جامعة سيدي محمد بن عبد الله بفاس
UNIVERSITÉ SIDI MOHAMED BEN ABDELLAH DE FES

كلية العلوم والتقنيات فاس
FACULTÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE FÈS

N° d'ordre : 77/2022

Centre des Etudes Doctorales :	**Sciences et Techniques et Sciences Médicales**
Formation Doctorale :	**Sciences de l'Ingénieur, Sciences Physiques, Mathématiques et Informatique**
Discipline :	**Génie Electrique**
Spécialité :	**Génie Electrique**
Laboratoire :	**Systèmes Intelligents, Géoressources et Énergies Renouvelables**

Thèse pour l'obtention de DOCTORAT

Etude, conception et réalisation d'un filtre planaire reconfigurable dédié aux systèmes de communication RF intégrés

Préparée par : Mr Abdelhafid BELMAJDOUB

Soutenue le 17/12/2022 devant le jury :

Nom et Prénom	Grade	Etablissement	Qualité
Ali AHAITOUF	PES	Faculté des Sciences et Techniques de Fès	Président
Mohammed RAMDANI	PES	ESEO Angers France	Rapporteur
Abdelwahed TRIBAK	PES	Institut Nationale des Postes et Télécommunications de Rabat	Rapporteur
Malika ALAMI MARKTANI	PH	Ecole Nationale des Sciences Appliquées de Fès	Rapporteur
Said MAZER	PES	Ecole Nationale des Sciences Appliquées de Fès	Examinateur
Mohammed JORIO	PES	Faculté des Sciences et Techniques de Fès	Directeurs de thèse
Saad BENNANI DOSSE	PES	Ecole Nationale des Sciences Appliquées de Fès	

Résumé

Les travaux que nous avons effectués dans cette thèse de doctorat portent sur l'étude, la conception et la réalisation d'un filtre RF passe bande reconfigurable fonctionnant sur différentes bandes de fréquence pour les systèmes de communication sans fil. Le filtre a été conçu, développé et optimisé afin de répondre aux besoins actuels de l'industrie des télécommunications tout en veillant à respecter les contraintes électriques (pertes d'insertion, niveau d'adaptation, bande passante, …), les contraintes physiques (taille et poids) et les contraintes économiques (coût de production). Dans ce cadre, nos contributions ont visé la conception d'un filtre RF passe bande performant, sur la base d'une technologie planaire avec une taille compacte, et capable de commuter entre différents standards de communication sans fil (GSM, GPS, UMTS, ISM et LTE). Pour satisfaire à tous ces besoins, nous avons examiné deux topologies du filtre RF : celle des lignes couplées et celle des résonateurs linéiques. L'étude de ces deux topologies a permis d'opter pour un filtre RF passe bande à résonateurs linéiques qui offre de meilleures performances électriques et une taille réduite.

Pour réponde aux exigences du cahier de charges en termes de réduction des dimensions du filtre RF conçu, nous avons étudié et testé l'influence de l'intégration de DMS sur la taille et les performances du filtre, en testant des itérations de forme carrée et rectangulaire. Après analyse des deux itérations, notre choix s'est porté sur la forme rectangulaire qui a donné un meilleur résultat en termes de réduction de taille du filtre. Toujours dans le même sens, nous avons utilisé une capacité interdigitée dans le but d'avoir une structure filtrante planaire imprimée.

Enfin, La reconfigurabilité du filtre RF s'est faite en exploitant les possibilités offertes par les éléments d'accord, tels que : diode PIN, diode varactor et varactor MOS. Ces trois éléments proposés sont intégrés dans la structure filtrante conçue dans le but de couvrir deux bandes de fréquences (2.4 GHz et 2.6 GHz) pour la diode PIN. Une reconfigurabilité continue de 2 GHz jusqu'à 2.6 GHz pour la diode varactor et une reconfigurabilité numérique de 3 bits pour le varactor MOS.

Mots clés : Filtre RF, systèmes de communication sans fil, filtre passe-bande, lignes couplées, résonateurs linéiques, Technique DMS, filtre RF reconfigurable.

Abstract

The work we have done in this PhD thesis concerns the study, the design and the realization of a reconfigurable bandpass RF filter operating on different frequency bands for wireless communication systems. The filter has been designed, developed and optimized to meet the current needs of the telecommunication industry respecting electrical constraints (insertion loss, matching level, bandwidth, ...), physical constraints (size and weight) and economic constraints (production cost). In this context, our contributions aimed at designing a high performance bandpass RF filter, based on a planar technology with a compact size, and able to switch between different wireless communication standards (GSM, GPS, UMTS, ISM and LTE). In order to satisfy all these needs, we have examined two topologies of the RF filter: coupled lines and linear resonators. The study of these two topologies allowed us to opt for a bandpass RF filter with linear resonators which offers better electrical performances and a reduced size.

To meet the requirements of the specifications in terms of reducing the size of the designed RF filter, we studied and tested the influence of the DMS technique on the size and performance of the filter through iterations of square and rectangular shape. Also in the same direction, we used an interdigital capacitor with the aim of having a printed planar filter structure.

Finally, the reconfigurability of the RF filter was done by exploiting the possibilities offered by the tuning elements, such as: PIN diode, varactor diode and MOS varactor. These three proposed elements are integrated in the designed filter structure to cover two frequency bands (2.4 GHz and 2.6 GHz) for the PIN diode. A continuous reconfigurability band from 2 GHz to 2.6 GHz for the diode varactor and a digital reconfigurability band of 3 bits for the MOS varactor.

Keywords: RF filter, wireless communication systems, bandpass filter, coupled lines, linear resonators, DMS technique, reconfigurable RF filter

بسم الله الرحمن الرحيم

À mon père et ma mère,

À ma femme et ma fille

À mes frères et sœurs

À toute ma famille

Remerciements

Cette thèse de doctorat a été effectuée au sein du laboratoire **Systèmes Intelligents, Géoressources et Energies Renouvelables (SIGER)** à la Faculté des Sciences et Techniques de Fès. Que Monsieur **Ali AHAITOUF**, son Directeur, trouve ici l'expression de ma sincère gratitude pour m'avoir accueilli au sein de ce laboratoire.

Je tiens en premier lieu à présenter mon profond respect à mes directeurs de thèse, Monsieur le Professeur **Mohammed JORIO** et Monsieur le Professeur **Saad BENNANI DOSSE** pour avoir dirigé mes travaux de recherche. Je les remercie pour leurs conseils, leur disponibilité et leurs directives précieuses. La qualité de leur encadrement et surtout la grande liberté qu'ils m'ont laissée dans l'accomplissement de mes travaux, ainsi que la confiance qu'ils m'ont témoignée et leurs encouragements tout au long de mes années de thèse m'ont permis de mener à bien cette thèse.

Par ailleurs, Je remercie vivement Monsieur **Ali AHAITOUF** d'avoir accepté de présider le jury de thèse. J'adresse mes remerciements à Madame **Malika ALAMI MARKTANI**, Professeur à l'ENSA de Fès, Monsieur **Mohamed RAMDANI**, Directeur de la recherche à l'ESEO à Angers et Monsieur **Abdelwahed TRIBAK**, Professeur à l'INPT de Rabat, pour avoir accepté de juger ce travail de thèse et d'en être rapporteurs. Je remercie également Monsieur **Said MAZER**, Professeur à l'ENSA de Fès, pour avoir accepté de faire partie de ce jury et d'examiner les travaux de cette thèse.

J'exprime ma profonde gratitude à Monsieur **Das Sudipta** Docteur Chercheur à **IMPS college of Engineering and Technology** en Inde pour son savoir-faire au niveau de la réalisation et le test des différentes structures de filtres validées et réalisées.

Un grand merci à toute ma famille pour m'avoir encouragé pendant ces nombreuses années. Sans oublier, ma femme que je remercie vivement, pour son soutien et son aide.

Mes encouragements vont également à mes collègues du laboratoire Systèmes Intelligents, Géoressources et Energies Renouvelables (SIGER). Enfin, je remercie tous ceux qui ont collaboré de près ou de loin pour la réalisation de ce travail.

Résumé

Les travaux que nous avons effectués dans cette thèse de doctorat portent sur l'étude, la conception et la réalisation d'un filtre RF passe bande reconfigurable fonctionnant sur différentes bandes de fréquence pour les systèmes de communication sans fil. Le filtre a été conçu, développé et optimisé afin de répondre aux besoins actuels de l'industrie des télécommunications tout en veillant à respecter les contraintes électriques (pertes d'insertion, niveau d'adaptation, bande passante, …), les contraintes physiques (taille et poids) et les contraintes économiques (coût de production). Dans ce cadre, nos contributions ont visé la conception d'un filtre RF passe bande performant, sur la base d'une technologie planaire avec une taille compacte, et capable de commuter entre différents standards de communication sans fil (GSM, GPS, UMTS, ISM et LTE). Pour satisfaire à tous ces besoins, nous avons examiné deux topologies du filtre RF : celle des lignes couplées et celle des résonateurs linéiques. L'étude de ces deux topologies a permis d'opter pour un filtre RF passe bande à résonateurs linéiques qui offre de meilleures performances électriques et une taille réduite.

Pour réponde aux exigences du cahier de charges en termes de réduction des dimensions du filtre RF conçu, nous avons étudié et testé l'influence de l'intégration de DMS sur la taille et les performances du filtre, en testant des itérations de forme carrée et rectangulaire. Après analyse des deux itérations, notre choix s'est porté sur la forme rectangulaire qui a donné un meilleur résultat en termes de réduction de taille du filtre. Toujours dans le même sens, nous avons utilisé une capacité interdigitée dans le but d'avoir une structure filtrante planaire imprimée.

Enfin, La reconfigurabilité du filtre RF s'est faite en exploitant les possibilités offertes par les éléments d'accord, tels que : diode PIN, diode varactor et varactor MOS. Ces trois éléments proposés sont intégrés dans la structure filtrante conçue dans le but de couvrir deux bandes de fréquences (2.4 GHz et 2.6 GHz) pour la diode PIN. Une reconfigurabilité continue de 2 GHz jusqu'à 2.6 GHz pour la diode varactor et une reconfigurabilité numérique de 3 bits pour le varactor MOS.

Mots clés : Filtre RF, systèmes de communication sans fil, filtre passe-bande, lignes couplées, résonateurs linéiques, Technique DMS, filtre RF reconfigurable.

Abstract

The work we have done in this PhD thesis concerns the study, the design and the realization of a reconfigurable bandpass RF filter operating on different frequency bands for wireless communication systems. The filter has been designed, developed and optimized to meet the current needs of the telecommunication industry respecting electrical constraints (insertion loss, matching level, bandwidth, ...), physical constraints (size and weight) and economic constraints (production cost). In this context, our contributions aimed at designing a high performance bandpass RF filter, based on a planar technology with a compact size, and able to switch between different wireless communication standards (GSM, GPS, UMTS, ISM and LTE). In order to satisfy all these needs, we have examined two topologies of the RF filter: coupled lines and linear resonators. The study of these two topologies allowed us to opt for a bandpass RF filter with linear resonators which offers better electrical performances and a reduced size.

To meet the requirements of the specifications in terms of reducing the size of the designed RF filter, we studied and tested the influence of the DMS technique on the size and performance of the filter through iterations of square and rectangular shape. Also in the same direction, we used an interdigital capacitor with the aim of having a printed planar filter structure.

Finally, the reconfigurability of the RF filter was done by exploiting the possibilities offered by the tuning elements, such as: PIN diode, varactor diode and MOS varactor. These three proposed elements are integrated in the designed filter structure to cover two frequency bands (2.4 GHz and 2.6 GHz) for the PIN diode. A continuous reconfigurability band from 2 GHz to 2.6 GHz for the diode varactor and a digital reconfigurability band of 3 bits for the MOS varactor.

Keywords: RF filter, wireless communication systems, bandpass filter, coupled lines, linear resonators, DMS technique, reconfigurable RF filter

ملخص

يركز العمل الذي قمنا به في أطروحة الدكتوراه هذه على دراسة وتصميم مرشح النطاق قابل لإعادة التشكيل يعمل على نطاقات تردد مختلفة لأنظمة الاتصالات اللاسلكية. تم تصميم المرشح وتطويره وتحسينه لتلبية الاحتياجات الحالية لصناعة الاتصالات السلكية واللاسلكية مع ضمان الامتثال للقيود الكهربائية (خسائر الإدخال، ومستوى التكيف، وعرض النطاق الترددي، ...)، والقيود المادية (الحجم والوزن) والقيود الاقتصادية (تكلفة الإنتاج). وفي هذا السياق، تهدف مساهماتنا إلى تصميم مرشح تمرير نطاق ترددي لاسلكي عالي الأداء، استنادا إلى تقنية مستوية ذات حجم صغير، وقادرة على الاستجابة بين معايير الاتصالات اللاسلكية المختلفة. لتلبية كل هذه الاحتياجات، قمنا بتطبيق تقنيتان في تصميم المرشح: تقنية الخطوط المقترنة وتقنية الرنانات الخطية. مكنت هذه الدراسة من اختيار مرشح تمرير النطاق يعتمد على تقنية الرنانات الخطية التي توفر أداء كهربائيا أفضل وحجم أصغر.

لتلبية متطلبات المواصفات من حيث تصغير أبعاد المرشح المصمم، قمنا بدراسة واختبار تأثير تقنية DMS على حجم وأداء المرشح، من خلال دراسة تحليلية للشكل المربع والمستطيل. اخترنا الشكل المستطيل الذي أعطى نتيجة أفضل من حيث تصغير حجم المرشح. وفي نفس السياق، استخدمنا سعة بيرقمية من أجل الحصول على هيكل مرشح مستو مطبوع.

وأخيرا، تمت إعادة تشكيل المرشح عن طريق استغلال الإمكانيات التي توفرها عناصرالتحكم، مثل: الصمام الثنائي PIN والصمام الثنائي ذو السعة المتغيرة وكذا السعة المتغيرة لتكنولوجيا أشباه موصلات CMOS. وقد أدمجت هذه العناصر الثلاثة المقترحة في هيكل المرشح المصمم لتغطية نطاقي تردد 2.4 و2.6 جيجا هرتز للصمام الثنائي PIN وكذا إعادة تكوين مستمر بالنسبة للصمام الثنائي ذو سعة متغيرة بالإضافة الى إعادة تكوين رقمي بالنسبة الى السعة المتغيرة لتكنولوجيا أشباه CMOS.

الكلمات الرئيسية: مرشح، أنظمة الاتصالات اللاسلكية، مرشح ممر النطاق الترددي، الخطوط المقترنة، الرنانات الخطية، مرشح قابل لإعادة التشكيل.

Sommaire

Introduction générale **18**

Chapitre I : Etat de l'art des filtres RF reconfigurables **21**

I. Introduction **21**

II. Filtres RF : Définition et Propriétés **21**

II.1. Définition et rôle 21

II.2. Fonction de transfert et ses approximations 24

II.3. Caractérisation électrique 27

III. Principales technologies d'intégration des filtres RF **28**

III.1. Technologie volumique 28

III.2. Technologie planaire 29

III.2.1. Ligne micro-ruban 29

III.2.2. Ligne coplanaire 31

IV. Filtres RF planaires **32**

IV.1. Techniques de conception 32

IV.1.1. Eléments localisés 32

IV.1.2. Filtres RF à éléments distribués 35

IV.1.2.1. Filtres à bande étroite 35

IV.1.2.1.1. Filtres RF à lignes couplées 35

IV.1.2.1.2. Filtres RF à résonateurs linéiques en boucle ouverte 36

IV.1.2.2. Filtres RF à bande moyenne et large 39

IV.1.2.2.1. Filtres RF à stubs 39

IV.1.2.2.2. Filtres RF à saut d'impédance 40

IV.2. Techniques de miniaturisation 41

IV.2.1. Substrats à forte permittivité 41

IV.2.2. Eléments localisés 42

IV.2.3. Formes géométriques particulières 43

IV.2.4. Fentes DMS & DGS 45

V. Filtres RF planaires reconfigurables **46**

V.1. Diodes PIN 47

V.2. Varactors à semi-conducteurs 52

V.3. Switchs MEMS 56

VI. Conclusion **60**

Bibliographie du chapitre I 61

Chapitre II : Conception d'un filtre RF planaire à 2.4GHz 69

I. Introduction 69

II. Filtre passe bande à lignes couplées 70

II.1. Le modèle de la ligne couplée 70

II.1.1. Synthèse du filtre à lignes couplées 72

II.2. Dimensions physiques de la ligne couplée 80

III. Filtre RF passe bande à résonateurs linéiques couplés 86

III.1. Conception d'un résonateur micro ruban à 2.4 GHz 87

III.2. Conception d'un filtre passe bande en utilisant deux résonateurs identiques 92

IV. Filtre RF à résonateurs linéiques en utilisant une charge capacitive 98

IV.1. Etude du couplage électrique 103

IV.2. Etude de couplage magnétique 109

V. Conclusion 114

Bibliographie du chapitre II 115

Chapitre III : Miniaturisation du filtre RF passe bande 117

I. Introduction 117

II. Filtre passe bande à DMS 118

II.1 Intégration d'un DMS carrée 118

II.2 Intégration d'un DMS rectangulaire 125

II.3 Conception du filtre 128

III. Filtre passe bande à capacité interdigitée 137

IV. Conclusion 144

Bibliographie du chapitre III 145

Chapitre IV : Conception d'un filtre RF reconfigurable 146

I. Introduction 146

II. Filtre passe bande reconfigurable 147

II.1. Principe de la reconfigurabilité 147

II.2. Synthèse théorique du filtre reconfigurable 148

II.3. Elément d'accord utilisé 150

II.3.1 Intégration d'une diode PIN 151

II.3.2 Intégration d'une diode varactor 154

III. Filtre reconfigurable en utilisant un varactor MOS 161
III.1. Synthèse théorique du varactor MOS 161
III.2. Conception d'un varactor MOS en technologie TSMC 180 nm 164
III.2.1. Le flot de conception 166
III.2.2. L'impact du varactor I-PMOS sur la réponse du filtre 169
III.3. Conception d'un varactor I-PMOS numérique à 3 bits 172
IV. Conclusion 176
Bibliographie du chapitre IV 177
Conclusion générale et perspectives 181
Liste des travaux 184

Liste des Figures

Chapitre I :

Figure I.1: Opération de filtrage 22
Figure I.2 :Contexte d'utilisation du Filtre 22
Figure I.3: a) Symbole du filtre passe-bas » et b) son comportement idéal 22
Figure I.4: a) Symbole du filtre passe-haut et b) son comportement idéal 23
Figure I.5: a) Symbole du filtre passe bande et b) son comportement idéal 23
Figure I.6: a) Symbole du filtre coupe-bande et b) son comportement idéal 23
Figure I.7: Quadripôle linéaire en paramètre S 24
Figure I.8: Caractéristique d'un filtre RF idéal [7] 25
Figure I.9: Réponse en amplitude du filtre ButterWorth pour différents ordres 26
Figure I.10: Réponse en amplitude du filtre Tchebychev pour différents ordres 27
Figure I.11: Réponse électrique d'un filtre passe bande [5] 28
Figure I.12: Filtres volumiques : a) guide d'onde et (b) résonateur diélectrique [9] 29
Figure I.13: Structure de la ligne micro-ruban [14] 30
Figure I.14: Distribution des champs : a) électrique et b) magnétique [15] 30
Figure I.15: Structure de la ligne coplanaire [14] 31
Figure I.16: Distribution des champs : a) électrique et b) magnétique [15] 31
Figure I.17: Circuit du prototype passe bas normalisé : a) structure en T et b) structure en π [1,2] 32
Figure I.18: Transformation en impédance [1,2] 33
Figure I.19: Transformation du filtre passe bas vers passe bande [1,2] 34
Figure I.20: Inductance localisée : a) forme méandre et b) forme spirale 34
Figure I.21: Capacité localisée : a) structure interdigitée et b) structure MIM 34
Figure I.22: Filtre RF à éléments localisés [19] 35
Figure I.23: Schéma d'un filtre RF à lignes couplées avec couplage distribué 36
Figure I.24: a) filtre passe bande à lignes couplées et b) résultats de simulation (**S11**) 36
Figure I.25: Schéma d'un filtre à résonateurs linéique en boucle ouverte 37
Figure I.26: Différents types de couplage : a) électrique, b) magnétique et (c, d) mixte 37
Figure I.27: (a) Layout du filtre et (b) filtre fabriqué [30] 38
Figure I.28: Résultats de simulation et de mesures 38
Figure I.29: Schéma d'un filtre à stubs CO 39
Figure I.30: a) Filtre passe bande à stubs CO et b) sa réponse en paramètres S 40
Figure I.31: Schéma d'un filtre passe-bas à saut d'impédance 40
Figure I.32: a) Filtre RF passe bande à saut d'impédance et b) sa réponse en paramètres S 41
Figure I.33: Filtre passe bande à capacités CMS 42

Figure I.34: Résonateur hairpin miniaturisé avec une capacité interdigitée 43
Figure I.35: Miniaturisation d'un résonateur linéique forme carrée par repliement 43
Figure I.36: a) Structure du filtre à resonateurs spirals, b) Son prototype et c) Sa réponse 44
Figure I.37: a) Structure du filtre conçu et b) Résultats des paramètres S 44
Figure I.38: a) Ligne micro ruban perturbée par une fente et (b) schéma équivalent 45
Figure I.39: Formes géométriques des défauts dans le plan de masse 45
Figure I.40: a) Prototype d'un filtre passe bande et b) sa réponse en paramètres S 46
Figure I.41: Principe de fonctionnement d'une diode PIN : (a) polarisation directe, (b) polarisation inverse 47
Figure I.42: Modélisation de la diode PIN par un plot métallique 48
Figure I.43: Circuit équivalent de la diode PIN : (a) l'état ON et (b) l'état OFF 48
Figure I.44: Diode PIN à commutateur commandé en tension : a) schéma équivalent et b) coefficient S11 49
Figure I.45: Filtre reconfigurable avec diode PIN 49
Figure I.46: Réponse du filtre en : a) réflexion S11 et b) transmission S21 50
Figure I.47: Topologie du filtre conçu 50
Figure I.48: Réponse du filtre dans le cas : a) la diode (ON), b) la diode (OFF) 51
Figure I.49: Varactors à semi-conducteurs : a) diode à jonction PN, b) transistor MOS en mode inversion et c) transistor MOS en mode accumulation 52
Figure I.50: Symbole et exemple d'une diode varactor commercialement disponible 52
Figure I.51: Filtre agile à diodes varactors : a) son design sous CST et b) son prototype fabriqué 53
Figure I.52: Réponses en transmission (S21) et en réflexion (S11) du filtre reconfigurable .. 54
Figure I.53: Configuration du filtre avec la diode varactor 54
Figure I.54: Réponse en paramètres S : a) pertes d'insertion (S21) et b) pertes de réflexion (S11) 54
Figure I.55: Schéma équivalent d'un varactor MOS [89] 55
Figure I.56: Variation de la capacité MOS en fonction de V_{gs} [90] 56
Figure I.57: Représentation schématique d'un MEMS : (a) ohmique et (b) capacitif [5] 57
Figure I.58: Schéma équivalent électrique d'un switch MEMS 57
Figure I.59: Réponse du switch : a) état OFF et b) état ON 58
Figure I.60: a) Photographie du filtre et (b) Performances en paramètres S selon l'état de switchs 59
Figure I.61: a) Photographie du filtre, b) Pertes de réflexion et c) pertes d'insertion 59

Chapitre II :

Figure II.1: Structure de la ligne couplée [6] 70
Figure II.2: Distribution du champ EM : a) mode impair et b) mode pair [6] 71
Figure II.3: Atténuation d'un filtre polynomial en fonction de son ordre « n » [7] 72
Figure II.4: Gabarit du filtre passe bande désiré 73

Figure II.5: Prototype du filtre passe-bas 74
Figure II.6: Prototype passe-bas du filtre avec inverseurs d'admittance 74
Figure II.7: Réponse simulé du filtre en paramètres S 76
Figure II.8: Configuration du filtre à la base de lignes couplées CLIN 77
Figure II.9: Paramètres S11 et S21 du filtre à base d'une ligne couplée idéale 78
Figure II.10: Fenêtre du Tuning d'ADS 79
Figure II.11: Réponse du filtre avant et après l'optimisation 80
Figure II.12: Fenêtre du LineCalc d'ADS 80
Figure II.13: Layout du filtre conçu 81
Figure II.14: Réponse du filtre basé sur le substrat RO4003 82
Figure II.15: Réponse du filtre basé sur le substrat RT6010 83
Figure II.16: Configuration du filtre proposé sous CST Microwave 84
Figure II.17: Résultats de simulation obtenus 84
Figure II.18: Distribution du champ électrique : a) 1.5 GHz, b) 3.5 GHz et c) 2.4 GHz 85
Figure II.19: Distribution du champ magnétique : a) 1.5 GHz, b) 3.5 GHz et c) 2.4 GHz 86
Figure II.20: Structure du résonateur linéique : a) forme standard et b) forme repliée « carrée » 88
Figure II.21: Excitation du résonateur par une ligne micro ruban simple 89
Figure II.22: Distribution du champ magnétique 89
Figure II.23: Réponse en transmission et en réflexion du résonateur sous CST-Microwave 90
Figure II.24: Résultats des paramètres S11 90
Figure II.25: Résultats des paramètres S21 91
Figure II.26: Dimensions globales du résonateur 92
Figure II.27: Couplage électrique 92
Figure II.28: Réponse du filtre pour une distance de 0.8 mm 93
Figure II.29: Influence de la distance « d » sur la réponse fréquentielle du filtre conçu 94
Figure II.30: Vue en 3D le filtre passe bande à résonateurs linéiques 95
Figure II.31: Prototype fabriqué du filtre passe bande à résonateurs linéiques 96
Figure II.32: Paramètre S11 mesuré et simulé 96
Figure II.33: Paramètre S21 mesuré et simulé 97
Figure II.34: Intégration de la charge capacitive au niveau du gap 98
Figure II.35: a) Structure du résonateur faiblement couplé et b) Calcul du $Q0$ à partir de S21 99
Figure II.36: Evolution du coefficient S21 pour différentes valeurs « C » 100
Figure II.37: Repliement du résonateur sous forme rectangulaire 101
Figure II.38: Structure du filtre proposé avec un couplage électrique 103
Figure II.39: Répartition du champ EM à 2,4 GHz : a) champ électrique et b) champ magnétique 103
Figure II.40: Modèle d'un circuit équivalent du filtre proposé à couplage électrique 104

Figure II.41: Réponse du filtre en circuit 105
Figure II.42: Résultats obtenus : a) paramètres S11 et b) paramètre S21 106
Figure II.43: Réponse du filtre conçu en paramètres S 107
Figure II.44: Répartition du champ électrique à : a) 2 GHz, b) 2.4 GHz et c) 3 GHz 108
Figure II.45: Répartition du champ magnétique à : a) 2 GHz, b) 2.4 GHz et c) 3 GHz 108
Figure II.46: Distribution du champ magnétique à 2.4 GHz 109
Figure II.47: Structure du filtre proposé avec un couplage magnétique 109
Figure II.48: Modèle d'un circuit équivalent du filtre proposé à couplage magnétique 110
Figure II.49: Réponse du filtre en circuit 110
Figure II.50: Résultats obtenus : a) paramètres S11 et b) paramètre S21 111
Figure II.51: Réponse du filtre conçu en paramètres S 112
Figure II.52: Répartition du champ électrique à : a) 2 GHz, b) 2.4 GHz et c) 3 GHz 112
Figure II.53: Répartition du champ magnétique à : a) 2 GHz, b) 2.4 GHz et c) 3 GHz 113

Chapitre III :

Figure III.1: Structure du résonateur conçu 119
Figure III.2: Réponse de transmission du résonateur proposé 119
Figure III.3: Circuit équivalent du résonateur rectangulaire 120
Figure III.4: Réponse fréquentielle du circuit équivalent du résonateur 121
Figure III.5: Répartition de l'énergie du résonateur à 2,4 GHz 121
Figure III.6: Configuration du résonateur avec la fente DMS carrée 122
Figure III.7: Réponse du paramètre S21 (dB) pour différentes valeurs de « a » 123
Figure III.8: Variation des dimensions du résonateur avec DMS 123
Figure III.9: Evolution du facteur de qualité à vide 124
Figure III.10: Répartition de l'énergie du résonateur avec DMS carrée à 2,4 GHz 125
Figure III.11: Configuration du résonateur avec la fente DMS rectangulaire 125
Figure III.12: Evolution du facteur de qualité à vide 126
Figure III.13: Variation des dimensions résonateur avec DMS 126
Figure III.14: a) résonateur initial, b) résonateur avec DMS (forme 2) 127
Figure III.15: Configuration du filtre passe bande proposé 129
Figure III.16: Circuit d'optimisation sous ADS keysight 130
Figure III.17: Espace de recherche « k » 130
Figure III.18: Les fonctions objectif : a) S21 et b) S11 131
Figure III.19: Résultats obtenus pour le coefficient du couplage "k" 131
Figure III.20: S11 avant et après optimisation 132
Figure III.21: S21 avant et après optimisation 132
Figure III.22: Réponse fréquentielle du filtre passe bande 133
Figure III.23: Caractéristiques géométriques de la capacité GJM0335C1E1R0CB01 : a) dimensions, b) symbole 134

Figure III.24: Configuration du filtre proposé avec le condensateur localisé « GJM0335C1E1R0CB01 » 135
Figure III.25: Co-simulation du filtre et le modèle SPICE du condensateur 135
Figure III.26: Réponse fréquentielle du filtre 136
Figure III.27: Topologie d'une capacité inter-digitée 137
Figure III.28: Evolution de la capacité et la fréquence de résonance 138
Figure III.29: Structure de la capacité interdigitée sous EMPro 139
Figure III.30: Variation de la capacité en fonction de la fréquence 139
Figure III.31: Structure du filtre passe bande avec la capacité interdigitée [13] 140
Figure III.32: Réponse de la structure finale du filtre passe bande développé 140
Figure III.33: Répartition du champ électrique pour : a) 2 GHz, b) 2.4 GHz et c) 3 GHz 141
Figure III.34: Filtre passe bande fabriquée avec les connecteurs SMA 142
Figure III.35: Résultats du paramètre S11 (dB) 142
Figure III.36: Résultats du paramètre S21 (dB) 143

Chapitre IV :

Figure IV.1: Schéma équivalent d'un filtre passe-bande sans pertes 147
Figure IV.2: Schéma électrique du filtre passe bande conçu 148
Figure IV.3: Schéma équivalent du filtre passe bande reconfigurable 149
Figure IV.4: Réponse du paramètre S11 pour deux états de la capacité variable 149
Figure IV.5: Répartition du champ électrique à 2,4 GHz 150
Figure IV.6 : Réponse de la diode PIN pour l'état passant (ON) 151
Figure IV.7 : Réponse de la diode PIN pour l'état bloqué (OFF) 151
Figure IV.8 : Configuration du filtre passe bande reconfigurable en utilisant la diode PIN .. 152
Figure IV.9: Co-simulation du filtre chargé avec la diode MPP4203 : a) état ON et b) état OFF 152
Figure IV.10: Réponse du filtre reconfigurable simulé en état ON et OFF 153
Figure IV.11: Modèle électrique de la diode varactor « MA46H120 » 154
Figure IV.12: Valeur de la capacité en fonction de la tension de polarisation 155
Figure IV.13: Configuration du filtre passe bande chargé par une diode varactor 156
Figure IV.14: Evolution du paramètre S11 pour différentes valeurs de Cv 156
Figure IV.15: Evolution du paramètre S21 pour différentes valeurs de Cv 157
Figure IV.16: Schéma équivalent du filtre avec la diode varactor MA46H120 sous ADS ... 158
Figure IV.17: Variation du paramètre S11 en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la tension de polarisation Vdc 158
Figure IV.18: Variation du paramètre S21 en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la tension de polarisation Vdc 159
Figure IV.19: Prototype du filtre reconfigurable en utilisant une diode varactor [28] 159
Figure IV.20: Paramètres S11 (figure à gauche) et S21 (figure à droite) simulés et mesurés pour la capacité 0.12 pF 160

Figure IV.21: Paramètres S11 (figure à gauche) et S21 (figure à droite) simulés et mesurés pour la capacité 0.9 pF 160
Figure IV.22: Schéma en coupe d'un varactor CMOS [34] 162
Figure IV.23: Caractéristique C(V) du varactor IMOS 163
Figure IV.24: Caractéristiques C(V) du varactor AMOS 163
Figure IV.25: Varactor PMOS en mode inversion 164
Figure IV.26: Configuration du varactor PMOS en mode d'inversion 164
Figure IV.27: Flot de conception du varactor I-PMOS 166
Figure IV.28: Caractéristiques C (V) du varactor PMOS en mode inversion 168
Figure IV.29: Co-simulation du filtre passe bande avec le varactor I-PMOS conçu 169
Figure IV.30: Layout du filtre avec ses accès localisés pour connecter le varactor 170
Figure IV.31: Réponse en réflexion (S11) du filtre reconfigurable conçu 170
Figure IV. 32: Réponse en transmission (S21) du filtre reconfigurable conçu 171
Figure IV.33: Schéma du circuit proposé avec trois varactors disposés en parallèle 172
Figure IV.34: Configuration du varactor à 3 bits sous ADS Keysight 173
Figure IV.35: Co-simulation du filtre passe bande avec le varactor I-PMOS à 3 bits proposé 174
Figure IV.36 : Réponse en réflexion (S11) du filtre reconfigurable conçu à 3 bits 174
Figure IV.37 : Réponse en transmission S21 du filtre reconfigurable conçu à 3 bits 175

Liste des Tableaux

Chapitre I :

Tableau I.1 : Réponses du filtre à l'état ON et OFF de la diode PIN 51

Chapitre II :

Tableau II.1 : Valeur des éléments localisés du filtre passe bande 75
Tableau II.2 : Valeurs théoriques des impédances des modes pair et impair..... 77
Tableau II.3 : Valeurs optimisées des impédances de mode pair et impair 79
Tableau II.4: Dimensions physiques des lignes couplées avec RO4003 comme substrat 81
Tableau II.5: Dimensions physiques des lignes couplées avec RT6010 comme substrat..... 82
Tableau II.6: Comparaison des résultats obtenus entre R04003 et RT6010 83
Tableau II.7: Comparaison des résultats obtenus entre ADS Keysight et CST Microwave 85
Tableau II.8 : Paramètres géométriques du résonateur 88
Tableau II. 9 : Résultats de simulation pour différentes valeurs de « L » 91
Tableau II.10: Résultats de simulation pour différentes valeurs de « d » 94
Tableau II.11: Comparaison mesures et simulations des performances du filtre conçu 97
Tableau II.12 : Comparaison de quelques filtres avec le filtre conçu 98
Tableau II.13: Résultats de simulation pour différentes valeurs de « C »..... 100
Tableau II.14: Paramètres géométriques du résonateur linéique avec la forme rectangulaire101
Tableau II.15: Résultats de simulation pour différentes valeurs de « C »..... 101
Tableau II.16: Evolution du facteur de qualité à vide pour les trois configurations étudiées 102
Tableau II.17: Résultats de simulation pour des valeurs différentes de la distance « d »..... 106
Tableau II.18 : Résultats de simulation pour différentes valeurs de « d » 111
Tableau II. 19: Comparaison entre les résultats du couplage magnétique et électrique 113

Chapitre III :

Tableau III.1: Evolution du facteur de qualité à vide pour les cinq itérations 124
Tableau III.2: Evolution du facteur de qualité à vide pour les cinq itérations 127
Tableau III.3: Evolution du facteur de qualité et la taille du résonateur dans les trois cas étudiés..... 128
Tableau III.4 : Différents paramètres du condensateur GJM0335C1E1R0CB01 134
Tableau III.5 : Comparaison des résultats obtenus 136
Tableau III.6: Résumé des résultats obtenus 138
Tableau III.7 : Comparaison des performances électriques du filtre conçu 141
Tableau III.8 : Comparaison des performances du filtre en fonction de la technique utilisée143

Chapitre IV :

Tableau IV.1 : Valeurs des paramètres du circuit équivalent de la diode PIN MPP4203..... 151
Tableau IV.2: Performances électriques du filtre en fonction de l'état de diode PIN 153
Tableau IV.3 : Valeurs des capacités Cv obtenues à partir du circuit équivalent de la diode varactor à 2.4 GHz 155
Tableau IV.4: Résumé des performances du filtre en fonction des valeurs de Cv 157
Tableau IV.5 : Comparaison de quelques filtres avec le filtre conçu..... 161
Tableau IV.6: Paramètres d'optimisation..... 167
Tableau IV.7: Résultats de l'optimisation..... 168
Tableau IV.8 : Résumé des performances du filtre en fonction de la tension de polarisation171
Tableau IV.9 : Bilan de performance de la capacité variable étudiée..... 173
Tableau IV.10: Résumé des performances électriques du filtre reconfigurable 175

Liste des abréviations

ADS: Advanced Design System	**MEMS**: Microelectromechanical systems
BPF: Band Pass Filter	**MIM**: Metal Isolant Metal
BW: Band Width	**MMIC**: Monolothic Microwave Integrated Circuit
CC: Court Circuit	**MOS**: Metal Oxide Semiconductor
CMS: Composant Monté en Surface	**PIN**: Positive Intrinsic Negative
CO: Circuit Ouvert	**RF**: Radio Frequency
CST: Computer Simulation Technology	**RFID**: Radio Frequency Identification
DGS: Defected Ground Structure	**SMA**: Sub Miniature Version A
DMS: Defected Microstrip Structure	**TE**: Transverse Electrique
GPS: Global Positioning System	**TEM**: Transverse Electrique-Magnétique
GSM: Global System for Mobile	**UMTS**: Universal Mobile Telecommunications System
HFSS: High Frequency Structure Simulator	**UWB**: Ultra Wide Band
ISM: Industrial, Scientific and Medical	**VCO**: Voltage controlled oscillator
IDC: Inter Digitated Capacitor	**WLAN**: Wireless Local Area Network
LTE: Long Term Evolution	**ZCE**: Zone de Charge d'Espace

Introduction générale

De nos jours, l'utilisation des systèmes de communications sans fils connaît une croissance rapide au point d'être présents dans plusieurs applications de grand public, comme : les radars d'aide à la conduite, les smartphones, les systèmes de navigation et de localisation.....Cette croissance a conduit à une augmentation significative du nombre de bandes de fréquences allouées pour satisfaire les différents besoins des utilisateurs. Si nous prenons l'exemple des smartphones, ils utilisent une multitude de standards de communication sans fils, tels que : GSM, UMTS, LTE, Wifi, Bluetooth et GPS. Pour être utiles, pratiques et à moindre coût, les différents systèmes de communication sans fils doivent être conçus avec un minimum d'encombrement, ceci passe par une architecture simple, intégrable et reconfigurable.

