

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de L'enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
جامعة سعد دحلب البلدية -1-
Université Saad Dahlab Blida -1-
كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie
قسم الالكترونك
Département d'électronique



Mémoire de Master

Filière : Electronique

Spécialité : Microélectronique

Présenté par :

Belkacemi Chahrazade

&

Mekhough Mezhor

Conception des filtres Radiofréquence passe-bandes

ULB en technologie CMOS 180 nm

Promoteur :

M^r. Taibi Abdelkader

Année Universitaire 2023-2024

Remerciements

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude envers monsieur Taibi Abdelkader, notre promoteur pour sa guidance experte, ses conseils avisés et son soutien inébranlable tout au long de l'élaboration de ce mémoire. Je remercie également mes collègues de travail au centre de développement des technologies avancées pour leurs précieuse aide.

Nous adressons nos sincères remerciements à tous les enseignants qui nous ont accompagnés tout au long de notre parcours universitaire.

Je suis reconnaissant envers tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce projet. Je remercie vivement messieurs Kébir Yacine et Ait Saadi Hocine de m'avoir permis de continuer mes études et de préparer mon diplôme de master 2.

Enfin, j'exprime ma profonde gratitude aux membres du jury pour avoir accepté d'examiner ce travail.

Belkacemi

Dédicaces

À mon père

À mes sœurs

À toute ma famille

À mes amies et mes collègues

Belkacemi

ملخص

يعد تصميم فلتر تمرير منخفض التردد يتراوح بين 3.1 و10.6 جيجاهرتز في تقنية CMOS تحدياً تقنياً كبيراً لأنظمة الاتصالات الحديثة. ويتضمن منهجية صارمة بما في ذلك مواصفات المتطلبات، وتوليف الطوبولوجيا، والمحاكاة، وتحليل الأداء، وتحسين التخطيط، وتصنيع الفلتر واختباره. يعتمد اختيار نوع الفلتر الذي سيتم تصميمه (Tchebychev و Butterworth والإهليجي) على أولويات التطبيق، مثل الحد الأقصى للتوهين في نطاق الترددات والاستجابة الترددية المسطحة والانتقائية. من خلال استخدام أدوات المحاكاة والاختيار الحكيم لنوع الفلتر، يمكن إنشاء فلتر CMOS ULB عالي الأداء لتلبية الاحتياجات المحددة للتطبيق.

الكلمات المفتاحية: تصميم، فلتر، Tchebychev، Butterworth، Elliptique، CMOS.

Résumé

La conception d'un filtre passe-bande ultra large bande (ULB) 3,1 à 10,6 GHz en technologie CMOS est un défi technologique important pour les systèmes de communication modernes. Il implique une méthodologie rigoureuse comprenant la spécification des exigences, la synthèse de la topologie, la simulation, l'analyse des performances, l'optimisation du layout, la fabrication et le test du filtre. Le choix du type de filtre à concevoir (Tchebychev, Butterworth et elliptique) dépend des priorités de l'application, telles que l'atténuation maximale dans la bande passante, la réponse en fréquence plate et la sélectivité. L'utilisation d'outils de simulation et la sélection judicieuse du type de filtre permettent de réaliser un filtre ULB CMOS performant répondant aux besoins spécifiques de l'application.

Mots-clés : Conception, passe-bande, filtre ULB, Tchebychev, ButterWorth, elliptique, CMOS.

Abstract

The design of a 3.1 to 10.6 GHz ultra-wideband (ULB) bandpass filter in CMOS technology is a major technological challenge for modern communication systems. It involves a rigorous methodology including requirements specification, topology synthesis, simulation, performance analysis, layout optimization, manufacturing and filter testing. The choice of the type of filter to be designed (Chebyshev, Butterworth and elliptical) depends on the priorities of the application, such as maximum attenuation in the passband, flat frequency response and selectivity. The use of simulation tools and judicious selection of the filter type enable us to create a high-performance ULB CMOS filter that meets the specific needs of the application.

Keywords: Design, bandpass, filter ULB, Tchebychev, ButterWorth, elliptique, CMOS.

Liste des figures

Figure I.1 : Différents types de filtres	4
Figure I.2 : Modélisation quadripolaire d'un filtre passe-bas	4
Figure I.3 : Courbe de réponse amplitude fréquence d'un filtre passe-bas.....	4
Figure I.4 : Modélisation quadripolaire d'un filtre passe-haut.....	5
Figure I.5 : Courbe de réponse amplitude fréquence d'un filtre passe-haut	5
Figure I.6 : Modélisation quadripolaire d'un filtre passe-bande	6
Figure I.7 : Courbe de réponse amplitude fréquence d'un filtre passe-bande.....	6
Figure I.8 : Les paramètres de la réponse du filtre de ButterWorth	9
Figure I.9 : Les pertes d'insertion d'un filtre prototype de ButterWorth pour n=3, 5,7, et 9... 10	10
Figure I.10 : Les paramètres de la réponse du filtre de Tchebychev	11
Figure I.11 : Les pertes d'insertion du filtre prototype de Tchebychev pour n=3, 5,7, et 9..... 12	12
Figure I.12 : Les paramètres de la réponse d'un filtre elliptique	15
Figure I.13 : Les pertes d'insertion d'un filtre prototype elliptique pour n=3, 5, et 7 dont (k=0.9, ε=0.5)	15
Figure I.14 : Le filtre prototype passe-bas de la fonction elliptique avec a) des résonateurs parallèles branchés en série b) des résonateurs séries branchés en parallèle	16
Figure I.15 : Transposition du passe-bas vers le passe-bande.....	19
Figure I.16 : Représentation d'un circuit HF	20
Figure II.1 : Structure d'un transistor MOSFET	23
Figure II.2 : Modèle électrique petit signal du MOSFET a) $V_{bs} \neq 0$, b) $V_{bs} = 0$	25
Figure II.3 : Conducteur rectangulaire (résistance).....	26
Figure II.4 : Coupe transversale d'une capacité MIM sur substrat	26
Figure II.5 : Modèle électrique de la capacité intégrée a) sur substrat b)avec plan de masse .	27
Figure II.6 : Coupe 3D de l'inductance spirale intégrée sur substrat.....	28
Figure II.7 : Modèle électrique de l'inductance	28
Figure II.8 : Vue de dessus du masque (layout) d'un inductance standard en technologie CMOS	31
Figure III.1 : (a) Prototype passe-bas, (b) filtre passe-bande dénormalisé (Tchebychev).....	35
Figure III.2 : (a) Prototype passe-bas, (b) filtre passe-bande dénormalisé (Butterworth).....	37
Figure III.3 : Prototypes passe-bas pour les filtres elliptique avec (a) branches parallèles-résonnantes en série, (b) avec branches série-résonnantes shuntées.....	38

Figure III.4. (a) Montage pour le calcul des paramètres d'une inductance, (b) L'inductance et son facteur de qualité en fonction de la fréquence.....	39
Figure III.5: Schéma électrique du filtre Tchebychev : (a) à base des composants idéaux, (b) en technologie CMOS.....	40
Figure III.6 : Résultats de simulation du filtre Tchebychev idéal	40
Figure III.7 : Résultats de simulation du filtre de Tchebychev idéal et CMOS	41
Figure III.8 : Schéma électrique du filtre de Butterworth : (a) à base des composants idéaux, (b) en technologie CMOS	41
Figure III.9 : Résultats de simulation du filtre Butterworth à base des composants idéaux	42
Figure III.10 : Résultats de simulation du filtre Butterworth idéal et CMOS	42
Figure III.11 : Schéma électrique du filtre elliptique avec branches parallèles-résonnantes en série : (a) à base des composants idéaux, (b) en technologie CMOS.....	43
Figure III.12 : Résultats de simulation du filtre elliptique idéal	44
Figure III.13 : Résultats de simulation du filtre elliptique idéal et CMOS	44

Liste des tableaux

Tableau I.1 : Comparaison des Différents filtres.....	17
Tableau I.2 : Transformation de fréquence et des éléments à partir du prototype passe-bas	18
Tableau III.1 : Les valeurs des éléments gi et des composants LC du filtre Tchebychev passe-bande	35
Tableau III.2 : Les valeurs des éléments gi et des composants LC du filtre Butterworth passe-bande	36
Tableau III.3 : Les valeurs des éléments gi et des composants LC du filtre elliptique à branches parallèles résonnantes en série passe-bande	37
Tableau III.4 : Comparaison entre les performances des trois filtres ULB conçus.....	45

LISTE DES ABBREVIATIONS

BPF : Band pass filter

BSF : Band-Stop Filter

BRF : Band Reject Filter

BW : bandwidth

ULB : Ultra Large Bande

UWB : Ultra Wide Band, équivalent à ULB

ADS: Advanced design system

CMOS: Complementary Metal Oxide Silicon

Cds: Capacité drain source

Cgd: Capacité grille drain

Cgs: Capacité grille source

Cox: Capacité de l'oxyde par unité de surface

FCC: Federal Communications Commission

RF: Radio frequency

Table des matières

Introduction générale.....	1
Chapitre I : Les filtres.....	2
I.1. Introduction.....	3
I.2 Définition d'un filtre	3
I.3. Classification des filtres.....	3
I.3.1. Filtre passe-bas (FPB)	4
I.3.2. Filtre passe-haut (FPH)	5
I.3.3. Filtre coupe-bande (FCB).....	6
I.3.4. Filtre passe-bande (FPB)	6
I.3.4.1. Caractéristiques des filtres passe-bande	6
I.3.4.1.1. Fréquence centrale f_0	6
I.3.4.1.2. Largeur de bande β	7
I.3.4.1.3. Facteur de qualité Q	7
I.4. Caractéristiques de base d'un filtre.....	7
I.5. Applications	7
I.6. Les filtre ULB	7
I.6.1. Définition	7
I.6.2. Filtres passe bande ultra large bande à résonateur à saut d'impédance	8
I.6.3. Structures à onde lente	8
I.6.4. Applications d'un Filtrés à ULB.....	8
I.7. Filtrés polynômiaux	9
I.7.1. Approximation de Butterworth	9
I.7.2. Approximation de Tchebychev	10
I.7.3. Approximation elliptique	13
I.8. Dénormalisation et changement de variable ou de fréquence.....	17
I.8.1. Transposition passe bas-passe bande	18
I.9. Paramètres de diffusion.....	19
I.9.1. Définition des paramètres S	20
Chapitre II : Technologie CMOS	22
II.1. Introduction	23
II.2. Dispositifs de base en technologie CMOS	23
II.2.1. MOSFET	23

II.2.1.1. Régime de fonctionnement du MOSFET	24
II.2.1.2. Modèle électrique petit signal du MOSFET	25
II.2.2. Résistance intégrée.....	25
II.2.3. Capacité intégrée.....	26
II.2.4. Inductance intégrée	27
Conclusion.....	31
Chapitre III : Conception et simulation des filtres passe bande ULB	32
III.1. Introduction	33
III.2. Transposition passe bas-passe bande.....	33
III.2.1. Filtres prototypes passe-bas de Tchebychev.....	34
III.2.1.1. Détermination du nombre d'ondulation (ordre du filtre).....	34
III.2.2. Filtres prototypes passe-bas de Butter Worth.....	36
III.2.2.1. Détermination du nombre d'ondulation (ordre du filtre).....	36
III.2.3. Filtres prototypes passe-bas pour les filtres elliptiques	37
III.3. Simulation et résultats	38
III.3.1. Présentation du logiciel ADS	38
III.3.2. Dimensionnement d'une inductance en technologie CMOS.....	39
III.3.3. Simulation et résultats des filtres passe-bande idéal et en technologie CMOS	39
Conclusion générale	47
Références	48
Annexes	50

Introduction générale

Introduction générale

La conception d'un filtre passe-bande ultra large bande (ULB) en technologie CMOS 180 nm représente un défi significatif et pertinent dans le domaine des circuits intégrés radiofréquence (RF). Avec une plage de fréquence s'étalant de 3.1 GHz à 10.64 GHz, ce filtre est destiné à être utilisé dans des applications nécessitant une large bande passante tout en maintenant des performances élevées en termes d'atténuation des fréquences hors bande et de réjection des signaux indésirables.

Ce type de filtre est crucial dans les systèmes de communication modernes, tels que les réseaux sans fil, les radars, et les systèmes de transmission de données à haut débit. La technologie CMOS 180 nm offre un compromis avantageux entre performances RF et intégration sur puce, permettant une conception économique tout en respectant les contraintes de consommation d'énergie et d'encombrement.

La conception d'un filtre passe-bande ULB en CMOS 180 nm implique la modélisation précise des composants passifs et actifs, ainsi que la prise en compte des non-idéalités de la technologie CMOS à haute fréquence. Des techniques avancées telles que l'optimisation topologique, la simulation électromagnétique et la compensation de variations de processus sont souvent nécessaires pour atteindre les performances requises.

Dans cette introduction générale, nous aborderons les principaux défis et contraintes liés à la conception de ce filtre ULB, en mettant l'accent sur les techniques et les stratégies utilisées pour optimiser les performances tout en respectant les contraintes technologiques spécifiques à la technologie CMOS 180 nm.

Ce mémoire est organisé en trois chapitres. Le premier chapitre aborde les généralités sur les filtres et l'étude des méthodes d'approximation de la fonction de filtrage de Butterworth, TchebyChev, et elliptique. Le deuxième chapitre décrit succinctement l'évolution de la technologie CMOS, son intérêt, ses éléments de base actifs et passifs. Le dernier chapitre est consacré à l'étude et à la conception, en examinant des cas pratiques de filtres ULB dans la bande des fréquences de 3.1 à 10.6 GHz en technologie CMOS, avec le simulateur ADS.

Chapitre I

Les filtres

I.1. Introduction

Les filtres hyperfréquences jouent un rôle essentiel dans les systèmes de télécommunication modernes. Ils permettent à de nombreuses applications (audio, vidéo, télécommunications, instrumentation, radars) de se partager et d'utiliser au mieux la ressource limitée qu'est le spectre, en permettant notamment de limiter le brouillage des systèmes les uns par rapport aux autres. Le filtrage d'un signal est une opération délicate qui consiste à maîtriser le signal dans une bande de fréquence donnée, en sélectionnant les composantes utiles (bandes passantes) et en isolant celles qui sont indésirables (bandes atténuées).

Les spécifications d'un filtre sont généralement données à partir d'un gabarit. Ce dernier renseigne sur le type du filtre et les caractéristiques électriques auxquelles il doit répondre (fréquence centrale, bande passante Δf , niveau de réjection dans les bandes atténuées, niveau des pertes d'insertion, la platitude dans la bande). Le gabarit présente des zones d'exclusion en fonction de la fréquence. L'objectif est donc de concevoir le filtre dont la réponse entre dans le gabarit.

I.2 Définition d'un filtre

Un filtre est un composant électronique, quadripôle linéaire sans pertes qui permet de séparer les signaux, selon leurs fréquences.

Sa caractéristique principale est le graphe de l'atténuation en fonction de la fréquence. La courbe d'atténuation est définie par sa bande passante(B), sa pente de rejection (K) ou raideur, ses pertes d'insertion et à son taux d'ondulation. Le choix de la technologie du filtre dépend du [1] :

- ✓ gabarit
- ✓ l'atténuation ou affaiblissement
- ✓ la fréquence de coupure
- ✓ la sélectivité, raideur ou pente de réjection

I.3. Classification des filtres

Les filtres sont caractérisés selon leurs réponses en fréquence. La variation de l'amplitude en fonction de la fréquence est le critère le plus important. La figure I.1 montre les différents types de filtres.

