernier a démontré son efficacité aux bandes millimétriques, qui étaient réservées au pHEMT et peut à présent le concourir pour les applications de filtrage analogique.

Les deux technologies permettent d’atteindre la bande millimétrique au-delà de 30 GHz, avec la possibilité d’accord de la fréquence et du facteur de qualité, répondant ainsi aux spécifications énoncées de la 5ème génération [Rap13] [Ofc15]. Dans ce qui suit, les différentes simulations sont faites en technologie CMOS.

Les performances simulées des deux filtres en comparaison avec d’autres filtres énoncés en bibliographie sont données par le tableau VIII.

	Techno	Q	S21	Fr	Plage de variation de fréquence	Q Tuning	Ordre du filtre	IIP3	Taille
Ce travail	CMOS 0.35µm	543	-0.8 dB	38 GHz	36 GHz à 41 GHz	1.5 to 543	2	+22 dB	---
	pHEMT 0.15µm	152	-5 dB	38 GHz	33 GHz à 39 GHz	2 to 15	2	+17 dB	987×952 µm ²
Yue Wu [Wu03]	CMOS 0.35µm	40	-15 dBm	900 MHz	400 MHz à 1.1 GHz	2 to 80	2	-15 dBm	200 × 140 µm ²
Kung-Hao LIANG [Lia05]	CMOS 0.18µm	540	0.2 dB	5.4 GHz	3.45 GHz à 3.6 GHz	---	5	-2.4 dBm	350 × 730 µm ²
Hong- Teuk Kim, [Kim99]	MEMS	<10	-3,8	32 GHz	29 GHz à 32 GHz	---	2	---	4,1 × 3,4 mm ²
Hong- Teuk Kim [Hon02]	MEMS	20	-2,65	50 GHz	47,5 à 51,7 GHz	---	---	---	780× 1970 µm ²

Tableau VIII : Tableau comparatif des performances des filtres

III-3- Filtre bi-bande

Les applications civiles et militaires requièrent de plus en plus des bandes de fréquences, ce besoin est exprimé spécialement pour les applications nécessitant deux ou plusieurs fréquences simultanément. Dans l'objectif de répondre exhaustivement aux besoins éventuels de la cinquième génération, en plus de la caractéristique d'accord en fréquence, nous avons poussé nos recherches dans le sens de développer un filtre bi-bande, fonctionnant éventuellement sur les deux fréquences énoncées pour la cinquième génération (28 GHz et 38 GHz).

L'idée, est qu'en se basant sur la même architecture utilisée, on rajoute une capacité à l'entrée du circuit afin de générer un deuxième pic du gain sur une deuxième fréquence. Le schéma de principe est donné par la figure V-20.

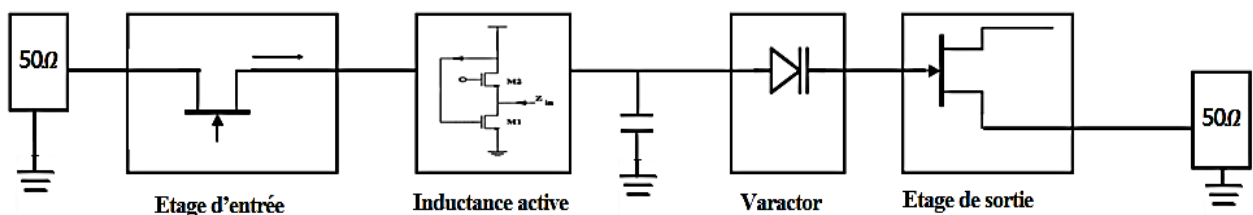


Figure V-20 : Schéma de principe du filtre bi-bande

La nouvelle architecture devrait répondre aux mêmes exigences que celles spécifiées pour le filtre précédant, tout en assurant des coefficients de réflexion < 10 dB afin de garantir une bonne rejection hors bande.

Après la simulation du circuit de la figure V-20 et la réalisation d'une série d'optimisations, nous avons trouvé les paramètres optimaux qui permettent de concevoir un filtre bi-bande opérant sur les deux fréquences 28 et 38 GHz. La figure V-21 illustre les résultats de simulation en technologie CMOS.

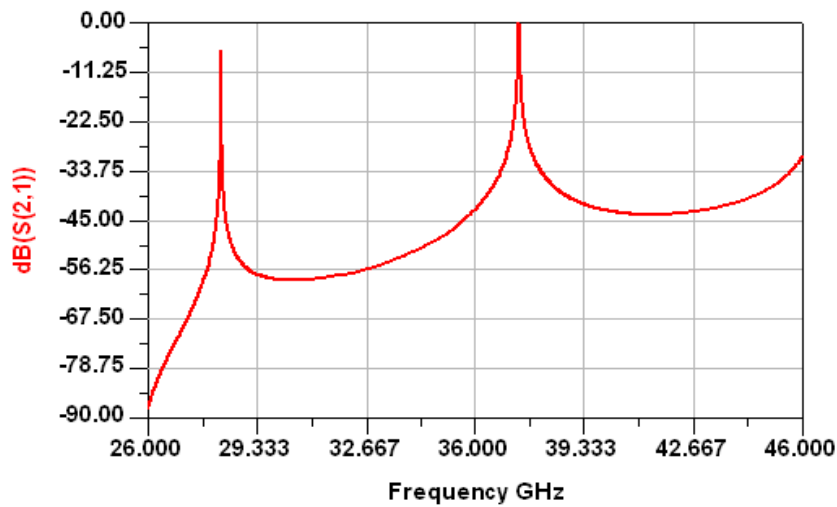
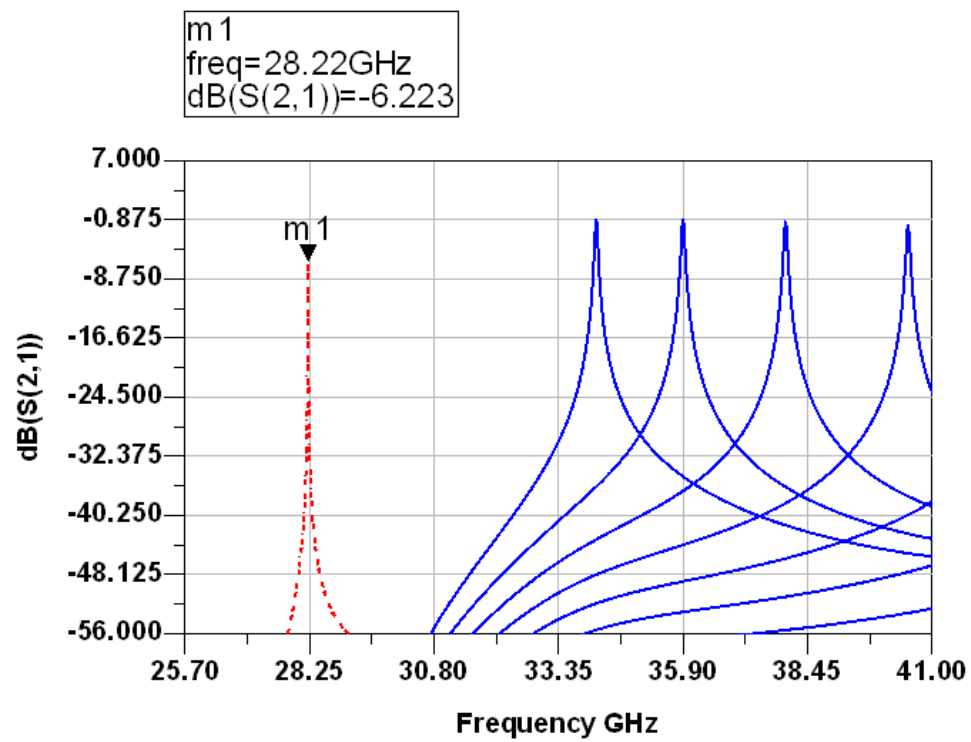


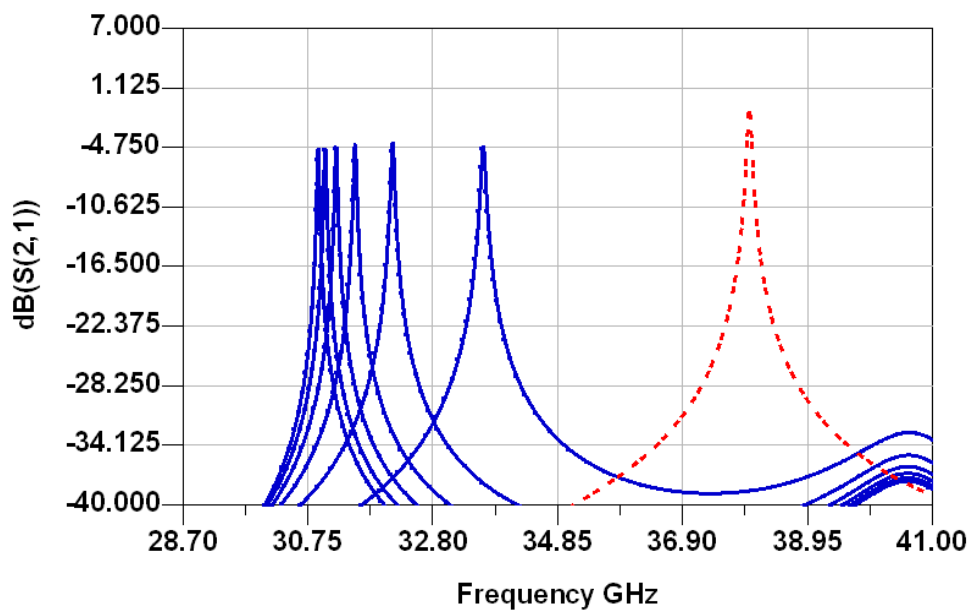
Figure V-21 : Gain du filtre bi-bande

Une bonne réjection hors bande est observé de -13 dB et -11 dB sur les deux bandes du filtre simulé et une très grande sélectivité est mesurée avec un facteur de qualité qui dépasse 1500.

Les deux fréquences peuvent cette fois-ci être accordées indépendamment en utilisant le varactor, soit la capacité parallèle insérée. En fixant la fréquence inférieure ou supérieure à chaque fois, la figure V-22 illustre le résultat de variation des deux fréquences.



(a)



(b)

Figure V-22 : Accord de la fréquence (a) en variant la fréquence supérieure (b) en variant la fréquence inférieure

Ces résultats sont obtenus en fixant dans un premier temps la valeur de la capacité parallèle et en variant la tension V_{control} du varactor, puis en fixant dans un deuxième temps les paramètres du varactor tout en variant la capacité d'entrée parallèle.

Nous remarquons que l'amplitude du gain et la bande passante ne changent pas en variant la fréquence, ce qui confirme l'efficacité de la méthode d'accord de fréquence choisie. Théoriquement, lorsque la valeur de la capacité augmente, la fréquence diminue puisqu'ils sont inversement proportionnels. Cependant, cela s'accompagne d'une modification de la bande passante qui peut altérer le fonctionnement du composant électronique. D'après les résultats de la simulation obtenus, le circuit conçu permet d'avoir pratiquement la même amplitude même si la fréquence change, ce qui peut constituer un grand avantage pour les composants qui nécessitent l'accord de fréquence.