Pour satisfaire à tous ces besoins, les chercheurs se sont fortement intéressés à l'étude et la conception des circuits RF reconfigurables (filtres, VCO, amplificateurs, antennes…), capables de commuter d'un standard à un autre. En effet, Les filtres RF font partie des circuits les plus critiques pour les systèmes de communication sans fils. Pour éviter d'avoir des systèmes RF qui utilisent pour chaque standard un dispositif spécifique, les filtres RF reconfigurables constituent une solution. Ces filtres reconfigurables, doivent bien évidemment résoudre le problème d'encombrement, proposer de faibles pertes de transmission et un coût de production moindre par rapport à la situation actuelle.

Le principal objectif mené dans cette thèse est la proposition et la conception d'un filtre RF reconfigurable permettant de se positionner d'une manière intelligente sur plusieurs bandes de fréquences pour des applications et des standards de communication différents, avec un coût réduit, un encombrement et une consommation d'énergie moindres.

Ce manuscrit de thèse s'articule autour de quatre chapitres. Le premier propose un état de l'art sur les filtres RF reconfigurables. Dans un premier temps, nous présentons brièvement le principe de fonctionnement des filtres RF en précisant les différents paramètres qui permettent d'évaluer leurs performances (fréquence de résonance, pertes d'insertion, sélectivité …). Ensuite, nous exposons leurs principales technologies d'intégration qui se regroupent en deux catégories : les filtres RF en technologie volumique et les filtres RF planaires. Dans un second temps, nous montrons l'importance de la technologie planaire pour obtenir un filtre RF compact en présentant les topologies

planaires les plus utilisées ainsi que les différentes solutions de miniaturisation. Toujours dans ce même chapitre, des exemples relevés dans la littérature pour les filtres RF planaires reconfigurables ainsi que les techniques de reconfigurabilité utilisées sont présentés.

Le chapitre 2 s'intéresse à la conception d'un filtre passe bande autour de 2.4 GHz en utilisant deux architectures planaires en technologie micro ruban : les lignes couplées et les résonateurs linéiques. Cette démarche de conception permet de déterminer la structure planaire convenable qui offre les performances adéquates au cahier des charges qui a été fixé et qui sera adoptée pour la suite de ce travail.

Dans le chapitre 3 nous nous intéressons à la miniaturisation du filtre RF conçu sur la base des résonateurs linéiques. Pour ce faire, nous y intégrons un DMS au niveau de la piste métallique de chaque résonateur micro ruban pour proposer un filtre à structure plus compacte. Les effets de ces deux structures DMS sur la miniaturisation du résonateur ainsi que sur son facteur de qualité sont étudiés. Ensuite, pour proposer un filtre basé uniquement sur la technologie micro ruban, une nouvelle configuration a été proposée, intégrant en plus des DMS, une capacité interdigitée. Les résultats de simulation qui y sont présentés sont confrontés à ceux des mesures expérimentales pour valider le filtre proposé.

Le quatrième chapitre est consacré à la reconfigurabilté en fréquence d'un filtre RF passe bande. Il s'agit d'un filtre compact en technologie micro ruban associé à des résonateurs linéiques couplées magnétiquement. Différents éléments d'accord sont proposés pour assurer la reconfigurabilité en contrôlant la fréquence de résonance sans pour autant perturber la réponse fréquentielle désirée. Dans un premier temps, nous avons appliqué les diodes PIN et les diodes varactor pour réaliser l'accord du filtre reconfigurable désiré. Les résultats de simulation de cette étude sont discutés et comparés aux résultats des tests expérimentaux. Dans un second temps, nous avons appliqué les varactors MOS pour reconfigurer notre filtre. Nous avons exposé d'abord la méthode de synthèse et d'analyse d'un varactor MOS avec ses modes de fonctionnement en rappelant les caractéristiques C-V de chaque mode. Une capacité variable basée sur la technologie TSMC 180 nm a été insérée pour faire varier la fréquence de résonance du filtre conçu. La commande de cette capacité variable est faite d'une manière analogique à l'aide d'une source d'alimentation continue. Dans le but de faciliter la commande de cette capacité variable, trois varactors

ont été insérés en parallèle afin d'obtenir une capacité variable à 3 bits avec une commande digitale. Cette façon de faire, permet de positionner le filtre sur 8 fréquences de résonances d'une manière intelligente.

Enfin, une conclusion générale permet de faire un bilan sur les différents travaux réalisés au cours de la thèse et d'évoquer les différentes perspectives de cet axe de recherche.

Chapitre I : Etat de l'art des filtres RF reconfigurables

I. Introduction

Les filtres RF sont des dispositifs essentiels dans les systèmes électroniques modernes : systèmes embarqués sur les satellites, systèmes de téléphonie mobile, contrôle du trafic aérien, radiométrie, contrôle des processus industriels, médecine, radars de mesure de vitesse, …. Ils ont pour rôle de se débarrasser des signaux parasites d'un signal utile qui peuvent provenir de plusieurs sources. Ils peuvent être externe, apportés par le canal, ou interne apportés par les éléments constitutifs du système lui-même [1, 2].

La conception des filtres compacts et performants constitue un grand défi pour les applications de communication sans fil. En effet, les filtres sont dimensionnés en fonction de leur longueur d'onde, c'est à dire plus la fréquence est faible plus les filtres sont de grandes dimensions. Cette loi physique impose d'utiliser des solutions technologiques pour améliorer leur compacité.

Dans ce chapitre, nous introduisons les principales notions des filtres RF et leur synthèse théorique. Nous discuterons ensuite les principales technologies d'intégration et de reconfigurabilité comme solution pour remédier aux problèmes de complexité des circuits RF. Enfin, nous présenterons différents éléments de contrôle des filtres RF reconfigurables.

II. Filtres RF : Définition et Propriétés

II.1. Définition et rôle

Un filtre est un circuit électronique à deux ports [1-3] conçu de façon à modifier le contenu spectral d'un signal d'entrée en atténuant ou en éliminant certaines composantes spectrales non désirées (figure I.1).



Figure I.1: Opération de filtrage

Selon l'architecture du système et le contexte d'utilisation [1-3], un filtre peut servir à sélectionner uniquement les basses ou les hautes fréquences d'un signal, ou bien, à sélectionner ou à rejeter une bande passante particulière (figure I.2).

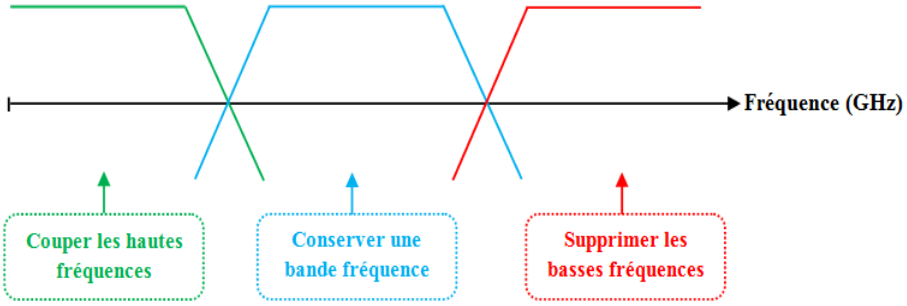


Figure I.2 :Contexte d'utilisation du Filtre

Généralement, il existe quatre types de filtres RF [4,5] selon la position de la bande passante et la bande atténuée :

Filtre passe-bas : Il ne laisse passer que des signaux à des fréquences inférieures à une certaine fréquence de coupure f_c. La bande passante est la gamme de fréquence non filtrée BW = [0, f_c].

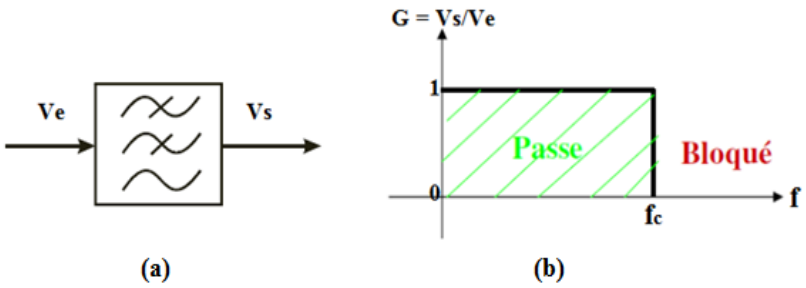


Figure I.3: a) Symbole du filtre passe-bas » et b) son comportement idéal

Filtre passe-haut : Il ne laisse passer que des signaux à des fréquences supérieures à une certaine fréquence de coupure f_c. La bande passante est la gamme de fréquence non filtrée BW = [f_c, ∞ [.

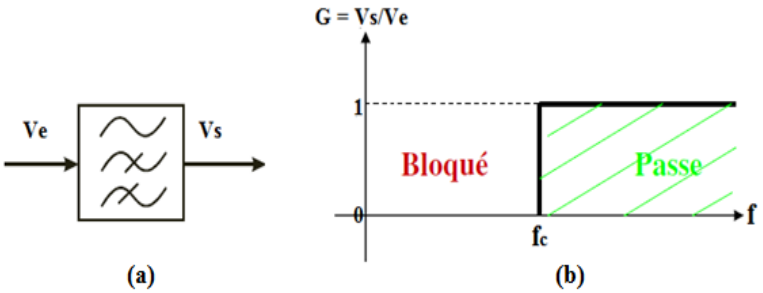


Figure I.4: a) Symbole du filtre passe-haut et b) son comportement idéal

Filtre passe bande : Ce type de filtre ne laisse passer qu'une bande de fréquence. Il possède deux fréquences de coupure, la fréquence de coupure basse et la fréquence de coupure haute. La bande passante BW = [f_{c1}, f_{c2}].

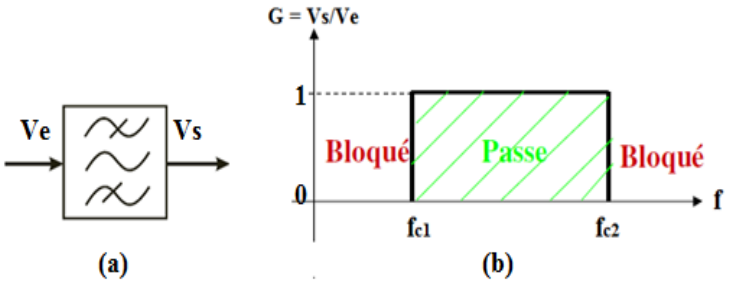


Figure I.5: a) Symbole du filtre passe bande et b) son comportement idéal

Filtre coupe bande : c'est un filtre qui empêche le passage d'un intervalle de fréquences. C'est une composition d'un filtre passe-haut et d'un filtre passe-bas. La bande passante est BW = [0, f_{c1}] U [f_{c2}, ∞ [

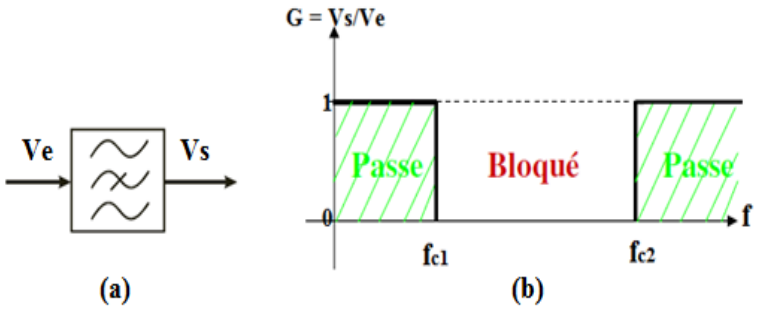


Figure I.6: a) Symbole du filtre coupe-bande et b) son comportement idéal

II.2. Fonction de transfert et ses approximations

D'un point de vue électrique [1, 2], un filtre RF est représenté par un quadripôle linéaire à paramètres S.

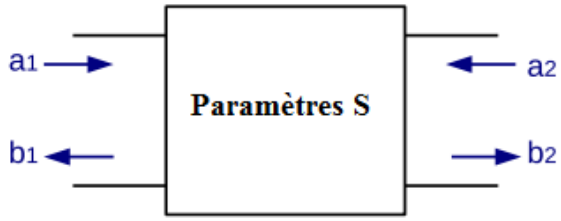


Figure I.7: Quadripôle linéaire en paramètre S

On appelle a_i l'onde qui entre par l'accès numéro i et b_j l'onde qui sort par l'accès numéro j.

Dans un système linéaire, comme un filtre RF, les paramètres S sont alors définis comme une liaison entre les ondes réduites b_j qui sortent et celles qui entrent a_i [6].

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S11 & S12 \\ S21 & S22 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad \text{(I.1)}$$

Ce qui implique :

$$\begin{aligned} b_1 &= S11\, a_1 + S12\, a_2 \\ b_2 &= S21\, a_1 + S22\, a_2 \end{aligned} \quad \text{(I.2)}$$

On voit par le système d'équations I.2 que si la sortie est adaptée, $a_2 = 0$. Il s'en suit que $S11$ représente le coefficient de réflexion à l'entrée du dispositif adapté et $S21$ le coefficient de transmission.

Lorsque le quadripôle est sans pertes (I.3), réciproque (I.4) et symétrique (I.5), on a les relations suivantes :

$$|S11|^2 + |S21|^2 = |S22|^2 + |S12|^2 = 1 \quad \text{(I.3)}$$

$$S12 = S21 \quad \text{(I.4)}$$

$$S11 = S22 \quad \text{(I.5)}$$

La méthode de synthèse d'un filtre RF se base principalement sur le calcul de la fonction de transfert. Cette fonction correspond aux pertes d'insertion, confondu avec le coefficient de transmission (S21).

Le filtre RF idéal est caractérisé par une atténuation nulle ($S21 = 0$ dB) dans la bande passante afin de transmettre toute la puissance du signal utile et une atténuation infinie dans la bande de rejection afin d'éliminer tous les signaux indésirables (figure I.8).

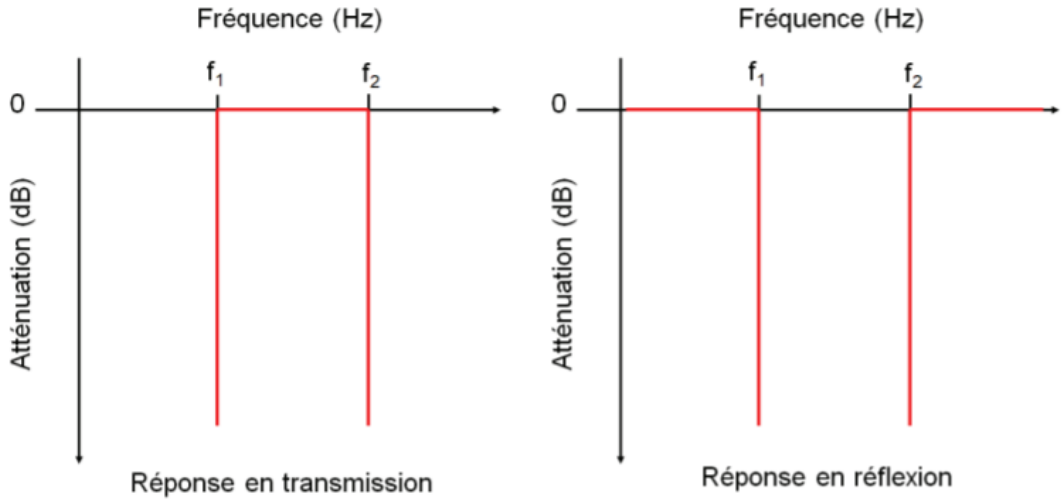


Figure I.8: Caractéristique d'un filtre RF idéal [7]

En pratique, les filtres RF idéaux sont irréalisables du fait de l'existence d'un modèle en amplitude et en phase qui ne satisfait pas au principe de causalité et à la relation de Bayard-Bode [4,5]. Pour cette raison, plusieurs modèles mathématiques ont été développées et qui nous donnent une réponse plus proche de celle du filtre idéal. Parmi les plus connues, nous citons [1,2] :

- **Approximation de ButterWorth**

Cette approximation fournit une réponse plate dans la bande passante (aucune ondulation), par contre, la transition entre la bande passante et la bande coupée se fait très lentement (mauvaise réjection hors bande).

Pour un filtre passe-bas, la réponse en amplitude est spécifiée par le coefficient de transmission S21:

$$|S21(j\omega)|^2 = \frac{1}{1+\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}} \qquad (I.6)$$

Où *n* représente l'ordre du filtre et ω_c sa pulsation de coupure.

Ce type d'approximation possède une atténuation égale à -3 dB à la fréquence de coupure quel que soit l'ordre du filtre.

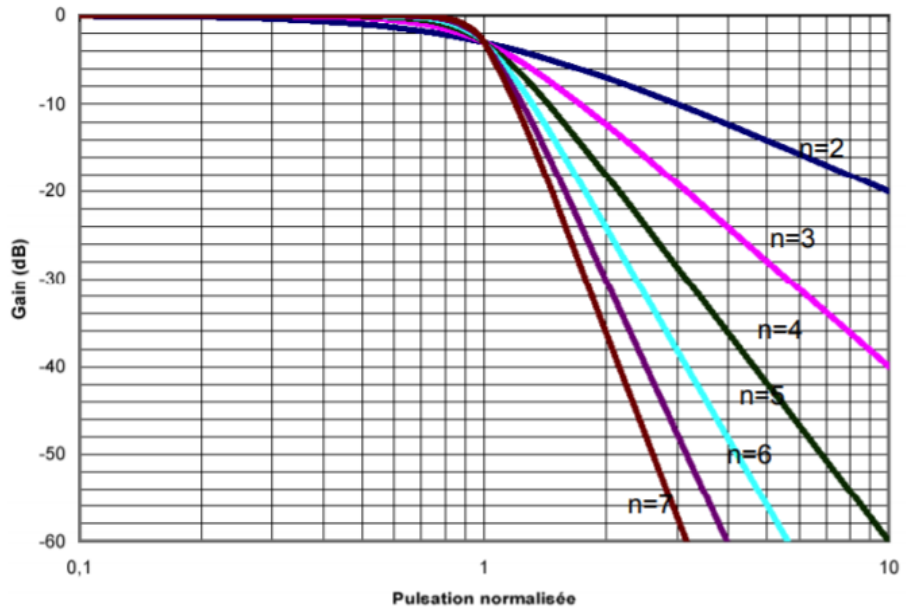


Figure I.9: Réponse en amplitude du filtre ButterWorth pour différents ordres

Cette approximation offre une transition rapide entre la bande passante et la bande coupée d'une manière que l'ordre du filtre est élevé. Cela permet d'augmenter la taille du filtre, ce qui n'est pas préférable pour concevoir des structures filtrantes compactes.

Approximation de Tchebychev

Cette approximation fournit des ondulations en bande passante avec une transition plus rapide par rapport à l'approximation de ButterWorth. Sa réponse en amplitude s'écrit sous la forme suivante :

$$|S21(j\omega)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 {T_N}^2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)} \quad \text{(I.7)}$$

Où ε représente l'erreur maximale dans la bande passante, et T_N le polynôme de Tchebychev d'ordre N, tels que :

$$\varepsilon^2 = \left(10^{\frac{L_{Ar}}{10}} - 1\right) \quad \text{(I.8)}$$

$$T_N(\omega) = \begin{cases} cos\left(Ncos^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)\right) & \omega \leq \omega_c \\ cos\left(Ncosh^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)\right) & \omega > \omega_c \end{cases} \quad \text{(I.9)}$$

Avec L_{Ar} l'ondulation maximale dans la bande passante exprimée en dB.

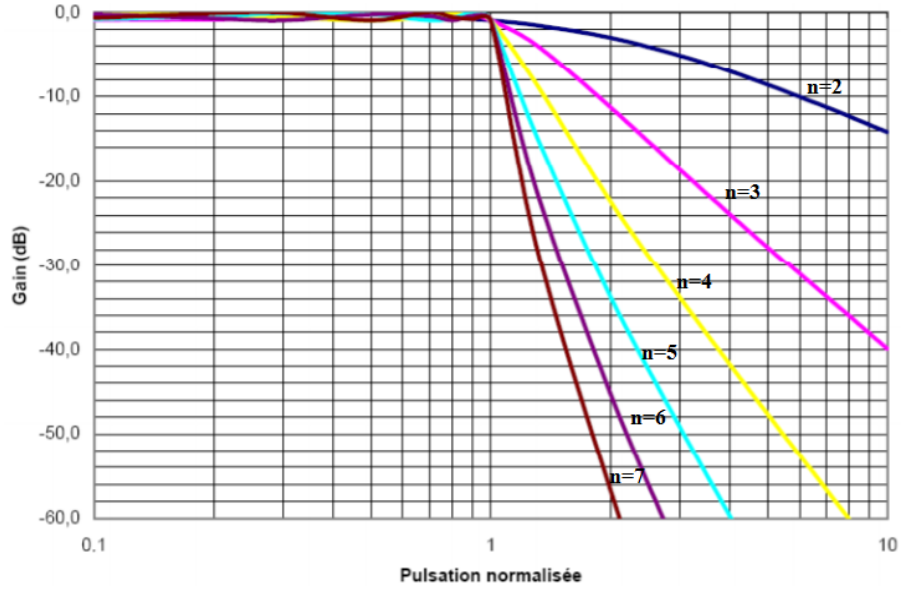


Figure I.10: Réponse en amplitude du filtre Tchebychev pour différents ordres

II.3. Caractérisation électrique

Pour caractériser un filtre RF, il est nécessaire de définir un certain nombre de paramètres imposés par un cahier des charges bien défini. Pour un filtre RF de type passe bande (figure I.11), ces caractéristiques sont [7,8] :

- La fréquence de résonance f_0 : elle est définie comme la moyenne arithmétique des deux fréquences de coupure (basse et haute) à un niveau de transmission donné (-3 dB)
- La bande passante Δf : est l'intervalle de fréquences dans lequel le gain du signal d'entrée est atténué à - 3dB.
- La bande coupée : la bande de fréquences non transmises
- Le taux d'ondulation ε : est la différence entre l'atténuation maximale et l'atténuation minimale dans la bande de transmission.
- Le niveau d'adaptation : est défini comme étant le niveau de pertes de réflexion mesuré à la résonance, ce qui correspond à l'atténuation du paramètre $|S11|$ à la

fréquence de résonance.

- Les pertes d'insertion : sont définies comme étant le niveau de pertes de transmission mesuré à la résonance, ce qui correspond à l'atténuation du paramètre |S21| à la fréquence de résonance.

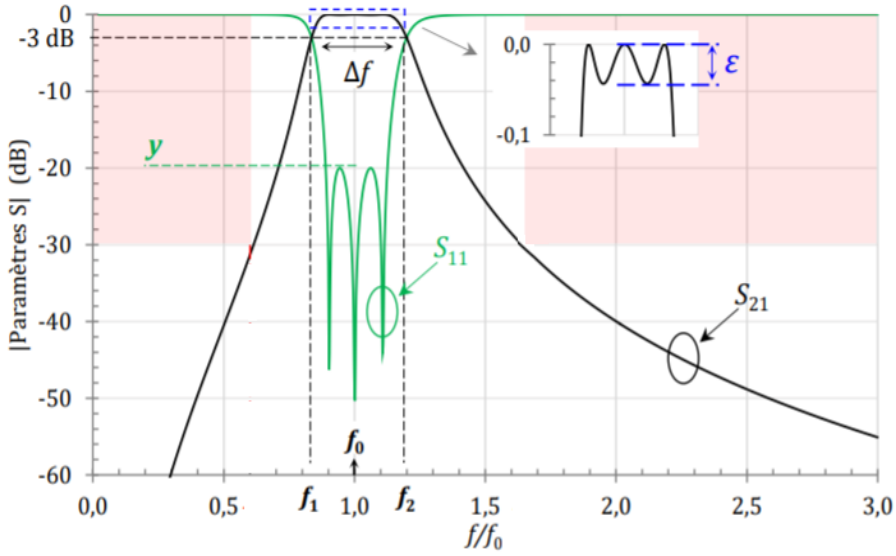


Figure I.11: Réponse électrique d'un filtre passe bande [5]

III. Principales technologies d'intégration des filtres RF

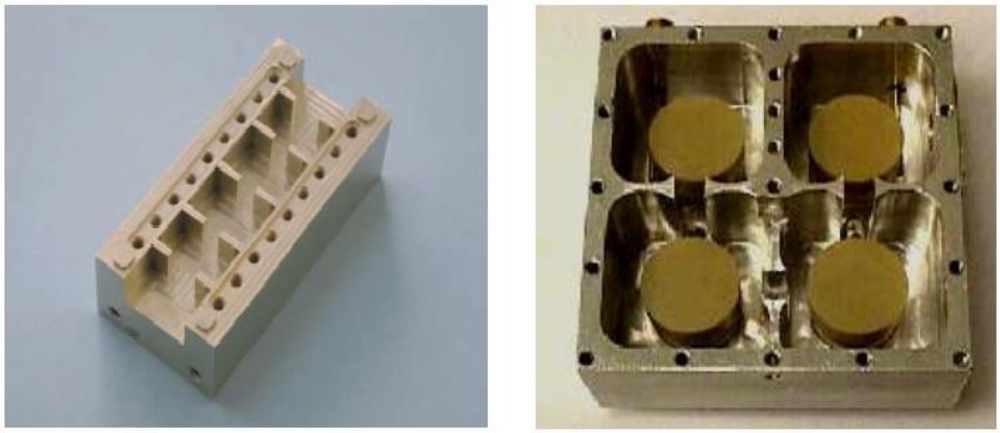
Il existe deux principales technologies pour la réalisation des filtres RF : la technologie volumique et la technologie planaire [1, 2].

Le choix de la technologie dépend des caractéristiques électriques imposées par le cahier des charges comme la fréquence de résonance, la bande passante, les pertes d'insertion, le niveau d'adaptation et aussi des caractéristiques économiques comme la taille, le poids, le niveau d'intégration et le coût.

III.1. Technologie volumique

Les filtres basés sur la technologie volumique [9-11] sont utilisés principalement pour leurs facteurs de qualité à vide élevés, ce qui permet d'obtenir des performances électriques remarquables présentant de faibles pertes d'insertion. Ils sont plus adaptés aux applications de forte puissance. Les grandes familles sont (figure I.12) :

- Les guides d'ondes [12],
- Les résonateurs diélectriques [13].



(a) (b)

Figure I.12: Filtres volumiques : a) guide d'onde et (b) résonateur diélectrique [9]

Le principal inconvénient de cette technologie (volumique) réside au niveau de l'encombrement et du poids important. De plus les filtres volumiques sont complexes à mettre en œuvre, ils nécessitent un réglage après réalisation ce qui augmente le coût de production.

III.2. Technologie planaire

Vu les contraintes de poids et de taille des circuits liées aux nouvelles applications RF, les concepteurs de filtres se sont orientés vers la technologie planaire. Cette technologie offre une grande souplesse de réalisation et de réglage ainsi que de faibles coûts de production.

Deux techniques, que nous présentons ci-dessous, sont utilisées pour la réalisation des filtres planaires : la ligne micro-ruban et la ligne coplanaire.

III.2.1. Ligne micro-ruban

La ligne micro-ruban [9-15] est utilisée d'une manière exclusive pour réaliser des circuits intégrés RF du fait de l'existence d'un modèle théorique précis qui permet une bonne conception des circuits avec une grande simplicité de réalisation.

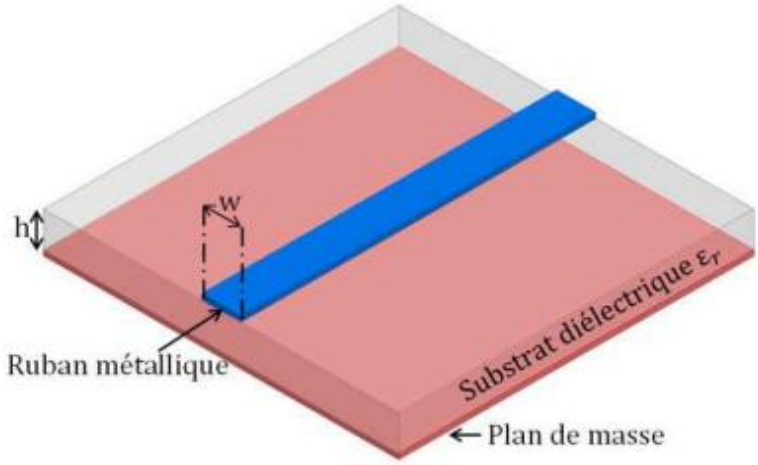


Figure I.13: Structure de la ligne micro-ruban [14]

La ligne est constituée principalement d'une piste métallique de largeur W et de longueur L déposée sur la face supérieure d'un substrat diélectrique de hauteur h et d'un plan de masse sur la face inférieure comme le montre la figure I.13.

La propagation du signal RF se fait simultanément dans le substrat et dans l'air, ce qui provoque un mode de propagation quasi-TEM (figure I.14).

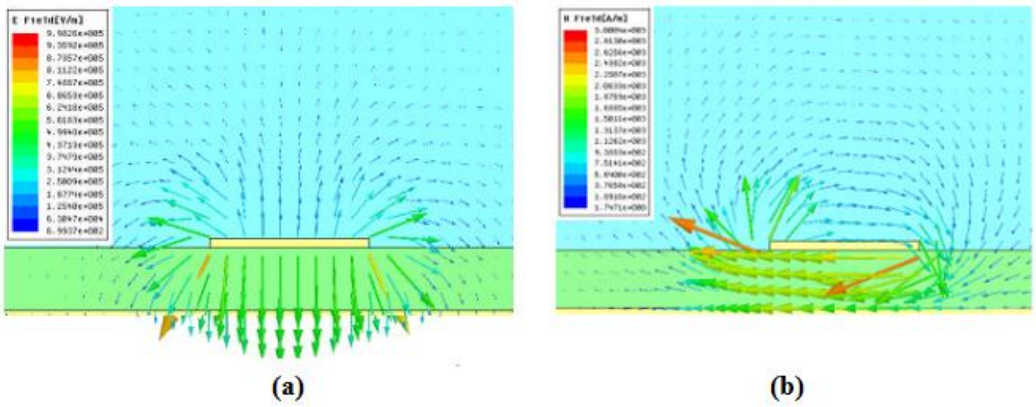


Figure I.14: Distribution des champs : a) électrique et b) magnétique [15]

Les lignes micro rubans possèdent certaines propriétés telles que : faible coût, faible poids et faibles dimensions. Leur principal inconvénient réside au niveau de la réalisation de court-circuit par retour de masse à l'aide de trous métallisés qui ont un effet majeur sur les performances électriques des filtres RF.

III.2.2. Ligne coplanaire

La structure de la ligne coplanaire [9-15] est représentée dans la figure I.15. Elle est composée par trois pistes métalliques déposées sur un substrat diélectrique. La piste centrale est le ruban conducteur qui transporte le signal RF, les deux autres pistes représentent le plan de masse.

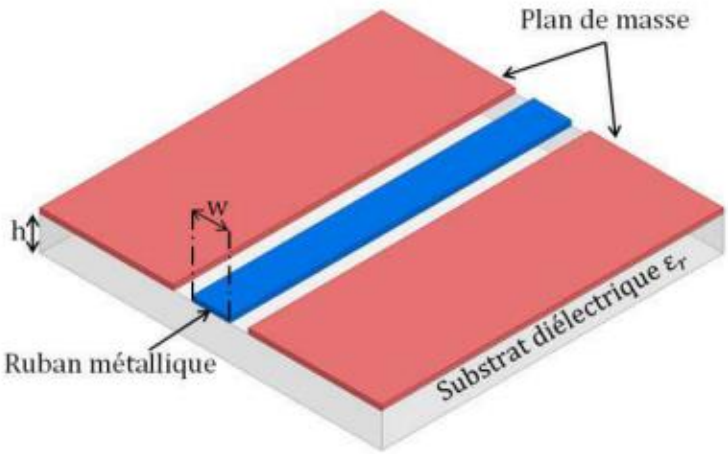


Figure I.15: Structure de la ligne coplanaire [14]

La particularité de ce type de ligne réside dans le fait que le plan de masse est situé sur le même plan que la ligne de transmission, ceci facilite leur association avec des composants RF d'une manière surfacique tels que les MMIC (Monolothic Microwave Integrated Circuit). Ce type de ligne admet deux modes de propagation (figure I.16).

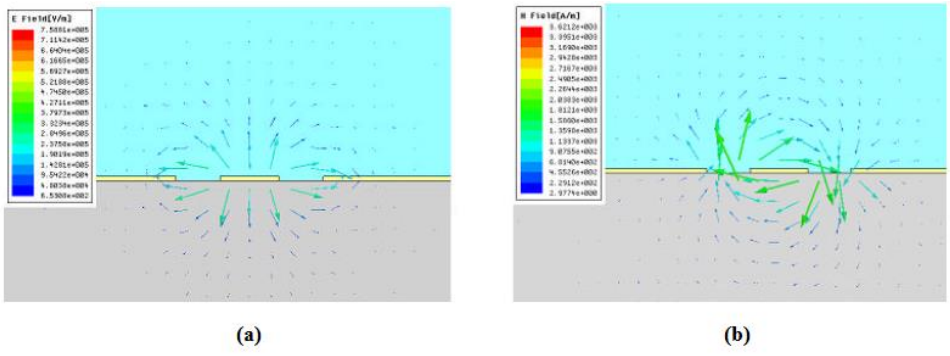


Figure I.16: Distribution des champs : a) électrique et b) magnétique [15]

Un mode parasite quasi-TE ou le champ électrique se propage entre les deux rubans constituant le plan de masse, et un mode quasi-TEM où les champs se propagent entre le ruban conducteur et les plans de masse. La possibilité d'apparition d'un mode à la place

d'un autre est un inconvénient de cette ligne, il convient d'ajouter des « wire bondings » liants les deux masses afin de ne conserver que le mode TEM.

IV. Filtres RF planaires

IV.1. Techniques de conception

Les nombreuses études effectuées sur les filtres RF planaires ont permis le développement d'un nombre important de topologies et de méthodes de conception.

Les filtres RF planaires présentent l'avantage d'un faible encombrement, d'une intégration robuste à l'environnement électronique, d'un faible coût de production et d'une grande reproductibilité [14,15]. Nous pouvons les classer en deux catégories : les filtres à éléments localisés et les filtres à éléments distribués. Ces deux catégories sont détaillées dans les paragraphes qui suivent.

IV.1.1. Eléments localisés

Les filtres RF à éléments localisés [16-18] sont des circuits basés sur des inductances et des capacités. Leur avantage est de pouvoir réaliser directement le filtre désiré à l'aide d'un prototype passe-bas normalisé [1,2], dont la topologie est très simple (figure I.17). Elle contient n branches pour une fonction de transfert d'ordre n.

- Si la première branche est en série, alors on parle de structure en T (fig I.17.a)
- Si la première branche est en parallèle, alors on parle de structure en π (fig I.17.b).

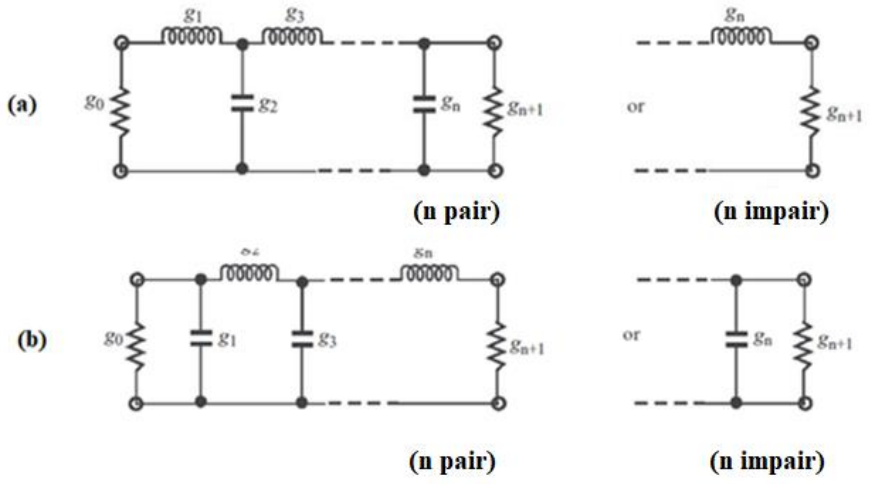


Figure I.17: Circuit du prototype passe bas normalisé : a) structure en T et b) structure en π [1,2]

Comme le prototype passe bas est normalisé par rapport à l'impédance pour tous ses éléments, on doit dénormaliser en multipliant les g_k représentant les selfs en série par la résistance de charge R_0 et en divisant les g_k représentant des capacités parallèles par R_0 comme le montre la figure I.18.