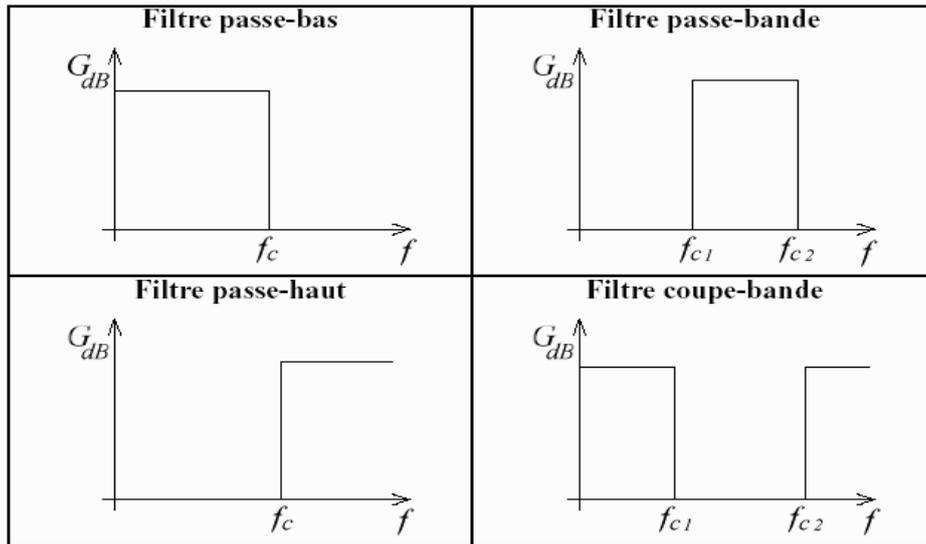


Figure I.1. Différents types de filtres [2]

Les courbes idéales de la Figure I.1 montrent les quatre types de filtres principaux. Les deux premiers, le filtre passe-bas et le filtre passe-haut, ont tous une bande passante et une bande atténuée. La fréquence qui sépare les deux bandes est appelée la fréquence de coupure f_c . Le nom de ces filtres vient de la région dans laquelle les fréquences passent de l'entrée à la sortie : pour un passe-bas, les signaux à des fréquences inférieures à f_c qui passent, tandis que pour le passe-haut, ce sont les signaux à des fréquences supérieures à f_c qui passent. Les termes bas et haut sont relatifs ici ; ils ne font référence qu'à la fréquence de coupure.

Les deux autres types de filtres ont deux fréquences de coupure f_{c1} et f_{c2} . Le filtre passe-bande permet de passer seulement les signaux à des fréquences entre les deux fréquences de coupure ; le filtre coupe-bande rejette que les signaux à des fréquences entre les deux fréquences de coupure [2].

I.3.1. Filtre passe-bas (FPB)

Un filtre passe-bas transmet des signaux basses fréquences et rejette les signaux des fréquences supérieures à la fréquence de coupure (f_c) du filtre.

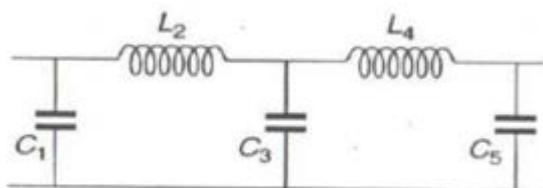


Figure I.2. Modélisation quadripolaire d'un filtre passe-bas

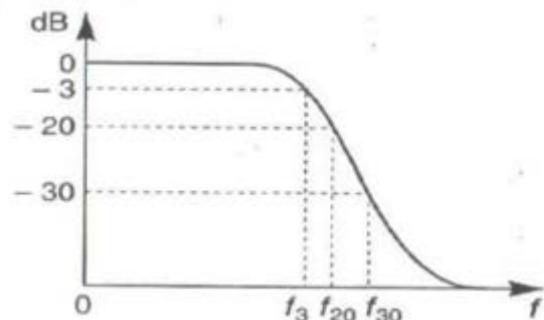


Figure I.3. Courbe de réponse amplitude fréquence d'un filtre passe-bas

Le schéma de la Figure I.2 représente le modèle d'un filtre passe-bas. Aux fréquences basses, les inductances séries présentent des impédances faibles tandis que les capacités en parallèle ont des impédances élevées ; ce filtre est donc transparent. Aux fréquences élevées, c'est le contraire : les inductances provoquent donc une réjection partielle des signaux appliqués tandis que les capacités court-circuitent le reste.

La courbe de la Figure I.3 montre la réponse amplitude-fréquence ou fonction de filtrage de ce filtre. Évidemment, la courbe n'est pas nette et l'atténuation est progressive à partir d'une certaine fréquence. On définit une bande passante du filtre à -3 dB et les fréquences de réjection à -20 dB ou à -30 dB , etc. La pente de réjection correspondant à la variation de l'atténuation autour de ces fréquences.

I.3.2. Filtre passe-haut (FPH)

Le contraire du filtre passe-bas est le filtre passe-haut, qui rejette les signaux en dessous de sa fréquence de coupure (f_c).

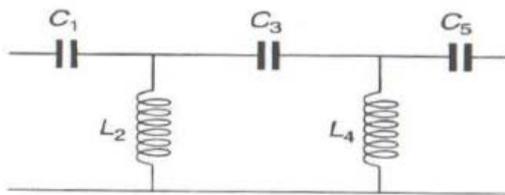


Figure I.4. Modélisation quadripolaire d'un filtre passe-haut

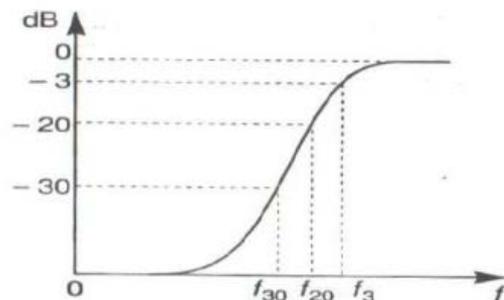


Figure I.5. Courbe de réponse amplitude fréquence d'un filtre passe-haut

Le schéma de la Figure 1.4 représente la modélisation classique d'un filtre passe-haut. Aux fréquences basses, les inductances parallèles présentent des impédances faibles tandis que les capacités série ont une impédance élevée ; il y a donc, d'une part, une réjection et, d'autre part, court-circuitage des signaux appliqués. Aux fréquences élevées, la situation est inversée et le filtre est transparent.

La Figure 1.5 montre la fonction de filtrage d'un tel filtre. Ces filtres peuvent être réalisés en technologie microbande, la difficulté provenant de la réalisation des capacités série.

I.3.3. Filtre coupe-bande (FCB)

Un filtre coupe-bande ou filtre de rejet de bande (FCB) est un filtre avec la fonction opposée du filtre passe-bande passante dont le filtre rejette les fréquences dans la bande coupée.

I.3.4. Filtre passe-bande (FPB)

Un filtre passe-bande permet à des signaux avec une Fréquence comprise entre f_{C1} et f_{C2} de traverser le filtre passe bande et d'atténuer les signaux avec des fréquences en dehors de cette plage.

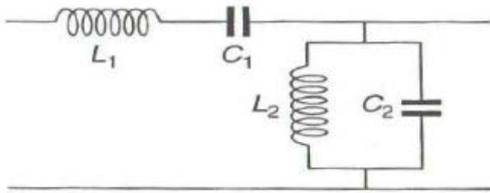


Figure 1.6. Modélisation quadripolaire d'un filtre passe-bande

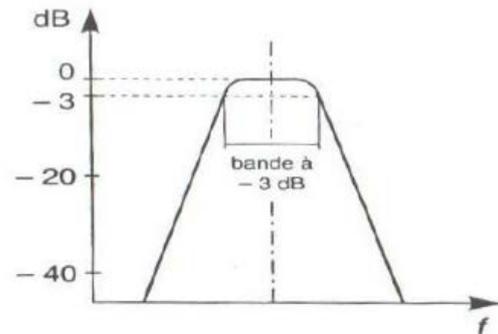


Figure 1.7. Courbe de réponse amplitude fréquence d'un filtre passe-bande.

Ces filtres doivent être transparents à l'intérieur d'une certaine bande de fréquences autour d'une fréquence centrale f_0 et présenter une fonction de filtrage conforme à la Figure 1.7. La courbe représentative des variations de cette fonction permet de définir une bande passante à -3 dB, des fréquences de réjection à -20dB, -30 dB, etc., et une pente de réjection.

Les fréquences basses (en dessous de la bande passante désirée) sont réfléchies par la capacité C_1 qui présente, pour elles, une impédance élevée, et un court-circuit par l'inductance L_2 qui présente une impédance faible. Les fréquences hautes (au-dessus de la bande passante) sont réfléchies par l'inductance L_1 (impédance élevée), et un court-circuit par la capacité C_2 (impédance faible).

I.3.4.1. Caractéristiques des filtres passe-bande

Les filtres passe-bande et coupe-bande ont quelques caractéristiques additionnelles comparativement aux filtres passe-bas et passe-haut. Ces caractéristiques sont :

I.3.4.1.1. Fréquence centrale f_0

C'est la fréquence à laquelle la fonction de transfert du filtre est purement réelle. On l'appelle aussi la fréquence de résonance. La fréquence centrale est la moyenne géométrique, des fréquences de coupure. Pour un filtre passe-bande, l'amplitude de la fonction de transfert est maximale à la fréquence centrale.

I.3.4.1.2. Largeur de bande β

C'est la largeur de la bande passante.

I.3.4.1.3. Facteur de qualité Q

C'est le rapport entre la fréquence centrale et la largeur de bande passante. Le facteur de qualité est une mesure de la largeur de la bande passante, indépendamment de la fréquence centrale [2].

I.4. Caractéristiques de base d'un filtre

On présente ici certaines caractéristiques de base des filtres. Pour accomplir ceci, on se sert de la fonction de transfert du circuit, où on considère l'entrée et la sortie comme étant des tensions.

- ✓ **Bande passante** : C'est l'étendue des fréquences entre lesquelles un signal à l'entrée passe à la sortie.
- ✓ **Bande atténuée** : C'est l'étendue de fréquences où l'amplitude d'un signal est atténuée de sorte qu'il n'apparaît pas à la sortie.
- ✓ **Fréquence de coupure** : les points de limite de bande passante et d'arrêt. Dans le filtre les caractéristiques de transmission sont définies par la fréquence de coupure.

I.5. Applications

- ✓ Systèmes de télécommunications (téléphone, télévision, radio, transmission de données...)
- ✓ Systèmes d'acquisition et de traitement de signaux physiques (surveillance médicale, ensemble de mesure, radars...)
- ✓ Alimentation électrique... [2]

I.6. Les filtre ULB

I.6.1. Définition

L'ultra large bande représente une bande de fréquence réglementée par la commission fédérale des télécommunications des états unis d'Amérique, cette bande couvre les fréquences entre 3,1 et 10,6Ghz, la FCC autorise l'utilisation de cette bande par l'industrie avec des restrictions en niveau d'énergie en émission, les filtres ULB doivent avoir une bande passante d'au moins 500MHz ou une largeur de bande d'au moins 20% par rapport à la fréquence centrale.

Les filtres ULB ont des bandes passantes, dans la plus-part des travaux publiés, ne sont toujours pas plus de 70% par rapport à la fréquence centrale, les FPB à bande large avec bande passante fractionnelle supérieure à 100% ont été proposés en combinant les filtres passe-bas et

passé-haut. Cela a une bonne suppression, mais ils présentent l'inconvénient de leurs dimensions relativement élevées et d'un retard de groupe imparfait sur la bande passante.

I.6.2. Filtres passe bande ultra large bande à résonateur à saut d'impédance

Pour les applications où la réduction de taille est critique, des filtres plus compacts doivent être développés. Cependant, une miniaturisation des filtres entraîne généralement des pertes d'insertion croissantes et des performances réduites. La miniaturisation des filtres planaires peut être obtenue grâce à l'utilisation de substrats à constante diélectrique élevée ou l'insertion d'éléments localisés, mais une modification de la géométrie est souvent nécessaire.

I.6.3. Structures à onde lente

En général, la taille des filtres micro-ondes est proportionnelle à la longueur d'onde définie à la fréquence de travail. Comme la longueur d'onde est proportionnelle à la vitesse de propagation, la réduction de la vitesse de propagation obtenue par des lignes à onde lente aboutit à des filtres plus compacts. L'introduction des lignes à onde lente permet non seulement de miniaturiser le filtre mais également parfois de rejeter les lobes secondaires vers les hautes fréquences.

I.6.4. Applications d'un Filtres à ULB

- ✓ Les caractéristiques à bande ultra-large sont bien adaptées aux applications à courtes distances, telles que les périphériques PC.
- ✓ Les systèmes ULB ont tendance à être des applications intérieures à courte portée.
- ✓ Il est plus facile de concevoir des débits de données élevés ; le débit de données peut être échangé pour la gamme en agrégeant l'énergie d'impulsion par bit de données.
- ✓ ULB est utilisée pour les systèmes de localisation en temps réel
- ✓ ULB à haut débit de données peut permettre aux moniteurs sans fil, l'efficacité transfert de données à partir de caméscopes numériques, impression sans fil de images d'un appareil photo sans avoir besoin d'un personnel transferts d'ordinateurs et de fichiers entre combinés téléphoniques des appareils portatifs tels que des lecteurs multimédias portables.
- ✓ La technologie d'imagerie radar, la localisation précise et le suivi mesurer de distance entre les radios) et la précision du temps d'arrivée approches de localisation.
- ✓ Dans le domaine des systèmes de communication à courte portée, comme celui utilisé pour éviter les collisions [2].

I.7. Filtres polynômiaux

Les filtres idéals sont irréalisables à cause de la divergence entre la phase et l'amplitude. Il faut donc définir une fonction d'approximation soit en amplitude soit en phase. De plus, les contraintes importantes imposées sur l'amplitude en termes de perte et de réjection seule les approximations en amplitude sont considérées. On catégorise les filtres selon le type de modification qu'ils imposent sur le signal d'entrée en trois approximations : Butterworth, Tchebychev et elliptique [3] [4].

I.7.1. Approximation de Butterworth

Pour l'approximation de Butterworth, la fonction de transfert de filtre d'ordre n est exprimée comme suit [5] [6] :

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{H_0}{1 + (\omega/\omega_c)^{2n}} \quad \text{I.1}$$

ω_c est la pulsation à la fréquence de coupure, H_0 est la constante d'atténuation. Les paramètres du filtre de Butterworth sont donnés sur la Figure I.8.

La Figure I.9 montre les pertes d'insertion du filtre de Butterworth pour différents ordres du filtre.

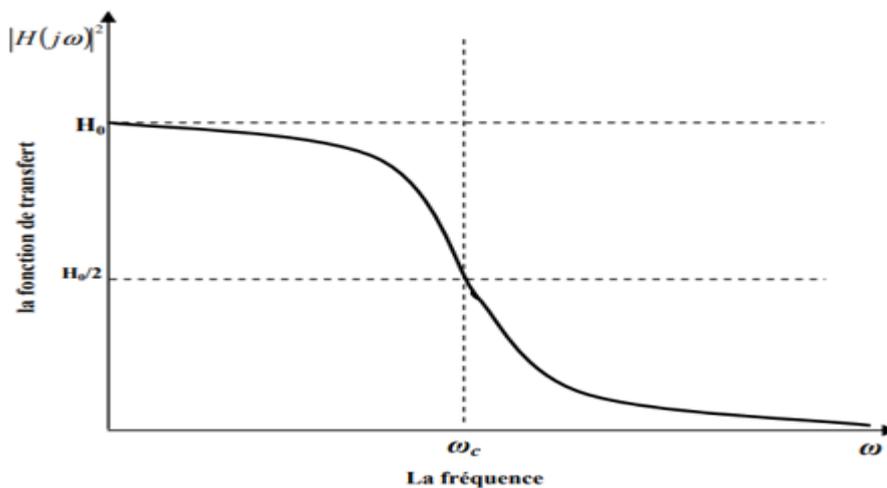


Figure I.8. Les paramètres de la réponse du filtre de Butterworth.

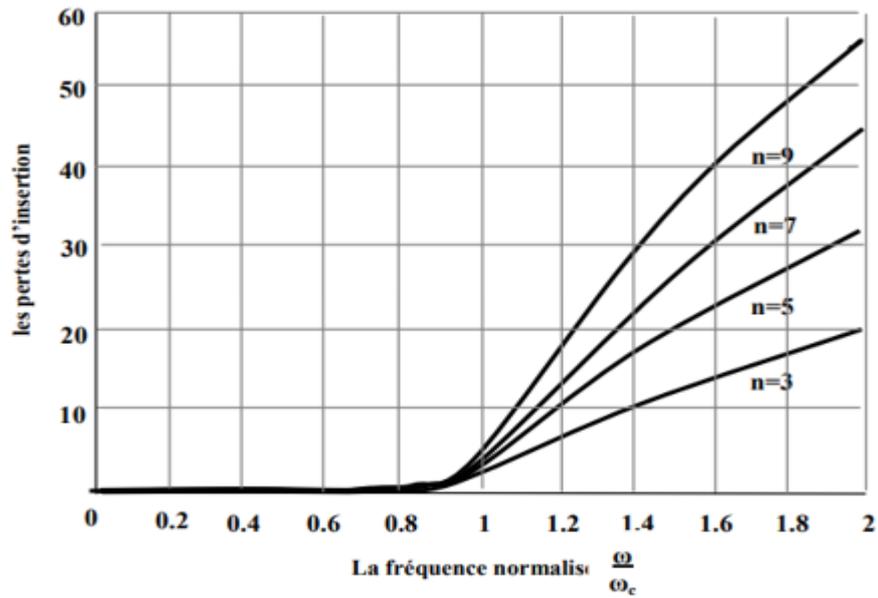


Figure I.9. Les pertes d'insertion d'un filtre prototype de Butterworth pour n=3, 5, 7, et 9.