Avec une réjection hors bande très accentuée du filtre conçu, l'application du dit filtre peut être étendue pour d'autres applications, notamment les systèmes de transmission satellitaires, tels que les satellites altimétriques fonctionnant à deux fréquences dans la bande millimétrique et qui verront le jour en 2020 [Fat15].

IV-Montage différentiel du filtre

Après avoir conçu le filtre à base d'inductance active, avec contrôle de la fréquence centrale et de la bande passante, il serait intéressant d'implémenter la topologie différentielle du filtre afin d'améliorer la linéarité du circuit.

Nous implémentons dans un premier temps l'inductance active différentielle afin d'étudier la fréquence centrale, puis nous ajouterons les autres éléments pour constituer le filtre total. La figure V-23 illustre l'inductance active différentielle.

L'intérêt d'utiliser la topologie différentielle provient de l'inconvénient de perte d'énergie en utilisant la topologie à accès unique. L'insertion d'une résistance négative implique la perte de la moitié du courant utilisé. Pour y remédier, la topologie différentielle est préférée pour ses multiples avantages. Elle est moins sensible au bruit et diminue l'effet de non-linéarité.

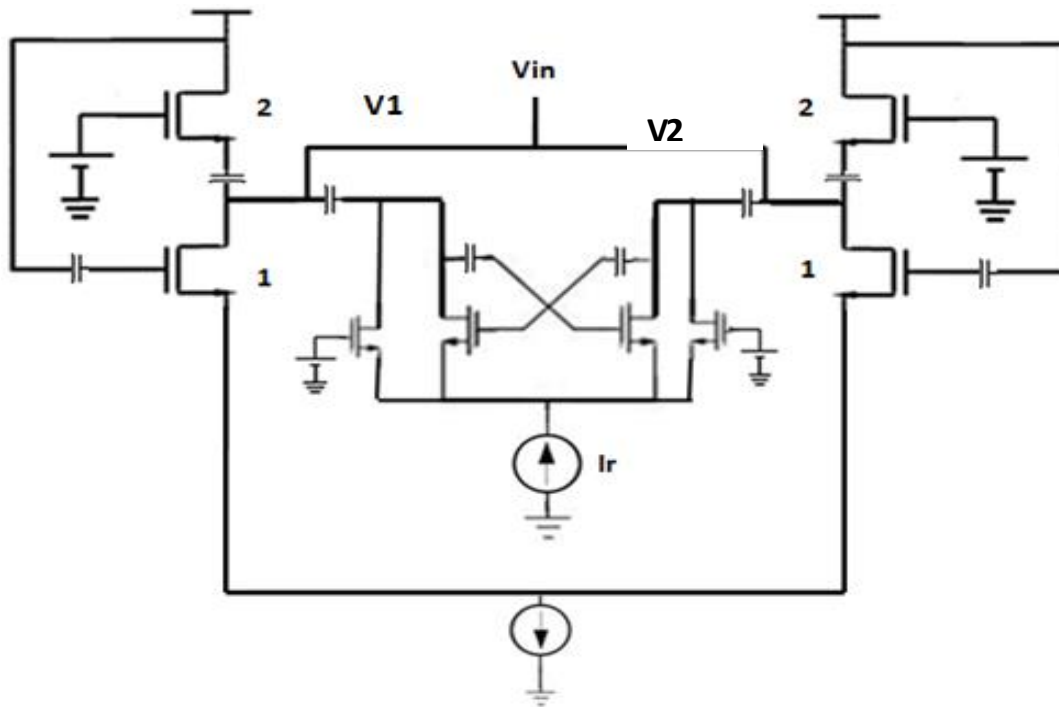


Figure V-23 : Inductance active différentielle

Cette topologie consiste en deux inductances actives symétriques connectées à la source par une source de courant avec les mêmes conditions de polarisation et de taille. A l'entrée, une résistance négative différentielle est connectée aux deux extrémités des deux inductances actives. Ainsi, les deux ports de la résistance négative sont connectés à l'inductance active permettant de bénéficier totalement du courant généré par la résistance négative. Deux modes sont discutés dans ce qui suit en fonction de la condition à l'entrée : mode commun et mode différentiel.

IV-1- Mode commun

Dans le mode commun d'entrée, les deux entrées des deux inductances actives sont connectées à un même port. Les tensions d'entrée définies dans (V-7), représentent des tensions moyennes appliquées sur les deux entrées, tandis que l'intensité de courant est la somme des deux courants d'inductances actives V-8, ce qui nécessite une faible valeur de compensation de courant de la part de la résistance négative. Cependant, ce mode favorise le passage de courants perturbateurs.

$$V_{in} = \frac{V_1 + V_2}{2} \quad (V-7)$$

$$I_{in} = I_1 + I_2 \quad (V-8)$$

Lorsque $V_1 = V_2$, $V_{in} = V_1 = V_2$.

En étudiant le schéma petit signal du circuit et en considérant la capacité Cgs des deux transistors 1 et 2 de la figure V-23, la tension V1 peut être exprimée comme (V-9) :

$$V_1 = \frac{V_{ds1} (G_{ds1} + C_{gs2}.p)}{g_{m1} + G_{ds1}} \quad (V-9)$$

Nous remarquons que la tension V1 est inversement proportionnelle à la transconductance Gm du transistor. Ainsi, moins Gm est grande, plus l'inductance présente des pertes.

IV-2- Mode différentiel

Le mode différentiel est conçu à partir d'une tension d'entrée différentielle entre les deux entrées des inductances actives, ce qui permet de garder l'entrée différentielle Vin petite.

Les courants dans les deux accès de l'inductance différentielle sont de sens opposés, ainsi, l'intensité du courant d'entrée Iin est la moyenne des deux intensités :

$$I_{in} = \frac{(I_1 - I_2)}{2} \quad (V-10)$$

$$V_{in} = V_1 - V_2 \quad (V-11)$$

Lorsque $V_1 = V_2 \implies V_{in} = 0$.

En ce qui concerne les systèmes de communication, les circuits différentiels peuvent toujours offrir de meilleures performances par rapport aux circuits à une seule extrémité. Ils peuvent fournir une linéarité plus élevée, l'immunité aux signaux d'interférence en mode commun et une amplitude de puissance plus élevée.

L'impédance d'entrée de l'inductance active différentielle est donnée par la figure V-24 [Hal15].

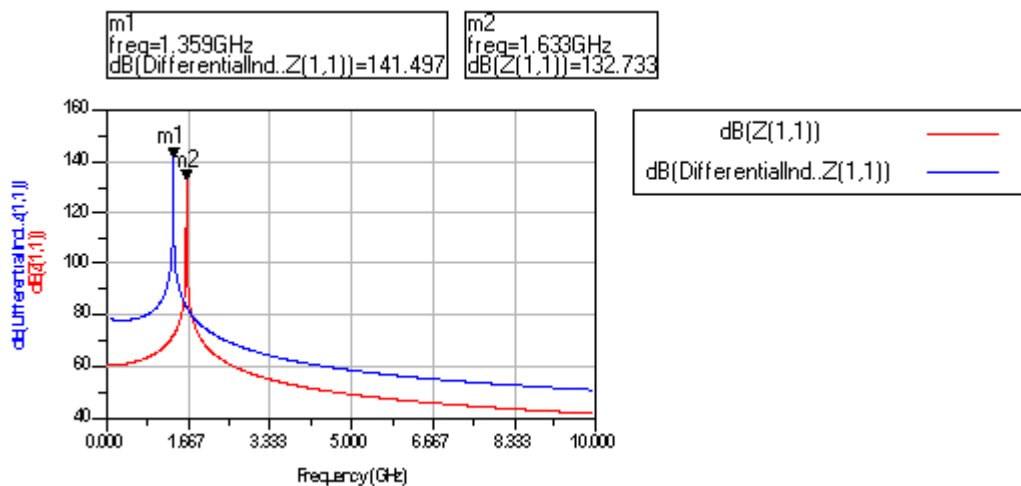


Figure V-24: Impédance d'entrée de l'inductance active différentielle (bleu) extrémité unique (rouge)

Les premières simulations sont prometteuses. Un très grand facteur de qualité est observé (courbe bleue) en comparaison avec l'inductance active à extrémité unique (courbe rouge) avec $Q > 1340$, mais à une fréquence entre 1 et 2 GHz. Des optimisations des conditions de polarisation doivent être configurées afin d'atteindre la bande millimétrique.

IV-3- Filtre différentiel complet

La topologie du filtre différentiel complet est donnée par la figure V-25 [Hal17]. Elle est constituée de deux inductances actives symétriques M1, M2, connectées à leurs entrées aux deux ports de la résistance négative M3-M6, qui grâce à la source de courant I_r , permet de modifier la sélectivité du filtre (facteur de qualité).

Les transistors M7 et M8 forment l'étage d'entrée, tandis que les transistors M9 et M10 forment le buffer de sortie.

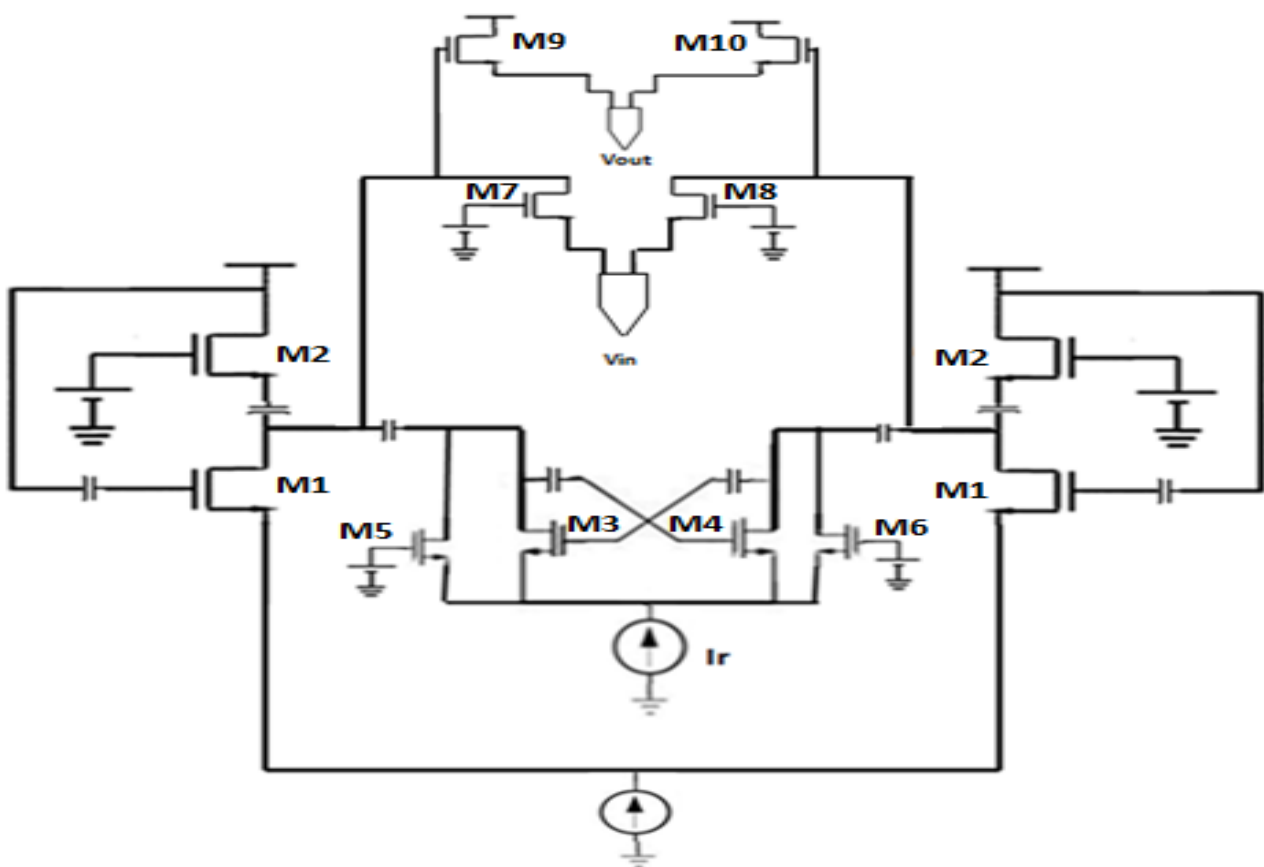


Figure V-25 : Filtre passe-bande actif différentiel

Afin de réaliser la fonction différentielle à l'entrée et à la sortie du filtre, un circuit BALUN (Balanced to Unbalanced voltage) est utilisé. Son rôle est de mapper entre un signal référencé à la terre (V_{in} en entrée et V_{out} en sortie) et un couple pondéré