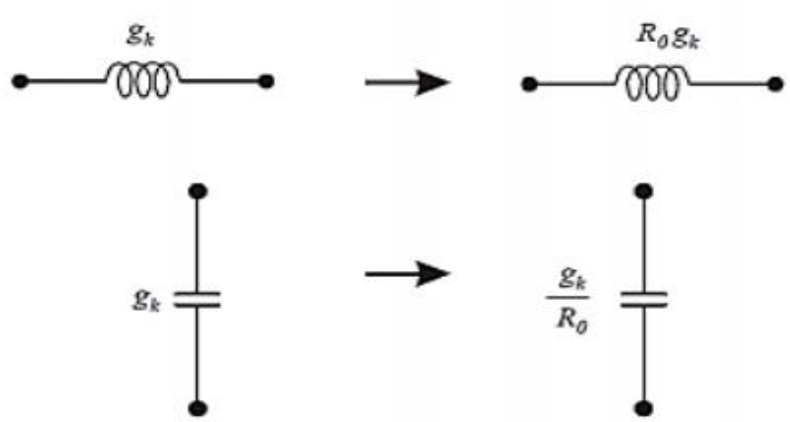


Figure I.18: Transformation en impédance [1,2]

L'obtention d'un filtre passe bande (figure I.18) à partir du prototype passe bas se fait principalement en deux étapes :

La première étape consiste à remplacer les inductances en série par un circuit résonant LC en série, avec les valeurs des éléments définies comme suit [1,2] :

$$C_k = \frac{\Delta}{R_0 \omega_0 g_k} \tag{I.10}$$

$$L_k = \frac{R_0 g_k}{\Delta \omega_0} \tag{I.11}$$

La deuxième étape consiste à remplacer les capacités en parallèles par un circuit résonant LC en parallèle, dont les valeurs sont les suivantes :

$$C_k = \frac{g_k}{\Delta R_0 \omega_0} \tag{I.12}$$

$$L_k = \frac{\Delta R_0}{g_k \omega_0} \tag{I.13}$$

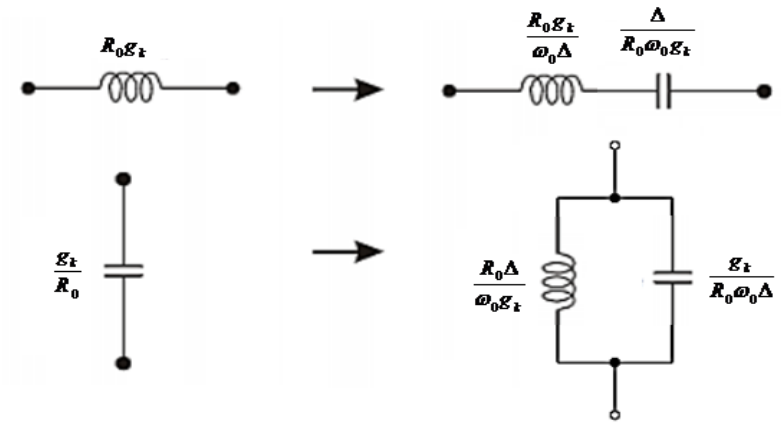


Figure I.19: Transformation du filtre passe bas vers passe bande [1,2]

D'un point de vue technologique, plusieurs techniques peuvent être utilisées pour fabriquer ces éléments localisés. Les inductances sont réalisées avec des sections de lignes micro ruban enroulées en méandre ou en spirale (figure I.20) et les capacités avec une structure interdigitée ou bien structure MIM (Metal Isolant Metal) (figure I.21) [1,2].

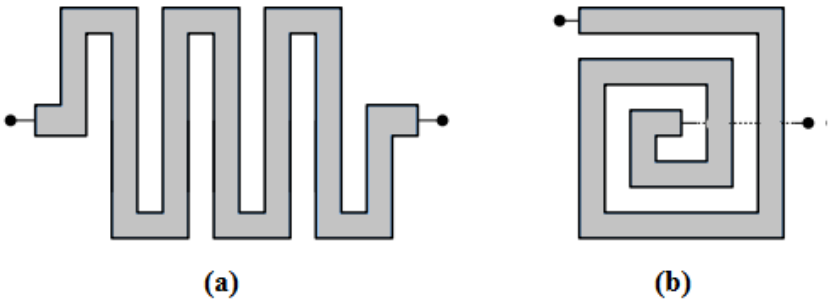


Figure I.20: Inductance localisée : a) forme méandre et b) forme spirale

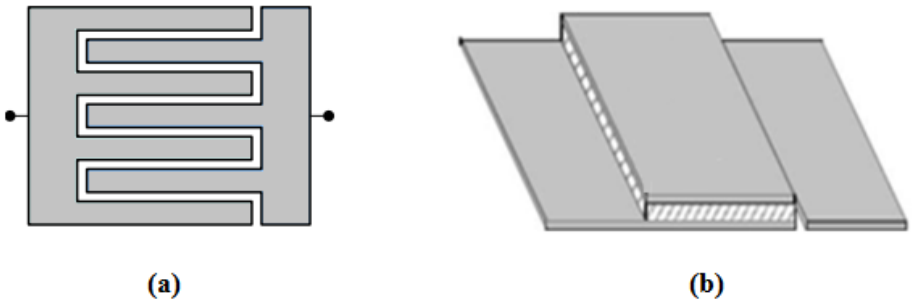


Figure I.21: Capacité localisée : a) structure interdigitée et b) structure MIM

Les éléments localisés permettent aux filtres RF d'être très compacts (figure I.22) et faciles à intégrer avec les composants MMIC du fait, de leur faible dimension.

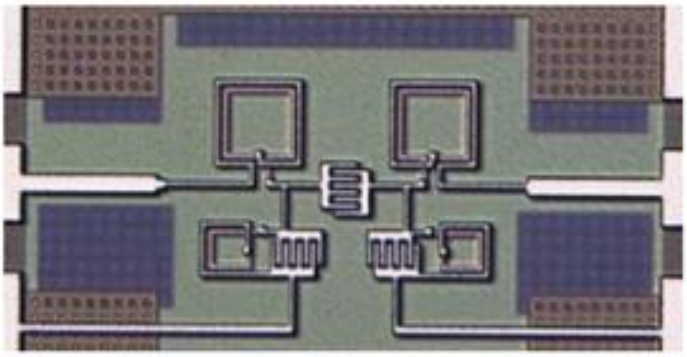


Figure I.22: Filtre RF à éléments localisés [19]

L'inconvénient majeur de ces éléments localisés réside au niveau des pertes ohmiques élevées qui se répercutent sur le comportement du filtre par une augmentation des pertes d'insertion [1].

IV.1.2. Filtres RF à éléments distribués

L'utilisation des éléments distribués est une solution attrayante pour remédier aux problèmes de pertes des éléments localisés en hautes fréquences.

Les filtres RF à éléments distribués sont classés selon la largeur de la bande passante en deux familles : filtres RF à bande étroite et filtres RF à bande moyenne et large [20,21].

IV.1.2.1. Filtres à bande étroite

Ce type de filtres est caractérisé par une bande passante relative inférieure à 20 %. Les topologies les plus utilisées pour ce type de filtres sont :

- Filtres RF à lignes couplés
- Filtres RF à résonateurs linéiques en boucle ouverte

IV.1.2.1.1. Filtres RF à lignes couplées

Ce type de topologie est très intéressant pour sa facilité de conception et de réalisation technologique pour des circuits RF imprimés. Elle repose principalement sur des tronçons de lignes couplées. La longueur de ces tronçons de lignes fixe la fréquence de fonctionnement alors que la bande passante est déterminée par le couplage interlignes.

La synthèse théorique liée à ce type de topologie a été développée par Cohn [22]. Les paramètres des différents éléments du filtre sont déterminés en fonction des impédances des modes pairs et impairs pour chacune des lignes couplées (figure I.23).

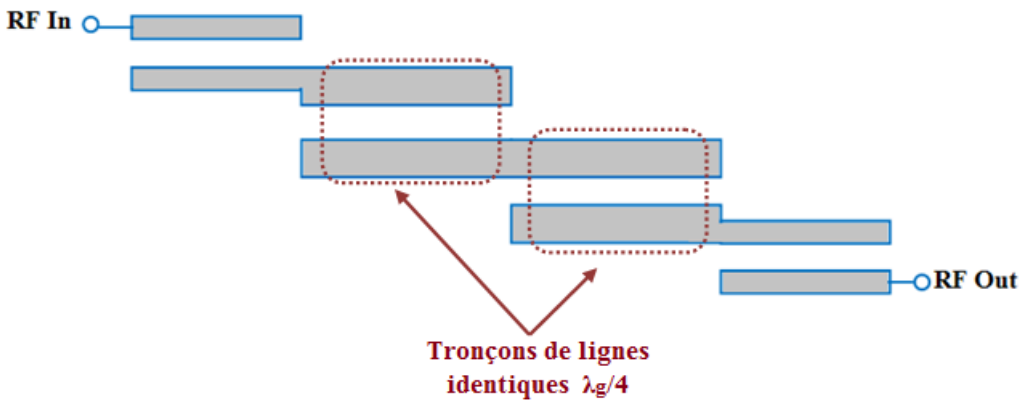


Figure I.23: Schéma d'un filtre RF à lignes couplées avec couplage distribué

La figure I.24.a présente un exemple de filtre RF passe bande à base des lignes couplées [23]. Ce filtre est dimensionné pour une fréquence centrale de 2.4 GHz. La réponse en fréquentielle obtenue est donnée sur la figure I.24.b

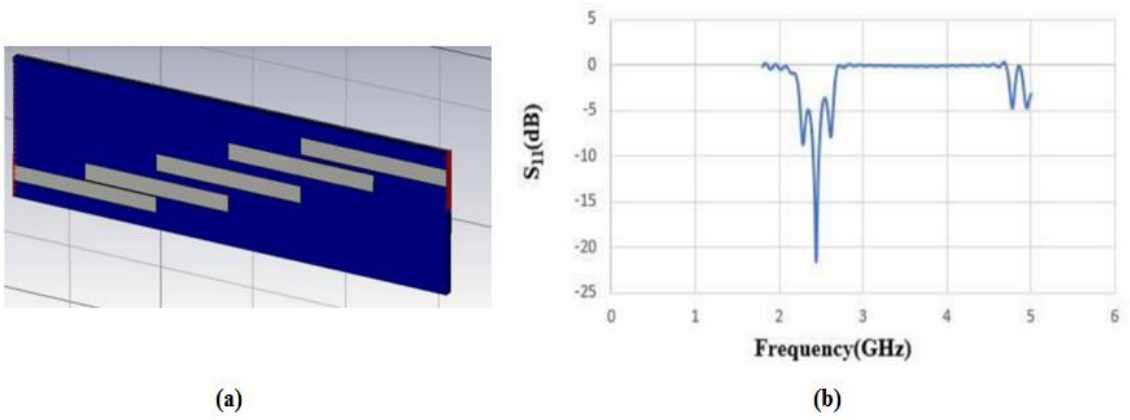


Figure I.24: a) filtre passe bande à lignes couplées et b) résultats de simulation (**S11**)

IV.1.2.1.2. Filtres RF à résonateurs linéiques en boucle ouverte

La topologie des filtres RF à résonateurs linéiques [14] en boucle ouverte est présentée dans la Figure I.25.

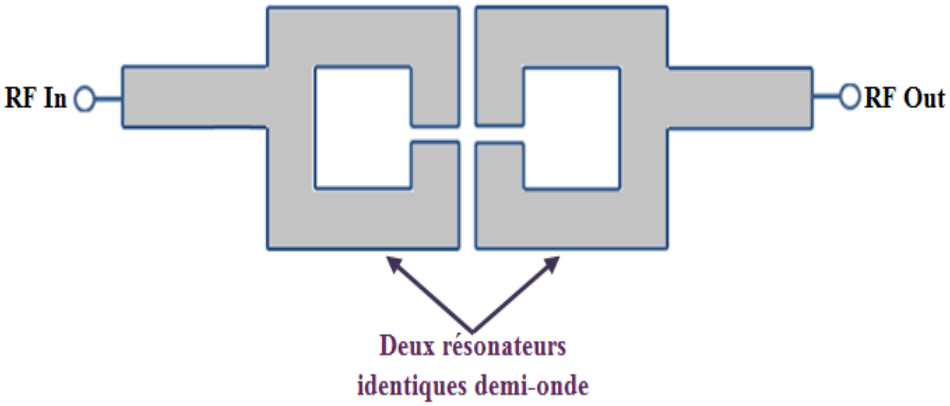


Figure I.25: Schéma d'un filtre à résonateurs linéique en boucle ouverte

Cette topologie offre plusieurs avantages, notamment un nombre important de degrés de liberté au niveau des résonateurs. En effet, la forme des résonateurs peut évoluer pour plus de compacité ou améliorer la réponse hors bande. Il est également possible de choisir le type de couplage [6] entre les résonateurs comme le montre la figure I.26.

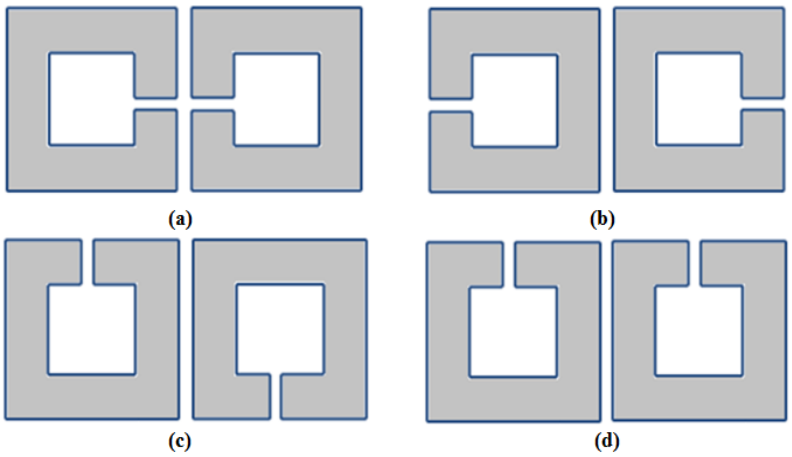


Figure I.26: Différents types de couplage : a) électrique, b) magnétique et (c, d) mixte

Les principaux avantages de cette topologie sont :

- ✓ Structure compacte et simple à mettre en œuvre (taille réduite)
- ✓ Réglage facile de la fréquence de résonance

Différentes structures du résonateur en boucle ouverte sont présentées dans la littérature [24-29]. La figure I.27 présente un filtre RF à base d'un résonateur linéique en boucle ouverte.

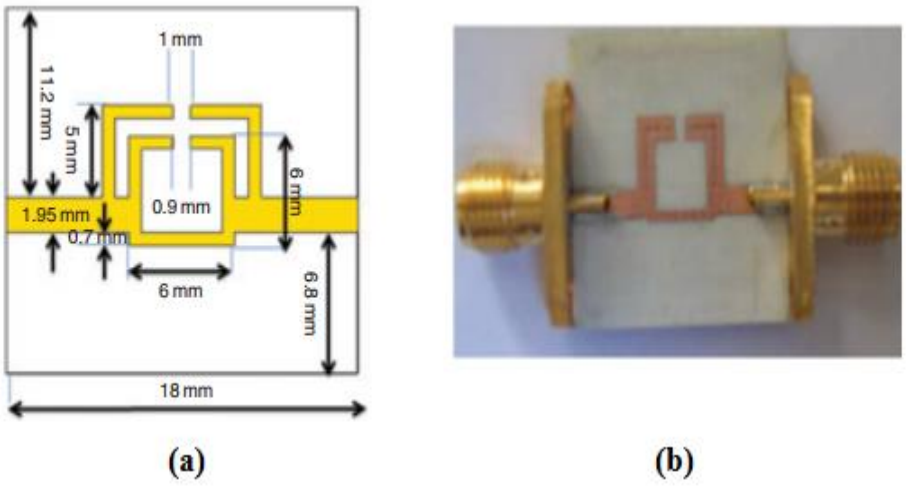


Figure I.27: (a) Layout du filtre et (b) filtre fabriqué [30]

Les résultats de simulation (en rouge) et de mesure (en noir) des paramètres S du filtre conçu [30] sont illustrés dans la figure I.28

Ce filtre possède deux aspects, filtre coupe bande entre 3.8 et 6.3 GHz et filtre passe bande entre 6.4 et 7.1 GHz avec une perte d'insertion inférieure à -1 dB et une fréquence centrale de 6,75 GHz

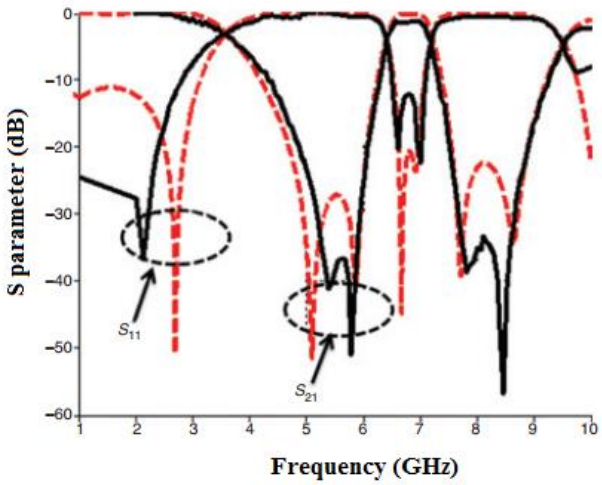


Figure I.28: Résultats de simulation et de mesures

IV.1.2.2. Filtres RF à bande moyenne et large

Les filtres RF à bande moyenne et large se caractérisent par une bande passante relative comprise entre 20 et 80%. Ils visent principalement les applications radar et certaines applications de télécommunication (UWB).

Les topologies les plus utilisées pour ce type de filtres sont :

- Filtres RF à stubs
- Filtres RF à saut d'impédance

IV.1.2.2.1. Filtres RF à stubs

La topologie à stubs soit en circuit-ouvert (CO) ou en court-circuit (CC) est la plus utilisée pour concevoir ce type de filtres [31-33]. Elle est basée sur des pistes métalliques de longueurs électriques $\lambda_g/4$ séparés par des inverseurs d'impédance comme le montre la figure I.29.

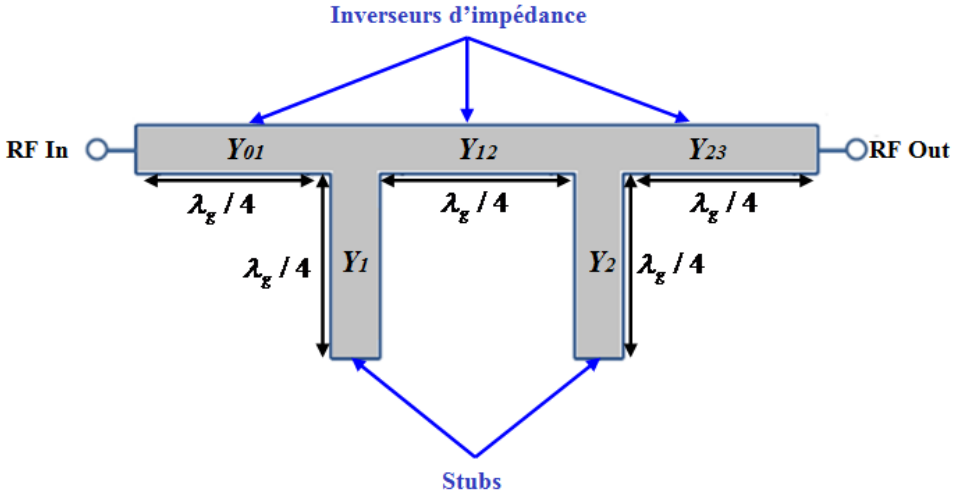


Figure I.29: Schéma d'un filtre à stubs CO

Cette topologie de filtrage permet d'avoir des structures de bandes de fréquence très larges (> 40%) avec de faibles pertes d'insertion. Néanmoins, les filtres à stubs sont encombrants.

Un exemple de filtre RF à stubs [34] est présenté sur la figure I.30. Le filtre est dimensionné pour fournir deux fréquences centrales à 3.5 GHz et 7.5 GHz, une bande passante relative de 123.9 % et une perte d'insertion dans la bande de 0.8 dB.

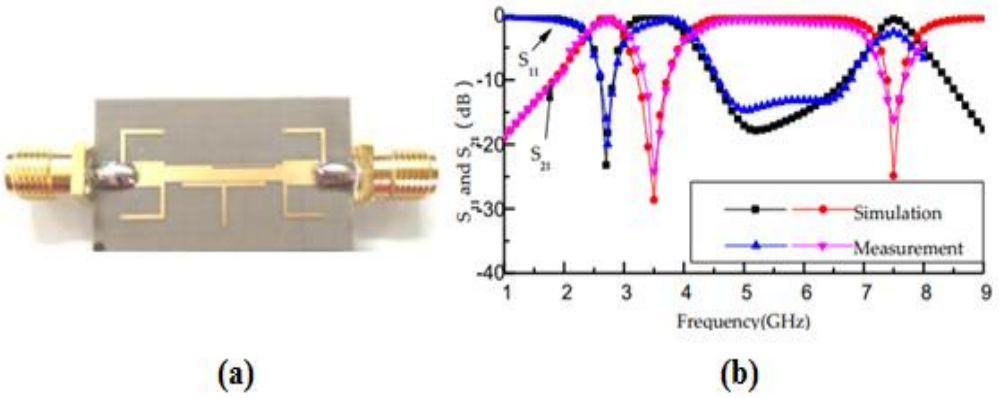


Figure I.30: a) Filtre passe bande à stubs CO et b) sa réponse en paramètres S

IV.1.2.2.2. Filtres RF à saut d'impédance

La Figure I.31 présente la topologie d'un filtre RF à saut d'impédance qui est composé d'une impédance caractéristique forte Z_{C1} et d'une impédance caractéristique faible Z_{C2}.

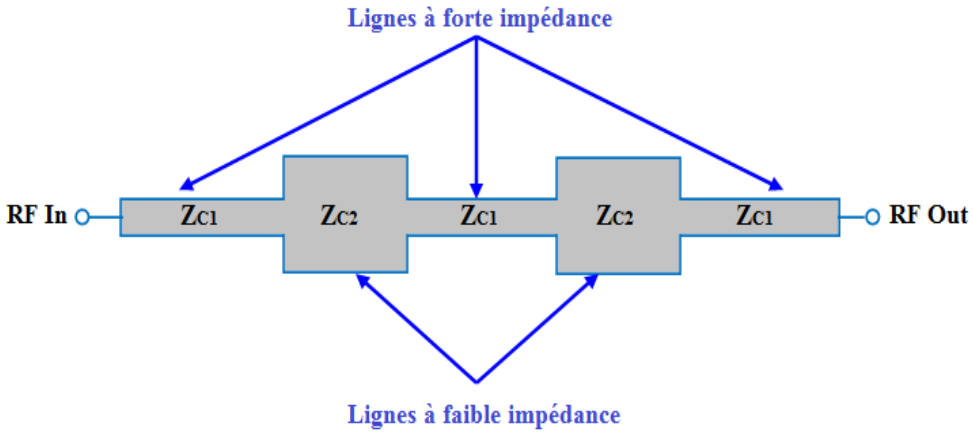


Figure I.31: Schéma d'un filtre passe-bas à saut d'impédance

Les lignes à forte impédance se comportent comme des inductances série et les lignes à faible impédance agissent comme des condensateurs parallèles.

Plusieurs travaux de filtres à saut d'impédance sont cités dans la littérature [35-37]. La figure I.32 montre un exemple de filtre RF passe bande à saut d'impédance [38].

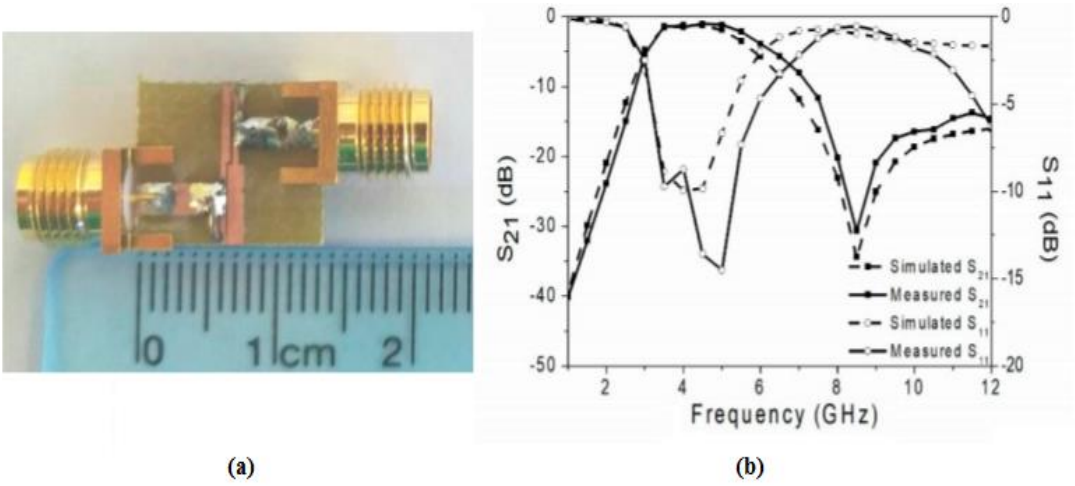


Figure I.32: a) Filtre RF passe bande à saut d'impédance et b) sa réponse en paramètres S

IV.2. Techniques de miniaturisation

Au vu du développement rapide des systèmes RF où la réduction de la taille des circuits est un point critique, des solutions plus efficaces ont été proposées. Nous détaillerons dans les paragraphes qui suivent les solutions les plus recensées par la littérature et qui peuvent être regroupées en quatre catégories. La première est basée sur l'utilisation de substrats à forte permittivité diélectrique. La deuxième consiste à utiliser des composants localisés. La troisième repose sur l'utilisation des pistes métalliques à forme particulière (méandre, spirale, ...). Enfin la quatrième catégorie s'appuie sur l'utilisation des fentes à ruban métallique (DMS) ou des fentes dans le plan de masse (DGS).

IV.2.1. Substrats à forte permittivité

Afin de réaliser des filtres RF plus compacts, certains travaux de recherche proposent d'utiliser des substrats à haute permittivité avec de faibles pertes diélectriques [39-41]. En effet, les filtres RF sont dimensionnés par la longueur d'onde du signal RF (λ_g) qui dépend de la permittivité du substrat [1] (Eq.I.14).

$$\lambda_g = \frac{c}{f_0\sqrt{\varepsilon_r}} \qquad \text{(I.14)}$$

Avec c : la vitesse de propagation de l'onde dans le vide et f_0 la fréquence de résonance.

Cette technique de miniaturisation reste limitée de point de vue technologique car pour un substrat à forte permittivité, la largeur de la ligne de propagation est plus faible pour

réaliser une valeur d'impédance caractéristique donnée. De plus les simulateurs EM n'ont pas encore pris en compte la permittivité relative de ces substrats relativement récents.

IV.2.2. Eléments localisés

Suivant le même principe que les substrats à forte permittivité, une piste métallique chargée par un élément capacitif est également une solution pour réduire la taille d'un circuit RF [1]. Cet élément peut être une capacité CMS (Composant Monté en Surface), une capacité interdigitée ou une capacité MIM.

Les capacités CMS sont plus utilisées en basses fréquences du fait de leur taille compacte ainsi qu'une large gamme de valeurs de capacités (0,1 pF à 1 µF) qui permettent une utilisation accrue dans un très grand nombre d'applications.

La figure I.33 montre le prototype d'un filtre passe bande à 418 MHz basé sur les capacités CMS de la société « Johanson Tech » [42].

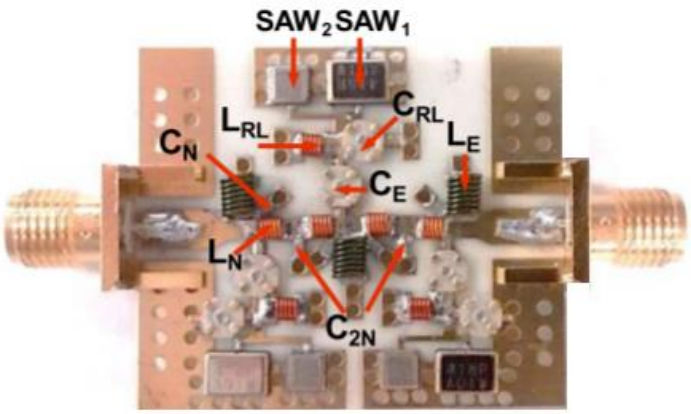


Figure I.33: Filtre passe bande à capacités CMS

Les capacités interdigitées sont également utilisées dans plusieurs travaux de recherche pour développer des filtres RF compacts [43-50].

La figure I.34 montre un exemple d'utilisation de ce type de capacité pour miniaturiser un résonateur de forme U (hairpin) [51].

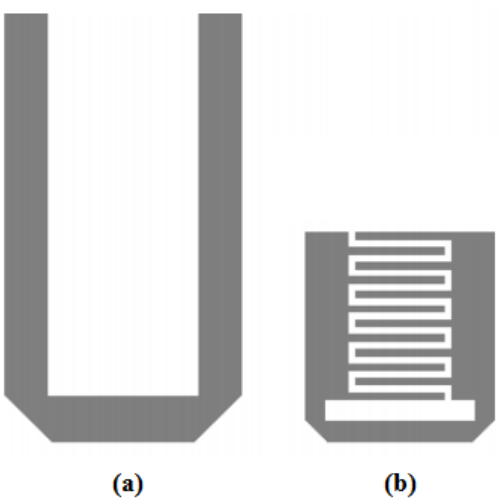


Figure I.34: Résonateur hairpin miniaturisé avec une capacité interdigitée

IV.2.3. Formes géométriques particulières

Cette technique a pour but de replier la piste métallique sur elle-même tout en conservant la même longueur initiale. En pratique, il faut toutefois ajuster la longueur de chaque ligne de propagation pour compenser les couplages électromagnétiques introduits par les méandres lors de repliement.

La figure I.35 montre un exemple de résonateur linéique de forme carrée dans le cas standard et aussi après repliement.

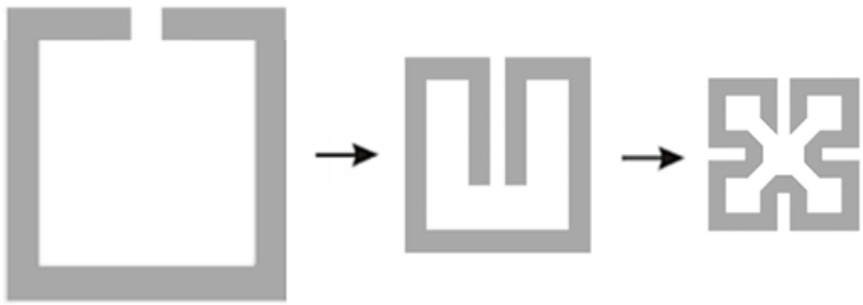


Figure I.35: Miniaturisation d'un résonateur linéique forme carrée par repliement

Les repliements de la ligne sur elle-même apportent plusieurs améliorations, notamment :

- Les dimensions du résonateur sont réduites en limitant les effets capacitifs et inductifs.
- L'énergie est peu rayonnée, elle se concentre sur le résonateur.

De nombreuses topologies de résonateurs ont été développées pour concevoir des filtres RF compacts.

Un résonateur de forme spirale [52] a été utilisé pour concevoir un filtre passe bande avec une fréquence centrale à 3.65 GHz avec une bande passante de 280 MHz à -3 dB.

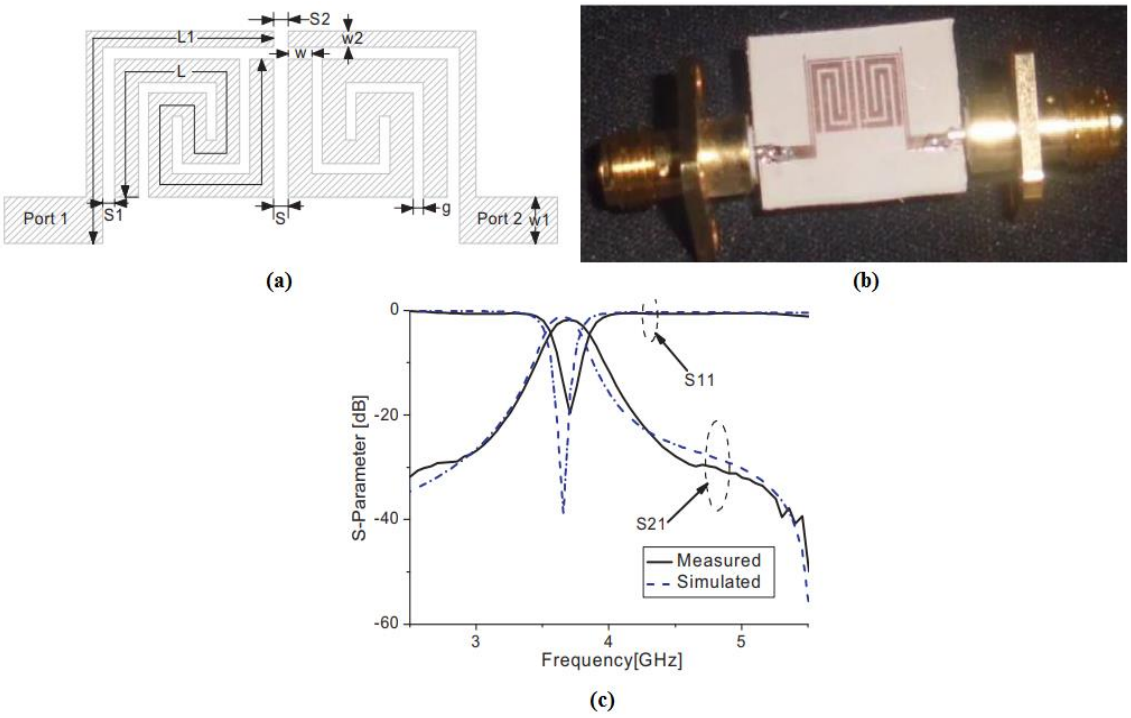


Figure I.36: a) Structure du filtre à resonateurs spirals, b) Son prototype et c) Sa réponse

Un autre exemple d'un résonateur carré en boucle ouverte [53] est utilisé pour un filtre passe bande à la fréquence centrale de 1,775 GHz et de bande passante 15 MHz.

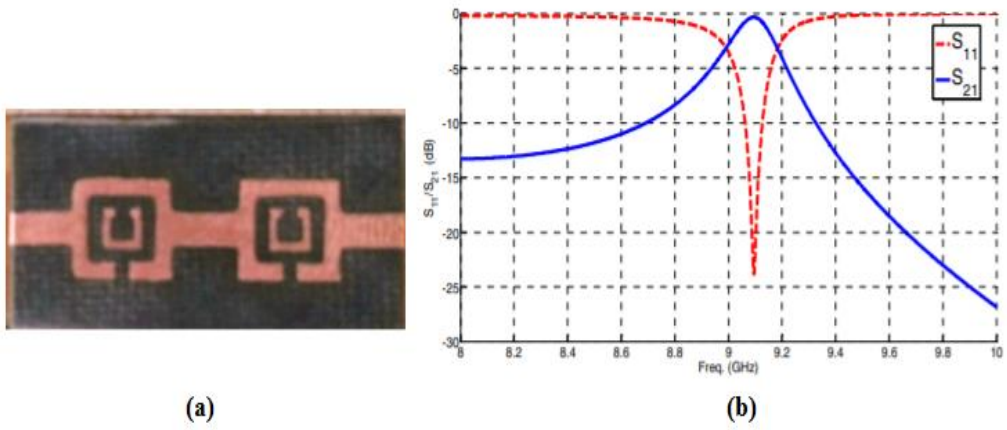


Figure I.37: a) Structure du filtre conçu et b) Résultats des paramètres S

IV.2.4. Fentes DMS & DGS

Les utilisations de la technique DMS et DGS dans la conception des circuits planaires, notamment les filtres RF trouvent de nombreux avantages en termes de miniaturisation.

- La technique DMS (Defected Microstrip Structure) s'appuie sur l'insertion d'une ou plusieurs fentes dans la piste métallique de la ligne micro ruban. Ces fentes provoquent une perturbation de la distribution du courant qui va modifier les caractéristiques de l'inductance effective de la ligne de transmission (figure I.38).

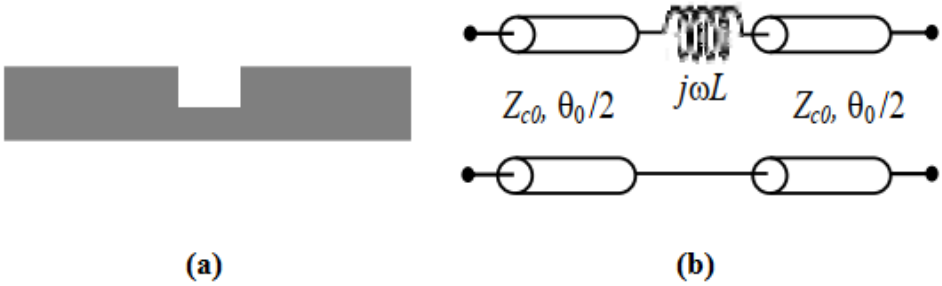


Figure I.38: a) Ligne micro ruban perturbée par une fente et (b) schéma équivalent

- La technique DGS (**Defected Ground Structure**) est une méthode qui sert à introduire des défauts dans le plan de masse (figure I.39), afin de modifier la distribution du courant.