Les valeurs des composantes du filtre prototype passe-bas de Butterworth avec des terminaisons résistifs égaux sont déterminés en utilisant les équations suivantes :

$$g_k = 2 \sin \left[\frac{(2k-1)\pi}{2n} \right], \quad k=1, 2, \dots, n \quad \text{I.2}$$

Avec

$$g_0 = 1$$

$$g_{n+1} = 1$$

Malgré sa simplicité, le type de réponse de Butterworth n'est pas trop utilisé en pratique en raison de la sélectivité insuffisante.

I.7.2. Approximation de Tchebychev

Pour l'approximation de Tchebychev, la fonction de transfert de filtre d'ordre n est exprimée comme suit [5] [6] :

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{H_0}{1 + \varepsilon^2 C_n^2(\omega/\omega_c)} \quad \text{I.3}$$

$$C_n(\omega) = \cos[n \cos^{-1}(\omega)] \quad \text{I.4}$$

Où ε et ω_c sont l'ondulation en amplitude et la fréquence de coupure, respectivement, H_0 est la constante d'atténuation.

Les paramètres du filtre de Tchebychev illustré sur la Figure I.10 montrent que l'équation transcendante est réellement un polynôme dont les premiers ordres sont donnés par :

$$C_0(\omega) = 1$$

$$C_1(\omega) = \omega$$

$$C_2(\omega) = 2\omega^2 - 1$$

$$C_{n+1}(\omega) = 2\omega C_n(\omega) - C_{n-1}(\omega)$$

I.5

La Figure I.10 montre les pertes d'insertion du filtre de Tchebychev pour différents ordres de filtre.

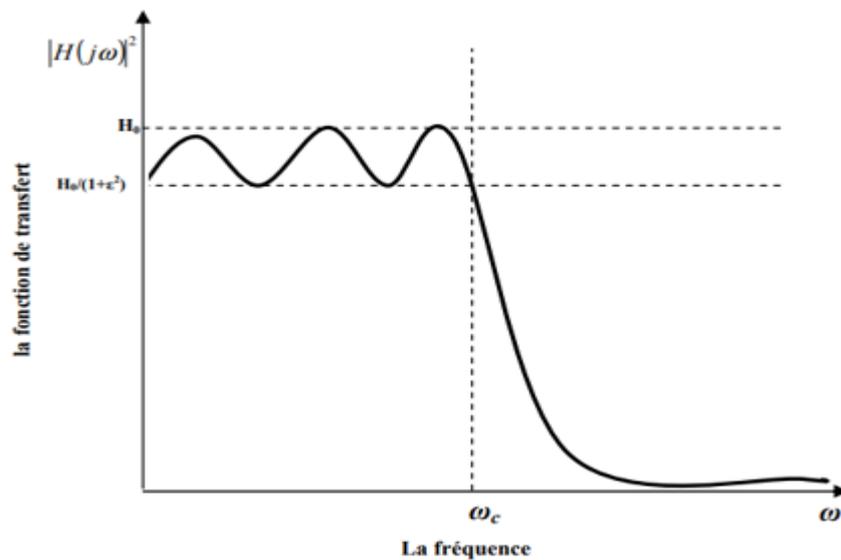


Figure I.10. Les paramètres de la réponse du filtre de Tchebychev.

Les valeurs des composants du filtre prototype passe bas de Tchebychev avec des terminaisons résistifs égaux sont déterminées en utilisant les équations suivantes :

$$g_k = \frac{4a_{k-1}a_k}{b_{k-1}g_{k-1}} \quad k=2,3,\dots,n \quad \mathbf{I.6}$$

$$g_0 = 1$$

$$g_1 = \frac{2a_1}{\gamma}$$

$$g_{n+1} = 1 \quad \text{pour } n \text{ impair}$$

$$g_{n+1} = \coth 2(\beta/4) \quad \text{pour } n \text{ pair}$$

Avec :

$$a_k = \sin\left[\frac{(2k-1)\pi}{2n}\right], \quad k=1,2,\dots,n$$

$$b_k = \gamma^2 + \sin^2\left[\frac{k\pi}{n}\right], \quad k=1,2,\dots,n$$

$$\gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right) \quad \beta = \ln\left[\coth\left(\frac{A}{2*8.686}\right)\right]$$

Où A est l'ondulation de la bande passante en décibels. La relation entre A et ϵ est donnée par l'expression suivante :

$$A=10\log (1+\epsilon^2) \quad \mathbf{I.7}$$

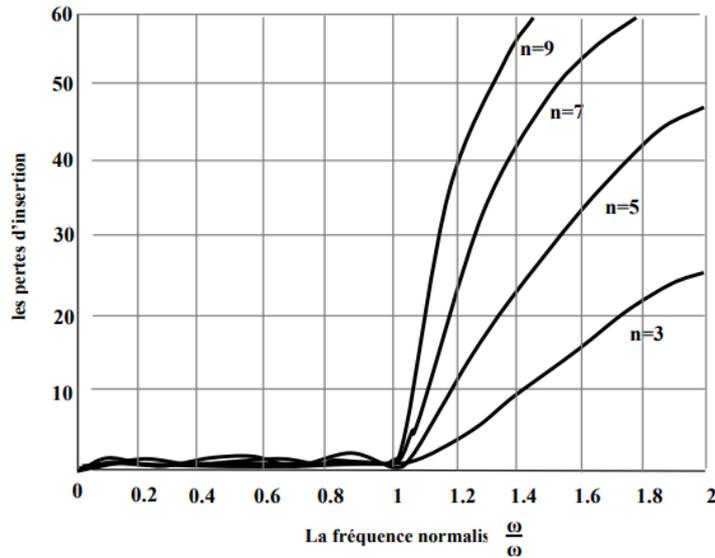


Figure I.11. Les pertes d'insertion du filtre prototype de Tchebychev pour n=3, 5, 7, et 9. [6]

Le filtre de Tchebychev est généralement utilisé dans la pratique que le filtre de Butterworth. La raison est la sélectivité plus élevée fournie dans le filtre de Tchebychev. Il y a également la réponse inverse de Tchebychev qui a les caractéristiques suivantes : une platitude maximale dans la bande passante et des ondulations égales dans la bande atténuée.

I.7.3. Approximation elliptique

Avant d'expliquer la réponse d'un filtre elliptique, il serait instructif de donner les définitions des intégrales et des fonctions elliptiques qui seront employées dans la réponse elliptique. L'intégrale suivante s'appelle le format standard de Legendre de l'intégrale elliptique du premier type de module k [5] [7] :

$$u \equiv F(k, \phi) = \int_0^x \frac{dx}{(1-x^2)^{1/2}(1-k^2x^2)^{1/2}} = \int_0^\phi \frac{d\phi}{(1-k^2 \sin^2 \phi)^{1/2}} \quad \text{I.8}$$

Puis, la fonction elliptique sinus de Jacobian de module k (c.-à-d., la fonction elliptique) est définie comme suit :

$$x \equiv sn(u, k) \quad \text{I.9}$$

Ainsi, le résultat d'une fonction elliptique est la limite de x de l'intégrale définie dans l'équation (I.9), qui produit u pour un k donné. Abramowitz et Stegun fournissent une bonne référence pour les fonctions mathématiques et les tabulations. Alternativement, des fonctions elliptiques peuvent facilement être calculées en utilisant des algorithmes numériques. Une autre

fonction qui sera employée dans la réponse elliptique de filtre est l'intégrale elliptique complète du premier type de module k , qui est définie comme suit :

$$K \equiv K(k) = F(k, \pi/2) \quad \text{I.10}$$

Pour une réponse de filtre elliptique, le paramètre k est une mesure de l'inclinaison de l'atténuation dans la bande transitoire et s'appelle facteur de sélectivité :

$$k = \frac{\omega_c}{\omega_s} \quad \text{I.11}$$

Où ω_c et ω_s sont la fréquence de coupure et le bord de la bande atténuée respectivement. Les paramètres de la fonction elliptique sont montrés sur la Figure I.12. La fonction de transfert d'un filtre elliptique du nième-ordre est exprimée comme suit :

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{H_n}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\omega/\omega_c)} \quad \text{I.12}$$

Où n est l'ordre du filtre. Les constantes H_n et ε ont la même interprétation que dans la réponse de Tchebychev. En plus de ces paramètres, on devrait également spécifier l'inclinaison du filtre elliptique k en employant (2). La fonction 2 (ω/ω_c) est donnée par [5] [7] :

n impair :

$$F_n(\omega) = H_0 \frac{\omega(\omega_1^2 - \omega^2)(\omega_2^2 - \omega^2) \dots (\omega_q^2 - \omega^2)}{(1 - k^2 \omega_1^2 \omega^2)(1 - k^2 \omega_2^2 \omega^2) \dots (1 - k^2 \omega_q^2 \omega^2)} \quad \text{I.13}$$

$$\omega_m = sn(2mK/n, k) \quad m=1, 2, \dots, q, \quad q=(n-1)/2$$

n pair :

$$F_n(\omega) = H_0 \frac{(\omega_1^2 - \omega^2)(\omega_2^2 - \omega^2) \dots (\omega_q^2 - \omega^2)}{(1 - k^2 \omega_1^2 \omega^2)(1 - k^2 \omega_2^2 \omega^2) \dots (1 - k^2 \omega_q^2 \omega^2)} \quad \text{I.14}$$

$$\omega_m = sn[(2m-1)K/n, k] \quad m=1, 2, \dots, q, \quad q=n/2$$

Avec :

$$H_0 = \left(\frac{k^n}{k_1} \right)^{1/2}$$

$$k_1 = k^n \left[\frac{(\omega_1^2 - \omega^2)(\omega_2^2 - \omega^2) \dots (\omega_q^2 - \omega^2)}{(1 - k^2 \omega_1^2)(1 - k^2 \omega_2^2) \dots (1 - k^2 \omega_q^2)} \right]$$

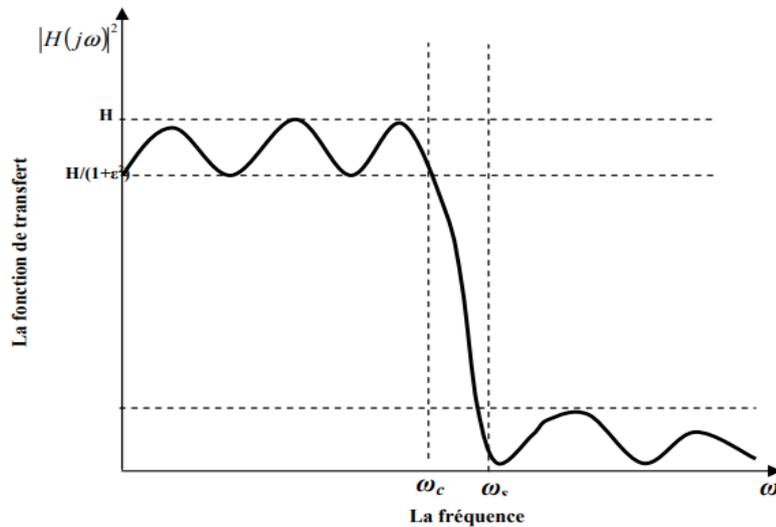


Figure I.12. Les paramètres de la réponse d'un filtre elliptique.

Les Figures I.12, I.13 représentent les pertes d'insertion du filtre elliptique pour différents ordres de filtre et les deux structures de réseau utilisées généralement pour les filtres prototype passe-bas de fonction elliptique respectivement.

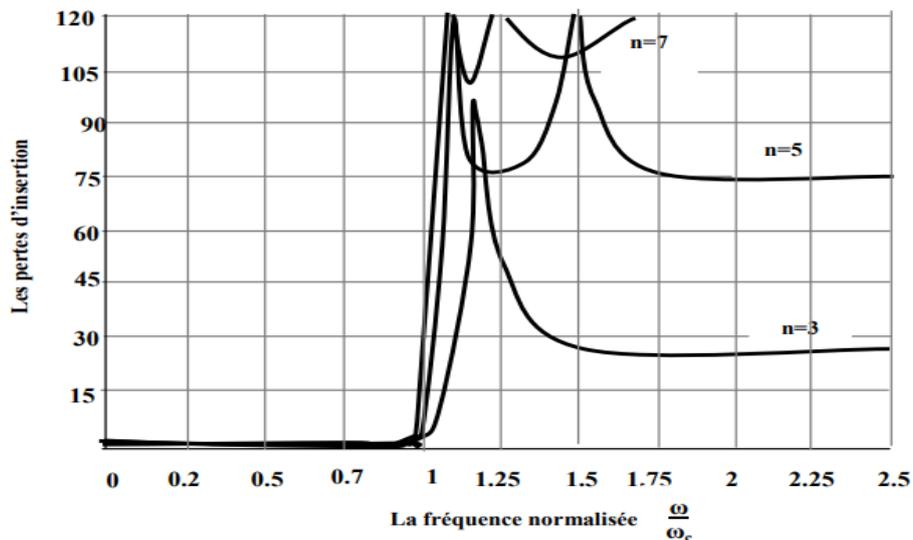


Figure I.13. Les pertes d'insertion d'un filtre prototype elliptique pour $n=3, 5$, et 7 ($k=0.9, \epsilon=0.5$)

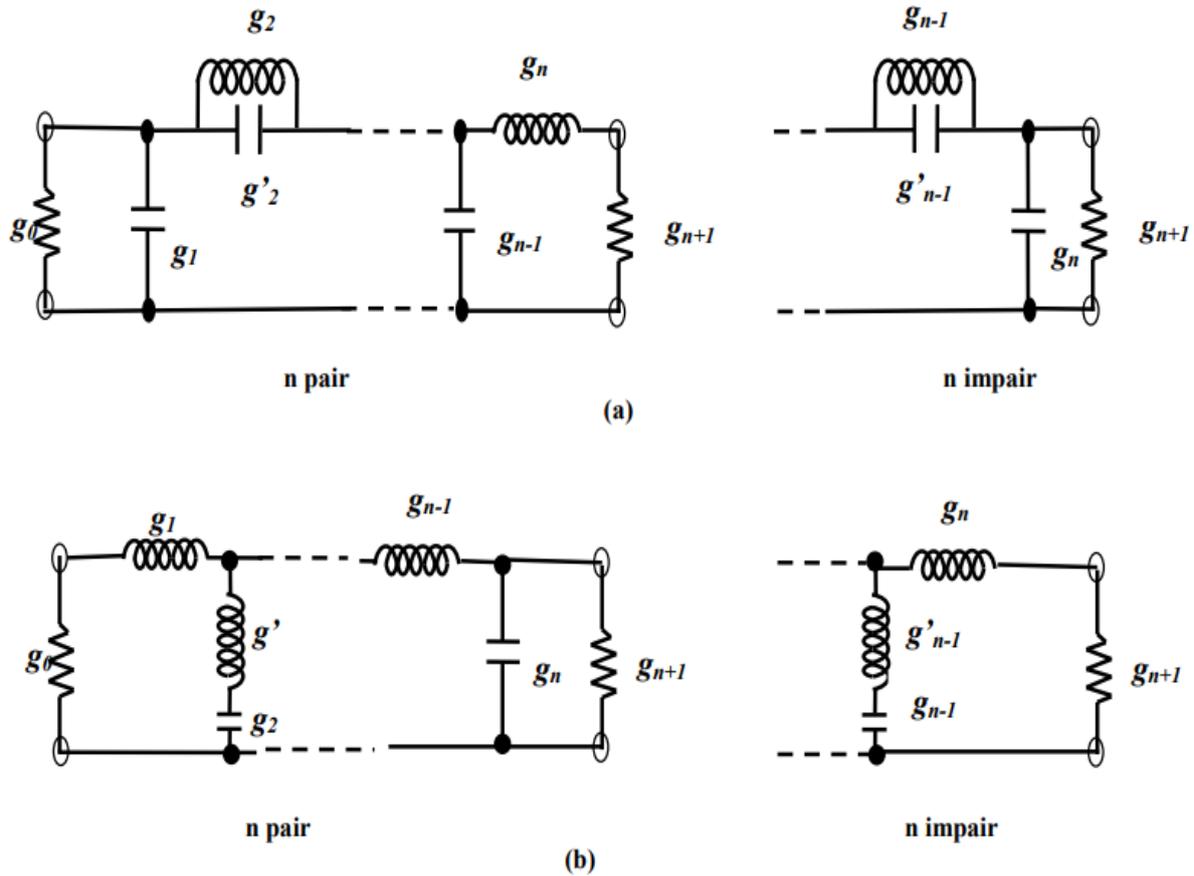


Figure I.14. Le filtre prototype passe-bas de la fonction elliptique avec a) des résonateurs parallèles branchés en série b) des résonateurs séries branchés en parallèle. [8]

Contrairement aux filtres prototype passe-bas de Butterworth et de Tchebychev, la détermination des éléments g_i de filtre prototype passe-bas elliptique est beaucoup plus compliquée. Le tableau A.1 à l'annexe A résumé les éléments g_i relatifs à des spécifications particulières des prototypes passe-bas des filtres elliptique [8].