(Balanced) de signaux (issus des deux ports d'entrée et de sortie de l'inductance active).

Ce circuit est donné par la figure V-26 :

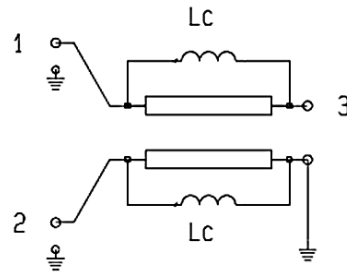


Figure V-26 : Circuit du BALUN

Il est composé de deux circuits LC dont le rôle est de faire l'opération citée dans V-10 et V-11. Où V_1 et V_2 sont les tensions d'entrée de chaque inductance active, alors que V_{in} est la tension à l'entrée globale du filtre. La simulation du filtre est donnée par la figure V-27.

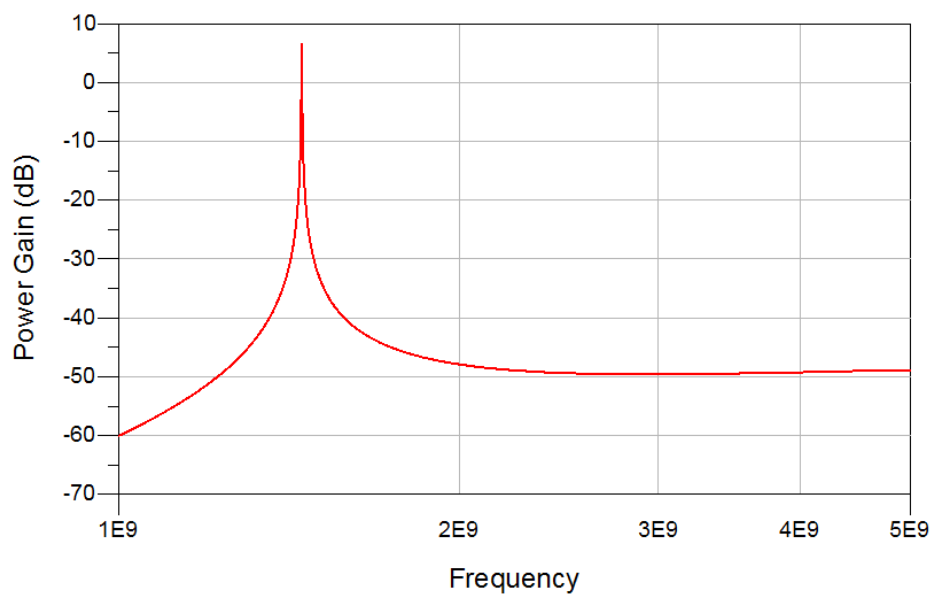


Figure V-27 : Gain du filtre différentiel

Le facteur de qualité défini dans (V-12) est en fonction des transconductances des transistors 1 et 2 et inversement proportionnel à la fréquence de résonance :

$$Q = \frac{\text{Imaginary} (Z_{in})}{\text{Real} (Z_{in})} = \sqrt{\frac{g_{m2} \times C_{gs1}}{g_{m1} \times C_{gs2}}} \quad (V-12)$$

La variation du facteur de qualité du filtre par la source du courant I_r de la résistance négative dans le montage différentiel, incite une double compensation par rapport au filtre à accès unique, dans ce cas les transconductances des transistors 1 et 2 sont réduites, d'où finalement une consommation électrique inférieure. L'accord du facteur de qualité est illustré par la figure V-28.

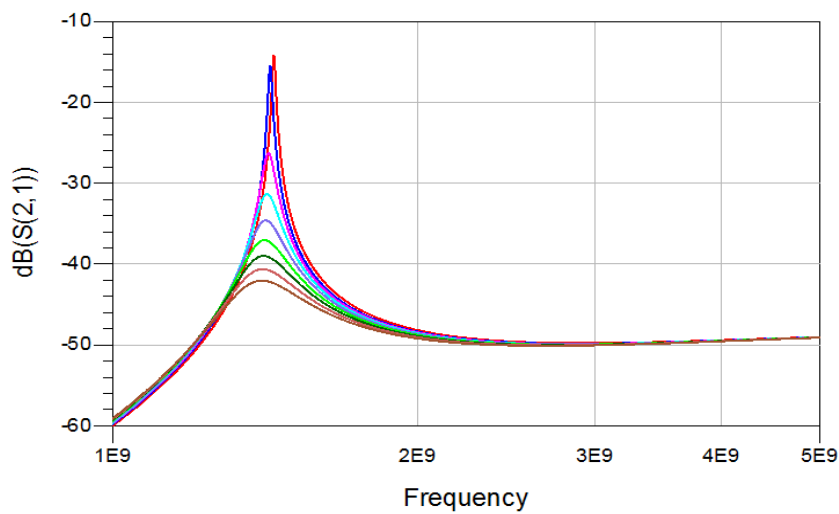
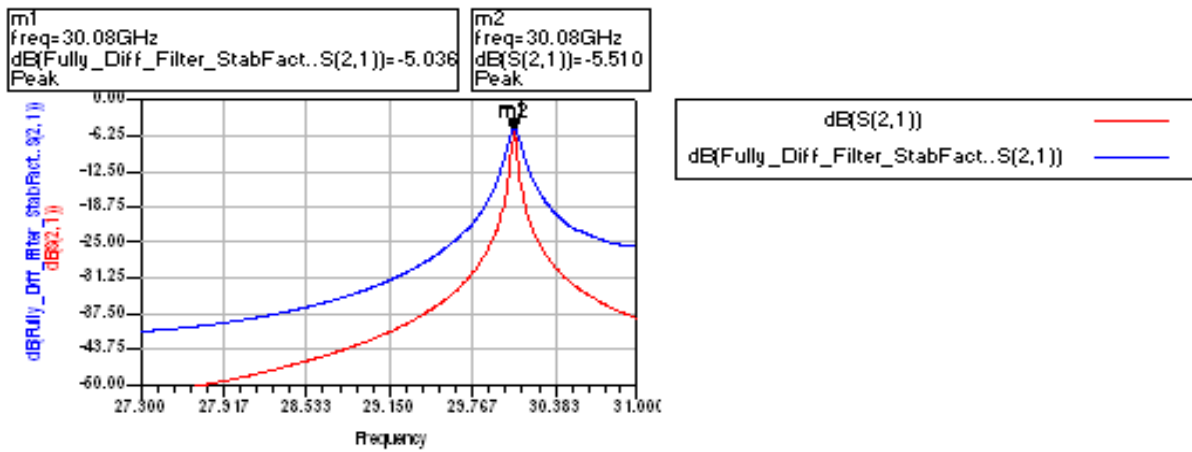


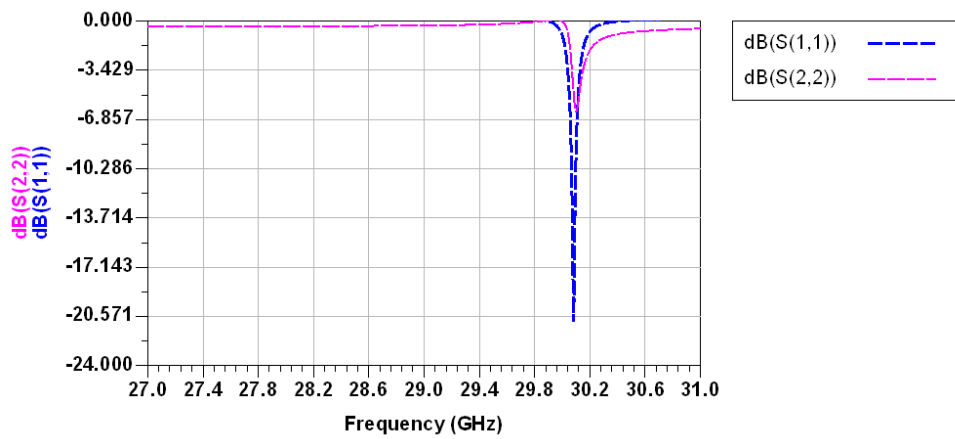
Figure V-28 : Accord du facteur de qualité du filtre différentiel

D'après les premières simulations, le facteur de qualité peut être amélioré davantage afin d'atteindre une très grande sélectivité du filtre passe-bande. D'autre part le gain peut être amélioré pour avoir des pertes d'insertion très faibles.

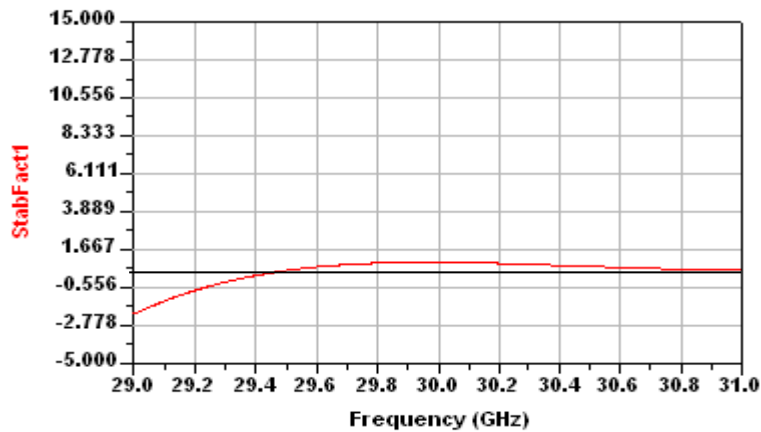
L'optimisation des conditions de polarisation de l'inductance active différentielle ainsi que la variation de V_{gs} et V_{ds} des étages d'entrée et de sortie ont permis d'atteindre la bande millimétrique au-delà de 30 GHz (figure V-29).