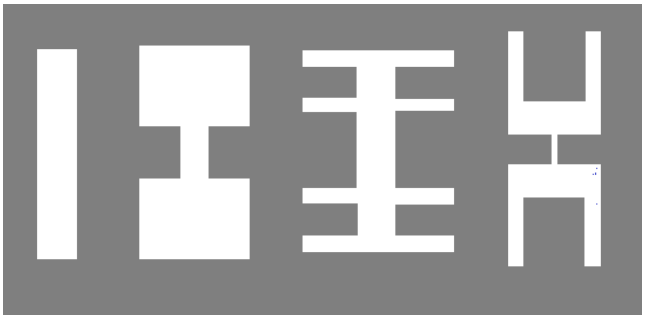


Figure I.39: Formes géométriques des défauts dans le plan de masse

Tout défaut (fente) introduit dans le plan de masse d'un circuit RF, conduit à une augmentation de la capacité effective. En plus, un DGS présente un effet d'onde lente, permettant une réduction considérable de la taille requise pour la miniaturisation des circuits.

Plusieurs travaux de recherche dans la littérature ont utilisé ces deux techniques pour développer des filtres RF compacts [54-63].

La figure I.40 présente un exemple d'un filtre passe bande basé sur des DGS [64] qui a été conçu pour avoir une bande passante de 700 MHz avec une fréquence centrale à 2.1 GHz.

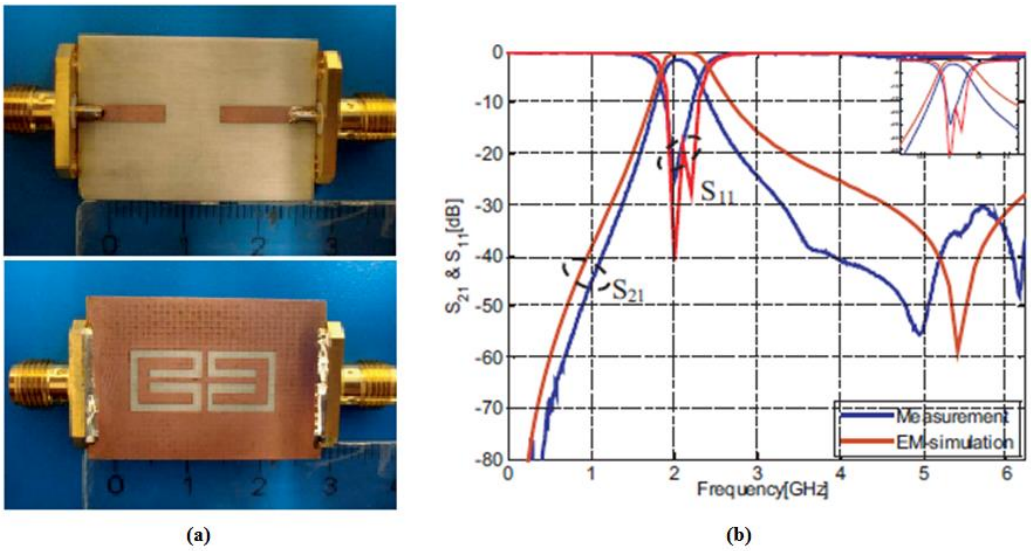


Figure I.40: a) Prototype d'un filtre passe bande et b) sa réponse en paramètres S

V. Filtres RF planaires reconfigurables

L'évolution rapide des systèmes de communication sans fil nécessite des dispositifs capables de satisfaire des besoins spécifiques en termes de diversification des bandes fréquentielles, performances électriques élevées, faible taille et consommation. Pour cela, le filtre RF planaire reconfigurable est un élément essentiel pour répondre à ces nouveaux besoins [65,66].

Dans ce contexte, plusieurs travaux de recherche ont été proposés [67-71]. Ces travaux visent à obtenir des filtres RF capables de changer la fréquence de résonance ou de bande passante de la manière la plus indépendante possible par l'utilisation de composants agiles.

Ces composants peuvent être des éléments actifs (diode PIN, diode varactor, varactor MOS) ou des microsystèmes électromécaniques (MEMS).

V.1. Diodes PIN

La diode PIN (Positif Intrinsic Negative) est un élément actif, qui se comporte comme un commutateur possédant deux états : un état passant (ON) assurant la transmission du signal ou un état bloqué (OFF) empêchant sa transmission [72].

Cette diode est composée de trois régions : une région centrale non dopée (dite intrinsèque) située entre une région dopée N et une autre dopée P. L'application d'un champ électrique dans le sens direct de la diode, engendre une diminution de la largeur de la zone de charge d'espace (ZCE), permettant au courant de circuler, ce qui correspond à son état passant (Figure I.41.a). Dans l'autre sens, la polarisation inverse de la diode engendre un élargissement de la zone centrale non dopée diminuant la valeur du courant jusqu'à une valeur seuil de la tension (tension de seuil) E pour laquelle le courant est nul. Dans cet état, la diode est bloquée et correspond à l'état OFF (Figure I.41.b).

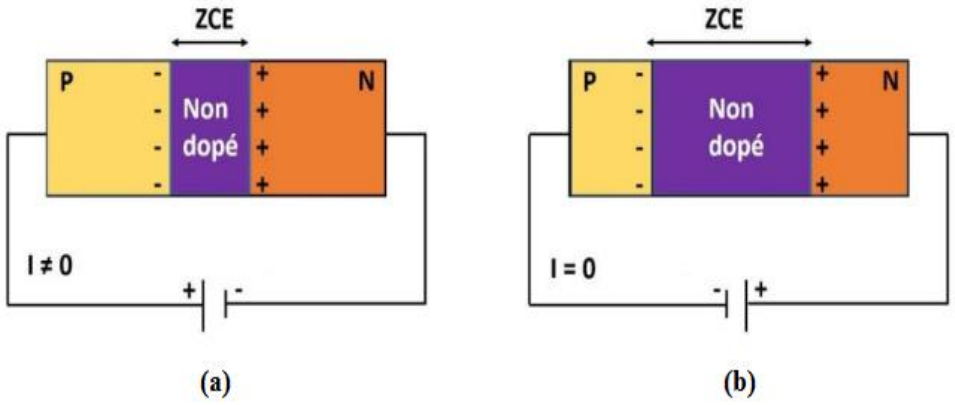


Figure I.41: Principe de fonctionnement d'une diode PIN : (a) polarisation directe, (b) polarisation inverse

En principe, la modélisation de la diode PIN dans la bande RF se fait principalement de trois manières [73] :

- Modélisation par <u>un plot métallique</u> :

L'état passant ou bloqué de la diode PIN est modélisé par la présence ou l'absence d'un plot métallique de dimensions bien spécifiques comme le montre la figure I.42.

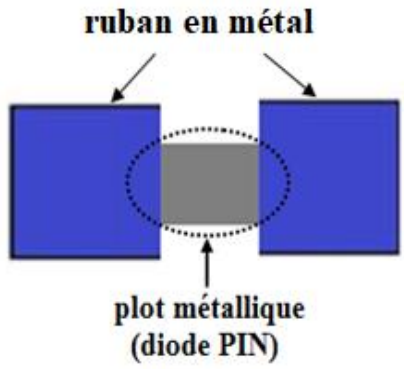


Figure I.42: Modélisation de la diode PIN par un plot métallique

- Modélisation par un circuit RLC équivalent :

A l'état ON, la diode se comporte comme une résistance R_{ON} en série avec une inductance L_s de faible valeur (figure 43.a). Dans le cas contraire, la diode se comporte comme une capacité fixe C_{OFF} en parallèle avec une résistance R_p le tout en série avec une self L_s (figure I.43.b).

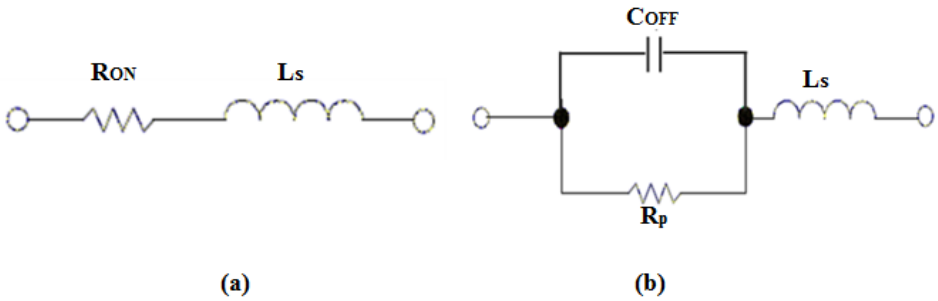


Figure I.43: Circuit équivalent de la diode PIN : (a) l'état ON et (b) l'état OFF

- Modélisation par un commutateur commandé en tension :

La figure I.44 montre le schéma équivalent du commutateur commandé par une source de tension ainsi que le coefficient de réflexion S11.

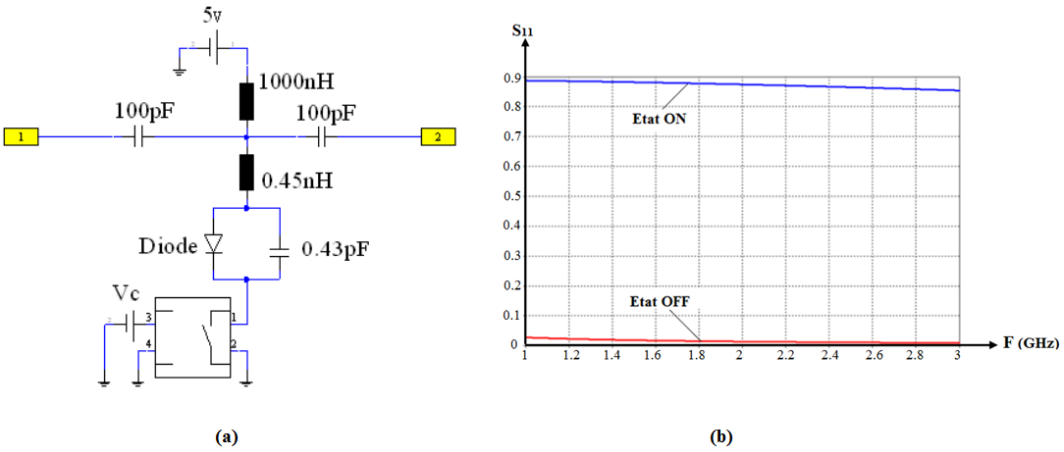


Figure I.44: Diode PIN à commutateur commandé en tension : a) schéma équivalent et b) coefficient S11

En effet, lorsque la tension V_c est inférieure à 5 V la diode est passante et dans le cas inverse, V_c supérieure à 5 V l'état de la diode est bloqué.

L'utilisation de cette diode est très répandue dans les circuits RF à variations discrètes [74-76], tels que les adaptateurs d'impédance, les antennes, les déphaseurs, les amplificateurs et aussi les filtres reconfigurables.

Un exemple de filtre passe bande planaire reconfigurable [77] est présenté dans la figure I.45. L'intégration de deux diodes PIN dans le filtre permet d'obtenir un accord discret : 2.6 GHz et 3.35 GHz selon leur état (ON / OFF) comme le montre la figure I.46.

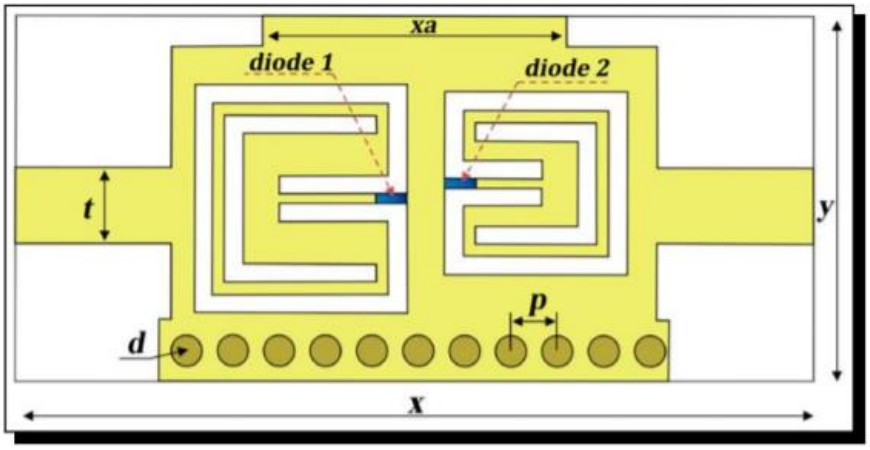
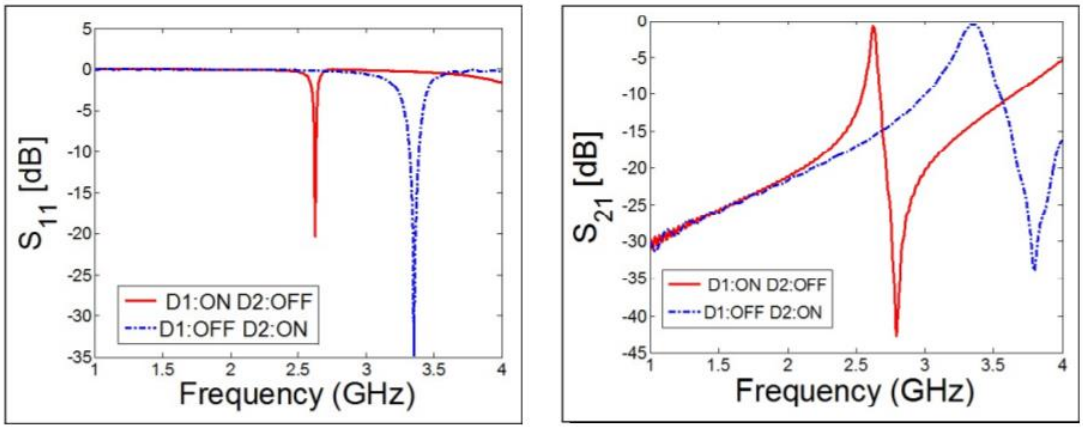


Figure I.45: Filtre reconfigurable avec diode PIN



(a) (b)

Figure I.46: Réponse du filtre en : a) réflexion S11 et b) transmission S21

Un autre exemple de l'utilisation de la diode PIN [78], présenté sur la figure I.47, où cette dernière permet de basculer son comportement électrique. A l'état ON, le filtre se comporte comme un passe bande avec une fréquence centrale à 2.4 GHz tandis qu'à l'état OFF, le filtre se comporte comme un coupe bande autour de 5 GHz.

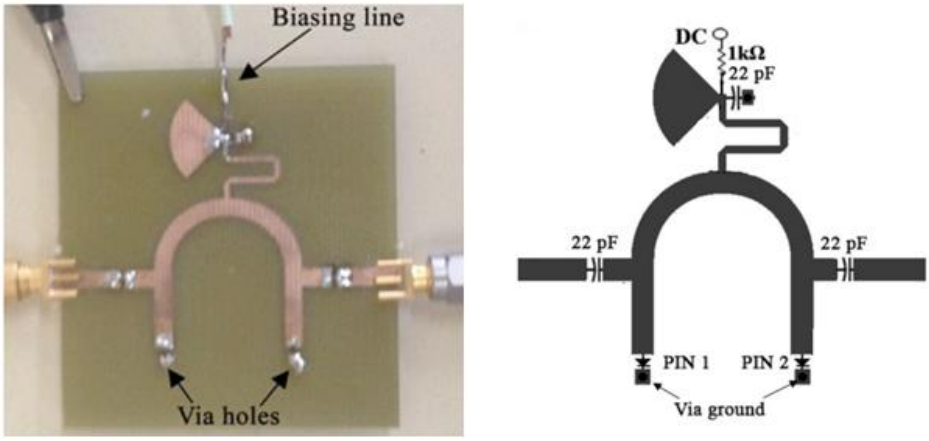


Figure I.47: Topologie du filtre conçu

Les résultats de simulation et de mesure sont présentés sur la figure I.48 et résumés dans le tableau I.1.

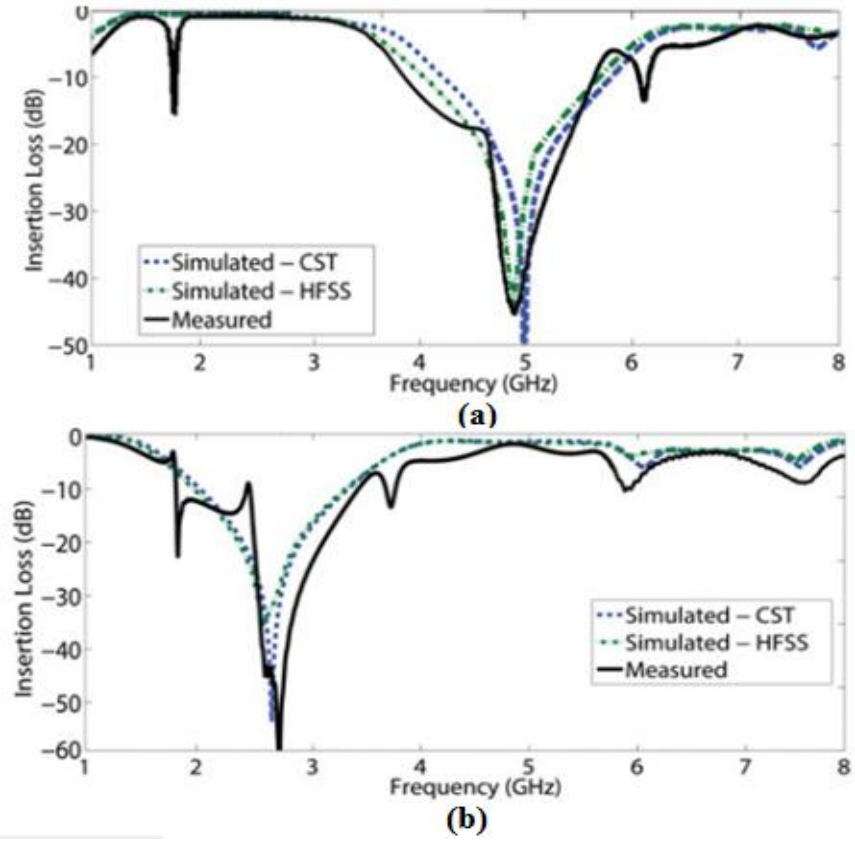


Figure I.48: Réponse du filtre dans le cas : a) la diode (ON), b) la diode (OFF)

Tableau I.1 : Réponses du filtre à l'état ON et OFF de la diode PIN

Etat de la diode	ON	OFF
Pertes d'insertion à 2.4 GHz	-0.47 dB	-23 dB
Pertes d'insertion à 5 GHz	-30 dB	-1.28 dB
Pertes de réflexion à 2.4 GHz	-20 dB	-0.37 dB
Pertes de réflexion à 5 GHz	-1 dB	-23 dB
Bande passante	2.64 GHz	2.56 GHz
Bande coupée	1.41 GHz	1.28 GHz

L'inconvénient majeur de la diode PIN est qu'elle introduit des effets non linéaires qui dégradent fortement la performance du circuit avec une consommation de puissance (5-100 mW) qui limite son utilisation dans des applications à faible puissance [72].

V.2. Varactors à semi-conducteurs

Les varactors à semi-conducteurs, aussi nommés varicaps, sont les plus utilisées comme capacités variables du fait de leur faible coût et de leur encombrement réduit.

Ils sont essentiellement regroupés en deux catégories : Varactors de type diode et Varactors de type MOS [79].

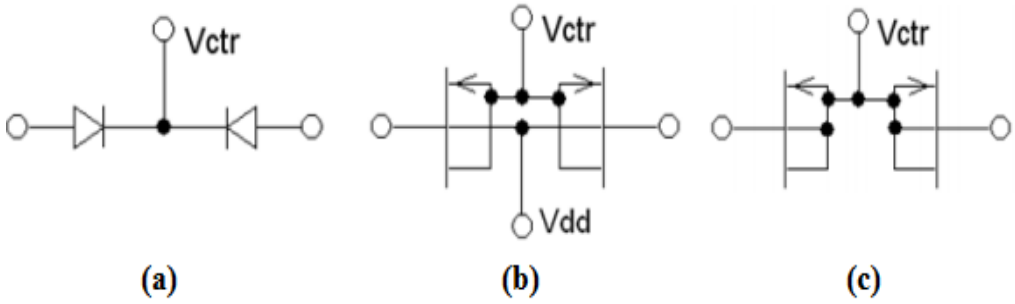


Figure I.49: Varactors à semi-conducteurs : a) diode à jonction PN, b) transistor MOS en mode inversion et c) transistor MOS en mode accumulation

- Varactor de type <u>diode</u> :

La diode varactor est une diode à jonction PN (figure I.50), Elle se comporte comme un condensateur dont la valeur de la capacité (C_v) dépend de la largeur de la zone de déplétion contrôlée par une tension V_a appliquée entre l'anode (A) et la cathode (C) [72].

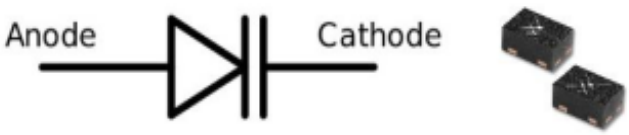


Figure I.50: Symbole et exemple d'une diode varactor commercialement disponible

L'évolution de la capacité (C_v) avec la tension de contrôle est modélisée par l'expression suivante :

$$C_v = \frac{C_{jo}}{\left(1 - \frac{V}{V_0}\right)^n} \qquad \text{(I.15)}$$

Avec C_{jo} la capacité de jonction, V_0 le potentiel interne de la diode, V la tension de commande appliquée et n un coefficient lié au dopage de la diode.

Si V est faible, la largeur de la zone de déplétion est faible, et par conséquent la valeur de la capacité est grande. Si V augmente, la zone de déplétion augmente, et donc la valeur de la capacité diminue.

L'avantage principal de la diode varactor réside au niveau de la plage de variation de la capacité qui est de quelques pF à quelques dizaines de pF, en plus de la facilité de son intégration et la possibilité d'une reconfiguration de façon continue.

La diode varactor est très largement citée dans la littérature pour la réalisation des filtres RF reconfigurables en fréquence [80-86]. Dans l'article [87], deux diodes varactors SMV1234 sont utilisées pour concevoir un filtre reconfigurable dans une plage d'accord de 2.5 à 3.8 GHz (figures I.51 et I.52).

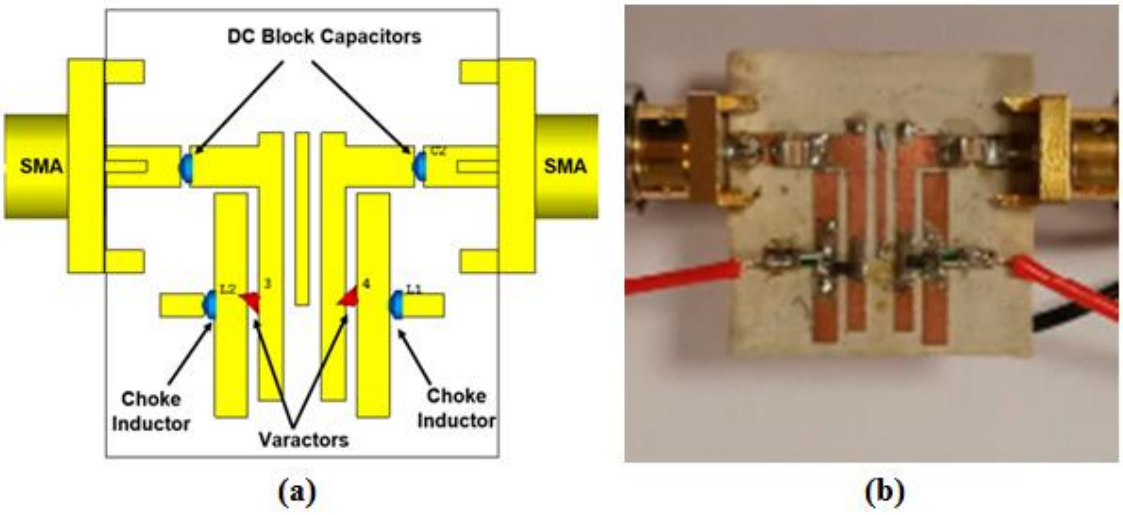


Figure I.51: Filtre agile à diodes varactors : a) son design sous CST et b) son prototype fabriqué

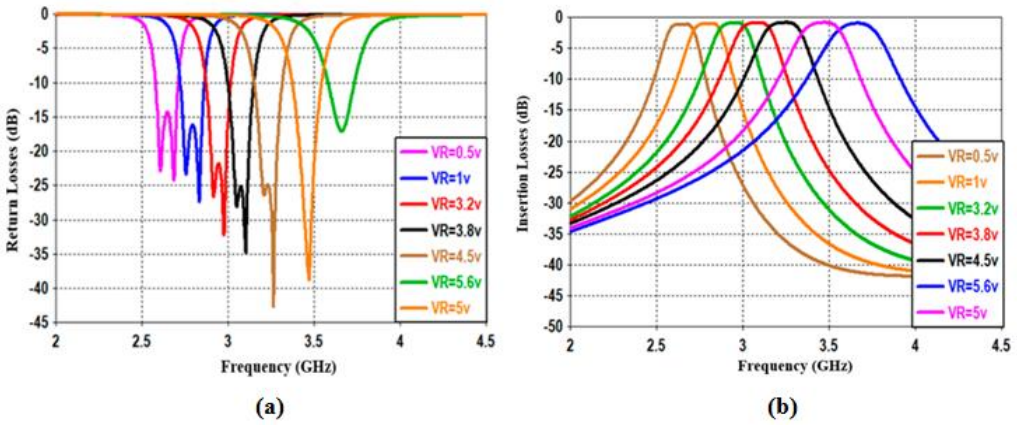


Figure I.52: Réponses en transmission (S21) et en réflexion (S11) du filtre reconfigurable

Un autre exemple [88] de filtres reconfigurables à diodes varactors est présenté par la figure I.53. Il s'agit d'un filtre coupe bande reconfigurable en fréquence pour une bande de 0.66-0.99 GHz à l'aide d'une diode varactor « Infineon BB837 ».



Figure I.53: Configuration du filtre avec la diode varactor

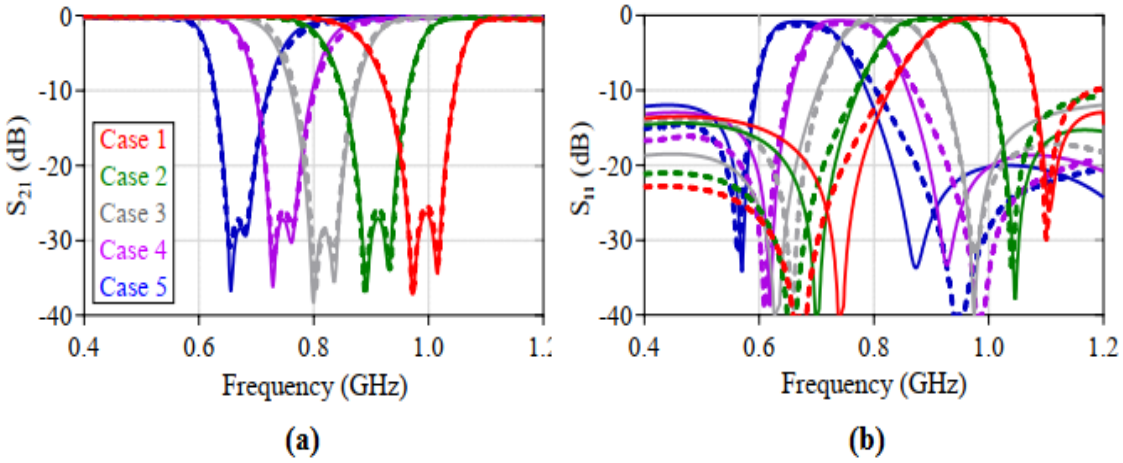


Figure I.54: Réponse en paramètres S : a) pertes d'insertion (S21) et b) pertes de réflexion (S11)

- Varactor de type <u>MOS</u>

Le varactor MOS est un transistor MOS dont le drain, la source et le substrat sont reliés, tandis que la grille est polarisée par une tension continue [89-92].

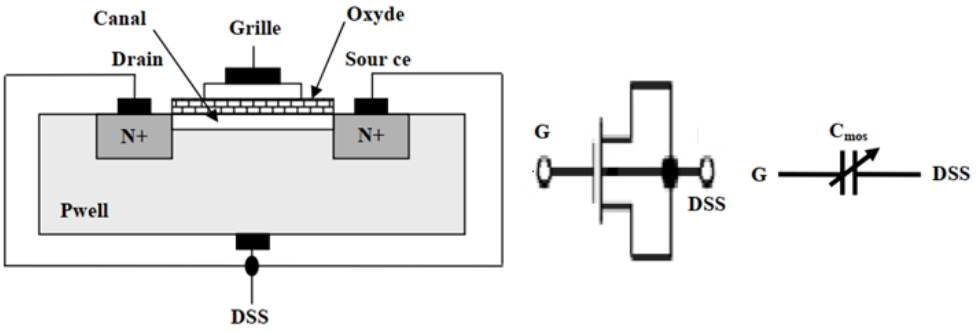


Figure I.55: Schéma équivalent d'un varactor MOS [89]

Selon le sens et la valeur de la tension appliquée sur la grille du varactor MOS, trois modes de fonctionnement peuvent se produire :

La zone d'**<u>accumulation</u>** : cette zone est créée lorsqu'on applique une tension négative sur la grille, elle se caractérise par une densité très élevée de charges positives (trous) dans l'interface isolant-semi-conducteur.

Dans cette zone, le varactor se comporte comme un condensateur plan dont la capacité dépend de la distance entre les deux armatures.

$$C_{ox/accum} = C_{ox}.W.L \qquad \text{(I.16)}$$

Où L et W sont respectivement la longueur et la largeur du canal de la grille et C_{ox} est la capacité d'oxyde.

La zone de **<u>déplétion</u>** : cette zone est créée lorsqu'on applique une faible tension sur la grille où la capacité équivalente est constituée de deux capacités en série, la capacité d'oxyde et la capacité de la zone de déplétion.

$$C_{ox/dépl} = \frac{C_{ox}.C_{dépl}}{C_{ox}+C_{dépl}} \qquad \text{(I.17)}$$

La zone d'**inversion** : cette zone est créée lorsque la profondeur de la zone de charge d'espace diminue à mesure que la tension V_{gs} augmente. La zone d'inversion s'étend dans le substrat ce qui engendre une augmentation de la capacité.

La figure I.56 suivante résume le comportement du varactor MOS en fonction de la tension appliquée à sa grille (V_{gs}).

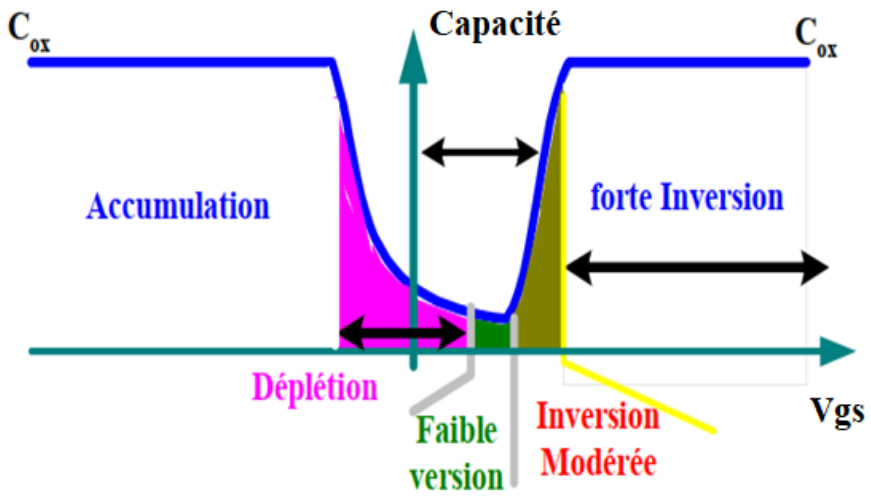


Figure I.56: Variation de la capacité MOS en fonction de V_{gs} [90]

La principale difficulté liée à la conception de varactors MOS pour les circuits RF est d'obtenir un rapport d'agilité suffisamment élevé, tout en conservant un facteur de qualité et une linéarité suffisante et monotone.

V.3. Switchs MEMS

Les switchs MEMS (Micro Electro Mechanical System) sont des composants miniaturisés basés sur les techniques de micro-fabrication dérivées de la microélectronique avancée. Ces composants sont très utilisés pour la réalisation de fonctions reconfigurables grâce à leur propriété à répondre mécaniquement à une action électrique [93-95].

Il existe principalement deux familles [5] :

- Switchs MEMS ohmiques,
- Switchs MEMS capacitifs.

Les premiers sont constitués d'une poutre qui sera commandée de manière électrostatique afin de réaliser un contact ohmique avec la membrane inférieure comme le montre la Figure I.57.a.

Les MEMS capacitifs sont constitués d'un pont relié à la masse RF, le signal RF étant alors placé sur une couche inférieure comme le montre la Figure I.57.b.

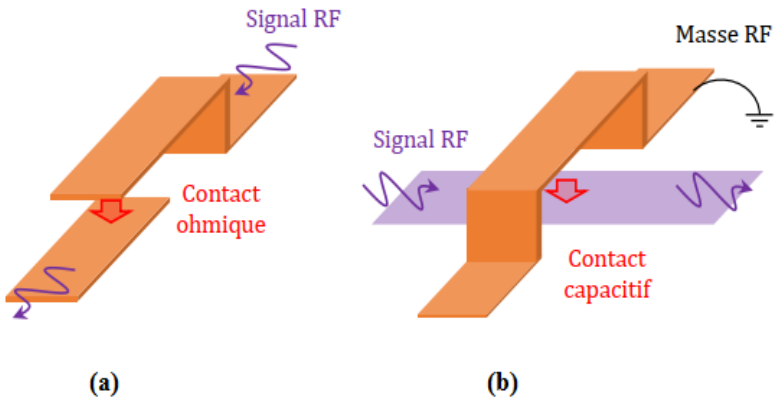


Figure I.57: Représentation schématique d'un MEMS : (a) ohmique et (b) capacitif [5]

Dans les applications RF, les switchs MEMS sont couramment utilisés par rapport aux switchs à semi-conducteur du fait de leur faible consommation de puissance, forte isolation et faibles pertes d'insertion.

Les switchs MEMS peuvent être modélisés par une capacité C variable en série avec une résistance R d'ordre 1 Ω et une inductance L d'ordre 1 pH (figure I.58).

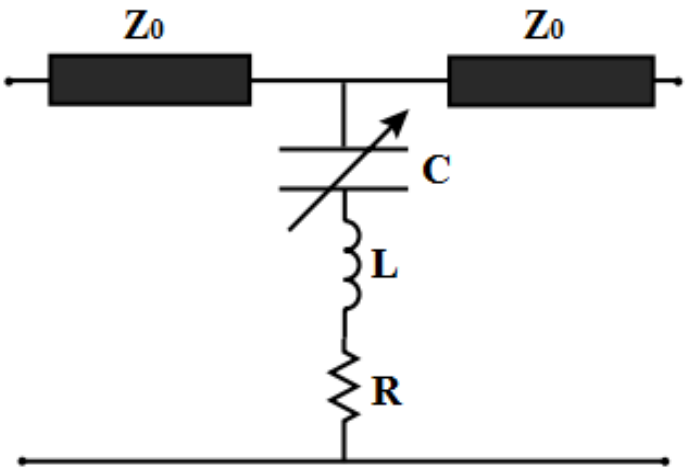


Figure I.58: Schéma équivalent électrique d'un switch MEMS

Typiquement les valeurs de la capacité dans l'état ON et OFF sont respectivement 0.29 pF et 44 pF [5].

La réponse de ce switch MEMS est représentée sur la figure I.59. À l'état bas (OFF), le switch possède un minimum de pertes d'insertion 0,17 dB (figure I.59.a), et à l'état ON correspond à une isolation située de l'ordre de -25.82 dB à 4 GHz (figure I.59.b).