Les trois filtres Butterworth, Tchebychev et Elliptique ont certains avantages et Inconvénients que nous montrons dans le tableau (I.1) suivant :

Filtre	Avantages	Inconvénients
Butterworth	<ul style="list-style-type: none"> - Pente du gain de -20 dB/décade ; - Forme générale similaire pour tous les ordres (sauf la pente) ; - calculs faciles ; - bon temps de propagation de groupe ; - Aucunes ondulations dans la bande passante. 	<ul style="list-style-type: none"> -Ordre élevé pour une grande sélectivité.
Tchebychev	<ul style="list-style-type: none"> - Ordre plus petit pour une grande sélectivité ; - Ondulation dans la bande passante en fonction de l'ordre n ; - Type 2 meilleure que le type 1 au niveau de l'absence d'ondulation et du temps de propagation de groupe ; - Filtres d'ordre impair, impédance d'entrée et sortie identique. 	<ul style="list-style-type: none"> -Ondulation dans la bande passante ; -Utilisation d'ordre pair impossible avec le type 2 ; -Type 2 peu utilisé à cause de sa complexité et la nécessité de régler précisément les circuits LC; -Temps de propagation de groupe non constant en bande passante.
Elliptique	<ul style="list-style-type: none"> .-Filtre à coupure maximale. -coupure raide. 	<ul style="list-style-type: none"> -Difficulté du calcul. -Difficile à réaliser.

Tableau I.1. Comparaison des différents filtres [9].

I.8. Dénormalisation et changement de variable ou de fréquence

A partir de la synthèse du filtre passe bas normaliser, caractérisé par les valeurs de l'inductance L_n et des capacités C_n , on peut obtenir la synthèse de n'importe quel filtre pour une fréquence centrales ω_0 quelconque, une bande de fréquences de référence $\omega_2 - \omega_1$ quelconque et adapté à une charge R_L .

Le tableau I.2 présente les transformations de fréquence et des éléments à partir du prototype passe bas pour les différents types de filtres. [10]

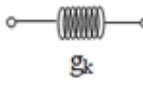
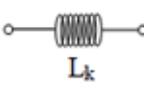
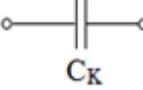
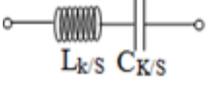
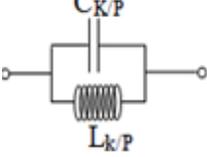
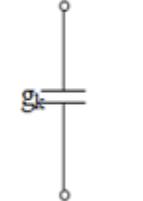
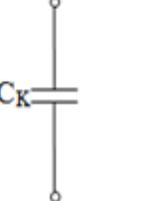
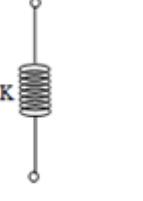
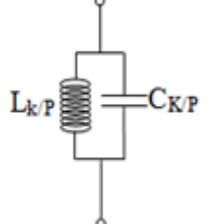
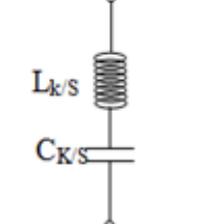
	Prototype passe bas	Passé bas (a)	Passé haut (b)	Passé bande (c)	Coupe bande (d)
Transformation en fréquence	Ω	$\Omega = \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)$	$\Omega = -\frac{\omega_c}{\omega}$	$\Omega = \frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)$	$\Omega = \frac{\Delta}{\left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0}\right)}$
Valeurs des éléments		 $L_k = \left(\frac{R_0 \cdot g_k}{\omega_c}\right)$	 $C_k = \left(\frac{1}{\omega_c \cdot R_0 \cdot g_k}\right)$	 $C_{k/s} = \left(\frac{\Delta}{\omega_0}\right) \frac{1}{R_0 \cdot g_k}$ $L_{k/s} = \left(\frac{1}{\Delta \cdot \omega_0}\right) R_0 g_k$	 $C_{k/p} = \left(\frac{1}{\Delta \cdot \omega_0}\right) \frac{1}{R_0 \cdot g_k}$ $L_{k/p} = \left(\frac{\Delta}{\omega_0}\right) R_0 \cdot g_k$
		 $C_k = \left(\frac{g_k}{\omega_c \cdot R_0}\right)$	 $L_k = \left(\frac{R_0}{\omega_c \cdot g_k}\right)$	 $C_{k/p} = \left(\frac{1}{\Delta \cdot \omega_0}\right) \frac{g_k}{R_0}$ $L_{k/p} = \left(\frac{\Delta}{\omega_0}\right) \frac{R_0}{g_k}$	 $L_{k/s} = \left(\frac{1}{\Delta \cdot \omega_0}\right) \frac{R_0}{g_k}$ $C_{k/s} = \left(\frac{\Delta}{\omega_0}\right) \frac{g_k}{R_0}$

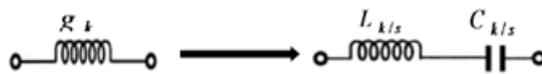
Tableau I.2. Transformation de fréquence et des éléments à partir du prototype passe-bas

I.8.1. Transposition passe bas-passe bande

Le filtre souhaité n'a qu'une bande passante et il est défini par deux fréquences de coupures : ω_{c1} et ω_{c2} .

A chaque fréquence du « prototype » correspond deux fréquences du passe bande :

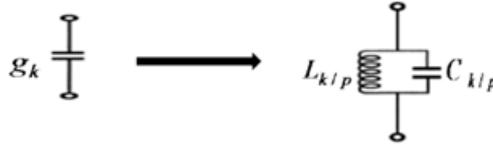
- ✓ transformation d'une inductance série en un circuit LC série.



$$L_{k/s} = \frac{R_0 g_k}{\Delta \omega_0} \quad \text{I.15}$$

$$C_{k/s} = \frac{\Delta}{R_0 g_k \omega_0} \quad \text{I.16}$$

✓ transformation d'une capacité shunt en un circuit LC shunt.



$$C_{k/p} = \frac{g_k}{R_0 \Delta \omega_0} \quad \text{I.17}$$

$$L_{k/p} = \frac{\Delta R_0}{g_k \omega_0} \quad \text{I.18}$$

Figure I.15. Transposition du passe-bas vers le passe-bande

La transposition passe bas-passe bande transforme une inductance en un circuit résonnant série et une capacité en un résonnant parallèle.

$$\text{Où : } \Delta \omega = \omega_{c2} - \omega_{c1} \quad \text{I.19}$$

$$\text{Et } \omega_0 = \sqrt{\omega_{c1} \cdot \omega_{c2}} \quad \text{I.20}$$

I.9. Paramètres de diffusion

Dans le domaine des systèmes de radiofréquence (RF) et de la diffusion, les paramètres de répartition S_{ij} jouent un rôle capital dans la représentation des performances d'un circuit RF. Ceux-ci sont d'une grande importance car la caractérisation d'un tel système ne peut pas être effectuée par de simples mesures en circuit ouvert ou en court-circuit comme dans des mesures en basses fréquences.

En hautes fréquences, un simple fil présentera une inductance qui peut être une grandeur substantielle et modifiera la réponse du circuit et des charges capacitatives se créent aux bornes du circuit, ainsi, pour étudier un circuit HF les données recueillies en court-circuit et en circuit-ouvert ne sont pas suffisantes et l'étude doit se porter sur des cas de charges adaptées avec des ondes réfléchies nulles.

I.9.1. Définition des paramètres S

Les paramètres S_{ij} sont des descripteurs d'ondes qui nous permettent de définir les relations entrée-sortie d'un réseau en termes d'ondes de puissance incidente et réfléchie au point désiré dans le circuit tel qu'illustré à la Figure I.16.

Ces paramètres fournissent une matrice qui décrit d'une manière simple les caractéristiques d'un réseau plus compliqué. Les éléments de matrice dépendent des ports réseau. Considérons un réseau à deux ports.

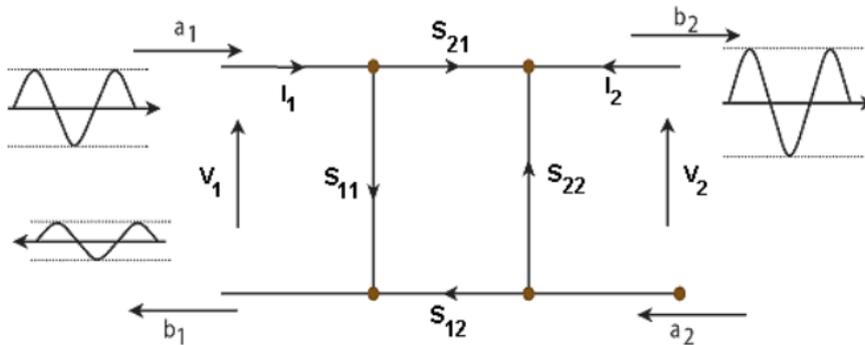


Figure I.16. Représentation d'un circuit HF [2]

a_1, a_2 pour les ondes incidentes et b_1, b_2 pour les ondes réfléchies. Les équations des ondes de réseau sont données ci-dessous

$$b_1 = s_{11}a_1 + s_{12}a_2$$

$$b_2 = s_{21}a_1 + s_{22}a_2$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

Les éléments de matrice $S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}$ sont les paramètres de répartition ou les paramètres S_{ij} , on suppose que chaque port est terminé par une impédance caractéristique (Z_0)

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{\text{onde de puissance réfléchie au port 1}}{\text{onde de puissance incidente au port 1}}$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{\text{onde de puissance transmise au port 2}}{\text{onde de puissance incidente au port 1}}$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_2=0} = \frac{\text{onde de puissance réfléchie au port 2}}{\text{onde de puissance incidente au port 2}}$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_2=0} = \frac{\text{onde de puissance transmise au port 1}}{\text{onde de puissance incidente au port 2}}$$

La matrice S est donnée par :

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

- Si le réseau est réciproque, alors $S_{12}=S_{21}$
- Si le réseau est symétrique, alors $S_{11}=S_{22}$
- Pour un réseau passif sans pertes on peut écrire les équations suivantes [2] :

$$S_{11}^2 + S_{21}^2 = 1$$

$$S_{12}^2 + S_{22}^2 = 1$$

Les paramètres S_{ij} dans le champ RF ou micro-onde peuvent représenter les différentes caractéristiques telles que le gain, la perte de retour (RL), le rapport d'onde stationnaire de tension (VSWR), la perte d'insertion (IL), la stabilité, etc.

Les paramètres S_{ij} sont des quantités vectorielles mais habituellement leurs grandeurs sont utiles dans les systèmes de communication.

En conclusion :

- ✓ S_{11} : coefficient de réflexion au port 1 ;
- ✓ S_{12} : coefficient de transmission de port 2 au port 1 ;
- ✓ S_{21} : coefficient de transmission de port 1 au port 2.
- ✓ S_{22} : coefficient de réflexion au port 2 [2].

Chapitre II

Technologie CMOS

II.1. Introduction

La technologie CMOS 0,18 μm est une technologie de fabrication des circuits intégrés (CI) qui utilise des transistors à effet de champ métal-oxyde-semi-conducteur (MOSFET) dont la taille de grille est de 0,18 micromètre (μm). Cette technologie est considérée comme une technologie submicronique, car la taille des transistors est inférieure à 1 μm .

La technologie CMOS 0,18 μm utilise des transistors miniaturisés, disposants d'une longueur du canal de conduction minimale de 0,18 μm , pour créer des circuits intégrés (CI) puissants et compacts. Grâce à ses avantages incluent une densité de transistors accrue, des performances améliorées et un coût réduit, la technologie CMOS est utilisée dans une large gamme d'applications, notamment les microprocesseurs, les mémoires, les circuits logiques et analogiques.

II.2. Dispositifs de base en technologie CMOS

II.2.1. MOSFET

Le MOSFET, acronyme anglais de (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor), est un dispositif semi-conducteur de type transistor à effet de champ. Comme tous les transistors ou même les tubes à vide, le MOSFET module le courant qui le traverse à l'aide d'un signal appliqué à son électrode d'entrée ou grille isolée du canal par une couche de l'oxyde de silicium (SiO_2). Dans la Figure II.1, le MOSFET possède 4 électrodes qui se définissent comme suit :

- ✓ la source (Source) S : point de départ des porteurs.
- ✓ le drain (Drain) D : point de collecte des porteurs.
- ✓ la grille (Gâte) G et le substrat (Body) B sont les électrodes de la capacité MOS qui contrôlent le nombre des porteurs présents dans le canal.

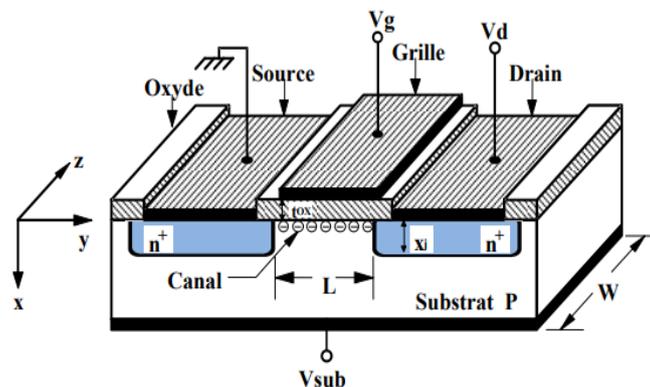


Figure II.1. Structure d'un transistor MOSFET

L'intensité du courant circulant entre la source et le drain est commandée par la tension appliquée entre l'électrode de la grille et l'électrode du substrat. Très souvent les électrodes de source et de substrat sont électriquement reliées, on retrouve donc un composant à 3 électrodes dans lequel le courant entre le drain et la source I_d est commandée par une tension entre la grille et la source V_{gs} .

II.2.1.1. Régime de fonctionnement du MOSFET

Lorsque la tension $V_{gs} > V_T$ où V_T est la tension de seuil, il suffit d'imposer une tension V_{ds} entre le drain et la source pour que le champ électrique parallèle à l'interface puisse déplacer les électrons et ainsi créer un courant I_d positif. On peut alors définir deux modes : linéaire et saturé, qui dépendent alors de la tension V_{ds} appliquée.

En régime linéaire, l'expression du courant I_d qui traverse le canal de conduction s'écrit [11] :

1. pour les faibles polarisations de $V_{ds} \ll 2(V_{gs} - V_T)$

$$I_d = \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{gs} - V_{th}) V_{ds} \quad \text{II.1}$$

2. pour V_{ds} proche de $V_{gs} - V_T$

$$I_d = \mu C_{ox} \frac{W}{L} \left[(V_{gs} - V_{th}) V_{ds} - \frac{V_{ds}^2}{2} \right] \quad \text{II.2}$$

Où μ est la mobilité des porteurs (électrons dans le cas d'un canal de type N), C_{ox} la capacité de l'oxyde de grille par unité de surface. W Et L sont respectivement les dimensions caractéristiques du canal appelées également la largeur et la longueur de la grille du MOSFET.

Lorsque $V_{ds} > V_{gs} - V_T$, le transistor fonctionne alors en mode de saturation et la dépendance de I_d avec V_{ds} disparaît. Ce courant de saturation I_d peut être approximé par la relation suivante [11] :

$$I_d = \mu C_{ox} \frac{W}{2L} (V_{gs} - V_{th})^2 \quad \text{II.3}$$

Concernant la transconductance du MOSFET, elle est exprimée par la relation suivante [11] :

$$g_m = \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{gs} - V_{th}) \quad \text{II.4}$$

$$g_m = \sqrt{2\mu C_{ox} \frac{W}{L} I_d} \quad \text{II.5}$$

Sachant que cette dernière expression de g_m est uniquement valide en mode de saturation.

II.2.1.2. Modèle électrique petit signal du MOSFET

La Figure II.2(a) illustre le modèle électrique petit signal du MOSFET [12]. Ce modèle intègre les différentes capacités parasites intrinsèques limitant la fréquence de transition, la résistance de sortie et les transconductances. Cependant, ce modèle peut être réduit à celui de la figure II.2(b) lorsque le substrat et la source sont au même potentiel (court-circuit). Ce schéma est souvent exploité dans les différents calculs en régime dynamique.