(a)



(b)



(c)

Figure V-29 : Paramètres du filtre différentiel (a) S21(bleu) (b) S11 et S22 (c) facteur de stabilité

En comparant les performances de la topologie différentielle en bleu sur la figure V-29 (a) avec celle à extrémité unique (en rouge), l'amplitude du filtre différentiel dépasse légèrement celle du filtre à extrémité unique de 0.5 dB. Du point de vue de la stabilité du filtre entièrement différentiel, nous remarquons que le filtre est stable sur une large bande, contrairement à la première topologie où le facteur de stabilité varie brusquement autour de la fréquence centrale. Cette fonctionnalité est indispensable pour les applications accordables en fréquence qui nécessitent une large bande de stabilité. En outre, en utilisant la tension différentielle, le mode différentiel réduit les effets non linéaires, ce qui explique son énorme utilisation dans les récepteurs. Enfin, la particularité de cette solution sur d'autres travaux de recherche est qu'elle peut atteindre la bande millimétrique, grâce aux étages d'adaptation utilisés et à la résistance négative, tandis que la plupart des filtres différentiels actifs opèrent sur la bande UHF [Sas06]. Finalement, une étude du bruit du filtre différentiel est primordiale dans la mesure où ce filtre pourra fonctionner correctement aux très hautes fréquences.

V- Perspectives : Applications WPAN

Les réseaux sans fil et les technologies associées sont d'un grand intérêt ces derniers temps. Ils sont de plus en plus utilisés au quotidien et constituent un grand champ d'application aux filtres actifs. On retrouve parmi leurs applications le BLUETOOTH, le WiFi personnel, la RFID, la technologie ZigBee [Goa16] et plein d'autres applications émergentes. Ces nouvelles technologies peuvent fonctionner à des bandes de fréquences disponibles autour de 60 GHz. Le défi serait de proposer un filtre actif à fréquence de résonance autour de cette fréquence.

Liste des références du chapitre V

[Pis06] **Emmanuel Pistono**

Conception et réalisation de filtres microondes planaires accordables par varactors, à base de structures périodiques

Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique De Grenoble, 2006

[Lah15] **Mohammed Lahsaini, Lahbib Zenkour**

Interdigital Filters for Broadband Impedance Matching of Microwave Amplifiers

International Journal on Communications Antenna and Propagation, Vol 5, No 1, 21-27, 2015

[Ali16] **Alireza Saberkari, Saman Ziabakhsh, Herminio Martinez, Eduard Alarcón**

Active inductor-based tunable impedance matching network for RF power amplifier application

Integration, the VLSI Journal, Volume 52, Pages 301–308, 2016.

[Kan16] **Ji-Kang Nai, Yuan-Hung Hsiao, Yun-Shan Wang, Yu-Hsuan Lin, Huei Wang**

A 2.8-6 GHz High-Efficiency CMOS Power Amplifier with High-order Harmonic Matching Network

Microwave Symposium (IMS), 2016, IEEE MTT-S International

[Sas06] **Zoheir SASSI**

Etude et Conception De Structures De Filtrage Actif Radiofréquence Intégrées En Technologie CMOS et BiCMOS pour application à la téléphonie cellulaire

Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, 2006

[Ari15] **Mohammad Arif, S. Bhuiyan, J. Xien Chew, M. Bin Ibne Reaz, N. Kamal**

Design of an active inductor based LNA in Silterra 130 nm CMOS process technology

Journal of Microelectronics, Electronic Components and Materials, Vol. 45, No. 3 (2015), pp 188–194

[Sab15] **A. Saberkari, Sh Kazemi, V. Shirmohammadli, M.C.E. Yagoub**

Gm–boosted flat gain UWB low noise amplifier with active inductor-based input matching network

Integration the VLSI Journal 52 · June 2015

[Rob01] **I.D. Robertson**

RFIC and MMIC Design and Technology

IET, IEE circuits, devices and systems series, 2001

[IEEE06] **IEEE**

IEEE standard for information technology local and metropolitan area networksspecific requirements - part 15.4: Wireless medium access control (mac) and physical layer (phy) specifications for low rate wireless personal area networks (wpans)

IEEE Std 802.15.4-2006 (Revision of IEEE Std 802.15.4-2003), pp. 1-320, 7 2006.

[Hoa08] **Christophe Hoarau**

Dispositifs accordables en radiofréquence : Exemples d'un adaptateur d'impédance accordable et d'un filtre passe-bas contrôlé optiquement

Thèse de doctorat de l'Université de JOSEPH FOURIER, 2008

[Hal16-1] **Imane Halkhams, Mahmoud Mehdi, Said Mazer, Moulhime El Bekkali, Wafae El Hamdani, Farid Temcamani**

A Wide Tuning Range Active Filter for the 5G in CMOS Technology

International Journal on Communications Antenna and Propagation, Vol. 6, No. 1, 2016, pp.50 – 55

[Boc14] **Bochechka G., Tikhvinskiy, V.**

Spectrum occupation and perspectives millimeter band utilization for 5G networks,

ITU Kaleidoscope Academic Conference, Proceedings of the 2014, IEEE, June 2014, pp. 69-72.

[Sul14] **A.I. Sulyman, A.T. Nassar, M.K. Samimi, G.R. MacCartney, T.S. Rappaport, A. Alsanie**
Radio Propagation Path Loss Models for 5G Cellular Networks in the 28 GHz and 38 GHz Millimeter-wave Bands

IEEE Communications Magazine, Vol. 52, No. 9, Septembre 2014, pp.78 – 86

[UMS14] **UMS foundry**

United Monolithic Semiconductors,

UMS foundry services, GaAs & GaN, 2013-2014.

[HAL14-2] **Imane Halkhams, Wafae El Hamdani, Moulhime El Bekkali, Said Mazer**

Comparative study between CMOS and pHEMT active filter

The 14th Mediterranean Microwave Symposium, MMS'2014, IEEE conference, Marrakech, 2014

[Pav05] **Christophe Pavageau**

Utilisation des technologies CMOS SOI 130 nm pour des applications en gamme de fréquences millimétriques

Thèse de doctorat de L'Université des Sciences et Technologies de Lille, 2005

[Shi12] **Ming SHI**

Simulation monte carlo de mosfet a base de materiaux III-V pour une electronique haute frequence ultra basse consommation

Thèse de doctorat de l'Université Paris-Sud, 2012

[Sch08] **F. Schwierz**

The frequency limits of field-effect transistors: MOSFET vs. HEMT

Proc. ICSICT, 2008, pp.1433 -1436

[Hal16-2] **Imane Halkhams, M. Mehdi, S. Mazer, M. El Bekkali, W. El Hamdani, F. Temcamani**

A Selective active filter for the 5G in the mm-wave band in pHEMT technology

Contemporary Engineering Sciences, Vol. 10, 2017, no. 4, 193 - 202

[Rap13] **T. S. Rappaport et al.**

Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: It will work!

IEEE Access, vol. 1, pp. 335-349, 2013. DOI: 10.1109/ACCESS.2013.2260813

[Ofc15] **Ofcom**

Laying the foundations for next generation mobile services: Update on bands above 6 GHz

Ofcom, 20 Avril 2015

[Kim99] **Hong-Teuk Kim, Jae-Hyoung Park, Yong-Kweon Kim, and Youngwoo Kwon**

Millimeter-wave Micromachined Tunable Filters

Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International, Volume: 3

[Hon02] **Hong-Teuk Kim, Jae-Hyoung Park, Yong-Kweon Kim, and Youngwoo Kwon**

Low-Loss and Compact V-Band MEMS-Based Analog Tunable Bandpass Filters

IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 12, no. 11, november 2002

[Fat15] **Christophe FATRAS**

Etude de la rétrodiffusion altimétrique pour la caractérisation des surfaces et de l'humidité des sols en Afrique de l'Ouest.

Thèse de doctorat de l'Université de TOULOUSE, 2015

[Hal15] **Imane Halkhams, W. El Hamdani, M. El Bekkali, S. Mazer**

Fully Differential Active Inductor for CMOS Active Filter Applications

IEEEEXPLORE, International Conference on Electrical and Information Technologies, pp 7-10, 2015

[Hal17] **Imane Halkhams, S. Mazer, M. Mehdi, M. El Bekkali, W. El Hamdani**

New Topology of a Fully Differential Active Filter For Different Bands

International Journal of Power Electronics and Drive Systems, Vol 8, No 2, 2017.

[Sas06] **Zoheir SASSI**

Etude et Conception De Structures De Filtrage Actif Radiofréquence Intégrées en Technologie CMOS et BiCMOS pour application à la téléphonie cellulaire.

Thèse de doctorat de l'Université de LIMOGES, 2006

[Goa16] **Lin Gao, Zhixin Wang, Jianlong Zhou, Chao Zhang**

Design of Smart Home System Based on ZigBee Technology and R&D for Application

Energy and Power Engineering, 2016, Volume 8, N°1 pp 13-22.

Conclusion générale

Nos travaux s'inscrivent dans le domaine du filtrage analogique à fréquence centrale accordable. Ils envisagent l'étude et la conception d'un filtre actif accordable en fréquence et approprié aux fréquences de la 5G.

Nous avons tout d'abord donné un aperçu sur les différentes générations que les systèmes de téléphonie mobile ont connu, en partant de la première génération qui permettait de transmettre la voix analogique avec un nombre très limité de canaux disponibles, arrivant à la cinquième génération prévue pour 2020, en montrant l'intérêt de l'utilisation de la bande millimétrique aux fréquences 28 GHz et 38 GHz, qui constitue un défi pour la conception des filtres RF.

Nous avons par la suite montré les limitations des filtres passifs dans l'accord de la fréquence centrale et des filtres actifs en termes de plages de fréquences investiguées ne pouvant plus couvrir le besoin croissant du spectre fréquentiel et qui restent limitées aux applications inférieures à 10 GHz. Le besoin que nous avons essayé de satisfaire à travers le développement d'une topologie de filtrage actif permettant de dépasser 30 GHz en utilisant d'abord la technologie CMOS, dont les applications étaient limitées à quelques dizaines de GHz et ensuite la technologie pHEMT qui est plus performante en hautes fréquences.

L'étude analytique du circuit gyrateur et l'extraction des paramètres intrinsèques du transistor nous ont permis de dégager le circuit de l'inductance active qui fournit la fréquence de résonance sollicitée dans la conception du filtre. Les pertes générées par cette inductance active ont également été étudiées aboutissant à la proposition d'un circuit de résistance négative qui, en réalisant une boucle positive, permet de compenser ces pertes et générer en continu le courant dissipé par les transistors de l'inductance active.

Conclusion

Finalement, un filtre actif passe-bande a été implémenté en utilisant deux technologies de pointe: CMOS et pHEMT, avec une plage d'accord de fréquence allant jusqu'à 16 GHz et un facteur de qualité très élevé avec de faibles coefficients de réflexion en entrée et en sortie. Le filtre que nous proposons fonctionne dans un premier temps autour de la fréquence 38 GHz, prévue pour la 5ème génération, puis dans un deuxième temps nous suggérons la topologie d'un filtre bi-bande fonctionnant sur les deux fréquences 28 GHz et 38 GHz.