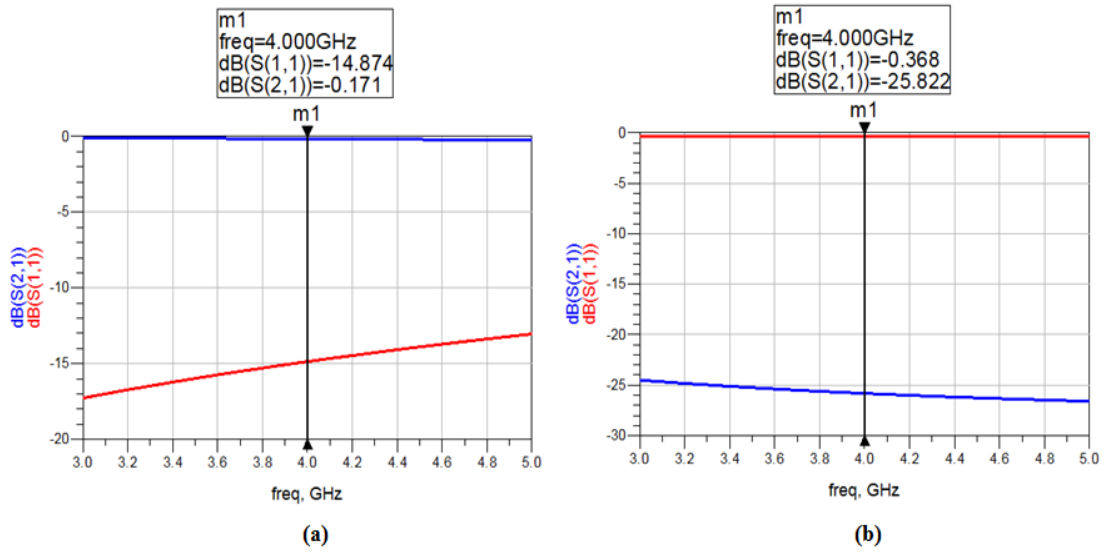


Figure I.59: Réponse du switch : a) état OFF et b) état ON

Grâce à leurs performances, différentes architectures de filtre reconfigurables à base de switchs MEMS sont présentées dans la littérature [96,97].

La référence [98] présente un filtre passe bande à 4 résonateurs linéiques en boucle ouverte. Chaque résonateur est chargé par un switch MEMS au niveau du gap. La combinaison des états de commutation (ON et OFF) des switchs MEMS permet le balayage fréquentiel de la fréquence de résonance entre 2.1 et 3.9 GHz, couverte avec 16 états distincts.

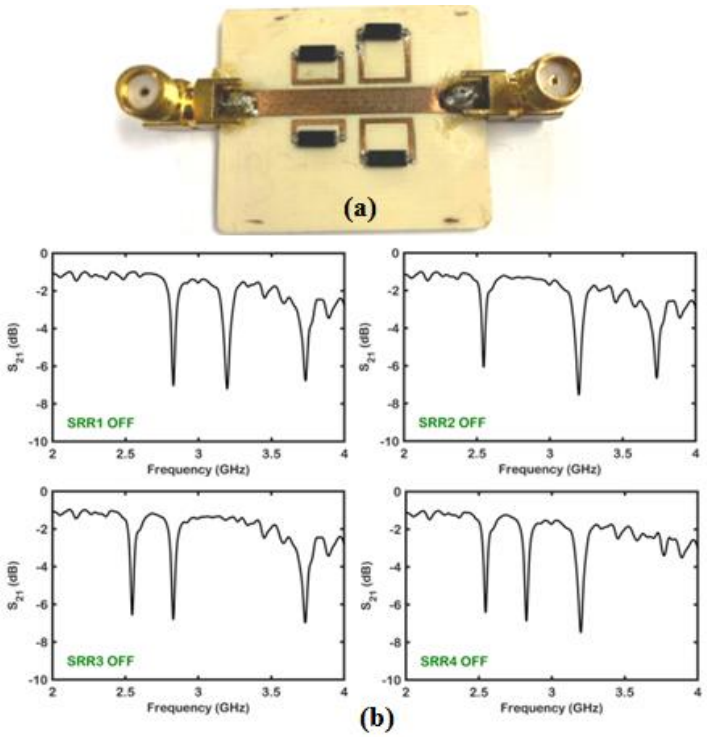


Figure I.60: a) Photographie du filtre et (b) Performances en paramètres S selon l'état de switchs

Un autre exemple décrit dans [10] d'un filtre reconfigurable basé sur les switchs MEMS est présenté dans la figure I.61.

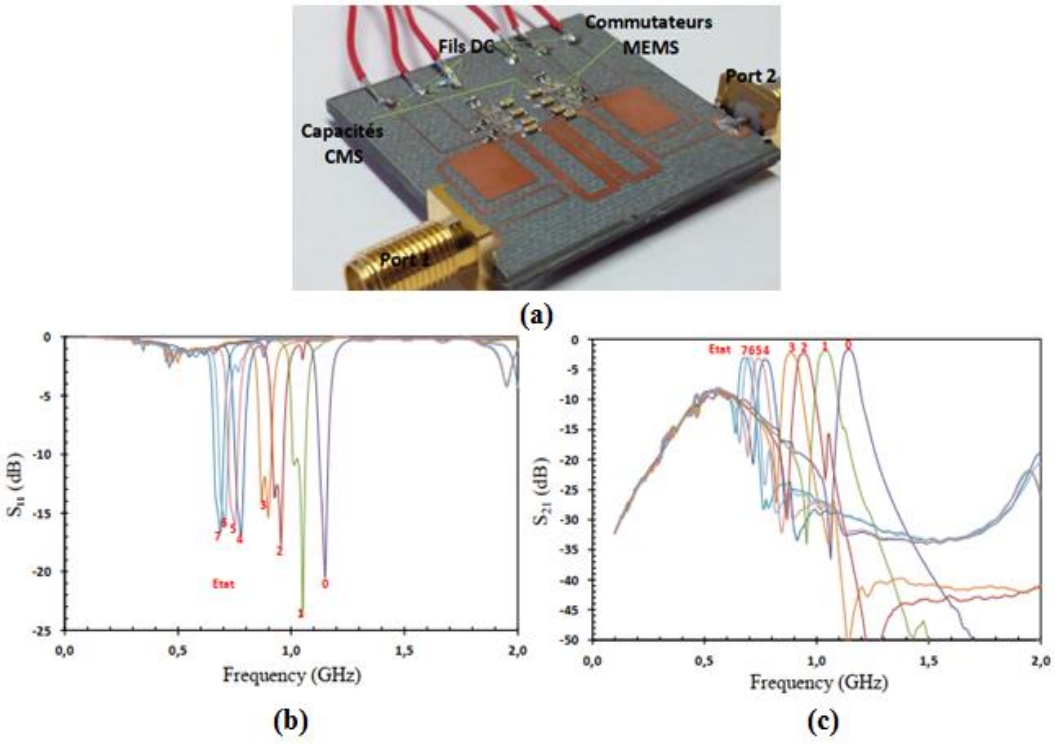


Figure I.61: a) Photographie du filtre, b) Pertes de réflexion et c) pertes d'insertion

Le filtre reconfigurable conçu offre une plage d'accord discret entre 1.145 GHz et 679.5 MHz avec une bande passante absolue constante de 33 MHz.

En conclusion, les performances électriques quasi idéales des switchs MEMS justifient l'intérêt de leur utilisation pour la réalisation de fonctions accordables. Même si aujourd'hui des difficultés de mise en œuvre (packaging, chargement diélectrique, fiabilité, sensibilité) limitent encore leur utilisation.

VI. Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté d'une façon générale la théorie des filtres RF. Nous avons ensuite abordé les technologies d'intégration tout en montrant l'intérêt de la technologie planaire, puis nous avons passé en revue les différentes techniques de conception et finalement nous avons présenté quelques éléments d'accord qui permettent de rendre les filtres RF reconfigurables.

Dans le chapitre qui suit, nous allons présenter les résultats de conception d'un filtre passe bande autour de la fréquence 2.4 GHz tout en utilisant la technique des lignes couplées puis celle des résonateurs linéiques.

Bibliographie du chapitre I

[1] J. Shen et al “Microstrip Filters for RF/Microwave Applications”, John Wiley & Sons Inc., 2001.

[2] D. M. Pozzar “Microwave Engineering”, 3rd edition, John Wiley sons, 2012.

[3] A. Basti, “Développement de méthodes de synthèse pour la conception de filtres hyperfréquences compacts et optimisés en pertes”, Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2014.

[4] T. M. Vu, “Contribution à la mise en oeuvre de fonctions accordables à MEMs RF en bade millimétrique sur silicium”, Thèse de doctorat, Université de Toulouse, 2010.

[5] P. Rynkiewicz, “Contribution à la mise en œuvre de synthèse de filtres accordables simultanément en fréquence et bande passante. Application aux fréquences millimétriques et submillimétriques en technologie BICMOS”, Thèse de doctorat, Université de Toulouse, 2018.

[6] M. Caenepeel, “Modeling technique for the efficient design of microwave bandpass filters”, Thèse de doctorat, Université de Nice-Sophia Antipolis, 2016.

[7] M. Agaty, “Nouvelles technologies pour les filtres hyperfréquences accordables”, thèse de doctorat, Université de Limoges, 2018.

[8] W. El Hamdani, “Etude de topologies de filtres actifs utilisant des inductances actives en technologie CMOS. Problème de l'accordabilité”, Thèse de doctorat, Université Sidi Mohammed Ben Abdellah, 2015.

[9] H. Ezzeddine, “Développement de méthodes de conception pour l’intégration de dispositifs de filtrage et de multiplexage hyperfréquences”, Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2011.

[10] G. Chaabane, “Etude de dispositifs hyperfréquences passifs accordables en technologie MEMS RF et SOI”, Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2016.

[11] Y. Dia, “Optimisation par conception conjointe de dispositifs multifonctions filtreantenne compacts et agiles”, Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2016.

[12] M. Mrvić, “Design of Microwave Wave Guide Filters with Effects of Fabrication Imperfections”, FACTA UNIVERSITATIS, Series: Electronics and Energetics, 2017.

[13] K. Al Khanjar, “Single coupled cavity filter design with dielectric resonators posts for millimeter-wave applications”, International journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 2020.

[14] L. Thépaut, “Etude de filtres hyperfréquences compacts à basse fréquence”, Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, 2017.

[15] G. Six, “Optimisation d'une technologie 3D pour la réalisation de circuits intégrés millimétriques sur substrat de silicium”, Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2004.

[16] G. T. Bharathy, “Analysis and Design of RF Filters with Lumped and Distributed Elements”, International Journal of Recent Technology and Engineering, 2019.

[17] B. Mishra, “Microwave Band Pass Filter Synthesis using Coupled Inductor for ISM Band Applications”, International Journal of Applied Engineering Research, 2017.

[18] B. Zhu, “On-Chip Miniaturized Bandpass Filter Using GaAs-Based Integrated Passive Device Technology for L-Band Application”, Materials, 2019.

[19] V. N. R. Vanukuru, “Millimeter wave Bandpass Filter using High Q Conical Inductors and MOM Capacitors”, IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC), 2016.

[20] F. Benriad, “Etude et Conception de Nouvelles Structures de Filtrage en Technologie Microruban pour des Applications de Télécommunications”, Thèse de doctorat, Université Hassan 1er, 2018.

[21] E. Hanna, “Synthèse et Réalisations avec des Zéros de Transmission de Filtres Planaires Miniaturisés à Topologies Fractales en Substrat Suspendu”, Thèse de doctorat, Université de Bordeaux 1, 2006.

[22]. S. B. Cohn, “Design Considerations for High-power Microwave Filters”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1959.

[23] P. Priyanka, “Design of Microstrip Coupled Line Bandpass Filter Using Synthesis Technique”, International Journal of Engineering Research & Technology, 2018.

[24] J. Alam, “Open Loop Resonator-Based Triple Passband Filter for 1.5 GHz, 2.45 GHz and 3.65 GHz Applications”, Journal of Electronic Materials, 2018.

[25] G. Betsy, “Compact Band Pass Filter Using Triangular Open Loop Resonator”, Progress in Electromagnetics Research Symposium, 2017.

[26] R. T. Hammed, “New compact low-pass filter (LPF) using cascaded square open loop resonator”, International Journal of Electronics and Communications, 2018.

[27] W. Prasetyo, “Study of Rectangular Open Loop Resonators with Groundings for Low and High Coupling”, Proceedings of the Asia-Pacific Microwave Conference, 2016.

[28] K. Song, “Miniaturized bandpass filter using dual-mode hexagonal loop resonator”, International Journal of Microwave and Wireless Technologies, 2017.

[29] S. Koukou, “Miniaturization of Microstrip Hexagonal Open-Loop Resonator Bandpass Filter Using Capacitive Loading”, WSEAS Transactions on Electronics, 2019.

[30] A. Boutejdar et al, “Design of compact size and tunable band pass filter for WLAN applications”, Electronics Letters, 2016.

[31] J. Lee et al “Short Stub Band-pass Filter Using Stepped Impedance Resonator for Size Reduction”, Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, 2013.

[32] W. Feng et al, “Bandpass Filter Loaded with Open Stubs Using Dual-mode Ring Resonator”, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2015.

[33] B. Denis et al “Compact dual-band bandpass filter using open stub-loaded stepped impedance resonator with cross-slots”, International Journal of Microwave and Wireless Technologies, 2017.

[34] X. Zheng et al, “UWB Bandpass Filterwith Dual Notched Bands Using T-Shaped Resonator and L-Shaped Defected Microstrip Structure”, Micromachines journal 2018.

[35] H. Bohra et al “Microstrip Wideband Bandpass Filters Using Step Impedance Resonator Techniques”, International Journal of Scientific & Technology Research,2019.

[36] X. C. Zhang et al “A Microstrip Stepped-Impedance Resonator Bandpass Filter Based on Inductive Coupling”, Frequenz Journal, 2019.

[37] X. Liang Min et al, “Design of Bandpass Filter with High Selectivity Using Stepped Impedance Resonator”, Proceedings of the 3rd International Conference on Wireless Communication and Sensor Networks, 2016.

[38] L. Liu et al, “A Miniaturized Wideband Bandpass Filter Using Quarter-Wavelength Stepped-Impedance Resonators”, Electronics, 2019

[39] C. Liang Huang et al, “New compact microstrip stacked slotted resonators bandpass filter with transmission zeros using high-permittivity ceramics substrate”, Microwave and Optical Technology Letters, 2008.

[40] A. Zakharov et al, “Microstrip bandpass filters on substrates with high permittivities”, Journal of Communications Technology and Electronics, 2012.

[41] A. Zakharov et al, “Stripline combline filters on substrates designed on high-permittivity ceramic materials”, Journal of Communications Technology and Electronics, 2013.

[42] D. Psychogiou et al, “Single and Multiband Acoustic-Wave-Lumped Element-Resonator (AWLR) Bandpass Filters with Reconfigurable Transfer Function”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2016.

[43] K. Hun Lee et al, “Design and Realization of a Compact High-Frequency Band-Pass Filter with Low Insertion Loss Based on a Combination of a Circular-Shaped Spiral Inductor, Spiral Capacitor and Interdigital Capacitor”, Electronics 2018.

[44] S. Sen et al, “Interdigital Capacitor Based Compact Microstrip Bandpass Filter with Wide Stopband”, IETE Journal of Research, 2018.

[45] A. Gorur, “A Novel Compact Microstrip Balun Bandpass Filter Design Using Interdigital Capacitor Loaded Open Loop Resonators”, Progress in Electromagnetics Research Letters, 2018.

[46] M. Sans et al, “Automated design of balanced wideband bandpass filters based on mirrored stepped impedance resonators (SIRs) and interdigital capacitors”, International Journal of Microwave and Wireless Technologies, 2016.

[47] P. Chomtong et al, “A quad-band bandpass filter using stepped impedance resonators with interdigital capacitors”, Transactions on Electrical and Electronic Engineering, 2018.

[48] S. Meesomklin et al, “A Compact Multiband BPF Using Step Impedance Resonators with Interdigital Capacitors”, Electromagnetics Radio Engineering, 2016.

[49] R. Mark et al, “Analysis of Microstrip Finger on bandwidth of Interdigital Band Pass Filter using Artificial Neural Network”, International Journal for Research in Emerging Science and Technology, 2014.

[50] K. Saini et al, “Bandpass Filter with Interdigital Capacitor in Open Loop Resonator for Wimax, RF-MEMS, and PCS Applications”, International Journal of Advances in Microwave Technology (IJAMT), 2020.

[51] J. Zhu et al, “Microstrip Interdigital Hairpin Resonator with an Optimal Physical Length”, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2006.

[52] D. Bukuru et al, “Miniaturized microstrip bandpass filter designed using rectangular dual spiral resonator”, International Journal of Electronics and Communications, 2014.

[53] M. Hesham et al, “Compact Bandpass Filter Based on Split Ring Resonators”, International Conference on Innovative Trends in Computer Engineering, 2019.

[54] Z. Zakaria et al, “Compact structure of band-pass filter integrated with Defected Microstrip Structure (DMS) for wideband applications”, The 8th European Conference on Antennas and Propagation, 2014.

[55] J. Wang et al, “Compact UWB bandpass filter with triple notched bands using parallel U-shaped defected microstrip structure”, Electronics Letters, 2014.

[56] M. Mabrok et al, “Switchable dual-band bandpass filter based on stepped impedance resonator with U-shaped defected microstrip structure for wireless applications”, TELKOMNIKA, 2019.

[57] F. Wei, “Design of multi-band bandpass filters based on stub loaded stepped-impedance resonator with defected microstrip structure”, IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2016.

[58] S. Azizi et al, “Enhanced Bandwidth of Band Pass Filter Using a Defected Microstrip Structure for Wideband Applications”, International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE), 2018.

[59] I. Nanang et al, “Design of microstrip hairpin bandpass filter for 2.9 GHz - 3.1 GHz S band radar with defected ground structure”, Malaysian Journal of Fundamental and Applied Sciences, 2018.

[60] S. Kershaw et al, “Design of Microstrip Hairpin-Line Bandpass Filter with Square Shape Defected Ground Structure”, Asia-Pacific Journal of Advanced Research in Electrical and Electronics Engineering, 2017.

[61] Y. RAO et al, “Dual-Band Bandpass Filter and Filtering Power Divider with Ultra-Wide Upper Stopband Using Hybrid Microstrip/DGS Dual-Resonance Cells”, IEEE Access, 2020.

[62] E.A. Juanda et al, “Design and Development of Bandpass Filter Microstrip Cascade Trisection with Open Stub and Defected Ground Structure (DGS) in 1800 MHz Frequency”, Journal of Engineering Science and Technology, 2020.

[63] A. Nyangwarimam et al, “A Compact Second-order Chebyshev Bandpass Filter Using U-shaped Resonator and Defected Ground Structure”, Radio engineering, 2020.

[64] A. Boutejdar et al, “Design of New DGS Hairpin Microstrip Bandpass Filter Using Coupling Matrix Method”, Progress in Electromagnetics Research Symposium, 2007.

[65] D. L. Diedhiou, “Étude de dispositifs hyperfréquences accordables en technologie microfluidique”, Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, 2012.

[66] A. Mekadmini, “Optimisation de dispositifs hyperfréquences reconfigurables : utilisation de couches minces ferroélectriques KTN et de diodes varactor”, Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, 2013.

[67] C. Chi-Feng et al, “Microstrip Switchable and Fully Tunable Bandpass Filter With Continuous Frequency Tuning Range”, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2018.

[68] B. Zhang et al, “Compact reconfigurable bandpass filter with wide frequency tuning range”, Electromagnetics, 2019.

[69] K. Song et al, “Novel Reconfigurable Bandpass Filter With Wide Tunable Bandwidth”, IEEE MTT-S International Wireless Symposium, 2019.

[70] S. Gagare et al, “Design Methods for Reconfigurable Filters: A Review”, Research Journal on Engineering and Technology, 2019.

[71] Y. Al-Yasir et al “Recent Progress in the Design of 4G/5G Reconfigurable Filters”, Electronics, 2019.

[72] M.N. SADIQ “Conception et développement de dispositifs hyperfréquences à reconfiguration rapide à partir de matériaux à transition isolantmétal (MIT) : application au dioxyde de vanadium (VO2)”, Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, 2019.

[73] T.D. NGUYEN, “Conception d’antenne intelligente reconfigurable pour la radio cognitive”, Thèse de doctorat, Université de Grenoble, 2006.

[74] L. Run-Shuo et al, “A tunable bandpass-to-bandstop filter using stub-loaded resonators and PIN diode”, 10th Global Symposium on Millimeter-Waves, 2017.

[75] C. Fu-Chang et al, “A Tunable Dual-Band Bandpass-to-Bandstop Filter Using p i-n Diodes and Varactors”, IEEE Access, 2018.

[76] I. Hashinur et al, “Diode Based Reconfigurable Microwave Filters for Cognitive Radio Applications: A Review”, IEEE Access, 2020.

[77] H. Boubakar et al, “Electronically Reconfigurable HM-SIW Band-pass Filter Based on New CSRR Design Using PIN Diodes”, Journal of Informatics and Mathematical Sciences, 2021.

[78] H. Nachouane et al, “A switchable bandstop-to-bandpass reconfigurable filter for cognitive radio applications”, International Journal of Microwave and Wireless Technologies, 2016.

[79] P. Pereira, “Optimization Based Design of LC Voltage Controlled Oscilators”, Thèse de doctorat, Université de NOVA, 2013.

[80] M. Jung et al, “A Widely Tunable Compact Bandpass Filter Based on a Switched Varactor Tuned Resonator”, IEEE Access, 2019

[81] K. Song et al, “Compact Wide-Frequency Tunable Filter With Switchable Bandpass and Bandstop Frequency Response”, IEEE Access, 2019.

[82] Y. Wu et al, “Simple Coupled Line Tunable Bandpass Filter With Wide Tuning Rang”, IEEE Access, 2020.

[83] D. Lu et al, “Advanced Synthesis of Wide-Tuning-Range Frequency-Adaptative Bandpass Filter with Constant Absolute Bandwidth”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2019.

[84] K. Song et al, “Tunable balanced bandpass filter with constant absolute bandwidth and high common mode suppression”, IET Microwaves Antennas and Propagation, 2019.

[85] L. Gao et al, “Design of Tunable Multi-Pole Multi-Zero Bandpass Filters and Diplexer with High Selectivity and Isolation”, IEEE Transaction on Circuits and Systems, 2019.

[86] Z. Zeng et al, “A Reconfigurable Filter Using Defected Ground Structure for Wideband Common-Mode Suppression”, IEEE Access, 2019

[87] Y. Al-Yasir et al, “A Varactor-Based Very Compact Tunable Filter with Wide Tuning Range for 4G and Sub-6 GHz 5G Communications”, Sensors 2020.

[88] A. Ebrahimi et al, “Continuously Tunable Dual-mode Bandstop Filter”, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2018.

[89] Y. Morandini, “Evaluation de nouvelles varicaps en technologie silicium”, Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologie de Lille, 2008.

[90] N. Boughanmi, “Contribution à la conception d'un oscillateur à faible bruit de phase pour le radio mobile”, Thèse de doctorat, Université de Sfax, 2010.

[91] M. Vallet, “Synthèse de fréquence multi-bandes couvrant les ondes millimétriques pour les applications WiFi-WiGig”, Thèse de doctorat, Université de Bordeaux, 2015.

[92] V. Freitas, “Etude et réalisation de réseaux d’adaptation d’impédances accordables linéaires et non linéaires, sur PCB et silicium CMOS, pour des applications en radiofréquences”, Thèse de doctorat, Université de Grenoble, 2012.

[93] E. Fourn, “Etude et conception de systèmes de communication adaptatifs à base de MEMS aux longueurs d’ondes millimétriques”, Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occientale, 2004.

[94] A. Yahiaoui, “Etude de Composants MEMS RF à Nanogaps pour les Systèmes de Communications sans Fil Reconfigurables”, Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2014.

[95] A. Mehdaoui, “Capacités variables et inductances MEMS RF pour une intégration "above-IC”, Thèse de doctorat, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2007.

[96] A. El Mostrah, “An RF-MEMS-Based Digitally Tunable SIW Filter in X-Band for Communication Satellite Applications”, Applied Sciences, 2019.

[97] M. Micro et al, “Online Spotlight: A Miniaturized High Power UHF Tunable Filter Using MEMS Switches”, Micowave Journal, 2020.

[98] C. Asci et al, “Design and implementation of magnetically–tunable quad–band filter utilizing split–ring resonators at microwave frequencies”, nature research, 2020.

Chapitre II : Conception d'un filtre RF planaire à 2.4GHz

I. Introduction

Le développement important et continu des systèmes électroniques intelligents pour les nouvelles applications (LTE, GPS, RFID, Wifi…) conduit les concepteurs des circuits intégrés RF à concevoir de nouveaux dispositifs avec des caractéristiques qui répondent à des besoins spécifiques (taille compacte, faible coût et poids, reconfigurabilité…).

Le filtre RF, particulièrement le filtre passe bande reste un dispositif essentiel dans ces équipements, puisqu'il permet de se débarrasser des signaux indésirables. Sa conception repose généralement sur des contraintes électriques et économiques imposées par un cahier des charges établi en fonction des besoins l'application recherchée. C'est dans ce contexte, que s'inscrit cette étude qui porte sur la conception et le développement d'un filtre RF passe bande de fréquence centrale 2.4 GHz à bande étroite, dédié aux applications de communications sans fil.

Dans le chapitre précédent, nous avons montré l'importance de la technologie micro ruban comme solution pour concevoir un filtre RF miniaturisé, dont les performances électriques sont directement liées aux propriétés de la technique de conception utilisée.

Les filtres RF à lignes couplées [1-2], basées sur la technologie micro ruban, sont utilisés depuis 1958 pour leur facilité de conception initiale et de réalisation technologique, mais leur taille reste importante, limitant leur intégration dans les nouvelles générations des systèmes de communication sans fil.

Dans ce contexte plusieurs chercheurs ont proposé des méthodes plus efficaces que celles des lignes couplées et qui offrent une conception plus facile avec une taille miniaturisée des filtres RF. Nous pouvons citer par exemple, les filtres à résonateurs linéiques [3-4], toujours basée sur la technologie micro ruban.

Dans ce chapitre nous allons présenter les méthodologies de conception de deux types de filtres. La première sur la base de lignes couplées, la deuxième sur la base des résonateurs linéiques. Les différentes étapes pour la conception de ces structures seront détaillées.

Les filtres résonneront autour d'une fréquence centrale de 2.4 GHz, avec les caractéristiques suivantes :

- Bande passante relative : ≤12.5 %
- Pertes d'insertion : < 1 dB
- Niveau d'adaptation : > 15 dB

II. Filtre passe bande à lignes couplées

La conception d'un filtre RF passe bande sur la base des lignes couplées se fait principalement en deux étapes :

- La première consiste à utiliser un modèle théorique de la ligne couplée tout en se basant sur la notion d'impédances de mode pair et impair.
- La deuxième consiste à calculer les dimensions physiques de cette ligne couplée.

Ces deux étapes sont détaillées ci-dessous.

II.1. Le modèle de la ligne couplée

D'une manière générale, la configuration d'une ligne couplée consiste en deux lignes de transmission de longueur électrique ($\theta = \lambda g/2$) disposées en parallèle et suffisamment proche pour avoir un couplage entre les deux. Sa modélisation peut être faite en ajoutant deux lignes micro ruban classiques mises à coté et séparées par un inverseur en admittance comme le montre la figure II.1 [5-6].

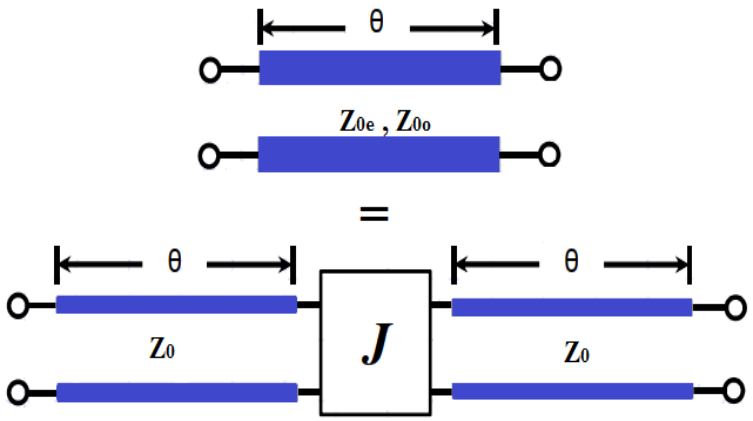


Figure II.1: Structure de la ligne couplée [6]

D’un point de vue électrique, la ligne couplée supporte deux modes de propagation : le mode pair et le mode impair [7-8], comme indiqué dans la figure II.2.

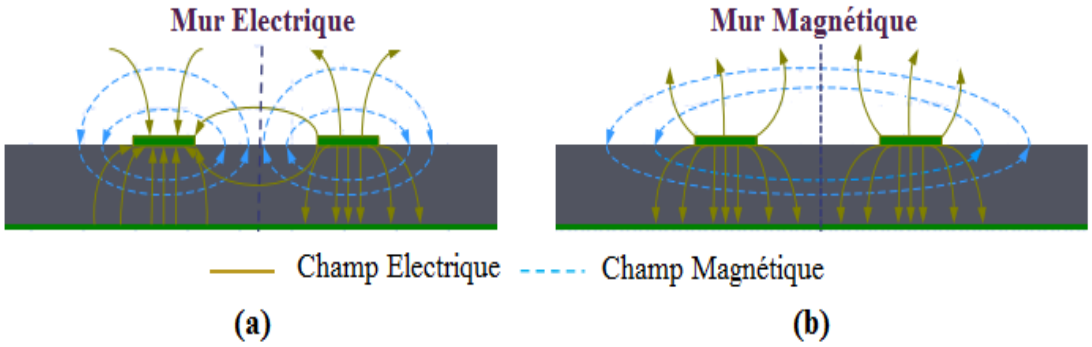


Figure II.2: Distribution du champ EM : a) mode impair et b) mode pair [6]

Ces deux modes (pair et impair) sont appliqués en même temps, où chacun d’eux a sa propre impédance caractéristique, Z_{0e} pour le mode pair et Z_{0o} pour le mode impair. Elles sont déterminées à partir des équations suivantes [7-8] :

$$(Z_{0e})_{j,j+1} = Z_0\left(1 + \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} + \left(\frac{J_{j,j+1}}{Y_0}\right)^2\right) \quad \text{(II.1)}$$

$$(Z_{0o})_{j,j+1} = Z_0\left(1 - \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} + \left(\frac{J_{j,j+1}}{Y_0}\right)^2\right) \quad \text{(II.2)}$$

Avec $J_{j,j+1}$ l’admittance caractéristique de l’inverseur *J* qui peut être calculée à partir des équations données ci-dessous [8] :

$$J_{01}Z_0 = \sqrt{\frac{\pi\Delta}{2g_0g_1}} \quad \text{(II.3)}$$

$$J_{12}Z_0 = \frac{\pi\Delta}{2\sqrt{g_1g_2}} \quad \text{(II.4)}$$

Z_0 et Y_0 sont respectivement l’impédance et l’admittance propres de la ligne micro ruban, Δ est la bande passante relative et g_i et g_{i+1} sont les éléments normalisés du prototype passe-bas donnés par la fonction d’approximation de filtrage utilisée.

Dans cette section, nous présentons également une description rapide de la méthode de synthèse utilisée pour concevoir le filtre passe bande à la base des lignes couplées.

II.1.1. Synthèse du filtre à lignes couplées

Cette méthode de synthèse nous permet d'identifier le gabarit électrique du circuit de filtrage désiré et de définir ses caractéristiques en terme de fréquence de résonance, de largeur de bande passante, d'ondulation dans la bande et le niveau de réjection.

Dans un premier temps, nous nous intéressons tout particulièrement au calcul de l'ordre du filtre pour prévoir le nombre des lignes couplées en se basant sur le gabarit électrique ci-dessous :

$$f_0 = 2.4\ GHz \text{ à - 3dB: } \begin{cases} f_1 = 2.25\ GHz \\ f_2 = 2.55\ GHz \end{cases} \text{ et à 30 dB: } \begin{cases} f_1' = 2.05\ GHz \\ f_2' = 2.75\ GHz \end{cases}$$

Où f_1 et f_2 désignent respectivement les fréquences de coupure basses et hautes à -3dB et f_1' et f_2' désignent respectivement les fréquences de coupure basses et hautes à -30 dB.

Suite à cette étape, nous avons utilisé l'approximation de Chebyshev avec une ondulation de 0.1 dB pour la synthèse des paramètres du filtre désiré. Puis nous avons calculé dans un second temps, l'ordre du filtre en utilisant la relation suivante [7-8] :

$$\frac{f}{f_0} - 1 = \frac{1}{\Delta}\left(\frac{f_2'}{f_0} - \frac{f_0}{f_2'}\right) = 2.18 \qquad \text{(II.5)}$$

Sur l'abaque de la figure II.3, nous pouvons déduire facilement que le nombre d'éléments (l'ordre du filtre) correspond à notre cahier de charge et est égale à 3.

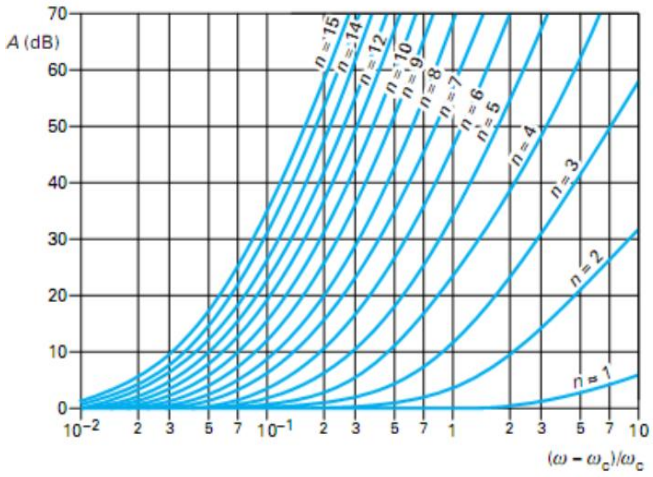


Figure II.3: Atténuation d'un filtre polynomial en fonction de son ordre « n » [7]

Dans le but d'accélérer le processus de conception et d'atteindre un niveau de précision très important. Il est nécessaire d'utiliser des outils performants, les simulateurs.

Une multitude de simulateurs électromagnétiques ont vu le jour grâce aux avancées qu'a connu et que continue de connaître le domaine informatique ainsi que les progrès significatifs dans celui du calcul numérique. Ceci a permis de concevoir et de simuler des structures assez complexes [9].

Les outils de simulation existants peuvent être classés selon la méthode de résolution numérique adoptée pour résoudre les équations de maxwell. Parmi ces simulateurs, nous pouvons citer : ADS Keysight, CST Microwave, HFSS, Sonnet...

Le simulateur ADS est un logiciel développé par la société Agilent Technologies, dédié pour concevoir de circuits électroniques analogiques, radiofréquences et numériques à haute niveau grâce à son interface puissante qui est basée sur la méthode des moments. Nous utiliserons ce logiciel pour afficher le gabarit du filtre directement comme le montre la figure II.4.

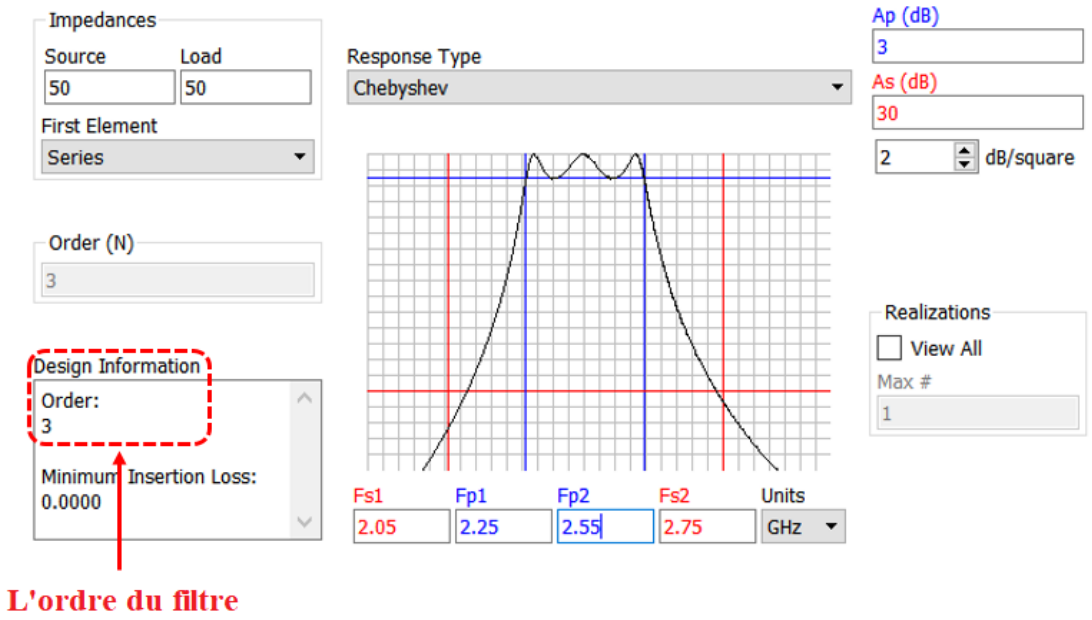


Figure II.4: Gabarit du filtre passe bande désiré

D'après la figure II.4, nous pouvons constater que l'ordre du filtre est le même obtenu théoriquement par l'équation II.5.

Après avoir vérifié l'ordre du filtre sous l'environnement d'ADS, il est important d'identifier la topologie du circuit de filtrage et de définir ses éléments constitutifs en rapport avec les performances électriques à atteindre. La topologie du filtre passe bande sera basée sur le prototype passe bas, pour lequel deux transformations nécessaires seront effectuées. Selon notre application est présenté dans la figure II.5. Il est composé d'une capacité parallèle et deux inductances séries.