Pour les capacités C_{gs} , C_{gd} et C_{ds} (sachant que $C_{ds} = C_{db}$), elles dépendent du régime de fonctionnement du transistor [12]. La valeur de la capacité grille-source C_{gs} est plus significative en régime de saturation et vaut approximativement $2/3C_{ox}WL$. Tandis que les valeurs des capacités C_{gd} et C_{ds} restent faibles par rapport à celle de C_{gs} . Pour un calcul plus précis, il est préconisé d'utiliser les expressions des capacités à partir des modèles comme celui de BSIM3.

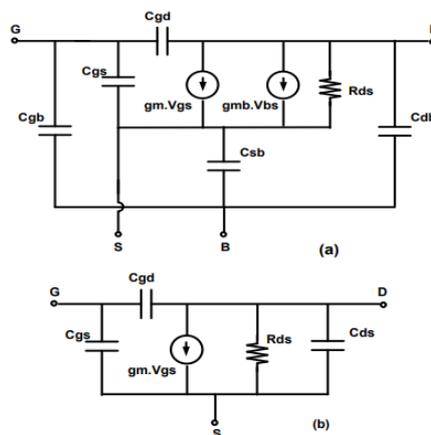


Figure II.2. Modèle électrique petit signal du MOSFET a) $V_{bs} \neq 0$, b) $V_{bs} = 0$ [12]

II.2.2. Résistance intégrée

La résistance d'une bande métallique Figure II.3 de résistivité ρ , de longueur L , de largeur W et d'épaisseur t , est donnée par [13] :

$$R = \rho \frac{L}{W \cdot t} \quad \text{II.6}$$

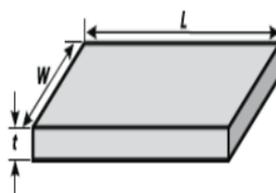


Figure II.3. Conducteur rectangulaire (résistance).

Si l'on considère une bande carrée ($W = L$), on notera sa résistance comme suit :

$$R = \rho/t \quad \text{II.7}$$

Elle est donc indépendante des dimensions du carré et exprimée en Ohms par carré. Pour calculer la résistance totale d'une bande, on la considère comme une succession de n carrés et sa résistance vaudra donc n fois la résistance d'un carré. Pour réaliser des résistances assez grandes, on peut aussi replier la bande métallique en méandres.

II.2.3. Capacité intégrée

La capacité intégrée peut être réalisée en utilisant deux armatures conductrices et un isolant entre ses deux armatures. Ainsi, plusieurs possibilités peuvent avoir lieu si on se base sur une technologie CMOS. On peut donc trouver des capacités MIM (Métal Isolant Métal), des capacités PIM (Poly-silicium Isolant Métal) où l'isolant n'est que l'oxyde de silicium, ou bien la capacité MOS qui est constituée par une région fortement dopée et un contact métallique, séparés par un oxyde diélectrique relativement épais.

Dans le cas d'une capacité MIM ayant une surface A_{MIM} Figure II.4, le calcul de la capacité est donné par l'expression suivante [13] :

$$C_{MIM} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{d} \cdot A_{MIM} \quad \text{II.8}$$

Où ϵ_r et d sont respectivement la permittivité relative et l'épaisseur de l'isolant. L'insertion de couches isolantes de permittivité supérieure accroît la capacité qui, d'ailleurs, ne dépend pas de la tension appliquée Figure II.4.

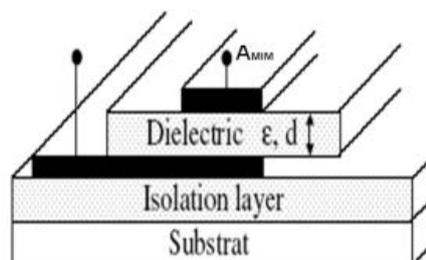


Figure II.4. Coupe transversale d'une capacité MIM sur substrat.

Pour le modèle électrique, il peut prendre deux formes Figure II.5. Si la capacité est liée au substrat, le modèle équivalent prendra en considération les pertes de cette dernière Figure II.5 (a). Dans l'autre cas, le modèle équivalent est celui de la Figure II.5(b) où la capacité est

séparée du substrat par un plan de masse.

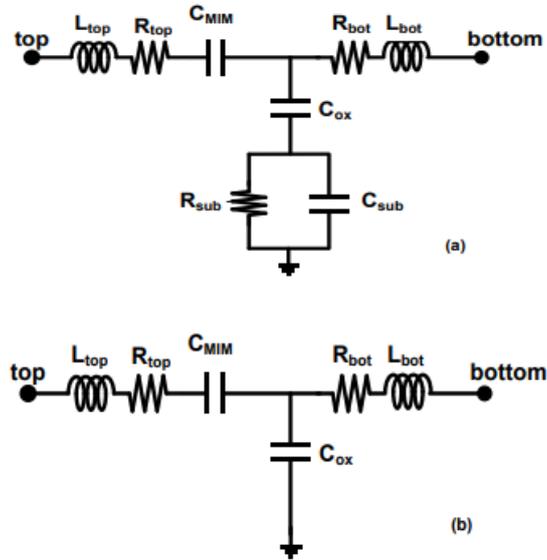


Figure II.5. Modèle électrique de la capacité intégrée a) sur substrat b) avec plan de masse.

II.2.4. Inductance intégrée

L'inductance intégrée est l'un des éléments passifs qu'on peut réaliser sur le substrat du silicium avec une forme spirale Figure II.6. Pour son modèle électrique correspondant, il est représenté dans la Figure II.7 incluant l'inductance de la spire L_s , les pertes séries dans le ruban métallique r_s (notons que r_s regroupent les pertes ohmiques intrinsèques et celles dues à l'effet de peau, à l'effet de proximité et mêmes les pertes par courant de Foucault dans le substrat), la capacité C_s qui représente les capacités entre segments adjacents de la spirale et le recouvrement entre le ruban métallique et le contact central («under-pass»), la capacité C_{ox1} entre la spire et le substrat et en dernier les éléments modélisant le substrat (R_{sub} et C_{sub}).

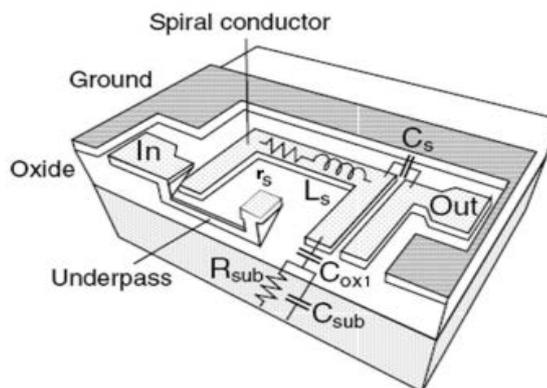


Figure II.6. Coupe 3D de l'inductance spirale intégrée sur substrat

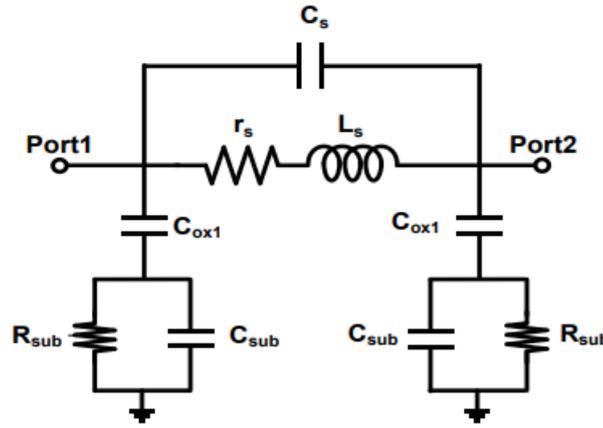


Figure II.7. Modèle électrique de l'inductance

Pour l'inductance (L_s) du modèle de la Figure II.7, elle peut être estimée approximativement par la relation suivante [13] [14] :

$$L_s = \frac{\mu_0 N^2 d_m c_1}{2} \left(\ln \left(\frac{c_2}{\rho_1} \right) + c_3 \rho_1 + c_4 \rho_1^2 \right) \quad \text{II.9}$$

Où N est le nombre de spires, $d_m = 0,5 (d_{out} + d_{in})$ est le diamètre moyen de l'inductance, d_{out} et d_{in} sont respectivement les diamètres extérieur et intérieur de la spirale.

$\rho_1 = (d_{out} - d_{in}) / (d_{out} + d_{in})$, μ_0 est la perméabilité magnétique du vide, c_i sont des coefficients qui dépendent du type d'inductance (carrée, hexagonale, octogonale, circulaire) dont les valeurs sont obtenues empiriquement. L'équation II.9 montre bien que la valeur de la self L_s est proportionnelle au carré du nombre de tours et peut être maximisée par l'augmentation du diamètre moyen. Pour la résistance série, elle est également donnée par la relation II.1 où l'épaisseur t est remplacée par l'épaisseur effective t_{eff} [13] :

$$r_s = \frac{\rho \cdot L}{W \cdot t_{eff}} \quad \text{II.10}$$

Et t_{eff} est donnée par l'expression :

$$t_{eff} = \delta \left(1 - e^{-\frac{t}{\delta}} \right) \quad \text{II.11}$$

Où δ représente l'épaisseur de peau qui s'exprime par $\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu_0 f}}$ et f la fréquence de travail.

Selon ces expressions, l'épaisseur effective diminue avec la fréquence, par conséquent la résistance série augmente.

D'après l'équation de r_s , on note que les pertes résistives peuvent être minimisées par l'utilisation d'un ruban épais à base d'un matériau bon conducteur tel que le cuivre. Néanmoins, l'utilisation d'une épaisseur supérieure à la profondeur de peau, à la fréquence visée, est sans intérêt puisque le signal est limité à cette profondeur. Les pertes peuvent être aussi minimisées par l'utilisation d'un ruban large et le plus court possible pour une inductance donnée. Par rapport à la longueur minimale, une self circulaire est meilleure que la self octogonale qui est à son tour meilleure que la self carrée. L'élargissement du ruban ne doit pas se faire sans prendre en considération les capacités parasites vers le substrat car ces dernières augmentent avec la largeur. Pour les capacités série et d'oxyde, elles sont aussi données par [13] [14] :

$$C_s = \frac{N \varepsilon_{ox} \cdot \omega^2}{d_{cc}} \quad \text{II.12}$$

$$C_{ox1} = \frac{\varepsilon_{ox} \cdot L \cdot W}{2 \cdot t_{ox}} \quad \text{II.13}$$

Où t_{ox} et d_{cc} sont respectivement les épaisseurs de l'oxyde entre le ruban métallique et le substrat, et entre les rubans conducteurs des spires. ε_{ox} est la permittivité diélectrique de l'oxyde.

Pour réduire la capacité C_{ox1} , on essaye souvent de réduire la surface $L W$ du ruban ou d'augmenter l'épaisseur t_{ox} en utilisant le dernier niveau de métal offert par la technologie pour réaliser les spires. Par ailleurs, en termes de pertes, le modèle de l'inductance comprend aussi la capacité et la résistance du substrat qui sont données par les relations suivantes :

$$C_{sub} = \frac{L \cdot W \cdot C_{sb}}{2} \quad \text{II.14}$$

$$R_{sub} = \frac{2}{L \cdot W \cdot G_{sb}} \quad \text{II.15}$$

Où C_{sb} et G_{sb} sont la capacité et la conductance par unité de surface du substrat silicium. Un blindage de masse en anneau ou un substrat à forte résistivité (peu dopé) peuvent être utilisés afin de minimiser ces pertes.

Pour une inductance spirale, les caractéristiques principales sont sa valeur et son facteur de qualité. Pour déterminer ces derniers, il suffit de les extraire à partir des paramètres de répartition S simulés ou mesurés. Ainsi, deux configurations se présentent pour extraire le facteur de qualité de l'inductance Q :

Si l'inductance est montée en série, son facteur de qualité est défini par la relation suivante [14] :

$$Q = \frac{|\Im(Y_{12})|}{\Re(Y_{12})} \quad \text{II.16}$$

Dans l'autre cas, l'un des ports de cette inductance est relié à la masse. Pour cela, le facteur de qualité est exprimé par la formule suivante [14] :

$$Q = \frac{|\Im(Y_{11})|}{\Re(Y_{11})} \quad \text{II.17}$$

Où Y_{ij} sont les paramètres admittances du circuit équivalent de l'inductance intégrée qui peuvent être obtenus après la conversion des paramètres de répartition S_{ij} .

- ✓ W est la largeur de la piste
- ✓ S est l'espacement entre deux pistes métalliques adjacentes
- ✓ N est le nombre de tours
- ✓ R est le rayon intérieur de l'inductance
- ✓ $M5$ et $M6$ sont respectivement le cinquième et sixième niveau de métallisation.

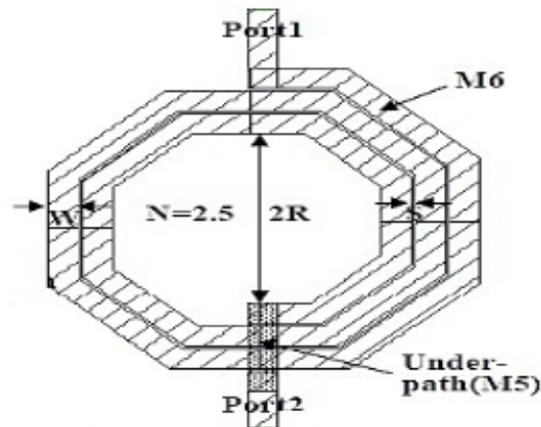


Figure II.8. Vue de dessus du masque (layout) d'un Inductance standard en technologie CMOS [15]

$$L = \Im(Z_{1_port}) / 2\pi f \quad \text{II.15}$$

$$Q_L = \Im(Z_{1_port}) / \Re(Z_{1_port}) \quad \text{II.16}$$

Avec :

$$Z_{1_port} = Z_0 \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (\text{Lorsque le deuxième port de l'inductance est relié à la masse})$$

$$Z_{1_port} = Z_0 \frac{2 S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (\text{Lorsque l'inductance est montée en série}).$$

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons rappelé l'importance de l'évolution des technologies à semi-conducteurs et plus particulièrement l'intérêt d'utilisation de la technologie CMOS pour les applications radiofréquences et millimétriques. Ensuite, nous avons donné un aperçu sur la technologie CMOS 0.18 μm , suivi d'une description de composants de base de cette technologie, notamment le MOSFET et les éléments passifs.

Chapitre III

Conception et simulation des filtres passe bande ULB

III.1. Introduction

Le filtre passe-bas constitue la base de la méthode de conception pour tous les types de filtres. En effet, les différentes catégories peuvent se déduire du filtre passe-bas normalisé idéal. Celui-ci est caractérisé par les conditions suivantes :

- ✓ un affaiblissement nul dans la bande passante afin de préserver la puissance du signal utile.
- ✓ un affaiblissement infini dans la bande atténuée afin d'éliminer les signaux parasites,
- ✓ une bande de transition de largeur nulle,
- ✓ un déphasage linéaire dans la bande passante afin d'éviter toute distorsion du signal transmis.

Une première étape consiste donc à rechercher une fonction de transfert qui approche au mieux les caractéristiques imposées par le gabarit du filtre passe bas normalisé de référence. Les solutions les plus courantes sont les fonctions d'approximations du type ButterWorth, TChebyshev, elliptique.

L'approximation de ButterWorth nécessite un ordre de filtre très élevé pour présenter une réjection acceptable, ce qui conduit inévitablement à un niveau de pertes important sur le filtre réel. Quant à l'approximation de TChebyshev, elle est plus couramment utilisée car elle est simple à mettre en œuvre, et présente selon l'ondulation tolérée, une réjection plus forte dans la bande atténuée pour un ordre équivalent.

Outre ces filtres classiques, il existe les approximations elliptiques qui présentent une ondulation à la fois dans la bande passante et dans la bande atténuée. Une autre fonction très utilisée est l'approximation de Tchebycheff généralisée qui permet d'obtenir des réponses qui-ondulations dans la bande ainsi que des zéros de transmission répartis dans tout le plan complexe. La présence de zéros de transmission à des fréquences discrètes dans la bande atténuée de ces filtres permet d'atteindre des niveaux de réjection élevés pour un ordre restreint. Bien que ces filtres soient performants, le schéma électrique et la synthèse qui leur sont associés sont souvent complexes à mettre en œuvre et rendent par conséquent la conception plus difficile.

III.2. Transposition passe bas-passe bande

Le Cahier de charge est défini par.