Afin d'améliorer davantage la linéarité du filtre conçu, nous présentons une architecture entièrement différentielle permettant de limiter les effets non linéaires et d'économiser le courant des deux inductances actives connectées par un circuit BALUN.

Dans la perspective, le filtre actif passe-bande peut être applicable dans plusieurs domaines, à savoir le WPAN (réseaux personnels) autour de 60 GHz, prévu pour les flux de vidéos non compressées, le transfert de données de bureau et le transfert de données ad hoc de conférences.

ANNEXE A

Extraction des paramètres intrinsèques du transistor

Soit la figure du transistor et son schéma équivalent suivants :

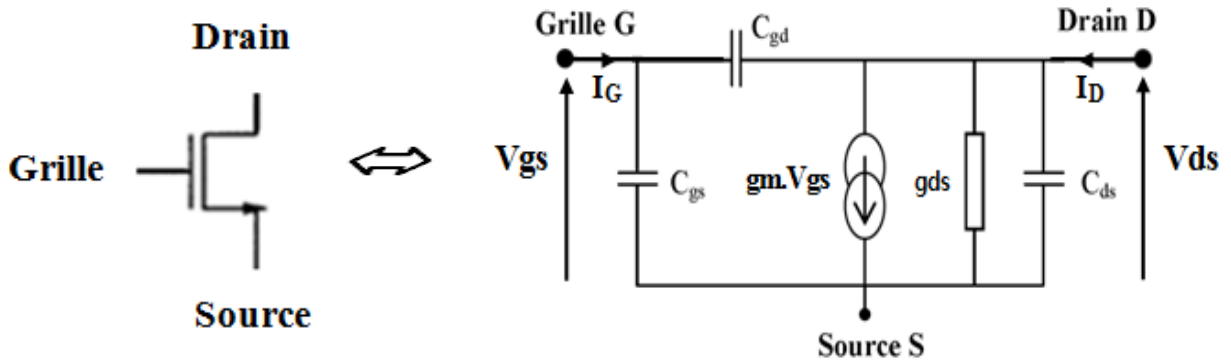


Figure A-1 : symbole du transistor et schéma petit signal équivalent

En étudiant le circuit petit signal du transistor, les équations de ce dernier en utilisant les représentations Y sont régies par :

$$\begin{cases} I_1 = Y_{11}.V_1 + Y_{12}.V_2 \\ I_2 = Y_{21}.V_1 + Y_{22}.V_2 \end{cases} \quad (\text{A-1})$$

Les courants I_G et I_D s'écriront :

$$\begin{cases} I_G = Y_{11}.V_{GS} + Y_{12}.V_{DS} \\ I_D = Y_{21}.V_{GS} + Y_{22}.V_{DS} \end{cases} \quad (\text{A-2})$$

Quand la tension $V_2 = V_{DS}$ est nulle, Y_{11} s'exprime :

$$Y_{11} = \frac{I_1}{V_1} = \frac{I_G}{V_{GS}} \quad (\text{A-3})$$

$$\boxed{Y_{11} = j. \omega. (C_{gs} + C_{gd})} \quad (\text{A-4})$$

Quand la tension $V_1 = V_{GS}$ est nulle, Y_{12} s'exprime :

$$Y_{12} = \frac{I_1}{V_2} = \frac{I_G}{V_{DS}} \quad (\text{A-5})$$

$$\boxed{Y_{12} = -j \cdot \omega \cdot C_{gd}} \quad (\text{A-6})$$

Quand la tension $V_2 = V_{DS}$ est nulle, Y_{21} s'exprime :

$$Y_{21} = \frac{I_2}{V_1} = \frac{I_D}{V_{GS}} \quad (\text{A-7})$$

$$\boxed{Y_{21} = gm - j \cdot \omega \cdot C_{gd}} \quad (\text{A-8})$$

Quand la tension $V_1 = V_{GS}$ est nulle, Y_{22} s'exprime :

$$Y_{22} = \frac{I_2}{V_2} = \frac{I_D}{V_{DS}} \quad (\text{A-9})$$

$$\boxed{Y_{22} = g_{ds} + j \cdot \omega \cdot (C_{ds} + C_{gd})} \quad (\text{A-10})$$

Finalement, à partir de A4, A6, A8 et A10, nous extrayons les paramètres intrinsèques du transistor :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{gd} = -\frac{\text{Im}(Y_{12})}{\omega} \\ C_{gs} = \frac{\text{Im}(Y_{11})}{\omega} - C_{gd} \\ C_{ds} = \frac{\text{Im}(Y_{22})}{\omega} - C_{gd} \\ gm = \Re(Y_{21}) \\ g_{ds} = \Re(Y_{22}) \end{array} \right. \quad (\text{A-11})$$

ANNEXE B

Calculs des paramètres H et S du transistor

Paramètres H :

Les paramètres H sont des paramètres hybrides qui relient la tension d'entrée V_1 au courant d'entrée I_1 et la tension de sortie V_2 au courant de sortie I_2 [Cou]. Avant l'apparition des paramètres S, les paramètres H étaient les plus utilisés pour caractériser le comportement d'un quadripôle. Les équations en fonction de la matrice H s'écrivent :

$$\begin{cases} V_1 = H_{11}.I_1 + H_{12}.V_2 \\ I_2 = H_{21}.I_1 + H_{22}.V_2 \end{cases} \quad (\text{B-1})$$

Avec $V_1=V_{GS}$, $V_2=V_{DS}$, $I_1=I_G$ et $I_2=I_D$

Le paramètre H_{11} représente une impédance en Ω , les paramètres H_{12} et H_{21} sont sans unité, où H_{21} représente le gain en courant et le paramètre H_{22} est une admittance en S. Le premier paramètre est l'admittance H_{11} . Afin de la calculer, on simule le circuit donné par la Figure B-1.

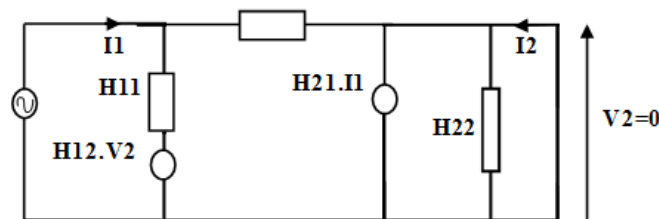


Figure B-1 : Circuit de mesure du paramètre H_{11}

On procède en effectuant un court-circuit sur la sortie et en injectant une tension à l'entrée afin de mesurer I_G (I_1 sur la figure B-1).

$$H_{11} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{V_{GS}}{I_G} \quad (\text{B-2})$$

$$H_{11} = \frac{1}{j.\omega.(C_{gs}+C_{gd})} \quad (\text{B-3})$$

Le paramètre H12 représente le couplage de la sortie vers l'entrée. Pour le calculer, on injecte cette fois-ci une tension à la sortie et on mesure la tension à l'entrée du circuit (Figure B-2).

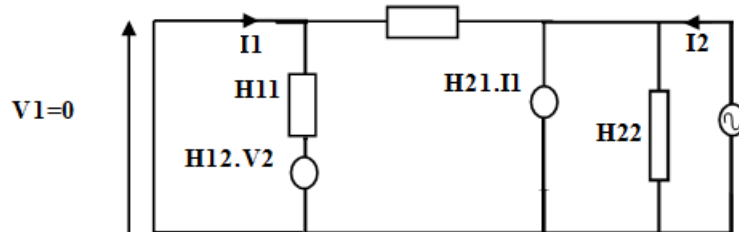


Figure B-2 : Circuit de mesure du paramètre H12

$$H12 = \frac{V1}{V2} = \frac{VGS}{VDS} \quad (B-4)$$

$$H12 = 0 \quad (B-5)$$

Le paramètre H21 est le gain en courant du transistor. Pour le calculer on injecte une tension à l'entrée tout en court-circuitant la tension de sortie et on calcule les courants I1 et I2 (Figure B-1).

$$H21 = \frac{I2}{I1} = \frac{ID}{IG} \quad (B-6)$$

$$H21 = \frac{gm}{j.\omega.(Cgs+Cgd)} \quad (B-7)$$

A la fréquence de transition, le gain en courant du transistor H21 est égal à l'unité.

$$|H21| = 1 \quad (B-8)$$

L'approximation en hautes fréquences du gain en courant quand la sortie est court-circuitée est donc :

$$H21 = \frac{gm}{j.\omega.(Cgs+Cgd)} \quad (B-9)$$

La fréquence de transition peut donc être déduite comme suit :

$$\omega = \frac{gm}{(Cgs+Cgd)} \quad (B-10)$$

$$f_T = \frac{gm}{(Cgs+Cgd)} \quad (B-11)$$

Le dernier paramètre H22 est l'admittance de sortie. Pour le mesurer on injecte une tension à la sortie et on mesure le courant à la sortie (Figure B-2).

$$H22 = \frac{I2}{V2} = \frac{ID}{VDS} \quad (B-12)$$

$$H22 = j. \omega. Cds + gds \quad (B-13)$$

Paramètres S :

Soit un quadripôle connecté à une source d'impédance Z_s en entrée et Z_L en sortie par une ligne d'impédance caractéristique Z_c . (Figure B-3).

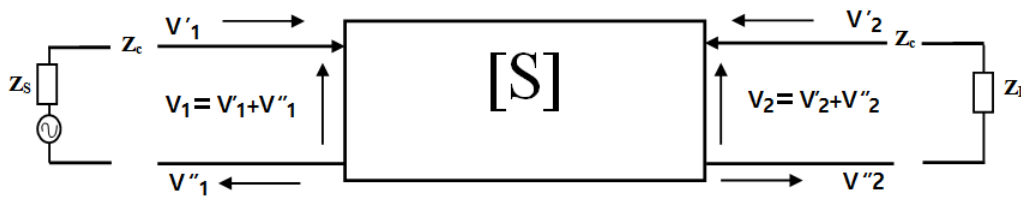


Figure B-3 : Tensions incidentes et réfléchies d'un quadripôle

Où :

- $V'1$ représente l'onde incidente à l'entrée du quadripôle et dont une partie sera transmise par le quadripôle et contribuera à $V''2$ tandis que l'autre partie sera réfléchiée sous forme d'une onde $V''1$.
- $V'2$ représente l'onde réfléchiée par l'impédance de charge Z_L dont une partie sera transmise par le quadripôle et contribuera à l'onde $V''1$ qui repart vers le générateur, tandis que la deuxième partie sera réfléchiée par la sortie et contribuera à $V''2$.