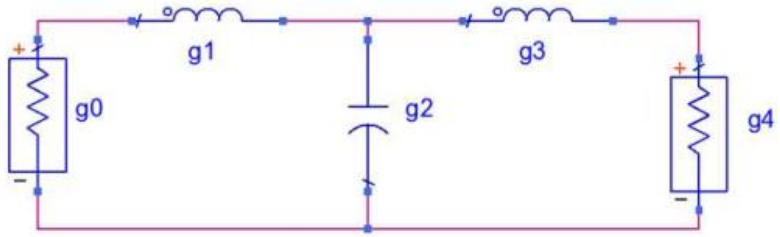


Figure II.5: Prototype du filtre passe-bas

Nous allons normaliser notre circuit en impédance par une impédance caractéristique Z_0 et également en fréquence par une fréquence de résonance f_0.

Nous insérons des inverseurs d'admittance pour avoir un seul type de résonateur (figure II.6.a), dans notre cas sous forme de capacités.

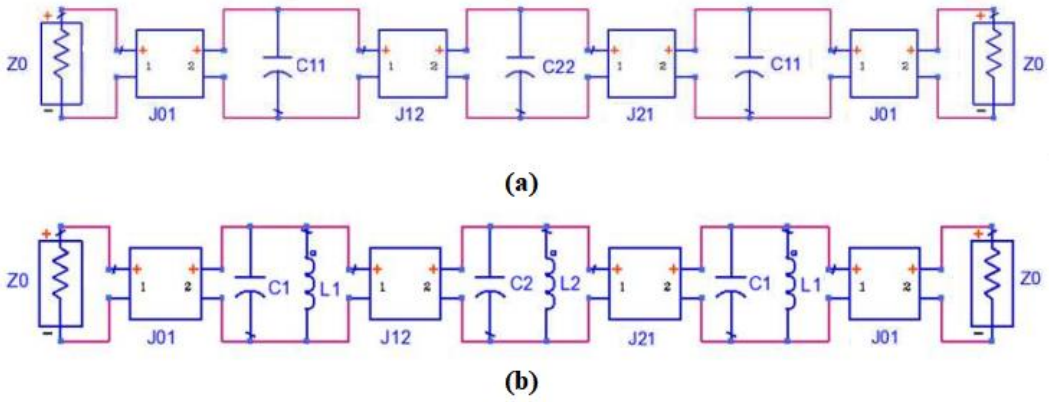


Figure II.6: Prototype passe-bas du filtre avec inverseurs d'admittance

Ensuite, nous allons transformer le prototype du filtre passe-bas en prototype de filtre passe bande (figure II.6.b). Cette transformation fréquentielle s'effectue avec les deux équations suivantes [7-8] :

$$Li = \frac{Z_0 \Delta}{g_i \, \omega_0} \quad \text{(II.6)}$$

$$Ci = \frac{g_i}{Z_0 \Delta \, \omega_0} \quad \text{(II.7)}$$

Avec ω_0 : la pulsation propre du prototype passe bas.

Les valeurs des différents éléments de ce circuit pour obtenir une réponse répondant au gabarit requis sont répertoriées dans le tableau II.1.

Tableau II.1 : Valeur des éléments localisés du filtre passe bande

Paramètres	Valeurs
$L1$	0.96 nH
$L2$	0.86 nH
$C1$	4.58 pF
$C2$	5.11 pF
J_{01}	0.01
J_{12}	0.008

La réponse fréquentielle en paramètres S de ce circuit est présentée dans la figure II.7. La courbe en bleu représente le coefficient de transmission S21et celle en rouge le coefficient de réflexion S11.

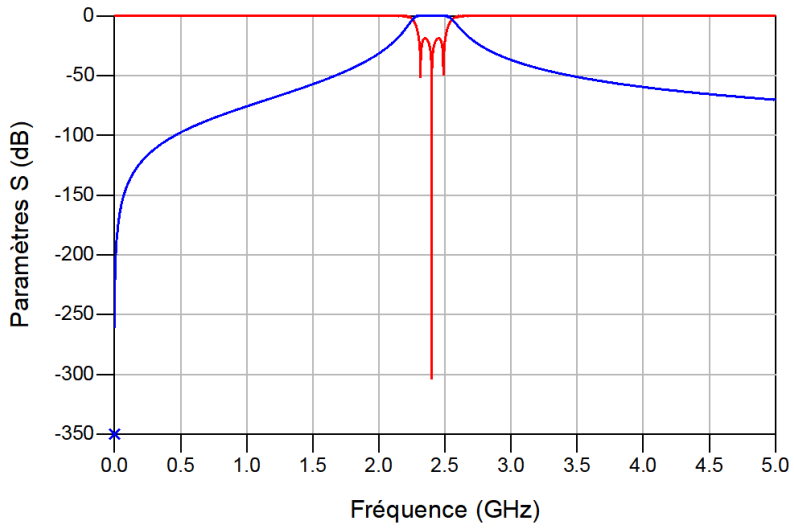


Figure II.7: Réponse simulé du filtre en paramètres S

Il apparait clairement sur cette figure que le filtre présente trois ondulations dans la bande passante pour une fréquence centrale de 2.4 GHz. Ces résultats présentent également une meilleure adaptation (-300 dB) avec une atténuation très négligeable. Cette atténuation définit une transmission quasi sans perte avec une largeur de bande de 12.45 %.

Malgré que les éléments localisés offrent de très bons résultats, mais leur disponibilité n'est pas toujours garantie. Il est donc nécessaire de faire un appel à des éléments distribués comme les lignes couplées en technologie micro ruban pour concevoir le filtre RF désiré.

Le passage d'une structure filtrante en éléments localisés (capacités et inductances) à une structure en éléments distribués (lignes couplées) nécessite l'utilisation de la technique développée en 1958 par S.B. Cohn [10]. Le principe utilisé dans cette technique est de remplacer chaque circuit LC parallèle par une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_0 et de longueur $\lambda/2$. Comme il est indiqué dans la figure II.1, chaque ligne couplée correspond à deux lignes micro rubans centrées par un inverseur d'admittance [10].

Puisque nous avons 3 résonateurs LC, il faut donc 4 tronçons de lignes couplées qui sont semblables deux par deux, la 1ére avec la 4éme et la 2éme avec la 3éme.

Pour répondre à des spécifications données, nous devons d'abord déterminer les impédances du mode pair et impair pour chacune des sections J constituant le filtre, à

partir des équations II.1 à II.4. Elles seront utilisées pour calculer les dimensions physiques du filtre (tableau II.2).

Tableau II.2 : Valeurs théoriques des impédances des modes pair et impair

J	$(Z_{0e})_{j,j+1}$	$(Z_{0o})_{j,j+1}$
0 et 3	81.3324	37.7029
1 et 2	60.6529	42.6045

Nous sélectionnons dans l'interface ADS Keysight, le type de ligne couplée (CLIN) et on y reporte les valeurs d'impédances.

Pour rappel, la fréquence de résonance est fixée à 2.4 GHz comme précisé sur la figure II.8.

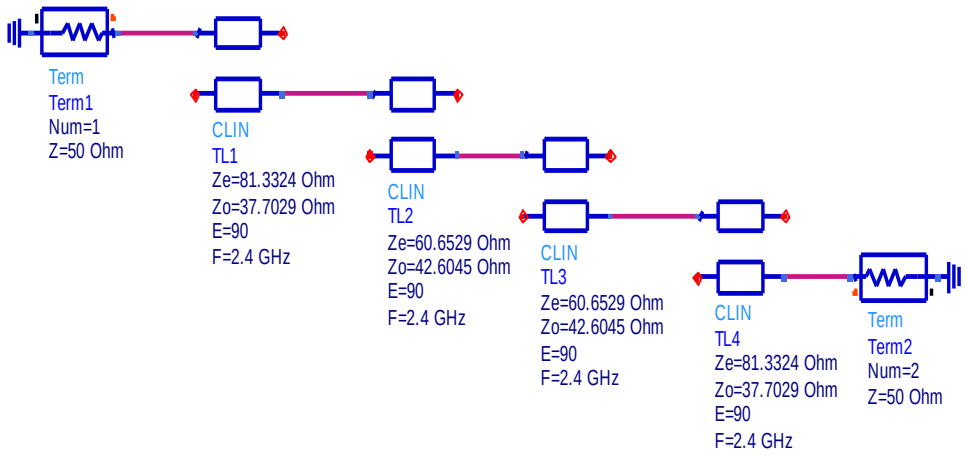


Figure II.8: Configuration du filtre à la base de lignes couplées CLIN

La réponse fréquentielle du filtre conçu sous ADS est présentée dans la figure II.9.

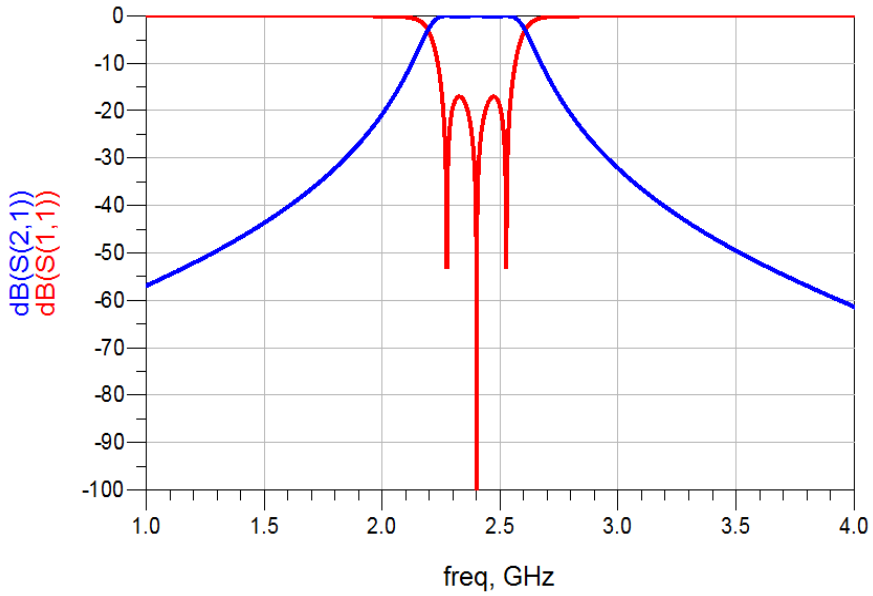


Figure II.9: Paramètres S11 et S21 du filtre à base d'une ligne couplée idéale

Nous observons à partir de cette figure, une réponse fréquentielle d'un filtre passe bande autour d'une fréquence centrale de 2.4 GHz, avec une bande passante de 414 MHz à -3 dB et un minimum de pertes d'insertion (S21).

Dans l'objectif d'améliorer le niveau d'adaptation et d'obtenir une bande passante d'ordre de 300 MHz conformément au cahier des charges, nous avons optimisé les valeurs des impédances paires et impaires en utilisant l'outil « Tuning » d'ADS Keysight (figure II.10).

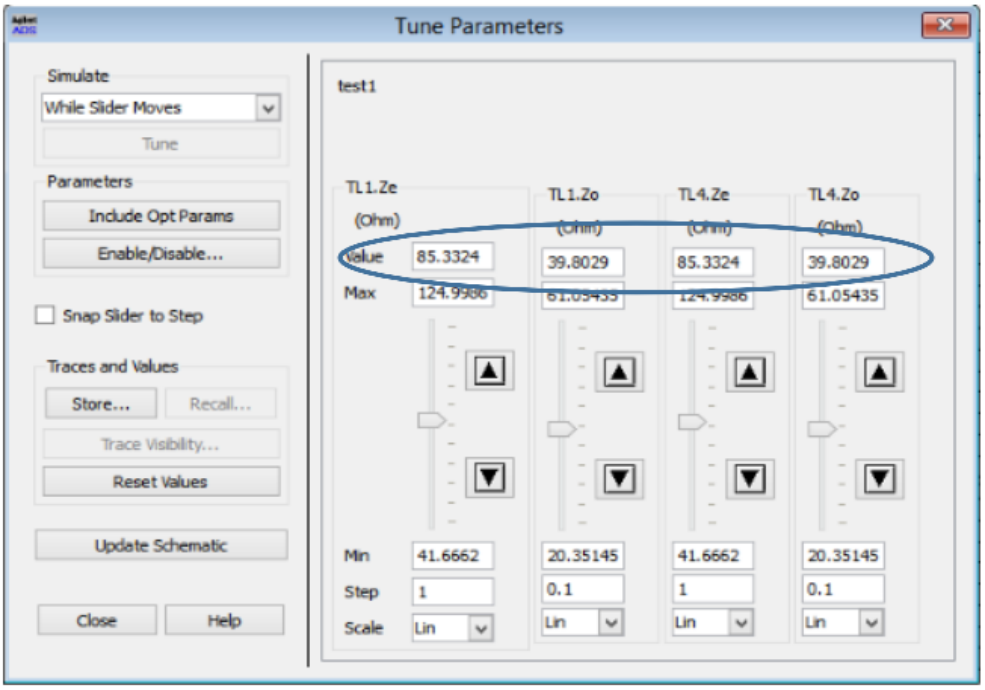


Figure II.10: Fenêtre du Tuning d'ADS

Le tableau II.3 résume les valeurs optimisées des impédances des deux modes.

Tableau II.3 : Valeurs optimisées des impédances de mode pair et impair

J	$(Z_{0e})_{j,j+1}$	$(Z_{0o})_{j,j+1}$
0 et 3	85.3324	39.8029
1 et 2	72.52232	56.0836

Sur la figure II.11, sont présentées les résultats de simulation des réponses fréquentielles du filtre avant et après optimisation. On y voit que le niveau d'adaptation est amélioré de -16 dB à -38 dB, quant à la bande passante (300 MHz), elle est plus conforme aux exigences du cahier des charges.

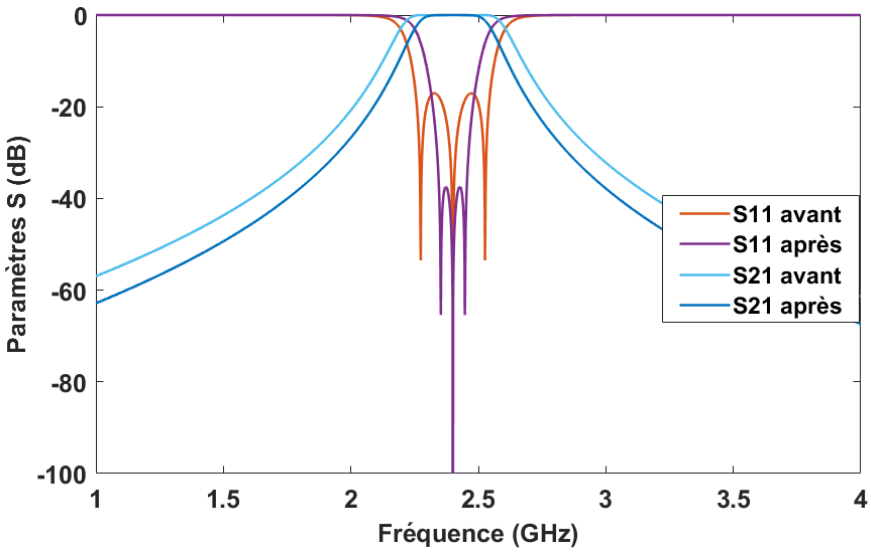


Figure II.11: Réponse du filtre avant et après l'optimisation

Les résultats de simulation du schématique à eux seuls ne permettent pas de confirmer que le filtre conçu est réalisable en pratique. Il est donc nécessaire de passer par le dessin des masques (layout). Dans ce sens, la deuxième étape consiste à calculer les dimensions physiques de la ligne couplée pour déterminer le layout du filtre désiré.

II.2. Dimensions physiques de la ligne couplée

Cette étape consiste à déterminer la largeur W, la longueur L et l'espace interligne S entre les lignes couplées en se basant sur l'outil « LineCalc » d'ADS (figure II.12).

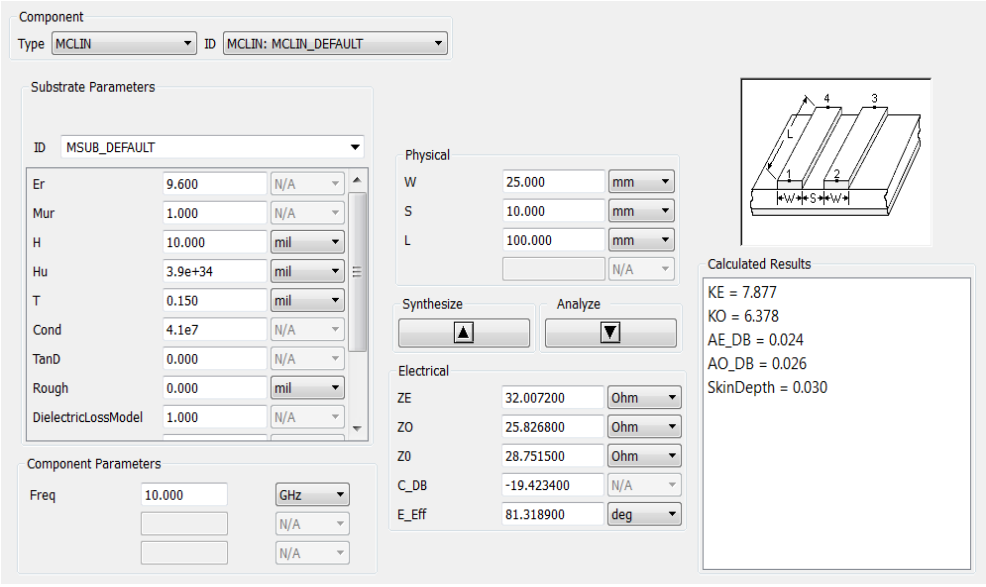


Figure II.12: Fenêtre du LineCalc d'ADS

Généralement, les dimensions de la ligne couplée dépendent des caractéristiques du substrat utilisé. Notre choix s'est porté dans un premier temps sur le substrat « RO4003 », caractérisé par :

- Une permittivité relative de 3.38
- Des pertes diélectriques de 0.0027
- Une épaisseur (h) d'ordre 0.813 mm

Le tableau ci-dessous résume les dimensions de la ligne couplée obtenues avec le substrat ci-dessus.

Tableau II.4: Dimensions physiques des lignes couplées avec RO4003 comme substrat

	W (mm)	L (mm)	S (mm)
Ligne 0-3	1.09961	20.0788	0.157623
Ligne 1-2	1.16276	19.5963	0.94536

Le dessin des masques (layout) du filtre conçu et les résultats de simulation sont présentés respectivement dans les figures II.13 et II.14.

Le filtre se présente sous forme de 4 sections de lignes micro rubans couplées, disposées sur la face supérieure du substrat et connectées avec deux ports d'excitation d'impédance 50 Ohm.

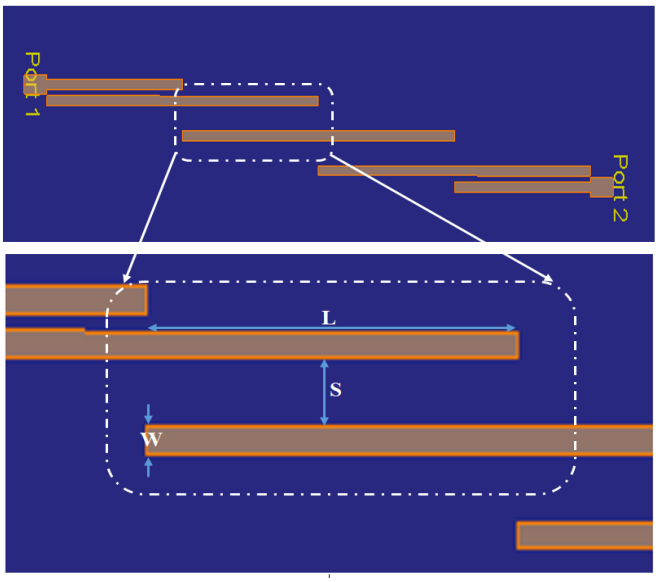


Figure II.13: Layout du filtre conçu

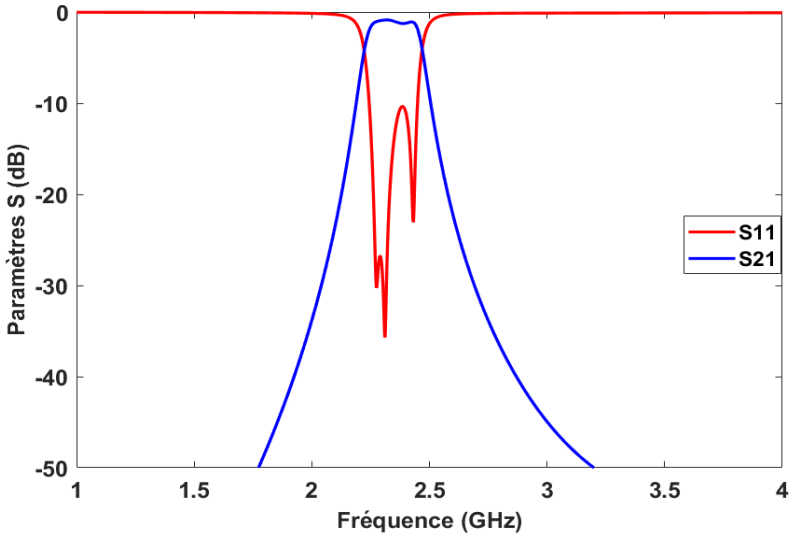


Figure II.14: Réponse du filtre basé sur le substrat RO4003

Concernant les résultats de simulation, il apparaît sur la figure que la fréquence centrale du filtre est autour de 2.4 GHz, la largeur de bande de transmission est comprise entre 2.286 et 2.514 GHz à -3 dB, les pertes de transmission s'élèvent à environ -1.19 dB et celles de réflexion atteignent -11.77 dB [11]. Ces résultats correspondant au filtre imprimé sur un substrat de type RO4003 ne répondent pas aux exigences du cahier des charges, de plus la taille du filtre est assez grande (79.35x6.73) mm² ce qui limite son intégration dans l'environnement électronique.

Dans l'objectif d'améliorer les performances électriques du filtre conçu et de réduire sa taille, nous avons utilisé un autre substrat « RT6010 » de la famille « Rogers » qui se caractérise par une permittivité relative de 10.2, supérieure à celle du RO4003, avec une épaisseur de 1.27 mm. En effet, un substrat avec une permittivité plus élevée, permet de diminuer les dimensions du filtre, comme on peut le constater sur le tableau 5, qui résume les nouvelles dimensions des lignes et l'espace interligne obtenues avec ce substrat. Les résultats de simulation obtenus sont présentés dans la figure II.15.

Tableau II.5: Dimensions physiques des lignes couplées avec RT6010 comme substrat

	W (mm)	L (mm)	S (mm)
Ligne 0-3	0.620594	11.4945	0.39065
Ligne 1-2	0.613926	11.2325	1.568750

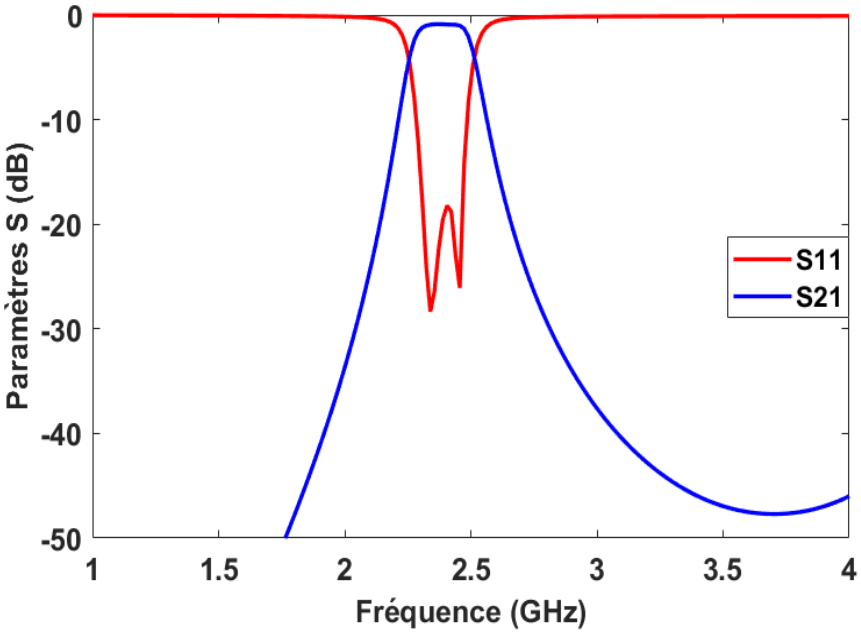


Figure II.15: Réponse du filtre basé sur le substrat RT6010

Le substrat RT6010 offre des très bons résultats, la fréquence centrale du filtre est toujours de 2.4 GHz, la bande passante à -3 dB est de 249 MHz, le niveau de pertes d'insertion est de -0.9 dB avec une adaptation inférieure à -25 dB. De plus la taille du filtre (48.4x3.13) mm² est très réduite par rapport à celle du substrat RO4003.

Le tableau II.6 regroupe les performances et la taille du filtre obtenu avec les deux substrats. Il apparait clairement qu'avec le RT6010 les performances sont améliorées et la taille du filtre est réduite d'une manière significative (près de 70%).

Tableau II.6: Comparaison des résultats obtenus entre R04003 et RT6010

Substrat	Fréquence de résonance (GHz)	Bande passante (MHz)	Niveau d'adaptation (dB)	Pertes de transmission (dB)	Taille occupée (mm²)
RO4003	2.4	228	-11.77	-1.19	(79.35x6.73)
RT6010	2.4	249	-24	-0.9	(48.4x3.13)

Afin de valider les résultats obtenus sous ADS keysight, nous avons effectué d'autres simulation de la structure filtrante conçue en utilisant CST Microwave, un logiciel de simulation électromagnétique basé sur la méthode d'intégration finie.

Les Figures II.16 et II.17 montrent respectivement la structure du filtre proposé avec ses résultats de simulation sous CST.

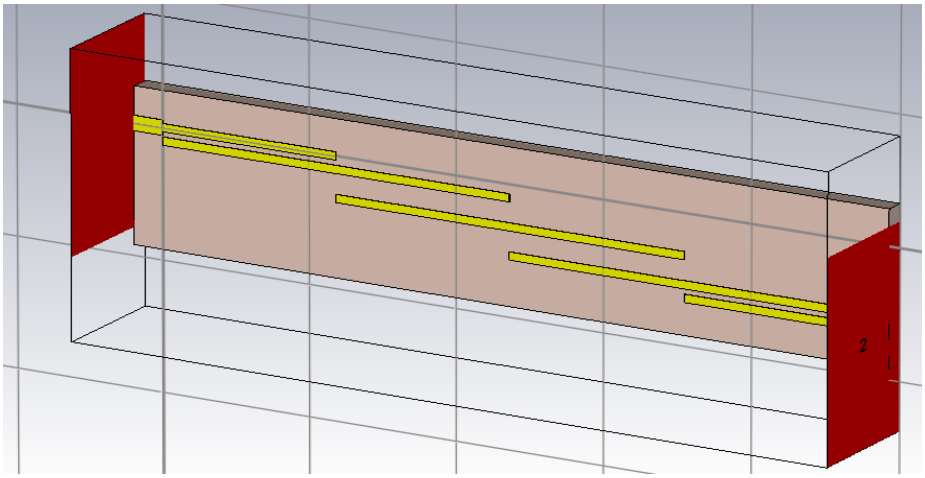


Figure II.16: Configuration du filtre proposé sous CST Microwave

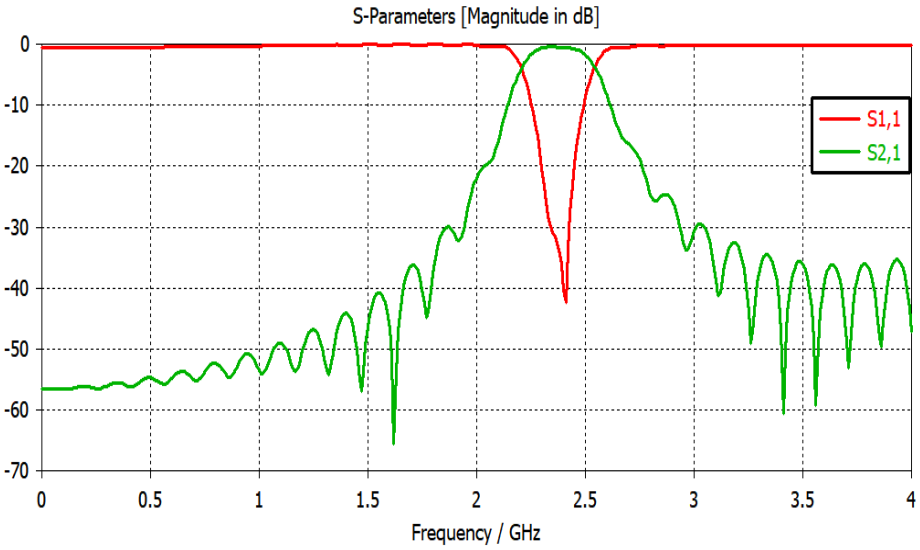


Figure II.17: Résultats de simulation obtenus

Les résultats de simulation confirment bien que nous avons un filtre passe bande avec une bande passante qui vaut 307 MHz et une atténuation de l'ordre de -0.55 dB à la fréquence centrale (2.4 GHz). En plus, le niveau d'adaptation est proche de -40 dB.

Le tableau qui suit résume une comparaison des résultats obtenus pour les deux logiciels utilisés, ADS et CST.

Tableau II.7: Comparaison des résultats obtenus entre ADS Keysight et CST Microwave

Résultats obtenus	f_0 (GHz)	BW (MHz)	S11 (dB)	S21 (dB)
ADS Keysight	2.4	249	-24	-0.9
CST Microwave	2.4	307	-40.32	-0.55

On remarque que les résultats obtenus avec CST proposent de meilleures performances que celles obtenues avec ADS Keysight.

Afin de tester davantage les performances du filtre conçu avec CST, nous avons effectué une simulation pour la distribution des champs électrique et magnétique comme indiqué dans les figures II.18 et II.19. Il apparaît que pour les deux champs, nous avons une transmission totale pour une fréquence de 2,4 GHz (figures II.18.c et II.19.c) tandis qu'en dehors de cette fréquence elle est pratiquement nulle, ce qui montre le caractère passe bande du filtre proposé.

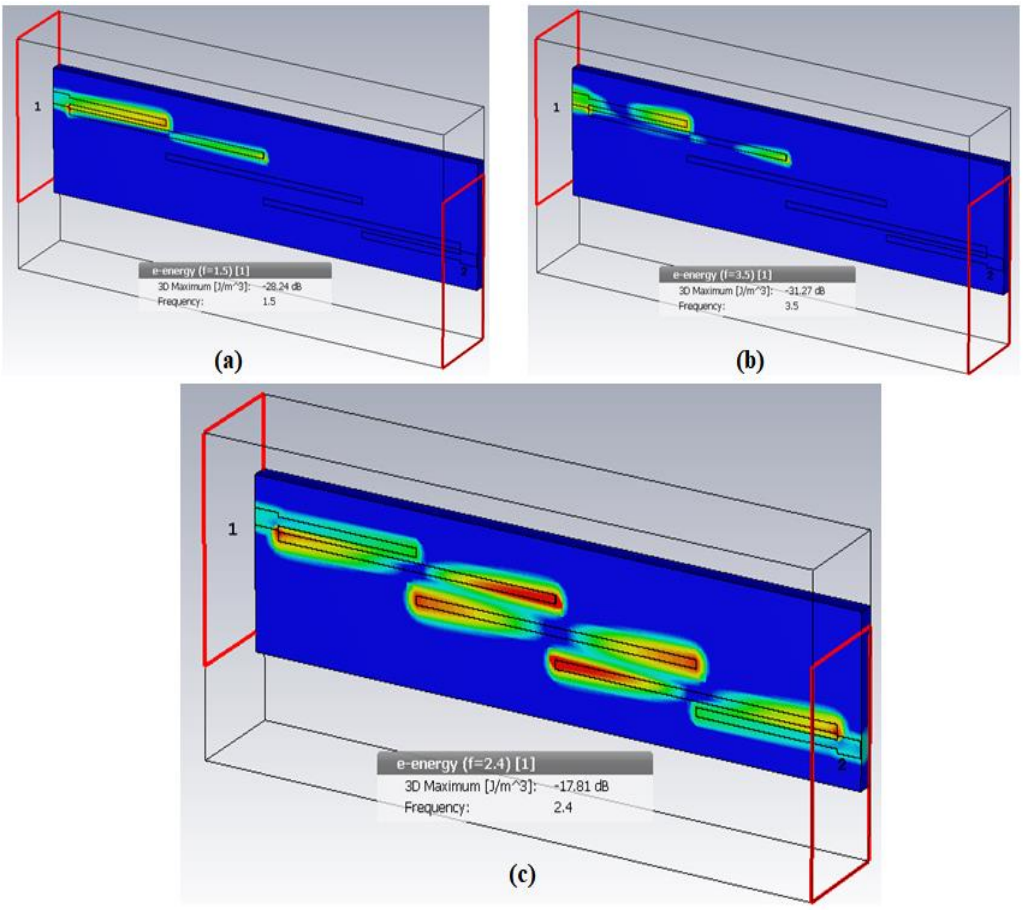


Figure II.18: Distribution du champ électrique : a) 1.5 GHz, b) 3.5 GHz et c) 2.4 GHz

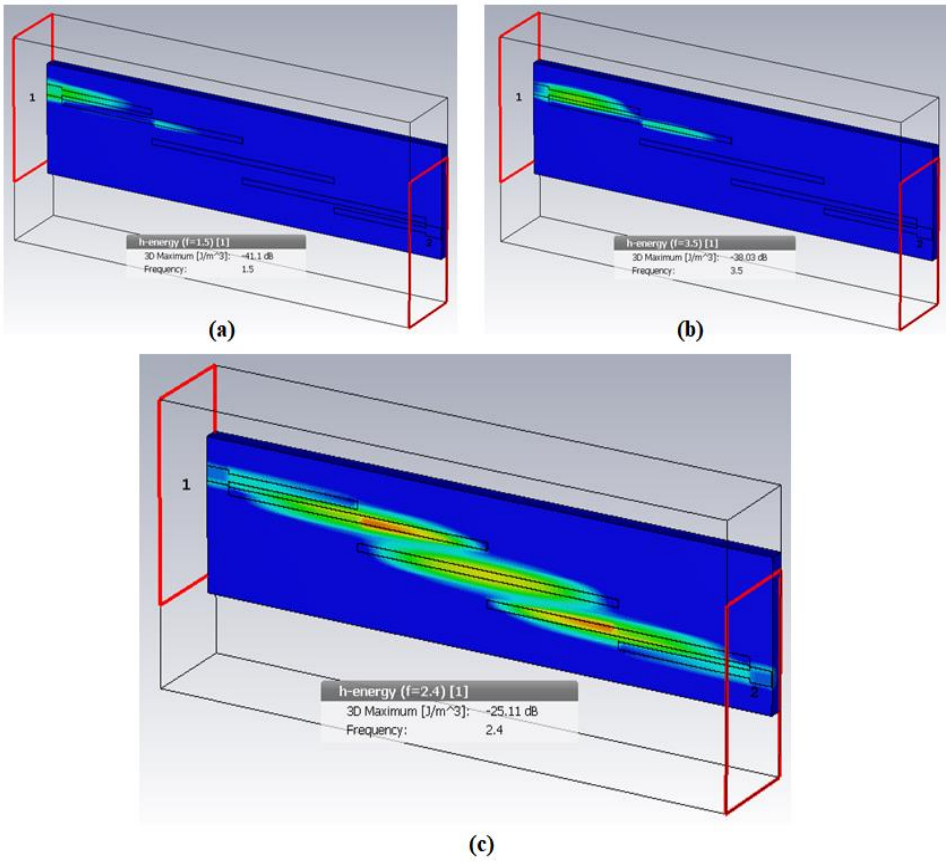


Figure II.19: Distribution du champ magnétique : a) 1.5 GHz, b) 3.5 GHz et c) 2.4 GHz

Finalement, cette topologie de filtre à lignes couplées présente l'avantage d'être facile à concevoir ainsi qu'elle possède des performances électriques importantes. Cependant, l'encombrement de cette structure reste assez élevé et limite l'utilisation du filtre pour des applications qui nécessitent des dimensions réduites.

Dans l'objectif d'obtenir un filtre passe bande compact sous une structure simple, nous avons appliqué une deuxième technique de conception « Résonateurs linéiques », que nous présentons dans ce qui suit.

III. Filtre RF passe bande à résonateurs linéiques couplés

Toujours dans le but de la miniaturisation et de l'amélioration des performances des filtres RF pour satisfaire entre autres les avancées des systèmes de communications sans fil, les chercheurs ont proposé de nouvelles méthodes de conception efficaces et simples que celle des lignes couplées. Les filtres micro rubans à résonateurs linéiques constituent un sujet de recherche important autour duquel plusieurs travaux ont été présentés [12-14].

Cette technique (résonateurs linéiques) permet d'augmenter la compacité des filtres ainsi que d'améliorer leurs performances électriques. Elle permet également de choisir le type de couplage entre les résonateurs.

Dans cette section, nous présenterons un filtre passe bande basé sur l'association de deux résonateurs linéiques pour les applications de communications sans fils (RFID, Wifi, Bluetooth et WLAN).

Les étapes de conception de ce type de filtre sont principalement :

- Concevoir un résonateur qui possède une architecture simple à la fréquence de résonance.
- Associer deux résonateurs identiques pour former un filtre passe bande. Cette étape se base principalement sur l'effet de couplage entre les résonateurs qui constituent le filtre.