- ✓ f_0 : fréquence centrale.
- ✓ Deux fréquences de coupures : f_{C_min} et f_{C_max}
- ✓ Atténuation maximale (ondulation) $A_{max} = -0.1$ dB
- ✓ Atténuation minimale $A_{min} = -20$ dB

Avec :

$$\omega = 2\pi \times 2.8 \times 10^9$$

$$\omega_1 = 2\pi \times 3.1 \times 10^9$$

$$\omega_2 = 2\pi \times 10.6 \times 10^9$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$$

$$\Delta = \frac{(\omega_2 - \omega_1)}{\omega_0}$$

$$\omega_N = \frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$$

III.2.1. Filtres prototypes passe-bas de Tchebychev

III.2.1.1. Détermination du nombre d'ondulation (ordre du filtre)

Le degré (l'ordre n) d'un passe-bas prototype de Tchebychev est calculé par la relation suivante :

$$n \geq \cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0.1|A_{min}|} - 1}{10^{0.1A_{max}} - 1}} / \cosh^{-1} \omega_N$$

En appliquant les spécifications du filtre passe bande ULB définies précédemment on a obtenu un ordre du filtre $n=8$. Les expressions permettant de calculer les paramètres normalisés g_i du phototype passe-bas sont données comme suivant :

$$g_i = \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4 \sin\left(\frac{2i-1\pi}{2n}\right) \sin\left(\frac{2i-3\pi}{2n}\right)}{\left(\gamma^2 + \sin^2\left(\frac{(i-1)\pi}{n}\right)\right)}$$

Avec :

$$g_0 = 1.0$$

$$g_1 = \frac{2}{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right)$$

$$\beta = \ln \left[\coth\left(\frac{A_{max}}{17.37}\right) \right]$$

$$\gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right)$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1.0 & \text{pour } n \text{ pair} \\ \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) & \text{pour } n \text{ impair} \end{cases}$$

La transformation passe bas-passe bande transforme une inductance en un circuit résonnant série et une capacité en un résonnant parallèle selon les règles I.17, I.18. Le tableau III.1 suivant représente les résultats obtenus :

g(i)	g1	g2	g3	g4	g5	g6	g7	g8
Valeur normalisées	1.189	1.434	2.119	1.601	2.17	1.564	1.944	0.877
Inductances (L)	1.262	1.266	2.249	1.134	2.302	1.161	2.063	2.069
Capacités (C)	0.610	0.608	0.342	0.679	0.334	0.663	0.373	0.372

Tableau III.1. Les valeurs des éléments gi et des composants LC du filtre Tchebychev passe-bande

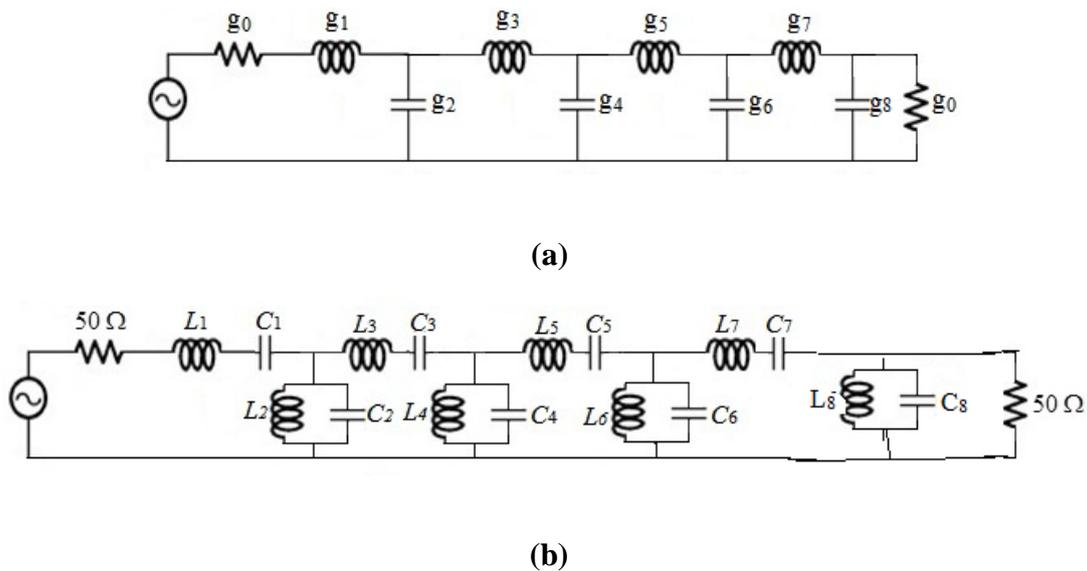


Figure III.1. (a) Prototype passe-bas, (b) filtre passe-bande dé normalisé.

III.2.2. Filtrés prototypes passe-bas de Butter Worth

III.2.2.1. Détermination du nombre d'ondulation (ordre du filtre)

Le degré (l'ordre n) d'un passe-bas prototype de Butter Worth est calculé par la relation Suivante :

$$n \geq \frac{\log(10^{0.1|A_{min}|} - 1)}{2 \log \omega_N}$$

Un ordre du filtre de Butterworth $n=14$ est obtenu en remplaçant les mêmes spécifications du filtre. Les paramètres g_i du filtre peuvent être calculés par les relations suivantes :

$$g_0 = 1.0$$

$$g_i = 2 \sin\left(\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right) \text{ Pour } i=1 \text{ à } n$$

$$g_{n+1} = 1.0$$

La transformation de prototype passe-bas au filtre passe bande transforme une inductance en un circuit résonnant série et une capacité en un résonnant parallèle selon les expressions (I.17) et (I.18). Le tableau III.2 Suivant représente les paramètres obtenus :

g_i	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7
Valeur normalisées	0.223	0.660	1.064	1.414	1.693	1.887	1.987
Inductances (L)	0.237	2.749	1.129	1.284	1.796	0.962	2.108
Capacités (C)	3.244	0.280	0.682	0.600	0.429	0.801	0.365

g_i	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}	g_{12}	g_{13}	g_{14}
Valeur normalisées	1.987	1.887	1.693	1.414	1.064	0.660	0.223
Inductances (L)	0.913	2.003	1.072	1.500	1.706	0.700	8.111
Capacités (C)	0.843	0.384	0.718	0.513	0.451	1.099	0.095

Tableau III.2. Les valeurs des éléments g_i et des composants LC du filtre Butterworth passe bande

La transformation passe bas-passe bande transforme une inductance en un circuit résonnant série et une capacité en un résonnant parallèle selon les équations I.17, I.18

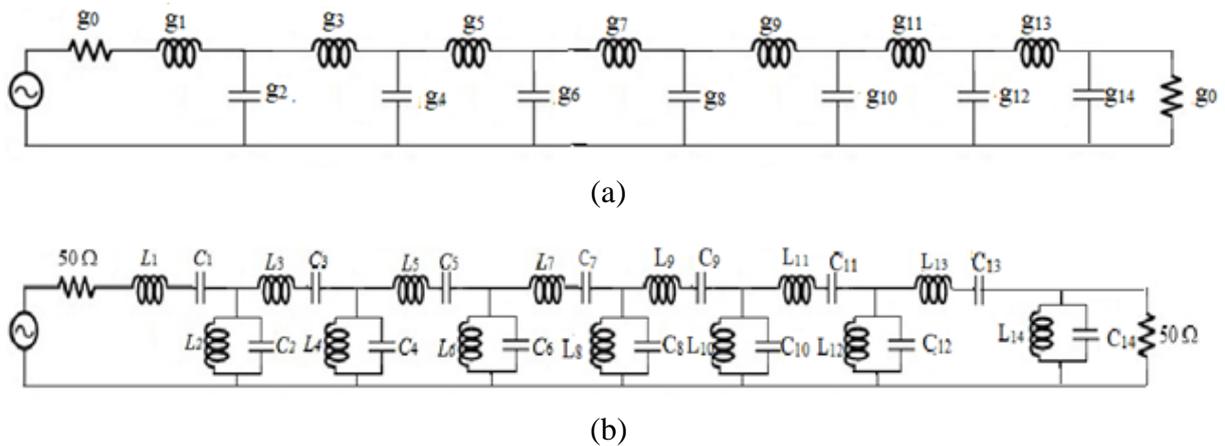


Figure III.2. (a) Prototype passe-bas (b) filtre passe-bande dénormalisé

III.2.3. Filtres prototypes passe-bas pour les filtres elliptiques

Les éléments de prototype passe bas du filtre elliptique sont obtenus depuis le tableau A.1 (Annexe A). Un ordre impair $n=5$ peut répondre aux spécifications mentionnées dans le cahier de charge.

$g(i)$	g_1	g_2	g'_2	g_3	g_4	g'_4	g_5
Valeur normalisées	0.9144	1.0652	0.3163	1.3820	0.6013	1.0933	0.5297
Inductances (L)	1.986	1.130	5.742	1.314	0.638	1.661	3.429
Capacités (C)	0.388	0.682	0.134	0.587	1.208	0.464	0.224

Tableau III.3. Les valeurs des éléments g_i et des composants LC du filtre elliptique a branches parallèles-résonnantes en série passe band.

$g(i)$	g_1	g_2	g'_2	g_3	g_4	g'_4	g_5
Valeur normalisées	0.9144	1.0652	0.3163	1.3820	0.6013	1.0933	0.5297
Inductances (L)	0.970	1.705	0.336	1.466	3.020	1.16	0.562
Capacités (C)	0.795	0.452	2.297	0.526	0.255	0.665	1.371

Tableau III.4. Les valeurs des éléments g_i et des composants LC du filtre elliptique a branches série-résonnantes shuntées passe band.

La Figure III.3 illustre deux structures différentes de prototypes passe-bas à fonction elliptique.

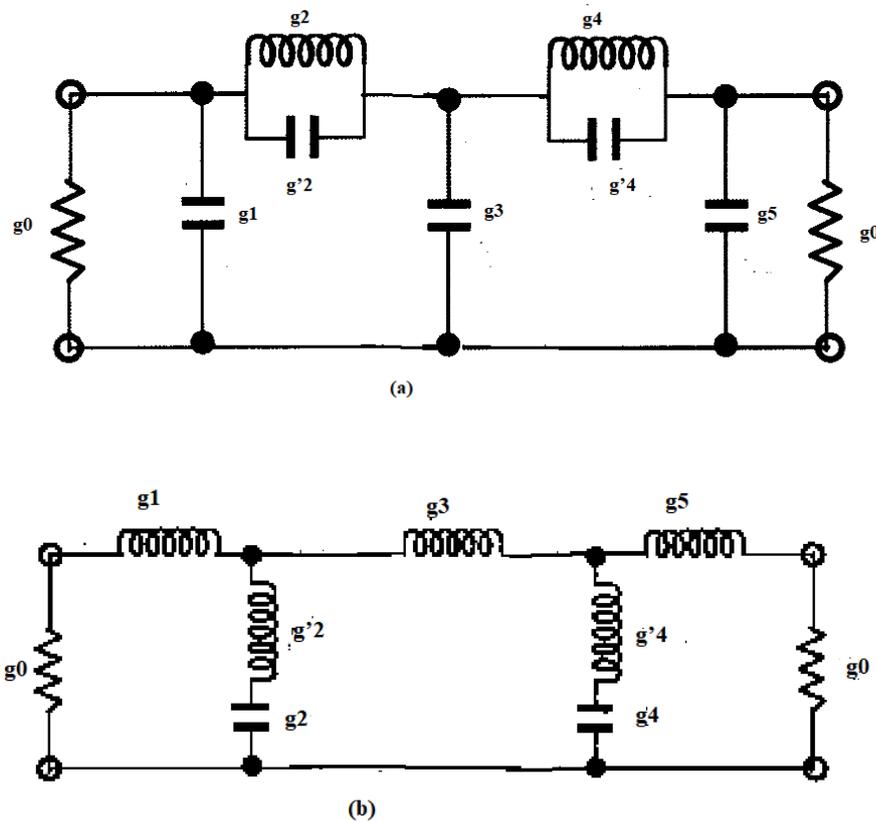


Figure III.3. Prototypes passe-bas pour les filtres elliptique avec (a) branches parallèles-résonnantes en série, (b) avec branches série-résonnantes shuntées.

III.3. Simulation et résultats

III.3.1. Présentation du logiciel ADS

Le ADS est un logiciel commercialisé par la société Agilent Technologie dont les fonctionnalités sont au cœur du développement des systèmes électroniques mixtes analogiques hyperfréquences et numériques modernes. Au travers d'une interface compacte, il dispose de nombreux modules permettant d'analyser les circuits : en continu (DC), en régime linéaire harmonique (AC), en temporel, en bruit, etc. Il dispose aussi de méthodes d'analyse spécifiques aux hyperfréquences : analyse en paramètres S, analyse des non linéarités par les méthodes « harmonique balance », analyse d'enveloppes complexes intégrant les non-linéarités, simulateur électromagnétique de circuit planaires ou de circuits 3D. Un puissant éditeur de masques de circuits multicouches est présent. Par ailleurs, différentes méthodes d'ingénierie « génériques », complémentaires et indispensables dans la conception globale d'une chaîne de transmission, sont également implémentées : analyse paramétrique multi-variables, de sensibilité, de

rendement, de plan d'expérience et d'optimisation. Enfin, un simulateur à flot de données de type « Berkeley/Ptolemy » permet d'étudier les systèmes à données discrétisées sur la base de nombreux modèles mixtes logiques, numériques et comportementaux. [16].

III.3.2. Dimensionnement d'une inductance en technologie CMOS

À l'aide de logiciel ADS, le dimensionnement d'une inductance réalisée en technologie CMOS peut être obtenu par une simulation paramétrique des paramètres géométrique (rayon rad et le nombre de tours N) de l'inductance spirale (Figure III.4). Les équations utilisées pour tracer la courbe de l'inductance L et son facteur de qualité Q_L sont données par les équations II.15 et II.16.

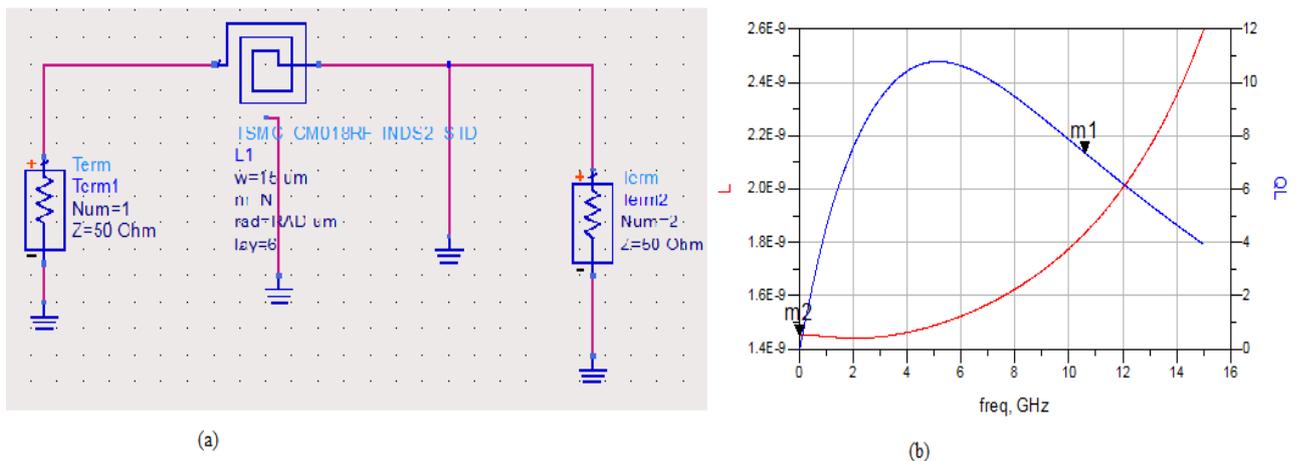


Figure III.4. (a) Montage pour le calcul des paramètres d'une inductance, (b) L'inductance et son facteur de qualité en fonction de la fréquence.

III.3.3. Simulation et résultats des filtres passe-bande idéal et en technologie CMOS

Les trois structures des filtres passe-bande conçus ont été simulées par l'outil de simulation ADS (Figures III.5, III.7 et III.9). Une analyse des paramètres S_{ij} des différentes structures a été faite dont les résultats de S_{11} et de S_{21} sont montrés dans les Figures III.6, III.8 et III.10.