Ces ondes sont reliées par la matrice (B-14) :

$$\begin{pmatrix} V''1 \\ V''2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S11 & S12 \\ S21 & S22 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V'1 \\ V'2 \end{pmatrix} \quad (B-14)$$

- Le paramètre S_{11} représente le coefficient de réflexion à l'entrée du quadripôle quand sa sortie est adaptée (B-15), ce qui signifie qu'aucune onde ne sera réfléchiée par la charge du quadripôle. Dans ce cas la charge $Z_L=Z_C$.

$$\text{➤} \quad S_{11} = \frac{V''_1}{V'_1} / V'_2 = 0 \quad (\text{B-15})$$

- Le paramètre S_{12} représente le coefficient de transmission du quadripôle de la sortie vers l'entrée quand son entrée est adaptée (B-16).

$$\text{➤} \quad S_{12} = \frac{V''_1}{V'_2} / V'_1 = 0 \quad (\text{B-16})$$

- Le paramètre S_{21} représente le coefficient de transmission du quadripôle de l'entrée vers la sortie quand sa sortie est adaptée (B-17).

$$\text{➤} \quad S_{21} = \frac{V''_2}{V'_1} / V'_2 = 0 \quad (\text{B-17})$$

- Finalement, le paramètre S_{22} représente le coefficient de réflexion à la sortie du quadripôle quand son entrée est adaptée (B-18), ce qui signifie qu'aucune onde ne sera réfléchiée à l'entrée du quadripôle. Dans ce cas la charge $Z_S=Z_C$.

$$\text{➤} \quad S_{22} = \frac{V''_2}{V'_2} / V'_1 = 0 \quad (\text{B-18})$$

Les paramètres S sont donc utilisés dans le but de calculer les réseaux d'adaptation en entrée et en sortie des quadripôles, ainsi que pour le calcul du gain des quadripôles [Cou]. Ils sont souvent mesurés en référence à l'impédance caractéristique Z_C qui est généralement égale à 50Ω

Calcul des paramètres S à partir des paramètres H :

La correspondance entre les paramètres H et les paramètres S peut se déduire facilement à partir de l'étude petit signal de la figure B-3. Nous avons calculé

précédemment les paramètres H à partir des paramètres physiques. La même étude se fait pour les paramètres S. L'idéal serait d'avoir $H_{12}=0$ afin qu'il n'y ait pas de couplage de la sortie vers l'entrée. Le quadripôle dans ce cas dit unilatéral. D'après l'équation B-15, le paramètre S_{11} se calcule quand la sortie V_2 est court-circuitée. Pour le réaliser on charge le quadripôle par une charge de même valeur que l'impédance caractéristique, soit de 50Ω (Figure B-4).

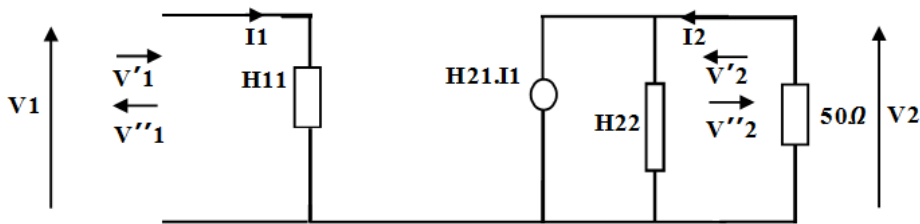


Figure B-4 : Circuit de calcul du paramètre S_{11} en fonction des paramètres H ($V'_2=0$)

Dans ce cas $V'_1=0$, le paramètre S_{11} est le coefficient de réflexion à l'entrée soit (B-19):

$$S_{11} = \frac{H_{11}-Z_c}{H_{11}+Z_c} \tag{B-19}$$

Avec:

$$H_{11} = \frac{1}{j.\omega.(C_{gs}+C_{gd})} \tag{B-20}$$

$$S_{11} = \frac{1-Z_c(j.\omega.(C_{gs}.C_{gd}))}{1+Z_c(j.\omega.(C_{gs}.C_{gd}))} \tag{B-21}$$

Pour calculer le paramètre S_{12} , le schéma B-5 est réalisé :

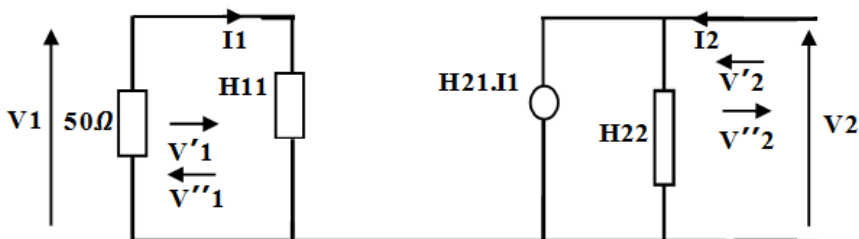


Figure B-5 : Circuit de calcul du paramètre S_{12} en fonction des paramètres H

Le calcul se fait en injectant une tension à la sortie du quadripôle et en chargeant l'entrée par une impédance de valeur 50Ω égale à l'impédance caractéristique (ou 75Ω). Vu qu'il n'y a pas de réaction de la sortie vers l'entrée, $V'1 = V''1 = 0$. Dans ce cas de figure :

$$S_{12} = 0 \quad (\text{B-22})$$

Le paramètre S_{21} se calcule de la même manière que le paramètre S_{11} à partir du schéma B-4. L'expression (B-23) permet de le retrouver en fonction des paramètres H :

$$S_{21} = \frac{V''2}{V'1} \quad (\text{B-23})$$

D'après la figure B-4 nous avons $V'2 = 0$ donc $V2 = V''2$. On en déduit (B-24):

$$V''2 = - \frac{Zc \cdot \frac{1}{h_{22}}}{Zc + \frac{1}{h_{22}}} \cdot h_{21} \cdot I_2 \quad \text{et} \quad V'1 = V'1 + V''1 \quad (\text{B-24})$$

Après simplifications on obtient l'expression de S_{21} (B-25) :

$$S_{21} = - \frac{2Zc \cdot h_{21}}{(h_{11} + Zc)(h_{22}Zc + 1)} \quad (\text{B-25})$$

$$S_{21} = - \frac{2Zc \cdot gm}{[1 + Zc \cdot j \cdot w \cdot (C_{gd} + C_{gs})] \left[\frac{Zc}{j \cdot w \cdot C_{ds} + 1/g_{ds}} + 1 \right]} \quad (\text{B-25})$$

Finalement S_{22} se calcule à partir de la figure B-5, sans présence de tension d'entrée. Donc le coefficient de réflexion à la sortie est égal à (B-26) :

$$S_{22} = \frac{1 - h_{22} \cdot Zc}{1 + h_{22} \cdot Zc} \quad (\text{B-26})$$

Soit:

$$S_{22} = \frac{1 + j \cdot w \cdot g_{ds} \cdot C_{ds} - Zc \cdot g_{ds}}{1 + j \cdot w \cdot g_{ds} \cdot C_{ds} + Zc \cdot g_{ds}} \quad (\text{B-27})$$

ANNEXE C

Technologie AMS 0.35 μm **Présentation de la technologie :**

Le transistor utilisé pour les simulations est de type nMOSFET à quatre terminaux, grille, source, drain et substrat, avec substrat connecté à la grille. Il a été fabriqué par la fonderie Austrian Microelectronic Systems (AMS) [Aus08].

Le transistor a été fabriqué en technologie SiGe (silicon-germanium), d'une longueur de grille de 0.35 μm . Il présente une grande précision des capacités MIM et une grande résistivité Polysilicon.

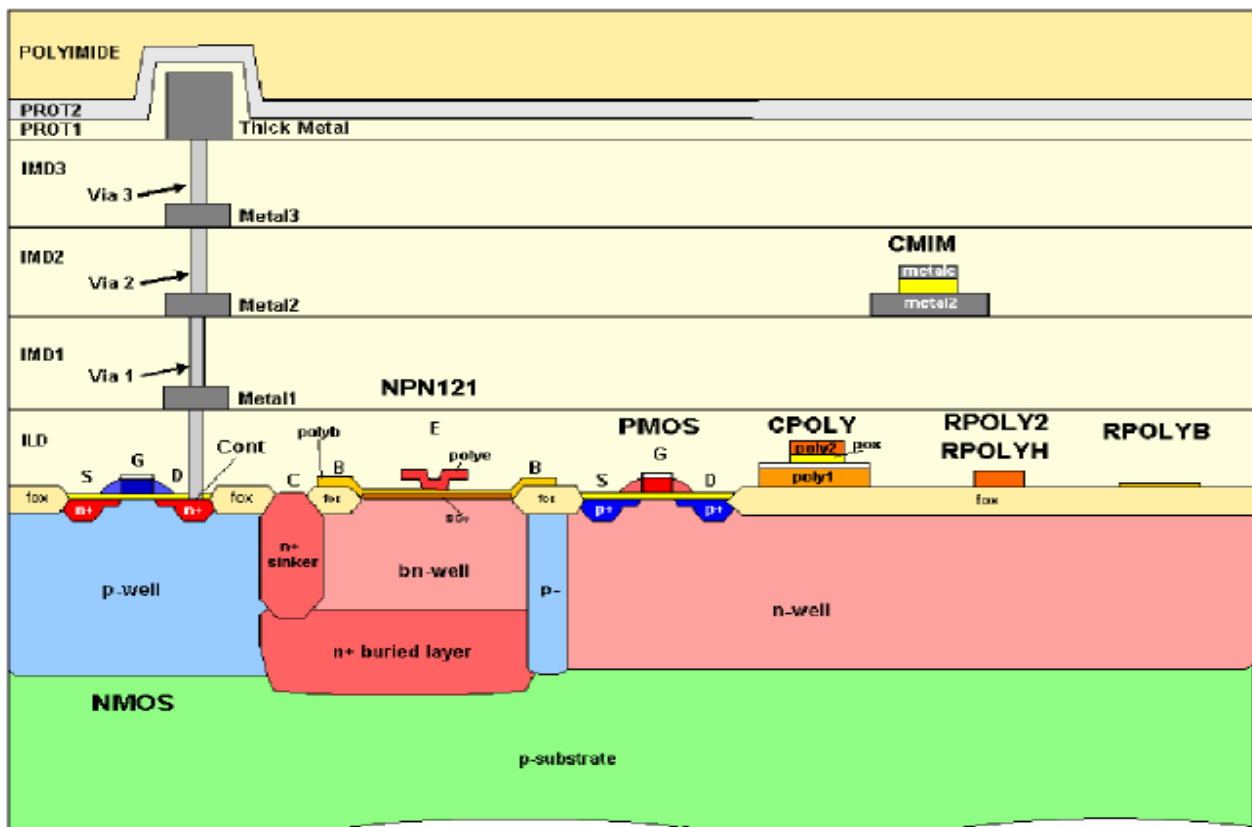


Figure C-1 : Vue en coupe du transistor MOSFET 0.35 μm de la fonderie AMS

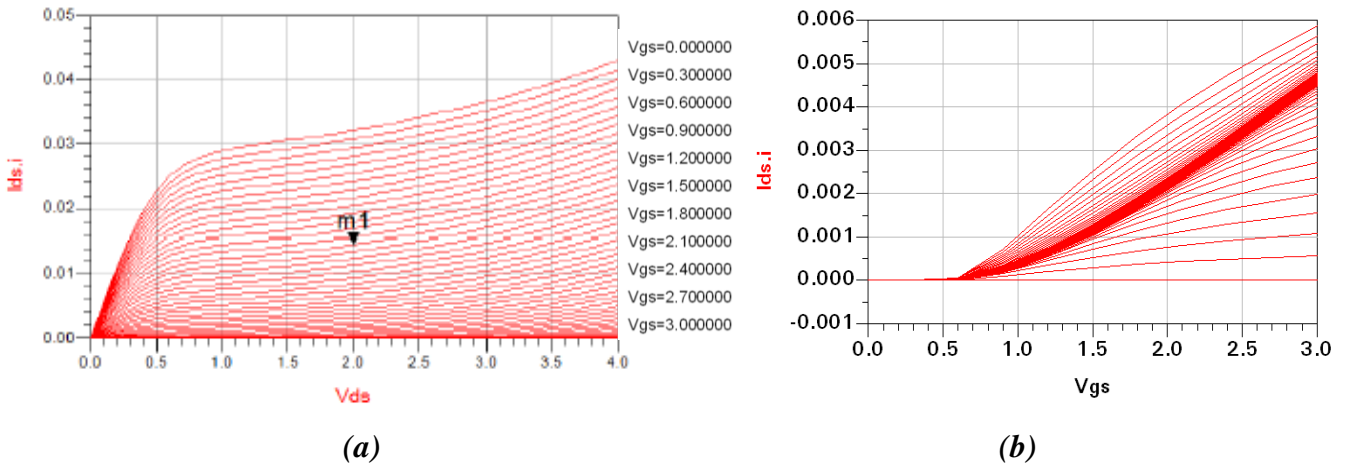
Caractéristiques du transistor :