III.1. Conception d'un résonateur micro ruban à 2.4 GHz

Le résonateur micro ruban est une topologie planaire, généralement utilisée comme élément de base dans la conception de filtres RF passe bande. Elle consiste en un ruban conducteur (piste métallique) situé sur la face supérieure d'un substrat diélectrique ainsi qu'un plan de masse sur la face inférieure [7-8].

La première étape dans la conception de ce résonateur est de déterminer ses dimensions géométriques pour obtenir la fréquence de résonance souhaitée en tenant compte des différents paramètres physiques de la technologie utilisée.

Pour des raisons de coût et de facilité de fabrication, notre choix s'est porté sur le substrat « RT6010 » qui présente une permittivité relative de 10.2, avec une hauteur de 1.27 mm et une épaisseur de métallisation de 35µm. Ce choix est aussi motivé par les dimensions qu'il peut offrir comme il a été vérifié dans la section précédente.

Pour déterminer les dimensions de la ligne micro ruban (figure II.20-a) qui servira pour le résonateur, nous avons utilisé les équations II.6 et II.7 [7-8], et afin de proposer une structure plus compacte, la ligne a été repliée comme il est présenté sur la figure II.20-b.

$$W = \frac{2}{\pi} h \left(\left(\frac{60\pi^2}{Z_c \sqrt{\varepsilon_r}} - 1 \right) - \ln \left(2 \frac{60\pi^2}{Z_c \sqrt{\varepsilon_r}} - 1 \right) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left(\ln \left(\frac{60\pi^2}{Z_c \sqrt{\varepsilon_r}} - 1 \right) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right) \right) \quad \text{(II.6)}$$

$$L = \frac{\lambda}{2} = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{1}{2\sqrt{\varepsilon_r}} \frac{c}{f_0} \quad \text{(II.7)}$$

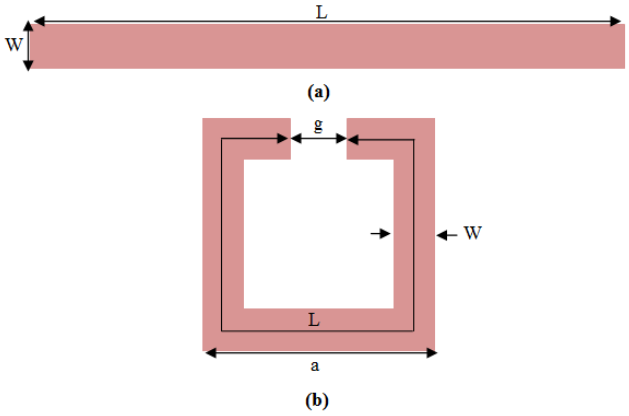


Figure II.20: Structure du résonateur linéique : a) forme standard et b) forme repliée « carrée »

Le résonateur linéique carré en boucle ouverte est tout simplement une piste métallique qui se ferme sur elle-même par un gap et qui ne supporte que des signaux dont la longueur d'onde est égale à un multiple de la longueur géométrique [7]. De plus, sa réponse fréquentielle possède un zéro de transmission, ce qui contribue à améliorer la sélectivité du filtre désiré.

Le tableau ci-dessous résume les résultats analytiques des paramètres géométriques du résonateur.

Tableau II.8 : Paramètres géométriques du résonateur

Paramètres	Valeurs (mm)
W	1.17
L	19.57
a	5.14
Gap (g)	1

Ce résonateur carré est excité par une ligne micro ruban 50 Ω comme indiqué sur la figure II.21. La largeur de cette ligne est déterminée grâce à l'outil LineCalc de ADS keysight.

Dans notre cas, une impédance caractéristique de 50Ω correspond à une ligne de largeur 1.17 mm.

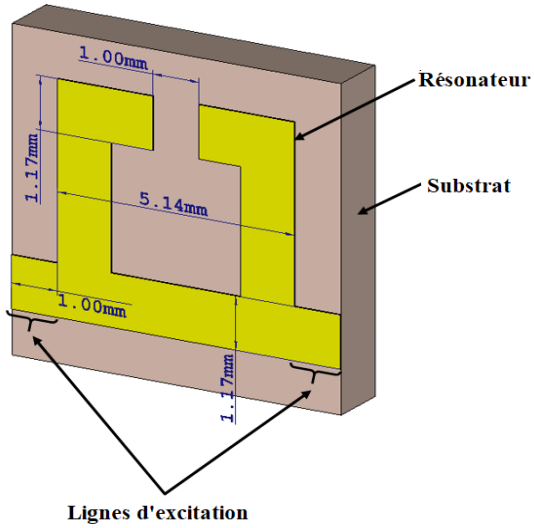


Figure II.21: Excitation du résonateur par une ligne micro ruban simple

Ce type d'excitation offre l'avantage d'être compatible avec l'intégration d'autres fonctions (oscillateur, amplificateur, mélangeur, …). Il permet également d'assurer le maximum du champ magnétique dans le résonateur (figure II.22).

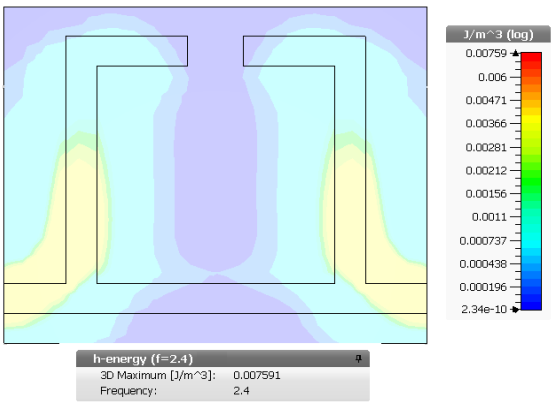


Figure II.22: Distribution du champ magnétique

Pour vérifier le comportement du résonateur carré en boucle ouverte proposé, nous avons effectué une simulation en paramètres S sous le logiciel CST Microwave comme le montre la figure II.23.

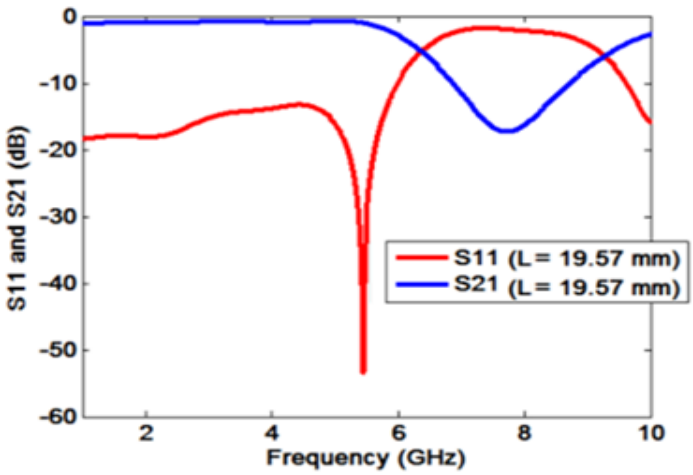


Figure II.23: Réponse en transmission et en réflexion du résonateur sous CST-Microwave

Nous pouvons constater sur cette figure que le résonateur conçu résonne autour d'une fréquence de 8 GHz ce qui ne correspond pas à celle fixée au cahier des charges. Ce décalage est expliqué par les couplages électromagnétiques introduits par le méandre dû au repliement.

En effet, nous avons effectué dans un premier temps, une étude paramétrique pour la longueur « L » du résonateur pour retrouver la fréquence de résonance à 2.4 GHz.

La figure II.24 et II.25 illustrent respectivement les résultats des paramètres S11 (coefficient de réflexion) et S21 (coefficient de transmission) en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la longueur « L » du résonateur carré en boucle ouverte proposé.

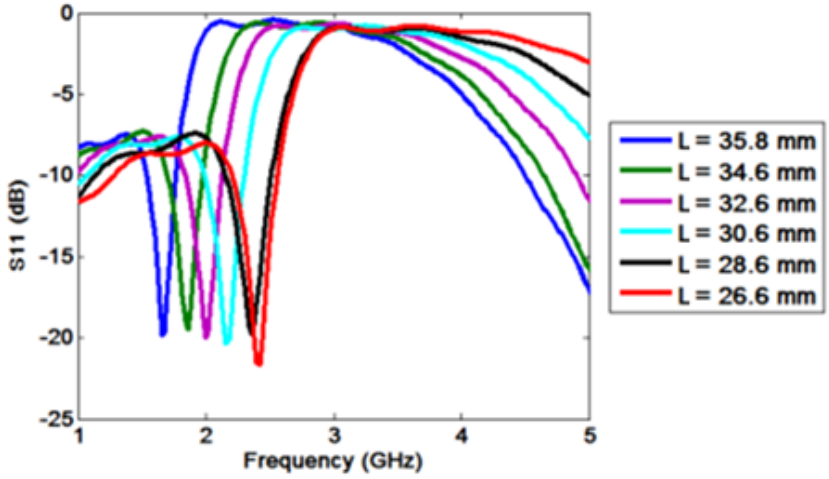


Figure II.24: Résultats des paramètres S11

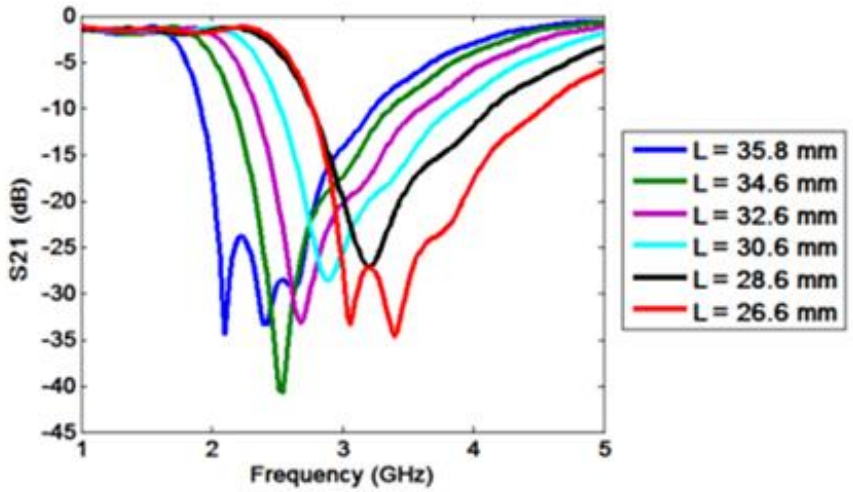


Figure II.25: Résultats des paramètres S21

Ces résultats montrent que lorsque la longueur du résonateur augmente, la fréquence de résonance diminue, comme l'indique le tableau suivant.

Tableau II. 9 : Résultats de simulation pour différentes valeurs de « L »

L (mm)	f_0 (GHz)	S21 (dB)	S11 (dB)
26.6	3.4	-34.63	-1.071
28.6	3.2	-27.11	-1.023
30.6	2.88	-28.58	-0.99
32.6	2.68	-33.23	-0.916
34.6	2.52	-40.45	-0.778
35.8	2.4	-33.38	-0.661

D'après le tableau II.9, il est clair que le changement de la longueur du résonateur carré en boucle ouverte a un impact sur les paramètres S11 et S21 ainsi que sur la fréquence de résonance.

Pour avoir une fréquence de résonance à 2.4 GHz, la longueur totale L est fixée à 35.8 mm. Les dimensions des faces latérales du résonateur seront donc égales à (9.2x9.2) mm², comme indiqué dans la figure II.26.

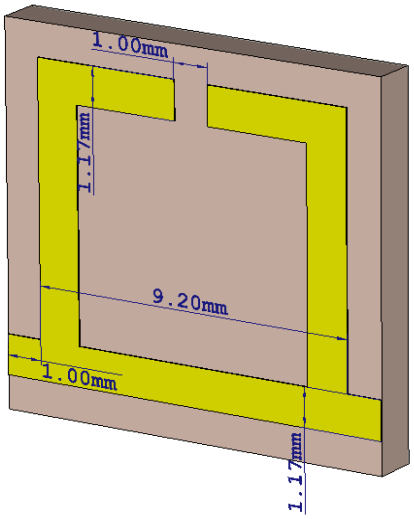


Figure II.26: Dimensions globales du résonateur

Le résonateur conçu agit en tant que coupe bande. L'association de deux résonateurs identiques avec les dimensions choisies, permettra d'avoir le filtre passe bande qui sera optimisé pour répondre aux exigences du cahier des charges. Cette étape dans la conception du filtre sera traitée dans ce qui suit.

III.2. Conception d'un filtre passe bande en utilisant deux résonateurs identiques

Cette étape repose principalement sur la conception du filtre sur la base de l'association de deux résonateurs identiques. Ces deux résonateurs placés côte à côte, verront leurs modes de résonances perturbés, du fait du couplage entre eux et qui est lié la distance inter-résonateurs.

L'étude du couplage consiste à déterminer la distance « d » inter-résonateurs pour obtenir la bande passante désirée du filtre à concevoir. Nous nous intéressons dans un premier temps au couplage électrique qui consiste à associer deux résonateurs en regards (figure II.27).



Figure II.27: Couplage électrique

La première étape du processus de conception est l'étude théorique du coefficient de couplage k_{th} entre les deux résonateurs en utilisant l'équation (II.8) [7-8]

$$k_{th} = \frac{\Delta}{\sqrt{g_1 g_2}} = 0.17 \qquad \text{(II.8)}$$

Avec g_1 = 0.8431 et g_2 = 0.622 sont les valeurs normalisées des éléments du filtre passe-bas de Chebyshev associé et Δ la bande passante relative.

La figure II.28 montre la réponse simulée de ce filtre pour une distance inter-résonateurs donnée (0.8 mm). Les courbes de transmission et de réflexion montrent un comportement passe bande du filtre avec une fréquence centrale de 2.4 GHz, une bande passante de l'ordre de 500 MHz, une perte d'insertion proche de -2 dB et une adaptation à -5 dB.

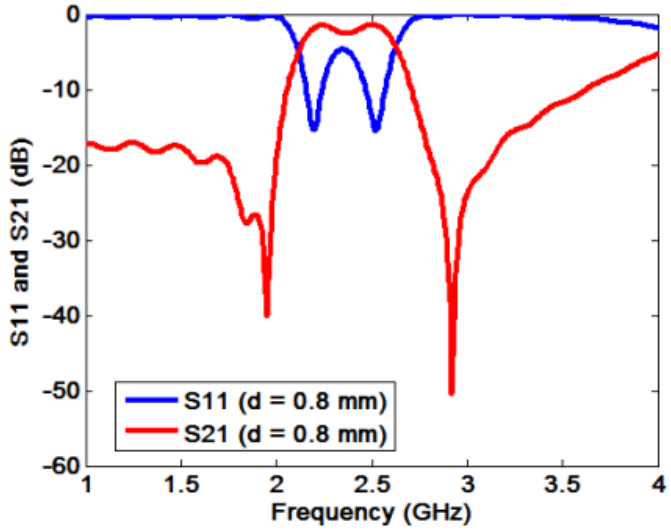


Figure II.28: Réponse du filtre pour une distance de 0.8 mm

Nous constatons d'après les résultats de simulation obtenus que le filtre n'est pas adapté, puisqu'il présente un coefficient de réflexion autour de -5 dB à 2,4 GHz. Le niveau des pertes d'insertion est de l'ordre de -2,5 dB. Donc le filtre proposé nécessite des optimisations pour obtenir une réponse fréquentielle qui correspond au cahier des charges. Nous procédons d'abord par une étude paramétrique de la distance inter-résonateurs « d » pour atteindre de meilleures performances. Nous avons effectué notre étude pour trois valeurs de la distance inter-résonateurs « d » : 0.9 mm, 1 mm et 1.1 mm

Les courbes représentées sur la figure suivante, montrent l'influence de ce paramètre sur la réponse du filtre.

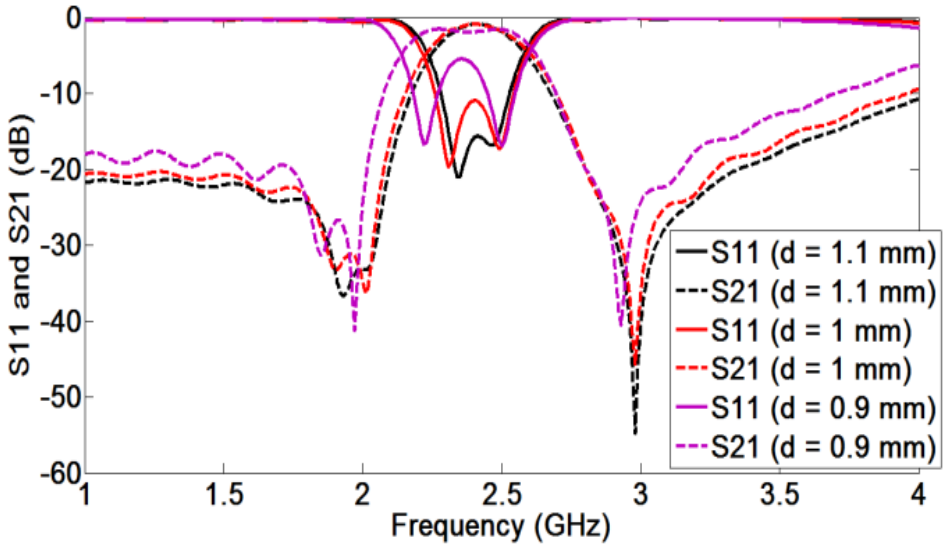


Figure II.29: Influence de la distance « d » sur la réponse fréquentielle du filtre conçu

Il apparaît clairement d'après cette étude qu'un changement de la distance « d » induit un rétrécissement de la bande passante avec une amélioration du niveau d'adaptation tout en conservant pratiquement la même fréquence de résonance.

Le tableau II.10 résume les résultats de cette étude en terme de coefficient de couplage, pertes d'insertion, de niveau d'adaptation et de bande passante.

Tableau II.10: Résultats de simulation pour différentes valeurs de « d »

d (mm)	f_0 (GHz)	k_{sim}	S21 (dB)	S11 (dB)	BW (MHz)
0.9	2.36	0.19	-1.93	-5.45	400
1	2.4	0.09	-0.89	-10.98	280
1.1	2.4	0.14	-0.87	-15.11	250

Le coefficient du couplage k_{sim} , obtenu à partir des simulations, est déterminé à partir des fréquences définissants les limites de la bande passante. Il est exprimé par :

$$k_{sim} = \left|\frac{f^2max - f^2min}{f^2max + f^2min}\right| \quad \text{(II.9)}$$

En analysant la réponse fréquentielle du filtre conçu pour ces trois variations de la distance inter-résonateurs « d », nous observons que pour une distance de 1.1 mm, nous

avons la meilleure identification entre k_{sim} et k_{th}, aussi le niveau d'adaptation et les pertes d'insertion s'améliorent et correspondent aux exigences du cahier des charges.

Autre constatation que nous pouvons faire à partir de la figure II.29, c'est la présence de zéros de transmission autour de la fréquence de résonance qui permettent d'améliorer la sélectivité du filtre par l'augmentation de la raideur de la pente aux fréquences de coupure.

Les dimensions du filtre obtenus après l'étude paramétrique sur « L » et sur la distance inter-résonateurs « d », ainsi que la figure correspondante sont présentés sur la figure II.30.

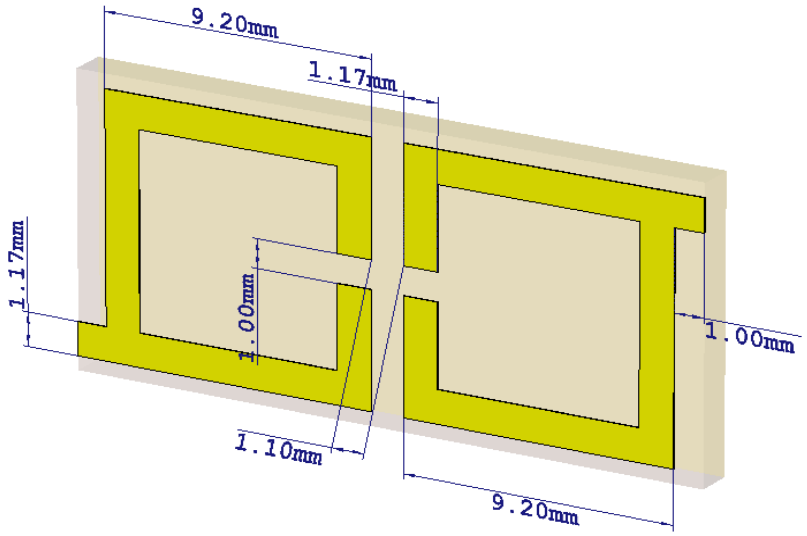


Figure II.30: Vue en 3D le filtre passe bande à résonateurs linéiques

Afin de valider expérimentalement les résultats simulés, nous avons fait prototyper le filtre passe bande conçu. La figure II.31 représente le prototype fabriqué du filtre passe-bande basé sur deux résonateurs carrés identiques en boucle ouverte. La surface totale de ce filtre passe-bande est de (9,4x23,1) mm^2, ce qui est plus compact par rapport à la conception précédente basée sur les lignes couplées (48.4x3.13) mm^2. Le coefficient de réflexion (S11) et le coefficient de transmission (S21) du filtre proposé ont été mesurés à l'aide d'analyseur vectoriel Anritsu MS2037C.

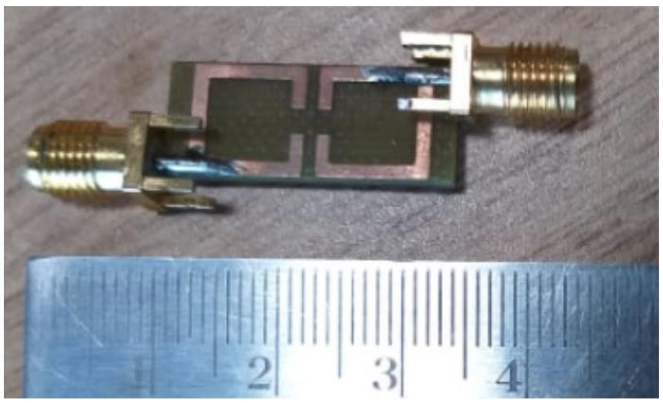


Figure II.31: Prototype fabriqué du filtre passe bande à résonateurs linéiques

La figure II.32 montre une comparaison entre les paramètres S11 mesurés et simulés du filtre proposé. Elle représente le graphique de performance comparatif du niveau d'adaptation mesuré et simulé pour le filtre passe-bande avec deux résonateurs carrés identiques en boucle ouverte. Le coefficient de réflexion maximal simulé est de -15,11 dB dans la bande passante, la réponse mesurée quant à elle donne un meilleur coefficient de réflexion de -16,91 dB dans la bande passante. Toutefois, les résultats simulés et mesurés présentent un bon accord pour la bande de fréquence souhaitée.

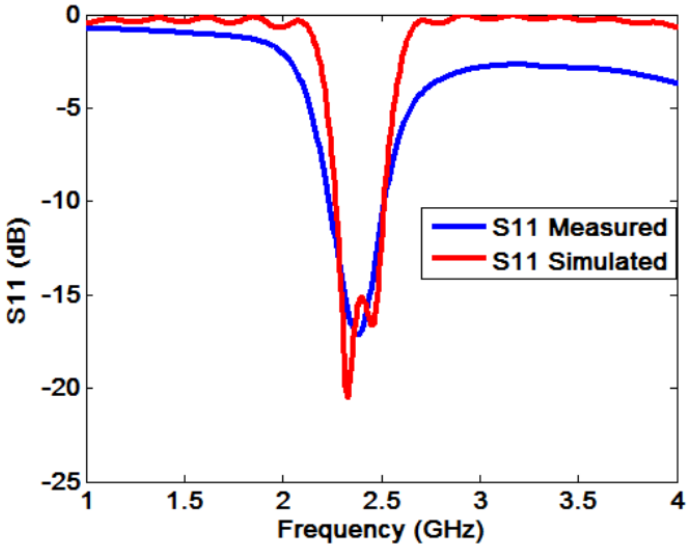


Figure II.32: Paramètre S11 mesuré et simulé

La figure II.33 représente le graphique de performance comparatif des pertes d'insertion S21 mesurées et simulées pour le filtre passe-bande proposé. La performance simulée présente une atténuation maximale de -0.87dB dans la bande d'arrêt tandis que la réponse mesurée est de -0.23dB.

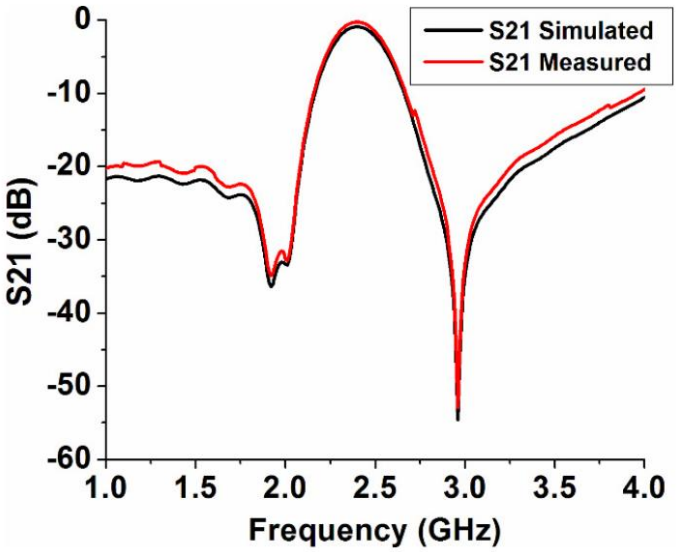


Figure II.33: Paramètre S21 mesuré et simulé

La comparaison des résultats de simulation et de mesure en termes de paramètres S, la bande passante et la fréquence de résonance est résumée dans le tableau II.11.

Tableau II.11: Comparaison mesures et simulations des performances du filtre conçu

Résultats	f_0 (GHz)	S21 (dB)	S11 (dB)	BW (MHz)
Simulation	2.4	-0.87	-15.11	250
Mesure	2.4	-0.23	-16.91	290

Le Tableau II.11 nous indique une bonne concordance entre les deux résultats malgré un décalage en bande passante. Ce décalage peut provenir d'un couplage mal pris en compte lors de la réalisation. Quant aux performances électriques, les pertes d'insertions mesurées sont d'environ -0.23 dB (-0.87 dB, lors de la simulation). Le niveau d'adaptation est meilleur que -15 dB.

Afin de pouvoir positionner le filtre passe bande conçu par rapport aux solutions conventionnelles existantes [15-19], une comparaison des performances en termes de la bande passante, de pertes d'insertion et de niveau d'adaptation a été effectuée. Cette comparaison est présentée dans le tableau II.12.

Tableau II.12 : Comparaison de quelques filtres avec le filtre conçu

Références	f_0 (GHz)	S21 (dB)	BW (GHz)	Taille (mm²)
[15]	2.33	-0.59	1.8	10x19.9
[16]	2.4	-3.3	1.08	12.8x17.8
[17]	2.4	-0.5	4	20x20
[18]	2.4	-0.1	0.6	13x14
[19]	2.4	-1.14	0.179	31x38
Filtre concu [20]	2.4	-0.23	0.29	9.4x23.1

Comme nous pouvons le constater, le filtre conçu possède des performances électriques intéressantes en termes de pertes d'insertion qui sont faibles, taille compacte ainsi qu'une bande passante étroite et qui répondent aux applications visées pour ce filtre.

IV. Filtre RF à résonateurs linéiques en utilisant une charge capacitive

L'avantage le plus important du résonateur linéique en boucle ouverte est sa capacité de supporter l'intégration d'une charge capacitive au niveau de son gap, pour l'optimisation de la fréquence de résonance, et aussi dans une optique de miniaturisation de sa taille afin d'avoir un filtre RF encore plus compact.

La charge capacitive au niveau du gap étant insérée (figure II.34), on fera varier sa valeur pour obtenir la fréquence de résonance souhaitée (2.4 GHz), tout en calculant à chaque fois le facteur de qualité à vide.

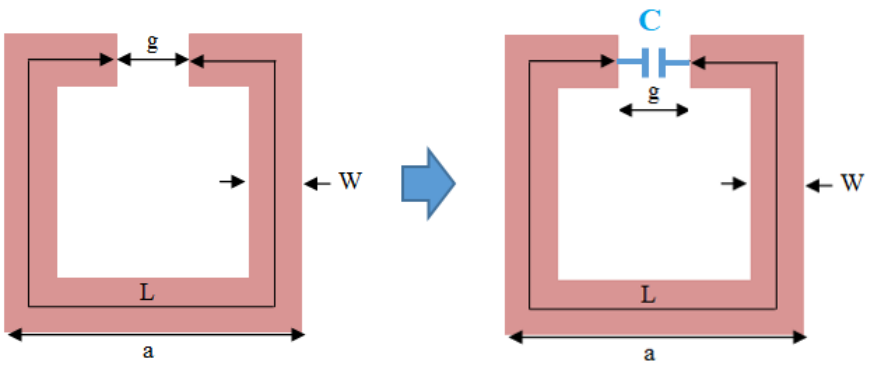


Figure II.34: Intégration de la charge capacitive au niveau du gap

En effet, le facteur de qualité à vide ou le facteur de qualité non chargé Q_0, évalue les performances électriques d'un résonateur. Il a une incidence directe sur les pertes d'insertion d'un filtre. Autrement dit, il a une influence directe sur la sélectivité du filtre. Le facteur de qualité à vide d'un résonateur peut être défini par [7-8] :

$$Q_0 = \frac{1}{\Delta} \frac{1}{(1-|S21|)} \quad \text{(II.10)}$$

Avec , Δ la bande passante relative à -3 dB et S21 le niveau de transmission en échelle linéaire.

L'analyse électromagnétique de la structure résonante proposée sous le logiciel CST Microwave, nous permet de déterminer son facteur de qualité, grâce à la réponse en transmission d'un résonateur faiblement couplé afin que les couplages d'entrée/sortie n'influent pas sur la résonance propre du résonateur micro ruban. On considère que les couplages d'entrée/sortie sont négligeables lorsqu'on a au moins -20 dB de pertes dans la bande passante du résonateur comme le montre la figure II.35-b.

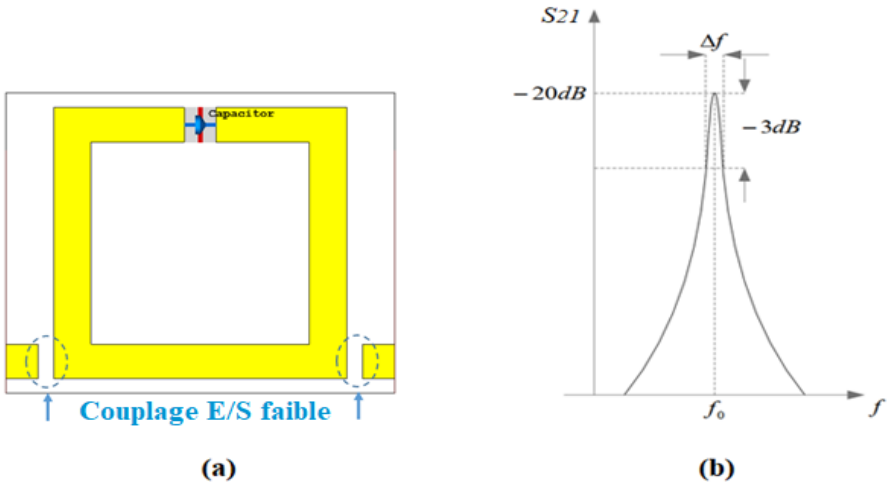


Figure II.35: a) Structure du résonateur faiblement couplé et b) Calcul du Q_0 à partir de S21

Lors de l'étude des variations du facteur de qualité à vide de la structure résonante proposée à 2.4 GHz, en fonction des charges capacitives, les dimensions du résonateur ont été maintenues constantes. La figure II.36 représente l'évolution du coefficient S21 pour différentes valeurs de la charge capacitive.

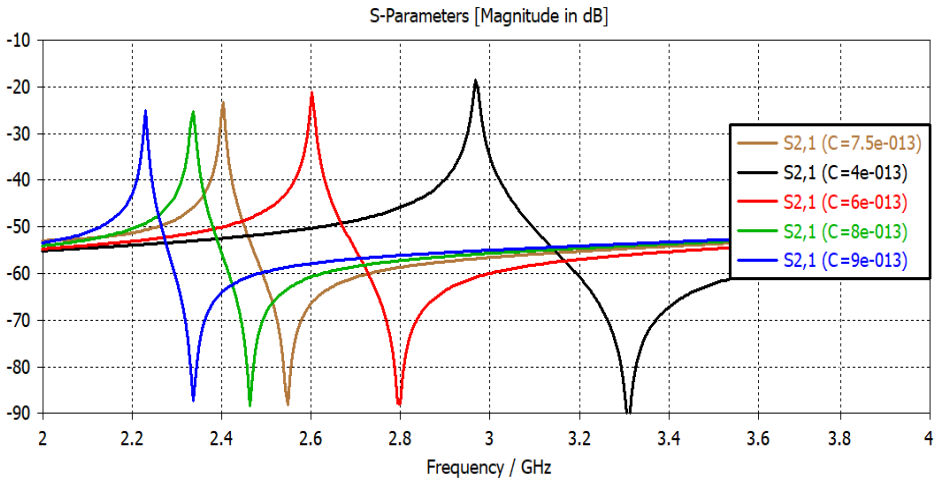


Figure II.36: Evolution du coefficient S21 pour différentes valeurs « C »

Nous pouvons constater que lorsque la charge capacitive augmente, la fréquence de résonance diminue. Ce décalage peut être exploité pour diminuer les dimensions du résonateur en les faisant varier pour garder la fréquence de résonance à 2.4 GHz. Le tableau II.13 résume les résultats de simulation.

Tableau II.13: Résultats de simulation pour différentes valeurs de « C »

Charge capacitive (C pF)	f_0 (GHz)	Q_0
0.4	2.98	85.70
0.6	2.612	81.68
0.75	2.4	73.38
0.8	2.34	69.25
0.9	2.24	67.59

La valeur de la capacité retenue pour la fréquence de résonance désirée est égale à 0.75 pF. Cette valeur offre un facteur de qualité à vide égale à 73 sans ajuster les dimensions du résonateur, ce qui nous permet de garder une taille compacte pour obtenir un filtre passe bande autour de la fréquence 2.4 GHz.

Dans le but d'améliorer les performances du résonateur en essayant de maximiser le facteur de qualité à vide, réduire les pertes d'insertion (S21) et aussi tenter de réduire sa taille, nous avons modifié sa forme en repliant la piste métallique sous forme

rectangulaire (Figure II.37). Les dimensions de cette nouvelle forme sont indiquées dans le tableau II.14.

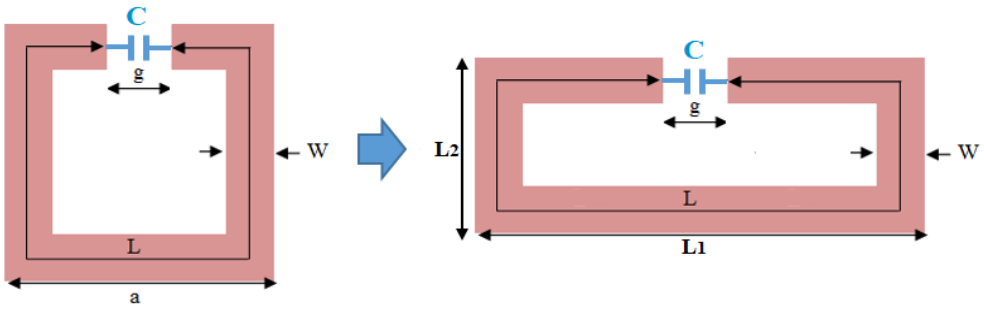


Figure II.37: Repliement du résonateur sous forme rectangulaire

Tableau II.14: Paramètres géométriques du résonateur linéique avec la forme rectangulaire

Paramètres	Valeurs (mm)
W	1.17
L	19.57
L1	7.285
L2	3
g	1

L'étude paramétrique de la variation de la charge capacitive est résumée dans le tableau suivant :

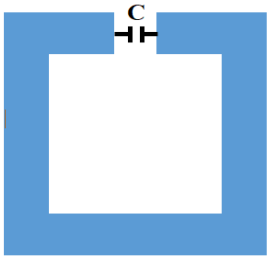
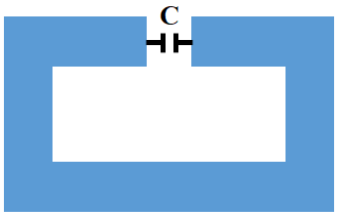
Tableau II.15: Résultats de simulation pour différentes valeurs de « C »

C (pF)	f_0 (GHz)	Q_0
1	2.539	136.147
1.1	2.443	131.376
1.15	2.4	128.55
1.2	2.356	126.59
1.3	2.278	121.8

Les résultats de simulation obtenus montrent un facteur de qualité à vide de 128 à la fréquence de résonance souhaitée (2.4 GHz) pour une charge capacitive de 1.15 pF.

Le tableau II.16 résume les caractéristiques électriques du résonateur conçu d'abord par un changement de sa longueur (configuration 1), ensuite par un ajout d'une charge capacitive sous une forme carrée (configuration 2) puis rectangulaire (configuration 3).

Tableau II.16: Evolution du facteur de qualité à vide pour les trois configurations étudiées

Forme du résonateur	f_0 (GHz)	Q_0	Taille (mm²)
Configuration 1 	2.4	24.80	84.64
Configuration 2 	2.4	73.38	26.44
Configuration 3 	2.4	128.55	21.855

Le choix entre ces trois configurations consiste à trouver le meilleur compromis entre la taille et les performances du résonateur afin de garder un bon rapport miniaturisation /facteur de qualité.