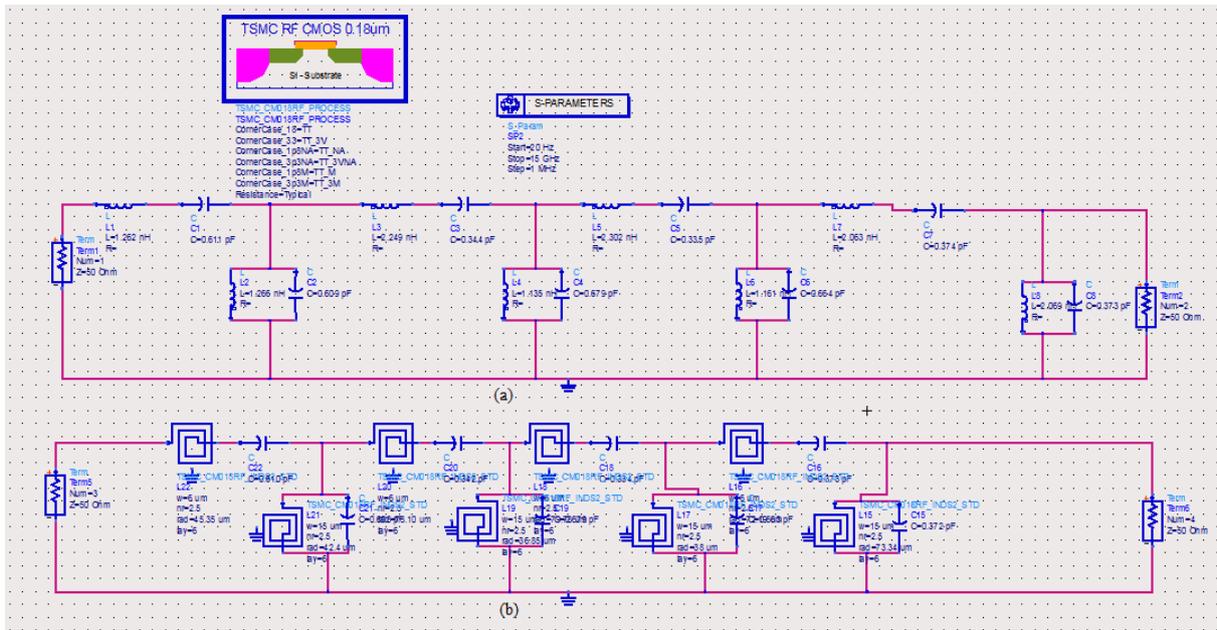


Figure III.5. Schéma électrique du filtre Tchebychev : (a) à base des composants idéaux, (b) en technologie CMOS

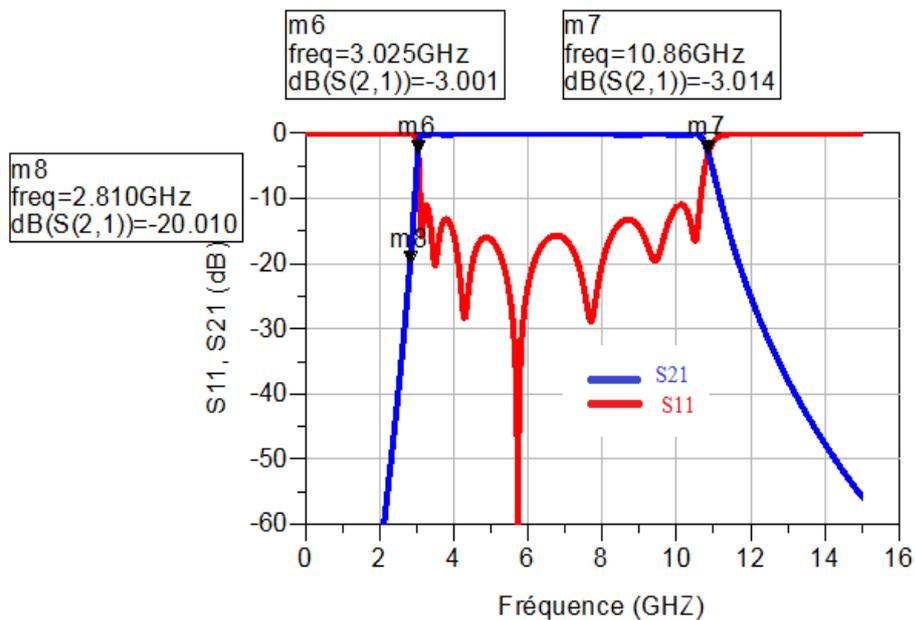


Figure III.6. Résultats de simulation du filtre Tchebychev idéal

Les résultats, des performances simulées, illustrés dans la Figure III.6 sont en bon accord avec les performances exigées dans le cahier de charge à savoir une bande passante s'étalant de 3GHz à 10.86 GHz ainsi qu'une atténuation de -20 dB à la fréquence 2.8 GHz. De plus, une bonne adaptation à l'entrée du filtre est obtenue dans la bande passante utile ($S_{11} < -10$ dB).

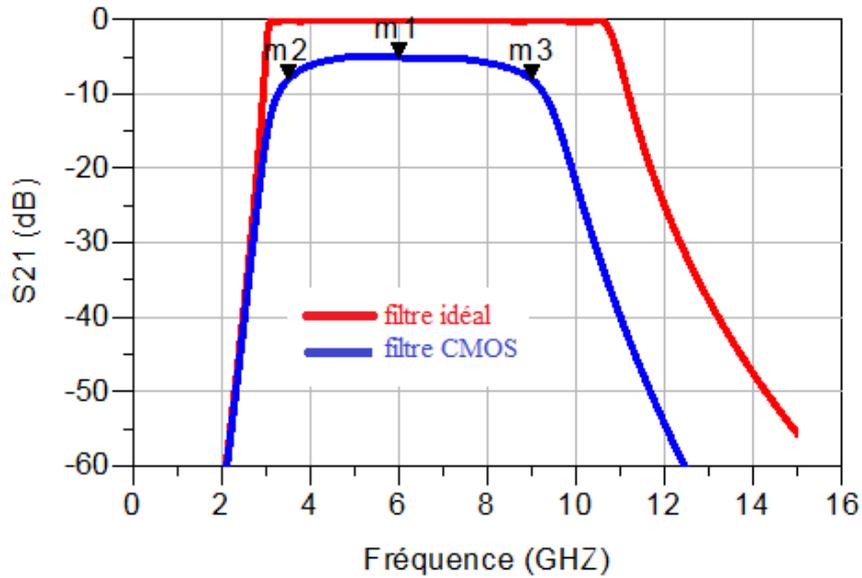


Figure III.7. Résultats de simulation de filtre Tchebychev idéal et CMOS

En comparant les courbes de S_{21} des deux filtres de Tchebychev idéal et en CMO (Figure III.7) nous avons remarqué que :

- Une dégradation des pertes d'insertion du filtre CMOS ($S_{21} \approx -5$ dB à la bande utile). Cette dégradation est générée par la partie résistive des inductances MOS.
- Un décalage de la fréquence de coupure maximale du filtre CMOS $f_{Cmax} \approx 9$ GHz. Ce décalage est dû aux capacités parasites dans l'inductance (voir la Figure II.7) d'où son effet devient important avec l'augmentation de la fréquence en impactant ainsi le comportement du filtre.

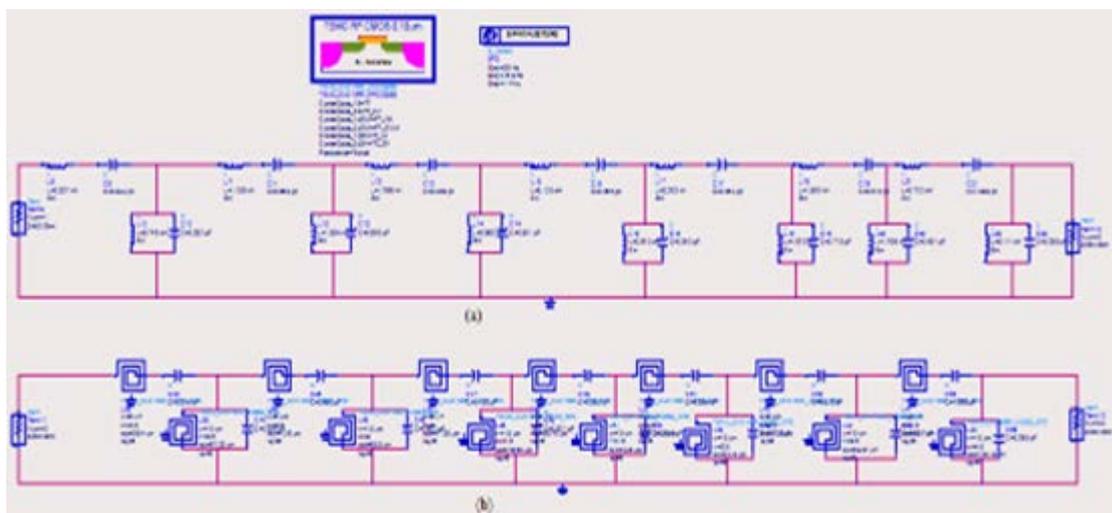


Figure III.8. Schéma électrique du filtre Butterworth : (a) à base des composants idéaux, (b) en technologie CMOS

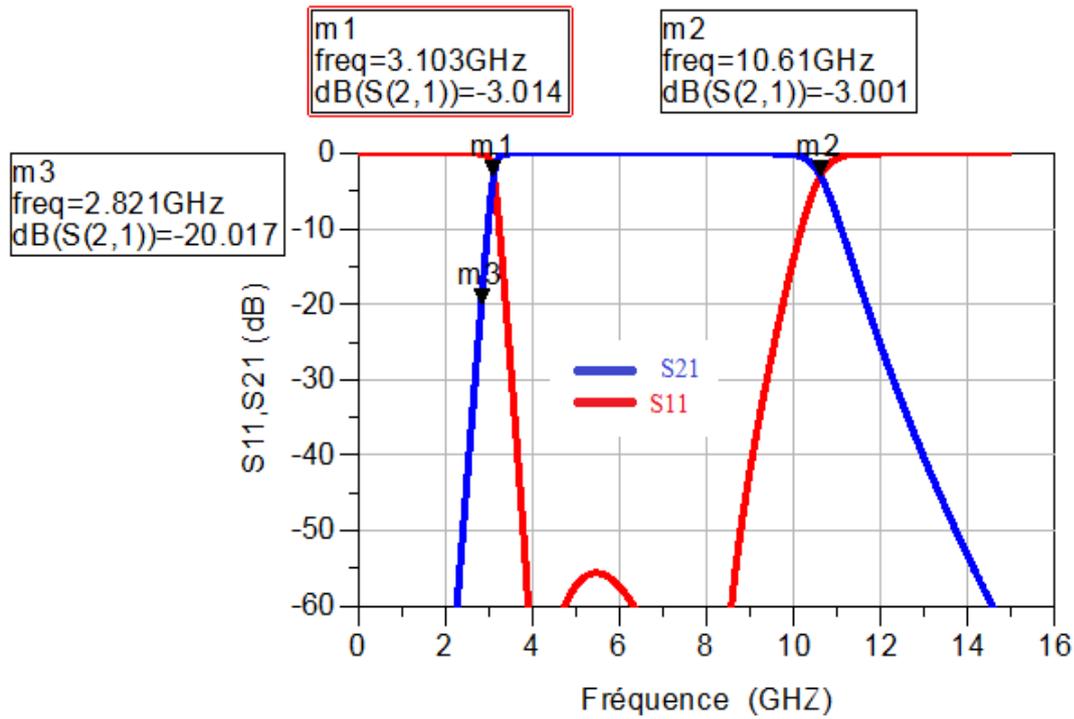


Figure III.9. résultats de simulation de filtre de Butterworth à base des composants idéaux

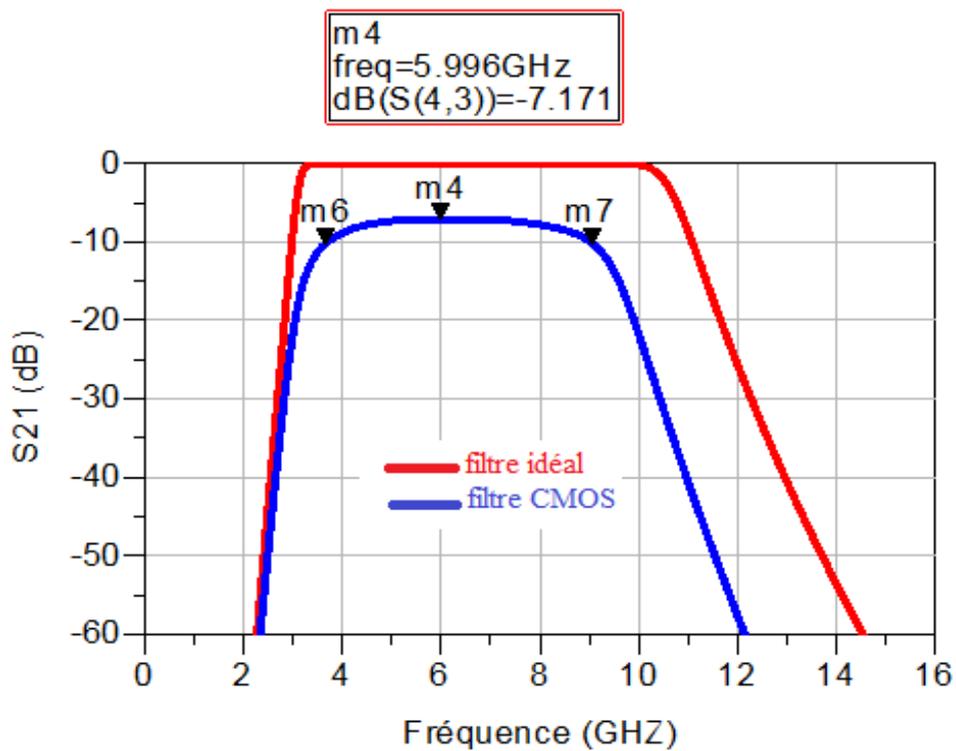


Figure III.10. Résultats de simulation du filtre Butterworth idéal et CMOS

Les performances du filtre de Butterworth de la Figure III.9 sont en bon accord avec les performances exigées dans le cahier de charge, avec une bande passante variée de 3.1 GHz jusqu'à 10.6 GHz et une atténuation de -20 dB à 2.8 GHz.

En ce qui concerne la comparaison entre les performances du filtre de Butterworth idéal et CMOS (III.10), nous remarquons une dégradation dans le coefficient de transmission S_{21} d'environ -7 dB ainsi qu'un décalage de la fréquence de coupure maximale ($f_{Cmax}=9$ GHz) pour les mêmes raisons mentionnées pour le cas du filtre de Tchebychev.

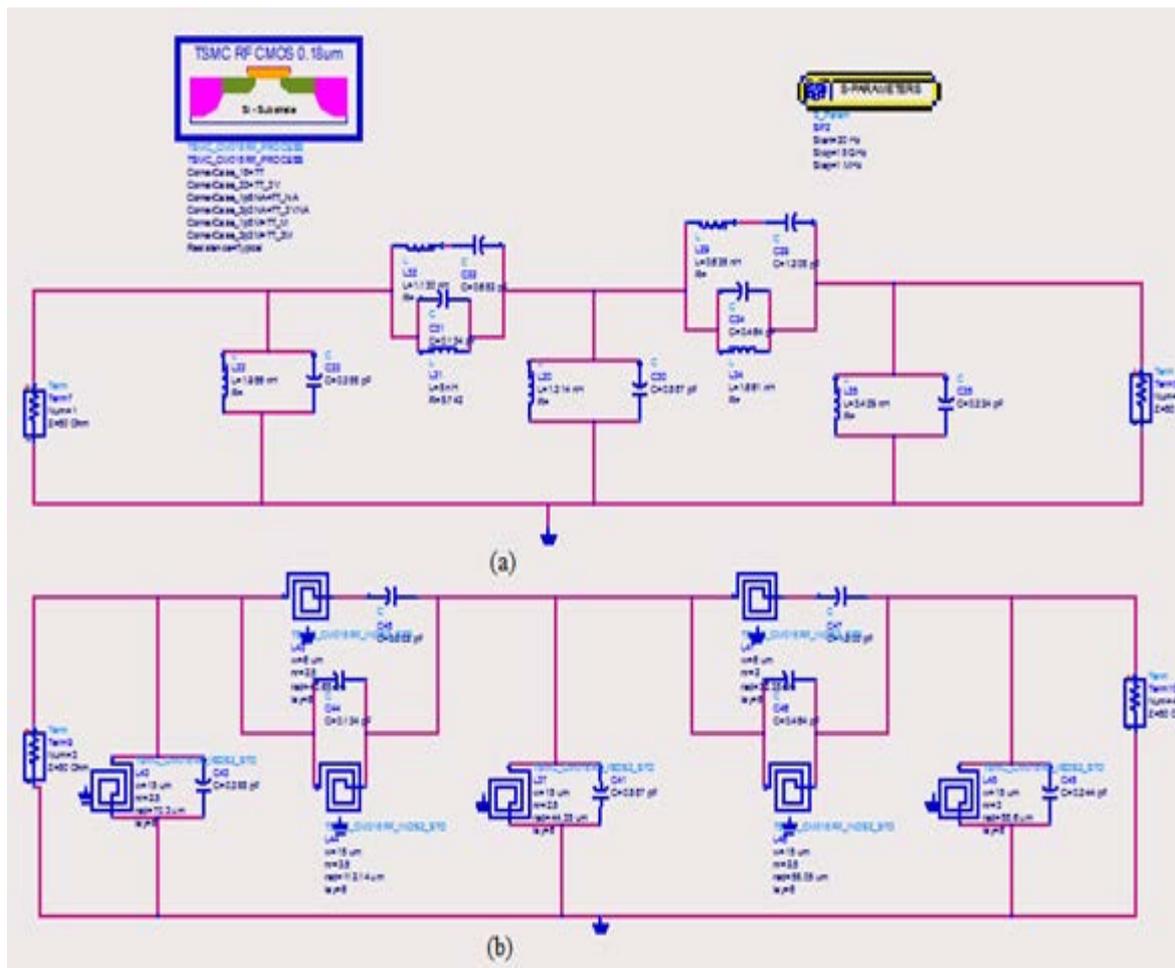


Figure III.11. Schéma électrique du filtre elliptique avec branches parallèles-résonnantes en série : (a) à base des composants idéaux, (b) en technologie CMOS.