Le transistor nMOS d’AMS présente les caractéristiques suivantes :

Caractéristique	Valeur
Plage de tension d’alimentation	2.5V – 3.6V / 5.5V
Fréquence de transition (F_T)	70 GHz
Tension d’early	100
Courant de saturation I_{dss}	540 ($\mu\text{A}/\mu\text{m}$)
Nombre des couches de Polysilicon	4
Nombre des couches de métal	4

Tableau C-1 : caractéristiques du transistor CMOS

Afin de configurer les conditions de fonctionnement adéquates, l’étude statique DC a été établie dans le but de polariser le transistor convenablement : Les figures C-2 et C-3 présentent les caractéristiques DC du transistor étudié :



**Figure C-2 : (a) Caractéristique de sortie I_D en fonction de V_{DS} pour différentes valeurs de V_{GS}
 (b) Caractéristique de transfert I_D en fonction V_{GS}**

Nous avons choisi des conditions de polarisation dans la zone de saturation, où le transistor fonctionne en amplification afin d’avoir le gain en puissance le plus élevé possible. Le point de polarisation choisi est :

$$V_{gs} = 2.5\text{V} ; V_{ds} = 2.5 \text{ V} ; I_{ds} = 35 \text{ mA}$$

ANNEXE D

Etude analytique de l'inductance active**Calcul de l'admittance d'entrée sans capacités parasites :**

En utilisant considérant le schéma petit signal du transistor et considérant la capacité grille-source seulement tout en négligeant les autres, le schéma équivalent de l'inductance active est donné par la figure D-1 :

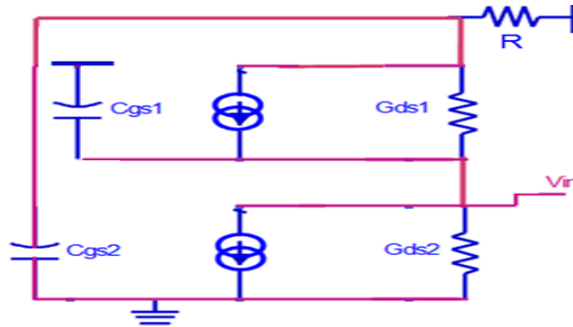


Figure D-1 : Schéma petit signal de l'inductance active

L'expression $\frac{I_{in}}{V_{in}}$ est définie en (D-1):

$$\frac{I_{in}}{V_{in}} = gm1. + gds1 - \frac{gds1(gm1+gds1)}{gds1+R^{-1}+p.Cgs2} + \frac{gm1.gm2+gds1.gm2}{gds1+R^{-1}+p.Cgs2} + gds2 + p.Cgs1 \quad (D-1)$$

$$= \frac{gm1(gds1+R^{-1}+p.Cgs2)+gds1(gds1+R^{-1}+p.Cgs2)-gds1(gm1+gds1)+gm1.gm2+gm2.gds1+gds2(gds1+R^{-1}+p.Cgs2)+p.Cgs1(gds1+R^{-1}+p.Cgs2)}{gds1+R^{-1}+p.Cgs2} \quad (D-2)$$

$$= \frac{gm1.R^{-1}+gm1.p.Cgs2+R^{-1}.gds1+gds1.p.Cgs2+gm1.gm2+gm2.gds1+gds1.gds2+R^{-1}.gds2+gds2.p.Cgs2+p.Cgs1.gds+p.Cgs1.R^{-1}+p^2.Cgs1.Cgs2}{gds1+R^{-1}+p.Cgs2} \quad (D-3)$$

$$Y_{in} = \frac{gm1.gm2+gm2.gds1+gds1.gds2+R^{-1}(gm1+gds1+gds2)+p.[Cgs2(gm1+gds1+gds2)+Cgs1(gds1+R^{-1})]+p^2(Cgs1.Cgs2)}{gds1+R^{-1}+p.Cgs2} \quad (D-4)$$

$$Y_{in} = gm1 + j.w.Cgs1 + \frac{1}{\frac{gds1+R^{-1}}{gm1.gm2} + j.w.\frac{Cgs2}{gm1.gm2}} \quad (D-5)$$

Calcul de l'admittance en considérant les capacités parasites :

Soit le schéma petit signal des caractéristiques dynamiques du transistor :

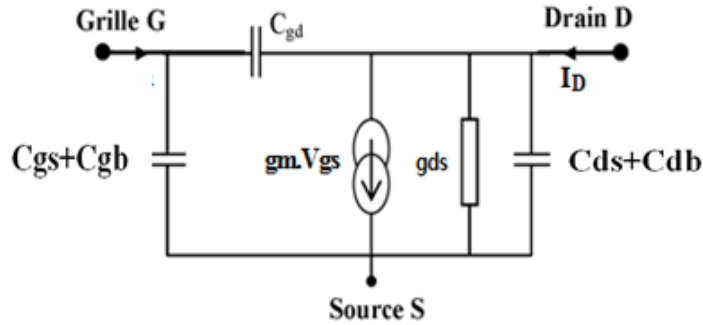


Figure D-2 : Schéma petit signal équivalent du transistor

En utilisant cette structure qui inclue les capacités parasites, le schéma équivalent de l'inductance active devient :

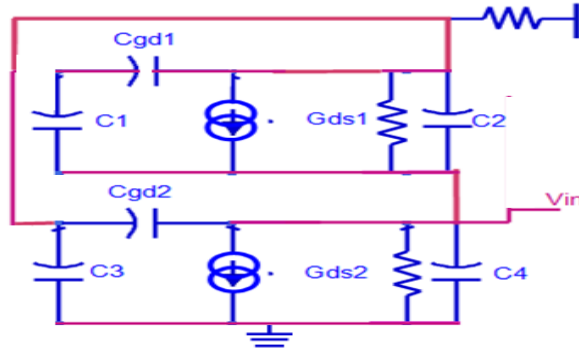


Figure D-3 : Schéma petit signal de l'inductance active à capacités parasites

Avec $C1 = Cgs1 + Cgb1$; $C2 = Cds1 + Cbd1$; $C3 = Cgs2 + Cgb2$; $C4 = Cds2 + Cbd2$

L'admittance d'entrée correspondant est donnée en D-6 :

$$Y_{in} = \frac{gm1.p.Cgd2 + gm1.p.C3 + gm1.R^{-1} + gds1.p.Cgd1 + gds1.p.Cgd1 + gds1.p.C3 + gds1.R^{-1} + gds2.gds1 + gds2.p.Cgd1 + gds2.p.Cgd2 + gds2.p.C3 + gds2.R^{-1} + p.C1.gds1 + p^2.C1.Cgd1 + p^2.C1.Cgd2 + p^2.C1.C3 + p.C1.R^{-1} + p^2.Cgd2.Cgd1 + p^2.Cgd2.C3 + p.Cgd2.R^{-1} - p.Cgd2.gm1}{gds1 + p.Cgd1 + p.Cgd2 + p.C3 + R^{-1}} \quad (D-6)$$

$$Y_{in} = \frac{gm1.gm2 + gm2.gds1 + gds1.gds2 + R^{-1}(gm1 + gds1 + gds2) + p.[Cgd1(gm1 + gds1 + gds2) + C1(gds1 + R^{-1}) + Cgd2(gds2 - R^{-1} + gm2 + gds1) + C3(gm1 + gds1 + gds2)] + p^2[C1.Cgd1 + C1.Cgd2 + C1.C3 + Cgd1.Cgd2 + Cgd2.C3]}{gds1 + R^{-1} + p(Cgd1 + Cgd2 + C3)} \quad (D-7)$$

En simplifiant les termes négligeables, l'expression finale de l'admittance est :

$$Y_{in} = gm1 + j.w.Cgs1 + \frac{1}{\frac{gds1 + R^{-1}}{gm1.gm2} + j.w.\frac{Cgs2}{gm1.gm2}} \quad (D-8)$$

ANNEXE E

Technologie UMS 0.15 μm **Présentation de la technologie :**

Conçu en technologie GaAs, le transistor fabriqué par la fonderie UMS (United Monolithic Semiconductors) est un transistor à hautes performances, faible bruit et haute puissance MMIC. Il a une longueur de grille de 0.15 μm .

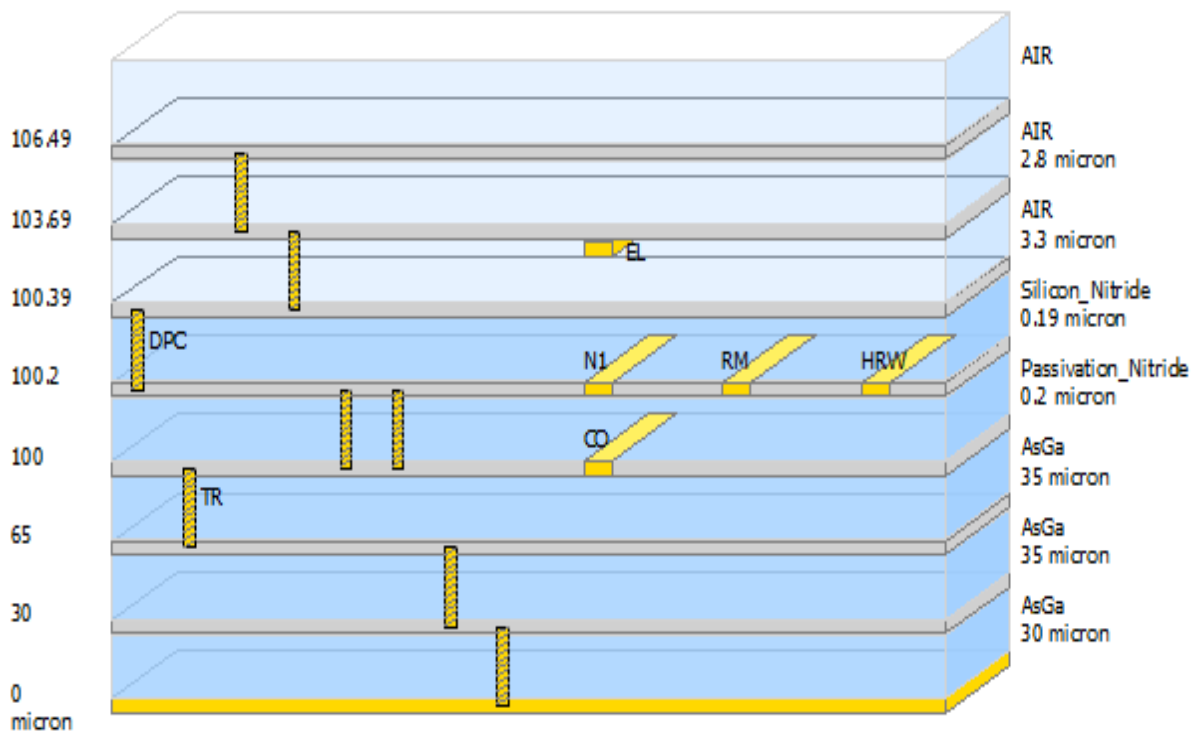


Figure E-1 : Vue en coupe du transistor PHEMT 0.15 μm de la fonderie UMS

Ce transistor à haute mobilité d'électrons, est très utilisé dans les applications RF et bande millimétrique. Il opère sur des fréquences allant de 1 GHz jusqu'à plus de 60 GHz.