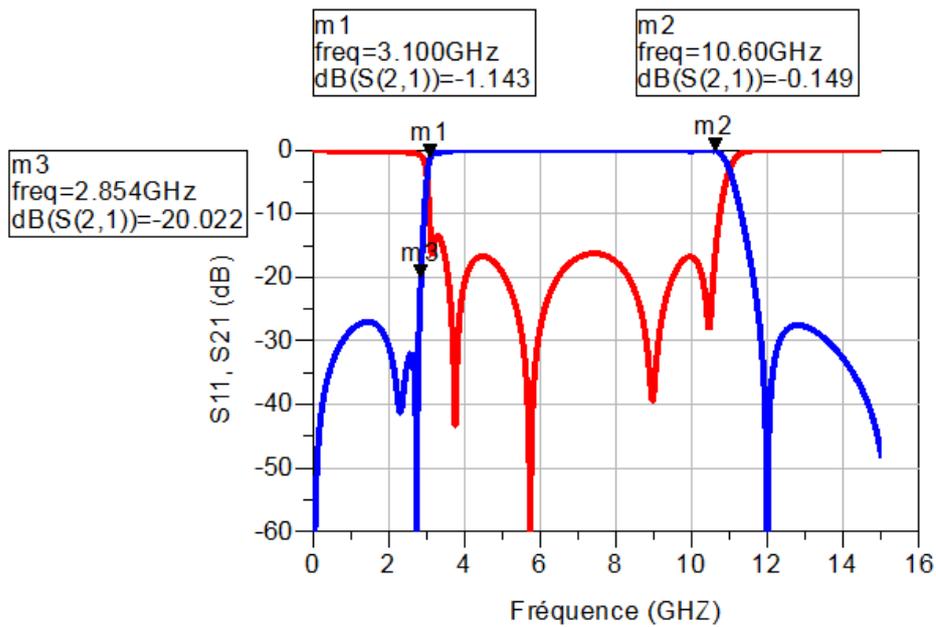


Figure III.12. Résultats de simulation de filtre elliptique idéal.

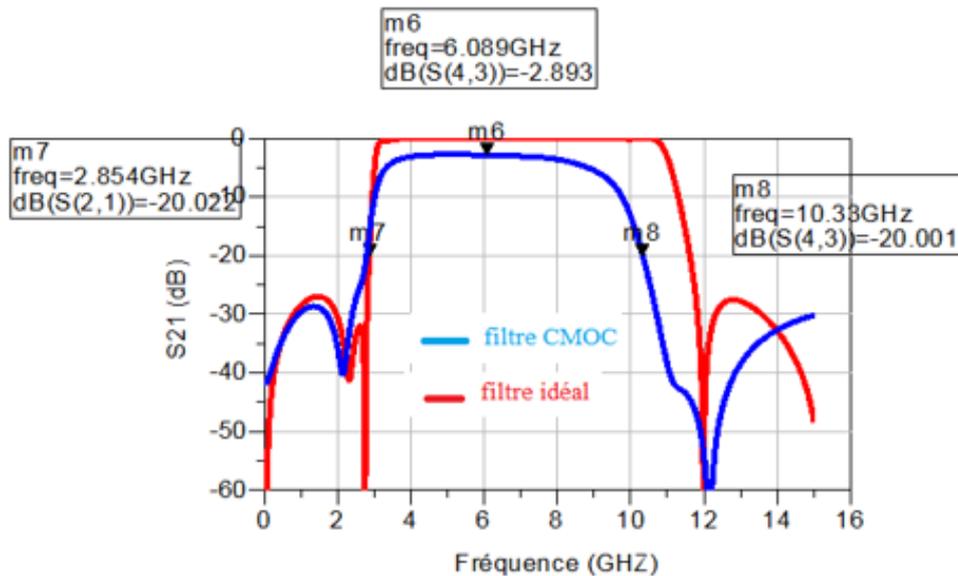


Figure III.13. Résultats de simulation de filtre elliptique filtre idéal et CMOS.

Quasiment les mêmes remarques que celles soulevées pour les deux filtres de Tchebychev et Butterworth peuvent être constatées pour ce filtre elliptique (Figure III.12), à savoir la bande passante (variant de 3.1 GHz à 10.6 GHz) et l'atténuation à -20 dB à 2.8 GHz.

Comme montré dans la Figure III.13, une faible dégradation du gain direct S_{21} d'environ -2.8 dB et un décalage de f_{Cmax} vers la fréquence de 10 GHz peuvent être observée pour le filtre elliptique en technologie CMOS.

Le tableau III.4 suivant présente une comparaison entre les principales performances des trois filtres passe bande ULB conçus dans ce travail.

	ordre du filtre n	Δf_{-3dB}	Δf_{-20dB}	S_{21max} (dB) en CMOS	Sélectivité $= \frac{\Delta f_{-3dB}}{\Delta f_{-20dB}}$
Tchebychev	8	7.835	8.87	-5	0.883
Butterworth	14	7.507	8.839	-7	0.849
Elliptique	5	7.298	7.975	-2.8	0.915

Tableau III.4. Comparaison entre les performances des trois filtres ULB conçus

Nous remarquons d'après les performances résumées dans ce tableau qu'en augmentant l'ordre du filtre les performances de ce dernier se dégradent de plus en plus comme le cas du filtre de Butterworth. Concernant la taille du circuit en technologie MOS, ce dernier augmente avec l'augmentation de l'ordre du filtre. Outre, la comparaison des trois types de filtres montre une supériorité des performances du filtre elliptique par rapport aux autres filtres.

Conclusion

D'après les résultats de simulation du filtre idéal pour les trois approximations (Tchebychev, Butterworth, et elliptique) et d'après le tableau III.4, nous remarquons que les pertes d'insertion du filtre CMOS sont très proches de celles du filtre idéal elliptique comparativement aux autres filtres. Cela nous conduit à conclure que le filtre elliptique est le plus pertinent pour obtenir des performances optimales en termes de bonne sélectivité, de faibles pertes d'insertion et de faible taille du circuit en technologie CMOS.

Conclusion générale

Conclusion générale

Ce travail exploré en profondeur la conception des filtres radiofréquence passe bande Ultra-Large Bande (ULB) en technologie CMOS, en étudiant et en concevant trois filtres d'approximations classiques de types Tchebychev, Butterworth, et elliptique. Les résultats de simulation ont démontré que chaque type de filtre présente des avantages et des inconvénients spécifiques en termes de pertes d'insertion, de sélectivité et de stabilité des fréquences de coupure maximale $f_{C_{max}}$.

Les filtres Tchebychev offrent une réponse en fréquence avec des ondulations contrôlées dans la bande passante, permettant une sélectivité élevée. Cependant, ils peuvent présenter des pertes d'insertion plus élevées à certaines fréquences. Les filtres Butterworth, avec leur réponse en fréquence plate et sans ondulations, sont idéaux pour des applications nécessitant une réponse uniforme, bien qu'ils puissent avoir une sélectivité moindre comparativement aux autres types de filtres.

Les filtres elliptiques, quant à eux, combinent une sélectivité élevée avec des pertes d'insertion réduites, grâce à l'inclusion de zéros de transmission. Cette combinaison fait des filtres elliptiques un choix souvent préféré pour les applications où les performances sont cruciales.

En comparant les résultats de simulation des filtres idéaux et des filtres réalisés en technologie CMOS, il apparaît que les pertes d'insertion des filtres CMOS sont très proches de celles des filtres elliptiques dans la bande utile, surpassant souvent les performances des filtres Tchebychev et Butterworth. Cette observation confirme que les filtres elliptiques sont les meilleurs candidats pour avoir des performances optimales en termes de sélectivité, de pertes d'insertion et de taille du circuit en technologie CMOS.

En conclusion, la conception des filtres radiofréquence ULB en technologie CMOS doit viser à minimiser les pertes d'insertion, optimiser la sélectivité, assurer la stabilité des fréquences de coupure, et garantir une compatibilité technologique. La réduction des effets parasites et la faible consommation d'énergie, combinées à une intégration monolithique réussie, permettent de répondre efficacement aux exigences des applications RF modernes. Parmi les approches étudiées, les filtres elliptiques se révèlent être les plus adaptés pour une conception optimale en technologie CMOS, offrant un compromis idéal entre performance et fiabilité.

Références

Références

- [1] : 4RT INSA Toulouse cours méthode de synthèse de filtre.
- [2] : HADJI Mohamed Salah, NAAM Bouhafs, Etude et conception de filtre passe bande ultra large bande pour les systèmes de communication sans fil, 2017
- [3]: Li. Richard Chi-Hsi, "RF Circuit Design", Wiley, New York, 2009
- [4]: F. Ellinger, "Radio Frequency Integrated Circuits and Technologies", Springer: NY,2007
- [5]: Noyan Kinayman, M. I. Aksun, Modern Microwave Circuits, Artech House, microwave library, 2005.
- [6]: W. K. Chen, Passive and Active Filters: Theory and Implementations, New York: John Wiley and Sons, 1986
- [7]: W. K. Chen, Theory and Design of Broadband Matching Networks, Pergamon International Library, 1976.
- [8]: J.S. Hong, M. J. Lancaster: Microstrip Filters for RF/Microwave Applications, John Wiley and Sons. New York, 2001
- [9] : Simon LAMOURE - Yohann LE GOVIC - Josselyn LOULIER - Thomas MAURY « Rapport sur les filtres », Université de Toulouse III, 2017.
- [10]: (EuMA High Frequency Technologies Series) Vesna Crnojević-Bengin-Advances in Multi-Band Microstrip Filters-Cambridge University Press (2015)
- [11]: B. Razavi, "Design of Analog CMOS Integrated Circuits", McGraw Hill 2001.
- [14]: J. Aguilera and R. Berenguer, "Design and Test of Integrated Inductors for RF Applications", Kluwe
- [15]: F. Elliner, "Radio Frequency Integrated Circuits and Technologies ", *Springer*, Berlin, Mars 2007.
- [16]: Agilent-Technologies-Agilent-EEsof-EDA-Advanced-Design-System-Circuit-Design Cookbook-

Annexes

Annexe A

Les valeurs des éléments de filtre prototype passe-bas de fonction elliptique Le tableau A.1 donne quelques données de conception utiles pour les filtres prototype passe-bas de fonction elliptique

n	Ω_s	L_{As} dB	g_1	g_2	g'_2	g_3	g_4	g'_4	g_5	g_6	g'_6	g_7
3	1.4493	13.5698	0.7427	0.7096	0.5412	0.7427						
	1.6949	18.8571	0.8333	0.8439	0.3252	0.8333						
	2.0000	24.0012	0.8949	0.9375	0.2070	0.8949						
	2.5000	30.5161	0.9471	1.0173	0.1205	0.9471						
4	1.2000	12.0856	0.3714	0.5664	1.0929	1.1194	0.9244					
	1.2425	14.1259	0.4282	0.6437	0.8902	1.1445	0.9289					
	1.2977	16.5343	0.4877	0.7284	0.7155	1.1728	0.9322					
	1.3962	20.3012	0.5675	0.8467	0.5261	1.2138	0.9345					
	1.5000	23.7378	0.6282	0.9401	0.4073	1.2471	0.9352					
	1.7090	29.5343	0.7094	1.0688	0.2730	1.2943	0.9348					
	2.0000	36.0438	0.7755	1.1765	0.1796	1.3347	0.9352					
5	1.0500	13.8785	0.7081	0.7663	0.7357	1.1276	0.2014	4.3812	0.0499			
	1.1000	20.0291	0.8130	0.9242	0.4934	1.2245	0.3719	2.1350	0.2913			
	1.1494	24.5451	0.8726	1.0084	0.3845	1.3097	0.4991	1.4450	0.4302			
	1.2000	28.3031	0.9144	1.0652	0.3163	1.3820	0.6013	1.0933	0.5297			
	1.2500	31.4911	0.9448	1.1060	0.2694	1.4415	0.6829	0.8827	0.6040			
	1.2987	34.2484	0.9681	1.1366	0.2352	1.4904	0.7489	0.7426	0.6615			
	1.4085	39.5947	1.0058	1.1862	0.1816	1.5771	0.8638	0.5436	0.7578			
	1.6129	47.5698	1.0481	1.2416	0.1244	1.6843	1.0031	0.3540	0.8692			
	1.8182	54.0215	1.0730	1.2741	0.0919	1.7522	1.0903	0.2550	0.9367			
	2.000	58.9117	1.0876	1.2932	0.0732	1.7939	1.1433	0.2004	0.9772			
6	1.0500	18.6757	0.4418	0.7165	0.9091	0.8314	0.3627	2.4468	0.8046	0.9986		
	1.1000	26.2370	0.5763	0.8880	0.6128	0.9730	0.5906	1.3567	0.9431	1.0138		
	1.1580	32.4132	0.6549	1.0036	0.4597	1.0923	0.7731	0.9284	1.0406	1.0214		
	1.2503	39.9773	0.7422	1.1189	0.3313	1.2276	0.9746	0.6260	1.1413	1.0273		
	1.3024	43.4113	0.7751	1.1631	0.2870	1.2832	1.0565	0.5315	1.1809	1.0293		
	1.3955	48.9251	0.8289	1.2243	0.2294	1.3634	1.1739	0.4148	1.2366	1.0316		
	1.5962	58.4199	0.8821	1.3085	0.1565	1.4792	1.3421	0.2757	1.3148	1.0342		
	1.7032	62.7525	0.9115	1.3383	0.1321	1.5216	1.4036	0.2310	1.3429	1.0350		
	1.7927	66.0190	0.9258	1.3583	0.1162	1.5505	1.4453	0.2022	1.3619	1.0355		
	1.8915	69.3063	0.9316	1.3765	0.1019	1.5771	1.4837	0.1767	1.3794	1.0358		
	7	1.0500	30.5062	0.9194	1.0766	0.3422	1.0962	0.4052	2.2085	0.8434	0.5034	2.2085
1.1000		39.3517	0.9882	1.1673	0.2437	1.2774	0.5972	1.3568	1.0403	0.6788	1.3568	0.5828
1.1494		45.6916	1.0252	1.2157	0.1940	1.5811	0.9939	0.5816	1.2382	0.5243	0.5816	0.4369
1.2500		55.4327	1.0683	1.2724	0.1382	1.7059	1.1340	0.4093	1.4104	0.7127	0.4093	0.6164
1.2987		59.2932	1.0818	1.2902	0.1211	1.7478	1.1805	0.3578	1.4738	0.7804	0.3578	0.6759
1.4085		66.7795	1.1034	1.3189	0.0940	1.8177	1.2583	0.2770	1.5856	0.8983	0.2770	0.7755
1.5000		72.1183	1.1159	1.3355	0.0786	1.7569	1.1517	0.3716	1.6383	1.1250	0.3716	0.9559
1.6129		77.9449	1.1272	1.3506	0.0647	1.8985	1.3485	0.1903	1.7235	1.0417	0.1903	0.8913
1.6949		81.7567	1.1336	1.3590	0.0570	1.9206	1.3734	0.1675	1.7628	1.0823	0.1675	0.9231
1.8182		86.9778	1.1411	1.3690	0.0479	1.9472	1.4033	0.1408	1.8107	1.1316	0.1408	0.9616

Tableau A.1 : Les valeurs des éléments de filtre prototype passe-bas de fonction elliptique

($g_0 = g_{n+1} = 1.0$, $\omega_c = 1$, $L_{Ar} = |A_{\max}| = 0.1$ dB).