Le transistor pHEMT présente les caractéristiques suivantes :

Caractéristique	Valeur
Fréquence de transition (F_T)	110 GHz
Densité de puissance	300 mW/mm
Courant de saturation I_{DSS}	550 (mA/mm)
Tension de pincement	-0.7 V

Tableau E-1 : caractéristiques du transistor pHEMT

L'étude statique permettant de déterminer les zones de fonctionnement est donnée par la figure E-2.

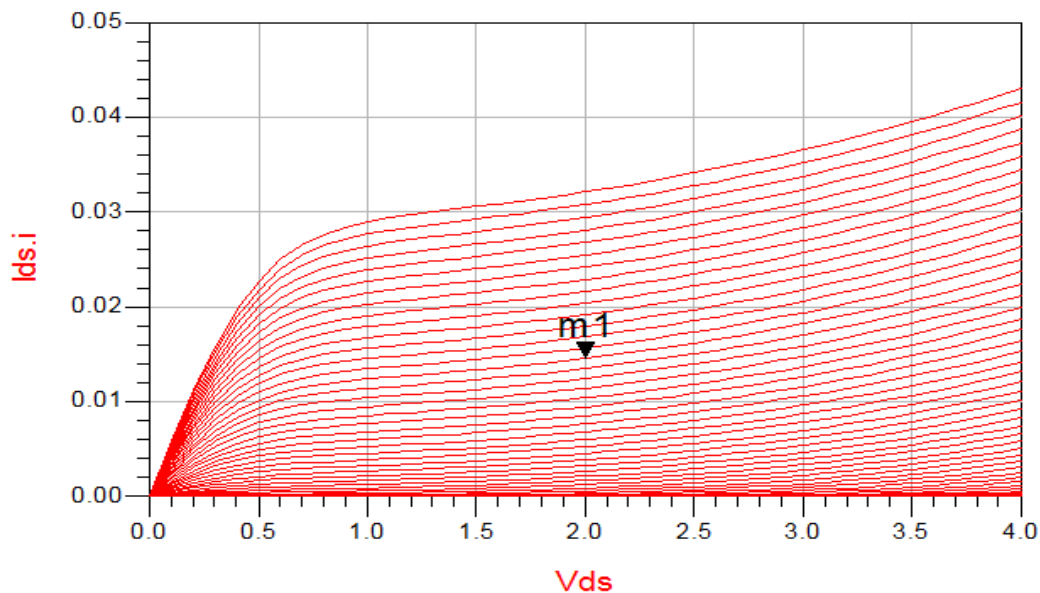


Figure E-2 : Caractéristique de sortie I_D en fonction de V_{DS} pour différentes valeurs de V_{GS}

De la même manière que pour la technologie CMOS, nous avons choisi un point de polarisation dans la région de saturation. Le point optimal choisi est :

$$V_{gs} = -0.28 \text{ V}$$

$$V_{ds} = 2 \text{ V}$$

$$I_{ds} = 50 \text{ mA}$$

LISTE DES PUBLICATIONS

Articles publiés dans des journaux indexés :

- Imane Halkhams, Said Mazer, Mahmoud Mehdi, Moulhime El Bekkali, Wafae El Hamdani, “Improved Fully Differential Active Filter For L-Band Applications”, International Journal of Power Electronics and Drive Systems, 2017, Vol 8, No 2.
- Imane Halkhams, Mahmoud Mehdi, Said Mazer, Moulhime El Bekkali, Wafae El Hamdani, Farid Temcamani, “A Selective active filter for the 5G in the mm-wave band in pHEMT technology”, Contemporary Engineering Sciences, 2017, Vol. 10, no. 4, 193 – 202.
- Imane Halkhams, Mahmoud Mehdi, Said Mazer, Moulhime El Bekkali, Wafae El Hamdani, Farid Temcamani, “A Wide Tuning Range Active Filter for the 5G in CMOS Technology”, International Journal on Communications Antenna and Propagation, February 2016, Vol. 6, No. 1, pp.50 – 55.
- Imane Halkhams, Said Mazer, Moulhime El Bekkali, Wafae El Hamdani, “Design of a Dual-Band Bandpass Filter Using Active Inductor Principle“, International Journal of Power Electronics and Drive Systems (en cours)

Articles publiés dans d'autres journaux internationaux :

- Imane Halkhams, Said Mazer, Moulhime El Bekkali, Wafae El Hamdani, Farid Temcamani, “A CMOS 0.35 μm High Quality Factor Active Filter”, Mediterranean Telecommunication Journal, October 2014, Vol. 4, No. 2, pp.77 – 80.

Communications présentées dans des conférences internationales avec actes :

- Imane Halkhams, S.Mazer, M.Mehdi, M. El Bekkali, W. El Hamdani, “ Tuning Possibilities of a millimetre band CMOS Filter ”, The 2nd International Conference on Information technology for Organizations Development, 2016
- Imane Halkhams, S.Mazer, M.Mehdi, M. El Bekkali, W. El Hamdani, “ New Topology Of A Fully Differential Active Filter For Different Bands”, Congrès Méditerranéen des Télécommunications, 2016

Liste des publications

- Imane Halkhams, W. El Hamdani, M. El Bekkali, S. Mazer, “Fully Differential Active Inductor For CMOS Active Filter Applications”, International Conference on Electrical and Information Technologies, , IEEEEXPLORE, 2015, pp 7-10
- Imane Halkhams, W. El Hamdani, M. El Bekkali, S. Mazer, “Comparative study between CMOS and pHEMT active filter”, 14th edition of the Mediterranean Microwave Symposium, , IEEEEXPLORE, 2015, pp 1-4
- I. Halkhams, W. El Hamdani, M. El Bekkali, S. Mazer, “Loss Compensation in an Active Inductor in CMOS 0.35 μ m Technology”, The 2014 International Symposium on signal, Image, Video and Communications, ISIVC'2014
- Imane Halkhams, W. El Hamdani, M. El Bekkali, S. Mazer, “Q_Enhanced active filter 0.35 μ m topology”, quatrième édition du congrès méditerranéen des télécommunications (CMT'14), 2014

Communications présentées dans d'autres manifestations scientifiques:

- Imane Halkhams, S. Mazer, M. Mehdi, M. El Bekkali, “ Aperçu historique des générations mobiles et filtrage actif”, Journée Doctorale et Postdoctorale des Systèmes d'Information et Télécommunications, JDPD SIT'2016
- Imane Halkhams, S. Mazer, M. Mehdi, M. El Bekkali, W. El Hamdani, “Conception d'un filtre passe-bande radiofréquence actif pour application à la 5G”, Forum des doctorants du pôle TICSM, 2015
- Imane Halkhams, W. El Hamdani, M. El Bekkali, S. Mazer, “Conception d'un filtre radiofréquence actif”, Les doctoriales, USMBA, 2014
- I. Halkhams, W. El Hamdani, M. El Bekkali, S. Mazer, “Etude de l'inductance active en technologie CMOS 0.35 μ m”, cinquième édition des Journées Doctorales en Technologies de l'Information et de la Communication (JDTIC'13), 2013.

RESUME

Récemment, les filtres actifs accordables, fortement sollicités dans les réseaux radio mobiles et les systèmes sans fil, ont connu une évolution fulgurante en termes de sélectivité, de bande passante, d'accord de fréquence, de simplicité d'intégration et de réduction de taille. Cependant, les pertes intrinsèques des transistors limitent le facteur de qualité et la consommation d'énergie reste importante. Pour remédier à ce problème, différentes techniques existent dans la littérature pour augmenter le facteur de qualité, incluant l'ajout d'une résistance négative qui constitue une boucle positive afin d'économiser l'énergie et améliorer le facteur de qualité.

Les filtres à base d'inductances actives ont été largement étudiées dans la littérature, cependant, les travaux rapportés dépassaient rarement 10 GHz. Notre contribution principale a été de concevoir un filtre actif qui peut fonctionner au-delà de 30 GHz pour répondre aux exigences de la 5G. Dans ce contexte, ce manuscrit propose une nouvelle topologie d'un filtre actif fonctionnant dans la bande millimétrique autour de 30 GHz en utilisant les technologies CMOS et pHEMT avec une plage d'accord de fréquence allant jusqu'à 16 GHz et une fréquence centrale de 38 GHz. Un facteur de qualité très élevé est obtenu avec de faibles coefficients de réflexion en entrée et en sortie. Finalement, afin de répondre de façon exhaustive aux besoins éventuels de la 5G, nous avons poussé nos recherches vers le développement d'un filtre bi-bande, fonctionnant éventuellement sur les deux fréquences prévues pour la 5G (28 GHz et 38 GHz).

Mots clés : filtre actif, inductance active, résistance négative, accord de fréquence, 5G.

ABSTRACT

Recently, tunable active filters, highly solicited in mobile radio network and wireless systems, have undergone a rapid evolution in terms of selectivity, bandwidth, frequency tuning, simplicity of integration and minimizing size. However, the intrinsic losses of the transistors limit the quality factor and the energy consumption remains significant. To remedy, various techniques exist in literature to boost the quality factor, including the addition of a negative resistance in order to save energy and improve the quality factor.

Active inductor filters have been widely studied in the literature, however, reported work rarely exceeded 10 GHz. Our major contribution was to design an active filter which can operate beyond 30 GHz to meet the 5G requirements. In this context, this manuscript proposes a new topology of an active filter operating in the millimetre band around 30 GHz using CMOS and pHEMT technologies with a tuning range up to 16 GHz and a centre frequency of 38 GHz. A very high quality factor is obtained with this topology with low input and output reflection coefficients.

Finally, in order to respond exhaustively to the possible needs of the 5G, we have pushed our research in the direction of developing a dual-band filter, possibly operating on the two frequencies set out for The fifth generation (28 GHz and 38 GHz).

Keywords: active filter, active inductor, negative resistor, frequency tuning, 5G.