Pour avoir un filtre avec les performances désirées en termes de niveau d'adaptation, pertes d'insertion et de bande passante, et au vu des résultats présentés dans le tableau

II.16, nous avons opté pour la structure du résonateur de forme rectangulaire qui se caractérise par un facteur de qualité élevé avec une taille plus réduite. Ce résonateur sera associé à son équivalent pour avoir le filtre souhaité, et fonctionnera sur la base d'un couplage entre les deux. Cependant, le couplage peut être électrique ou magnétique suivant la façon dont les deux résonateurs sont disposés. Dans ce sens, et pour opter pour le couplage qui offre les meilleures performances au filtre, nous allons faire dans ce qui suit une étude comparative entre les deux.

IV.1. Etude du couplage électrique

Le couplage de type électrique est créé lorsque les fentes des résonateurs en boucle fermée avec une capacité, se trouvent en regard comme le montre la figure II.38.

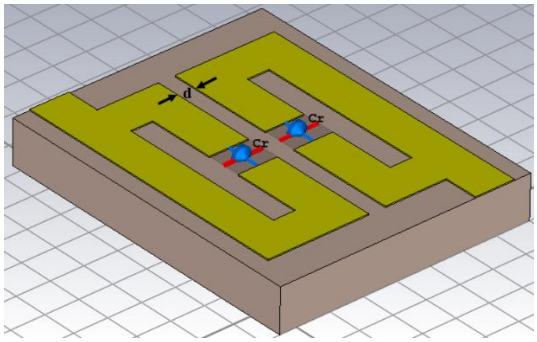


Figure II.38: Structure du filtre proposé avec un couplage électrique

La répartition des champs simulés sous CST Microwave à 2,4 GHz est présentée sur la figure II.39 et confirme que le couplage inter-résonateurs est exclusivement électrique ou le champ électrique est essentiellement concentré à l'intérieur de la zone de couplage (figure II.39.a), tandis que le champ magnétique est concentré à l'extérieur (figure II.39.b).

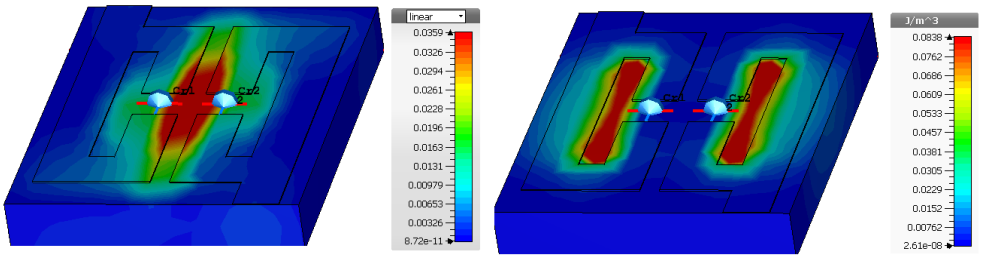


Figure II.39: Répartition du champ EM à 2,4 GHz : a) champ électrique et b) champ magnétique

Pour mieux comprendre le principe de fonctionnement de la structure de couplage proposée, nous présentons brièvement dans cette partie une étude théorique qui expose les concepts sur lesquels s'appuie notre structure de couplage inter-résonateur.

La figure II.40 illustre le modèle électrique équivalent en éléments localisés de notre structure de filtrage. Le schéma se compose de deux résonateurs en parallèle séparés par une capacité mutuelle, dont le schéma équivalent est modélisé par un inverseur J [7], définissant le couplage électrique ainsi que deux inverseurs d'admittance qui modélisent les couplages d'entrée/sortie.

Le circuit équivalent chargé sur une impédance de 50 Ω correspond à la simulation électromagnétique présentée précédemment.

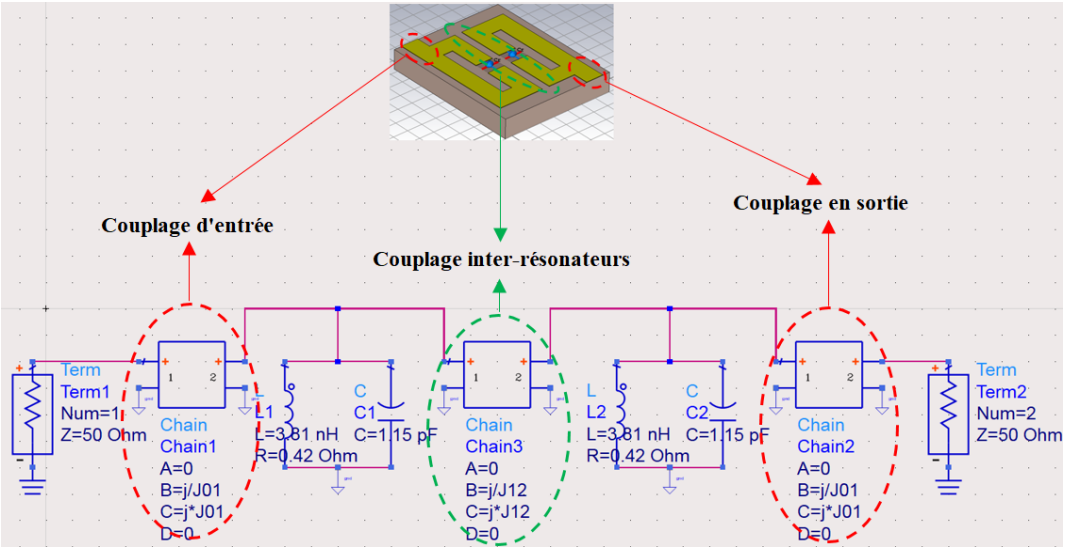


Figure II.40: Modèle d'un circuit équivalent du filtre proposé à couplage électrique

La connaissance de la fréquence centrale du résonateur à synthétiser ainsi que son facteur de qualité à vide nous permet de déterminer les inductances et les résistances du schéma équivalent tout en utilisant les équations suivantes [8] :

$$L = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C} \qquad \text{(II.11)}$$

$$R = \frac{2\pi f_0 L}{Q_0} \qquad \text{(II.12)}$$

Afin de mettre à l'épreuve la structure de filtrage proposée, nous avons effectué une simulation du modèle équivalent sous ADS Keysight. La figure II.41 montre la réponse en fréquence du circuit équivalent.

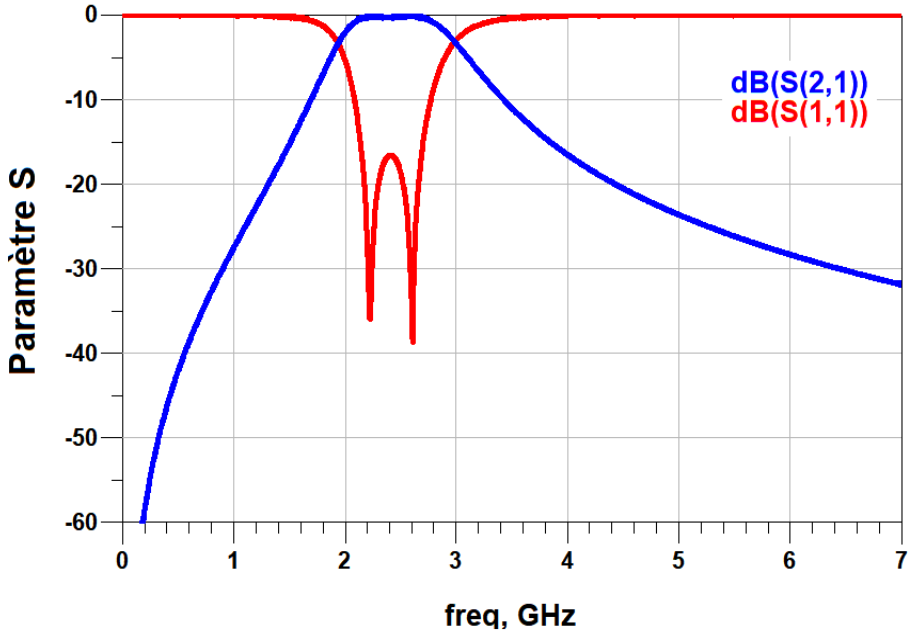
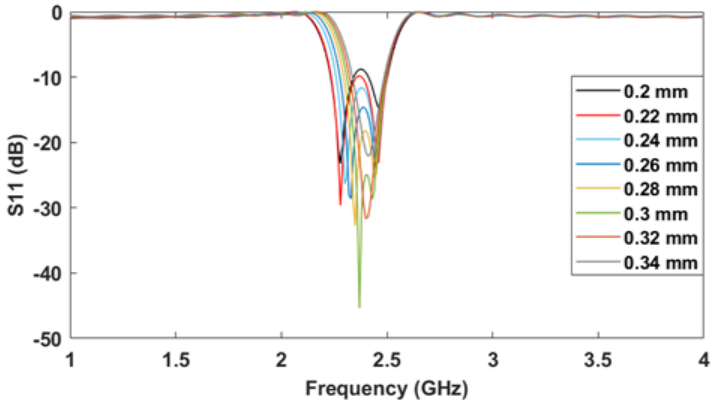


Figure II.41: Réponse du filtre en circuit

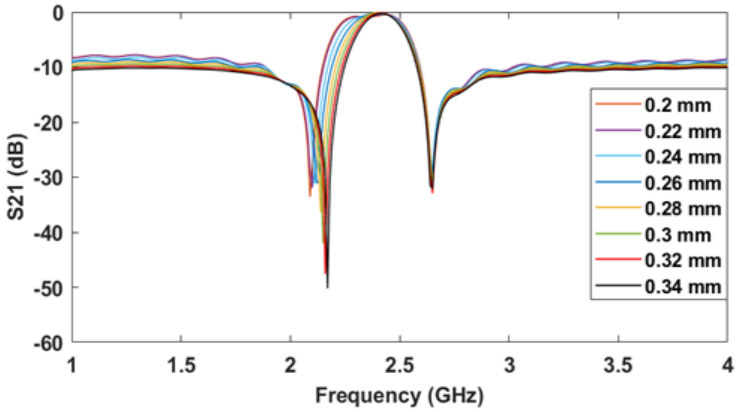
Nous constatons comme le montre la réponse du filtre en circuit, que le niveau d'adaptation est de -16.6 dB avec une atténuation minimale de l'ordre de -0.3 dB à la fréquence de 2.4 GHz. Néanmoins, la largeur de bande de transmission est comprise entre 1.95 et 2.98 GHz à -3 dB ce qui ne correspond pas au cahier des charges (300 MHz).

Pour fixer la bande passante (≤12.5%), une étude paramétrique de la distance inter-résonateurs a été faite de sorte à obtenir un coefficient de réflexion dans la bande inférieure à - 15 dB et une perte d'insertion la plus basse possible avec une bande passante autour de 300 MHz pour une fréquence centrale 2.4 GHz.

Afin d'optimiser la distance inter-résonateurs de la structure du couplage électrique, une gamme d'analyse entre 0.2 mm et 0.34 mm a été étudiée avec un pas de 0.02 mm. Les résultats de simulation de S11 et S21 en fonction de la distance « d » sont montrés dans la figure II.42 et regroupés dans le tableau II.17.



(a)



(b)

Figure II.42: Résultats obtenus : a) paramètres S11 et b) paramètre S21

Tableau II.17: Résultats de simulation pour des valeurs différentes de la distance « d »

d (mm)	S11 (dB)	S21 (dB)	BW (GHz)
0.2	-8.78	-0.813	0.317
0.22	-9.94	-0.673	0.308
0.24	-11.62	-0.439	0.279
0.26	-14.58	-0.151	0.248
0.28	-18.18	-0.086	0.228
0.3	-24.90	-0.1	0.213
0.32	-31.70	-0.194	0.200
0.34	-22.12	-0.270	0.188

D’après l’analyse de ce tableau, nous remarquons que plus la valeur de la distance inter-résonateurs augmente plus la bande passante diminue, ce qui engendre une sélectivité élevée pour le filtre désiré.

Deux solutions pour la distance inter résonateur « d » (0.28 et 0.3 mm) permettent de répondre aux exigences du cahier des charges. Notre choix s’est porté sur la distance inter-résonateurs d = 0.3 mm qui offre une sélectivité élevée avec un niveau d’adaptation important.

La figure II.43 montre la réponse du filtre conçu à la distance inter-résonateurs 0.3 mm.

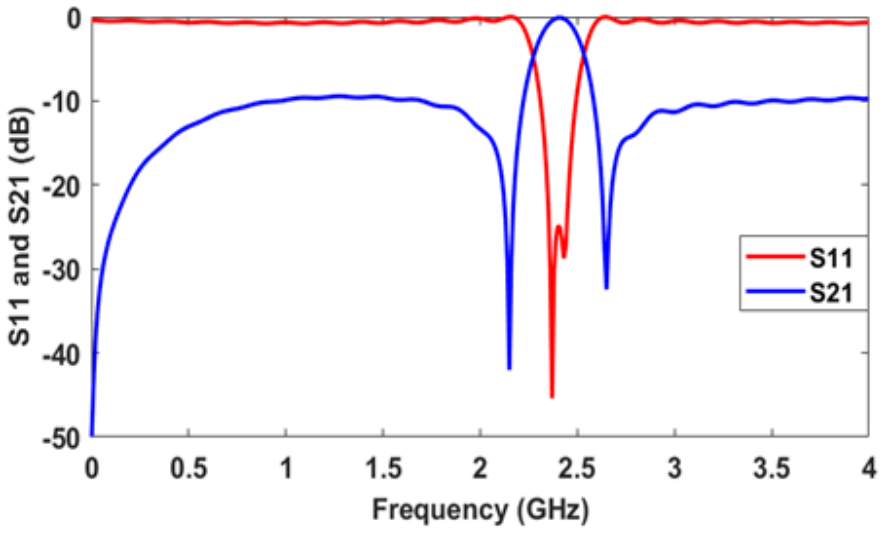


Figure II.43: Réponse du filtre conçu en paramètres S

Les résultats obtenus pour le filtre conçu montrent une réponse fréquentielle autour de 2.4 GHz avec un niveau d’adaptation inférieur à -15 dB, un minimum de pertes d’insertion de -0.1 dB dans une bande passante de 213 MHz ainsi qu’une taille très réduite d’ordre (9x7.1) mm² [21].

Pour vérifier les performances du filtre conçu avec ce type de couplage (électrique), nous avons étudié la répartition du champ EM pour trois fréquences 2 GHz, 2.4 GHz et 3 GHz qui décrivent respectivement les fréquences de la bande de réjection basse, la bande passante et la bande de réjection haute comme le montre les figures II.44 et II.45.

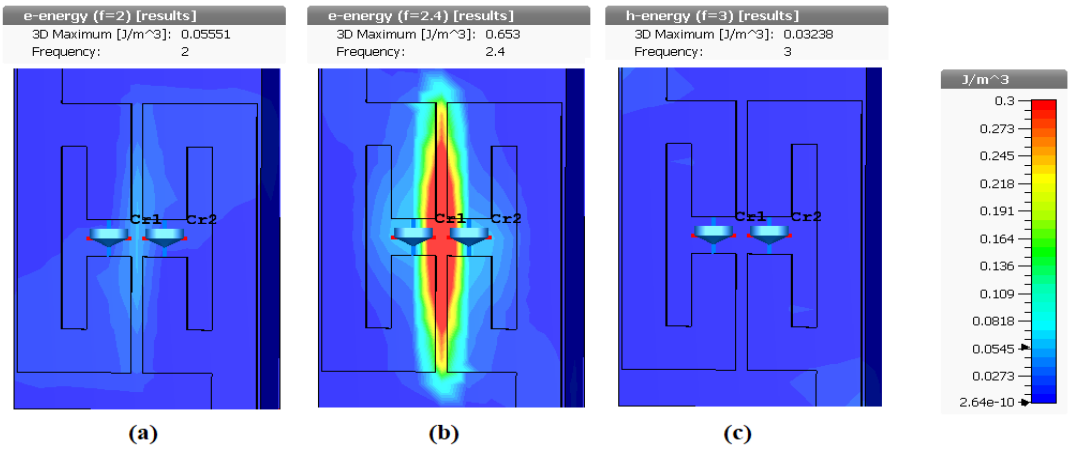


Figure II.44: Répartition du champ électrique à : a) 2 GHz, b) 2.4 GHz et c) 3 GHz

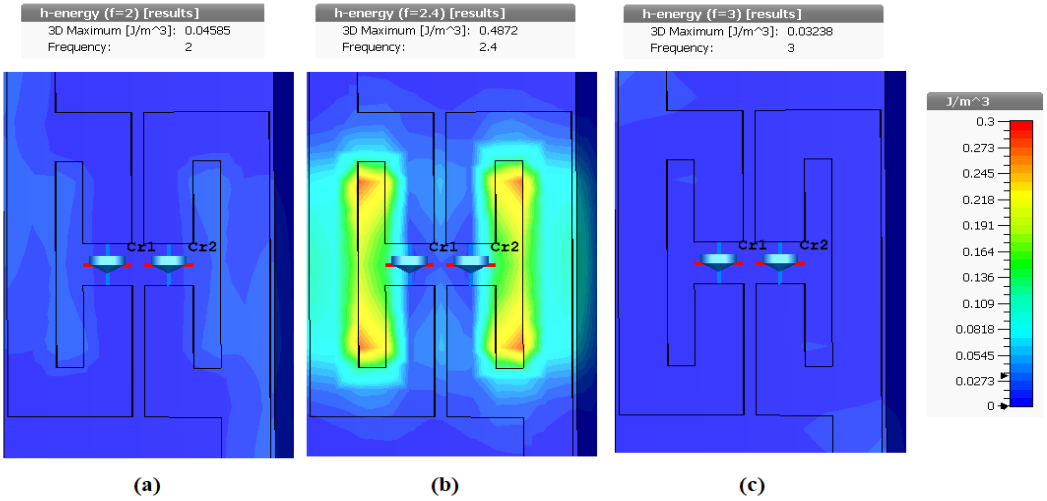


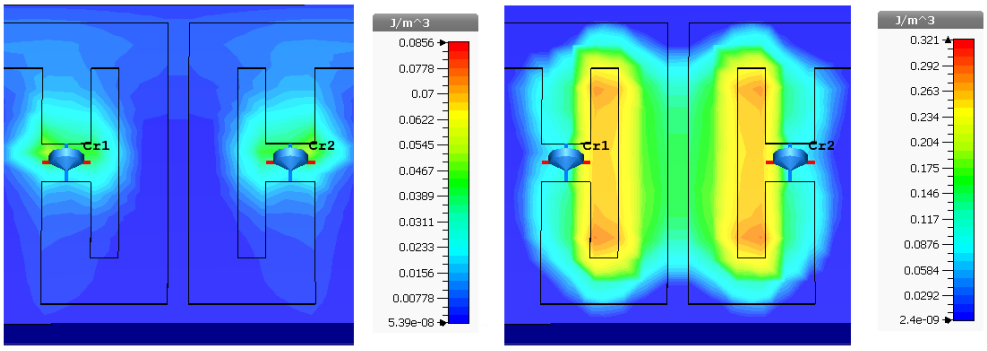
Figure II.45: Répartition du champ magnétique à : a) 2 GHz, b) 2.4 GHz et c) 3 GHz

D'après les résultats obtenus, nous pouvons constater que la distribution de l'énergie électromagnétique est maximale à la fréquence 2.4 GHz qui décrit la fréquence centrale de la bande passante de telle façon que l'énergie électrique se concentre dans la zone du couplage avec une valeur de 0.653 J tandis que l'énergie magnétique est concentré à l'extérieur avec une valeur de 0.4872 J, Pour les deux fréquences de rejection, nous pouvons constater que la distribution de l'énergie EM est très faible de 0.1 J à la fréquence de rejection basse (2 GHz) et de 0.06 J à la fréquence de rejection haute (3 GHz).

Cette analyse de la répartition du champ électromagnétique, montre bien que le filtre présente une bande passante autour de la fréquence de résonnance.

IV.2. Etude de couplage magnétique

Dans le cas du couplage magnétique, les résonateurs sont couplés entre eux au niveau de la partie centrale de la ligne qui les constitue où le champ magnétique est maximal dans la zone du couplage, comme on peut le voir dans la figure II.46.



(a) **(b)**

Figure II.46: Distribution du champ magnétique à 2.4 GHz

La figure II.47 montre la structure du filtre basé sur le couplage magnétique sous le logiciel CST Microwave.

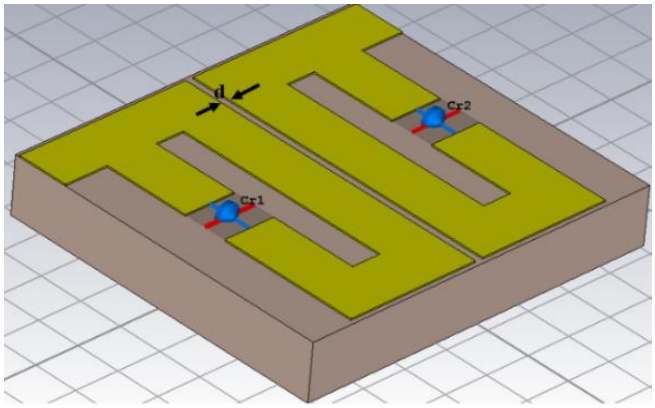


Figure II.47: Structure du filtre proposé avec un couplage magnétique

Le circuit équivalent en élément localisé de la structure de couplage magnétique est donné par la figure II.48. Le couplage magnétique est caractérisé par une inductance mutuelle.

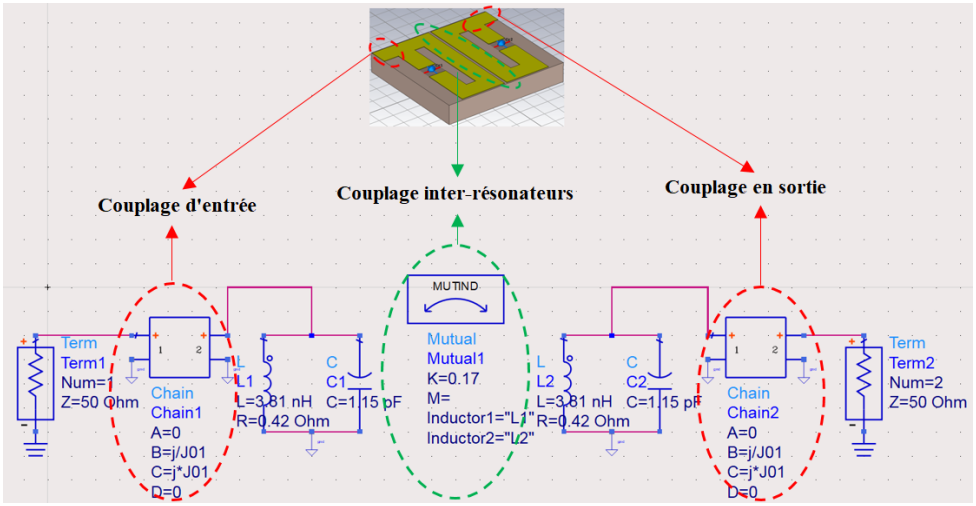


Figure II.48: Modèle d'un circuit équivalent du filtre proposé à couplage magnétique

Nous avons constaté comme le montre la réponse du filtre en circuit (figure II.49), que le niveau d'adaptation est d'ordre de -8.11 dB avec une atténuation minimale de l'ordre de -1.1 dB à la fréquence de 2.4 GHz. Néanmoins, la largeur de bande de transmission est comprise entre 2.15 et 2.66 GHz à – 3 dB ce qui ne correspond pas au cahier des charges.

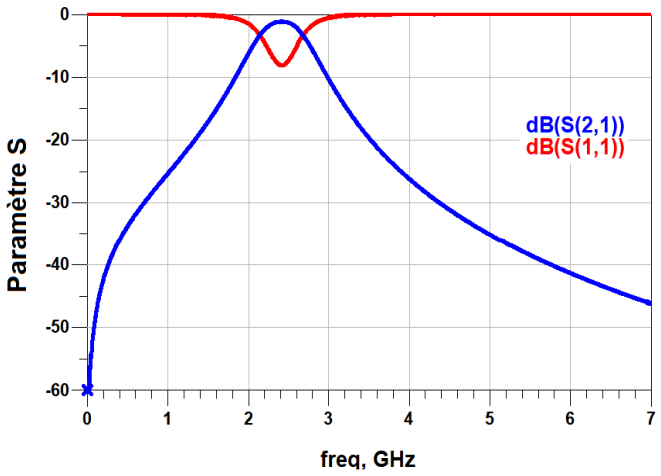


Figure II.49: Réponse du filtre en circuit

De la même façon que le couplage électrique, une étude paramétrique de la distance inter-résonateurs a été faite dans le but de retrouver un coefficient de réflexion inférieur à -15 dB et une perte d'insertion la plus basse possible avec une bande passante autour de 300 MHz autour d'une fréquence centrale 2.4 GHz

Les résultats de simulation effectués en fonction de la distance « d » sont montrés dans la figure II.50 et récapitulés dans le tableau II.18.

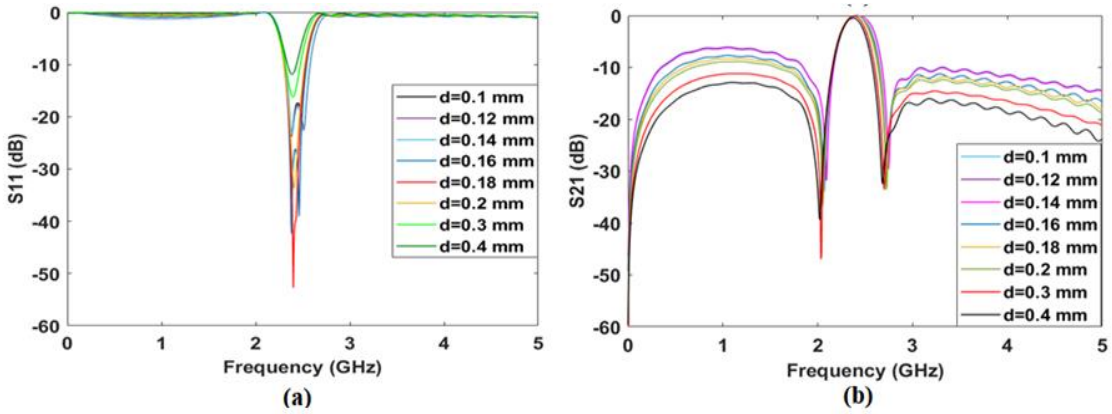


Figure II.50: Résultats obtenus : a) paramètres S11 et b) paramètre S21

Tableau II.18 : Résultats de simulation pour différentes valeurs de « d »

d (mm)	S11 (dB)	S21 (dB)	BW (GHz)
0.1	-17.4	-0.05	0.338
0.12	-21.6	-0.055	0.334
0.14	-21.98	-0.048	0.330
0.16	-28.65	-0.02	0.314
0.18	-52.73	-0.01	0.3
0.2	-32.52	-0.01	0.291
0.3	-16.22	-0.15	0.257
0.4	-11.71	-0.59	0.228

Comme expliqué dans la partie du filtre à couplage électrique. Le choix de la distance inter résonateur doit être basé sur un niveau d'adaptation important, une sélectivité élevée et un minimum de pertes de transmission dans la bande passante. Nous avons retenu la valeur de d = 0.18 mm pour laquelle le filtre offre un coefficient de réflexion important d'ordre de -52.73 dB avec un minimum de pertes dans la bande passante.

La réponse du filtre en réflexion et en transmission pour cette distance est présentée sur la figure II.51.

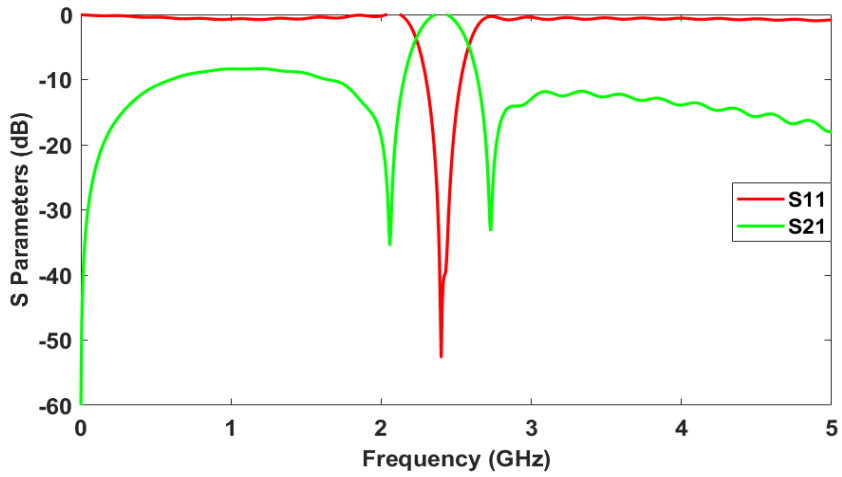


Figure II.51: Réponse du filtre conçu en paramètres S

On peut y voir qu'avec un couplage magnétique le niveau d'adaptation est très inférieur à -15 dB avec une atténuation très faible dans la bande (-0.01 dB) ce qui montre que la structure filtrante est attractive en termes des performances électriques ainsi que de la taille (7.485x8.18) mm² [22]. Il a également une bonne sélectivité (bande passante 300 MHz) ce qui correspond parfaitement au cahier des charges.

Afin de valider le concept proposé pour cette structure filtrante, il est nécessaire de présenter les répartitions du champ électrique (figure II.52) et magnétique (figure II.53).

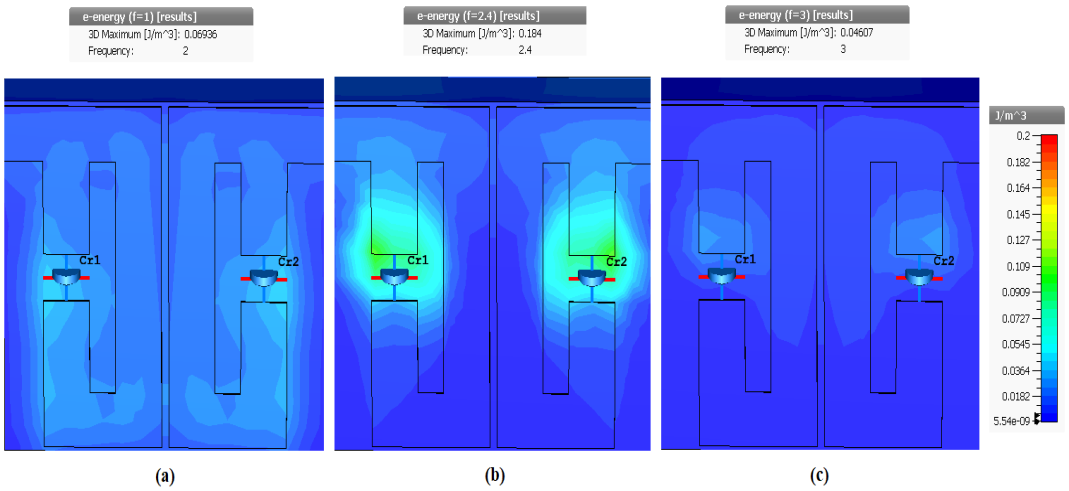


Figure II.52: Répartition du champ électrique à : a) 2 GHz, b) 2.4 GHz et c) 3 GHz

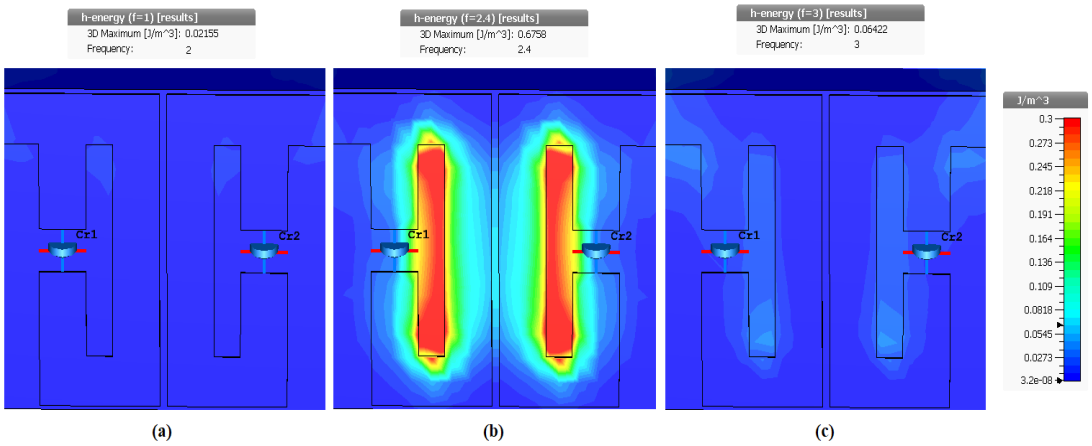


Figure II.53: Répartition du champ magnétique à : a) 2 GHz, b) 2.4 GHz et c) 3 GHz

On constate que la distribution du champ EM est très importante sur toute la structure du filtre conçu pour la fréquence 2.4 GHz, ce qui représente une transmission presque complète de la puissance dans la bande passante, par contre, il y a une atténuation totale pour les fréquences de la bande de rejection.

Le tableau II.19 résume les résultats de simulation obtenus pour les deux couplages présentés.

Tableau II. 19: Comparaison entre les résultats du couplage magnétique et électrique

Type du couplage	f_0 (GHz)	S11 (dB)	S21 (dB)	BW (GHz)	Taille (mm²)
Electrique	2.4	-24.90	-0.1	0.213	9x7.1
Magnétique	2.4	-52.73	-0.01	0.3	7.485x8.18

A travers la comparaison entre les deux couplages étudiés, nous pouvons dire que le couplage magnétique offre un très bon niveau d'adaptation (< -50 dB) avec un minimum de pertes dans la bande passante. De plus, la bande passante obtenue correspond au cahier des charges, ce qui signifie que le couplage magnétique est plus fort que le couplage électrique et sera donc retenu pour la suite de ce travail.

V. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la méthode de conception appliquée pour obtenir un filtre qui fonctionne autour de la fréquence 2.4 GHz dédié aux applications de communication sans fil.

La procédure de conception proposée a porté sur deux méthodes. Celle basée sur les lignes couplées pour la synthèse des paramètres du filtre désiré, et celle basée sur la technique des résonateurs linéiques qui nous a permis d'obtenir une structure filtrante plus compacte avec des performances qui correspondent au cahier des charges.

Deux types du couplage ont été présentés pour répondre aux besoins de l'application envisagée :

- Un couplage électrique consiste à associer les résonateurs linéiques en regards,
- Le deuxième type du couplage est magnétique basé sur l'association de deux résonateurs linéiques en opposés.

Deux études paramétriques ont été menées afin d'optimiser la distance inter-résonateurs pour atteindre la bande passante désirée tout en garantissant des pertes de transmission minimales. Toutes les analyses présentées sont validées par des simulations électromagnétiques en utilisant le logiciel CST Microwave.

Ces deux études complémentaires et comparatives ont permis d'opter pour un couplage magnétique qui donne de meilleurs résultats.

La structure filtrante conçue avec le couplage magnétique a ensuite servi de base à la conception d'un filtre compact reconfigurable. L'accord sera effectué grâce à une capacité variable introduite au niveau du gap de chaque résonateur.

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter une nouvelle approche de miniaturisation en utilisant des fentes DMS dont le but est d'améliorer la compacité du filtre passe bande à couplage magnétique conçu.

Bibliographie du chapitre II

[1] P. Rani et al, “Design & optimization of microstrip parallel coupled bandpass filter at 20 GHz”, International Journal of Advanced Research in Computer Engineering & Technology, 2014.

[2] P. Mondal et al, “New concept for designing of compact parallel coupled bandpass filter”, International Journal of Computer Applications, 2012.

[3] J. Liu et al, “High-suppression three-pole tunable band-pass filter using square openloop resonator”, IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, 2011.

[4] L. Ledezma et al, “Miniaturization of microstrip square open loop resonators using surface mount capacitors”, Conference Proceedings, Clearwater Beach, 2011.

[5] R. Mongia. “RF and Microwave Coupled Line Circuits”. Artech House, Norwood, MA02062, 1999

[6] W. Tzong-Lin, “Microwave Filter Design”, courses chapter 4, Transmission Lines and Components, Department of Electrical Engineering, Institute of Communications Engineering, National Taiwan University.

[7] D. M. Pozzar, “Microwave Engineering”, 3rd edition, John Wiley sons, 2012.

[8] J.S. Hong, “Micro-strip Filters for RF/Microwave Applications”, Wiley series in Microwave and optical Engineering, John Wiley & Sons, 2001.

[9] A. Ching, “Conception, Réalisation et Validation de Nouvelles Structures Miniatures de Diplexeurs en Technologie Planaire”, Thèse de doctorat, Université Hassan 1er, 2016.

[10] M. L. Roy, “Analyse et optimisation de lignes de transmission à variation continue d’impédance : application au filtrage”, Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, 1999.

[11] A. Belmajdoub et al, “Design and optimization of a new compact 2.4 GHz-bandpass filter using DGS technique and u shaped resonators for WLAN applications”, Telkomnika journal, 2019.

[12] X. Shi et al, “A dual-mode dual-band bandpass filter with novel perturbation element using open loop resonator”, International Symposium on Antennas and Propagation Conference Proceedings, 2014.

[13] A.V. Mannam et al, “Design of narrowband band pass filter using open-loop square resonators with loading element”, Indian Journal of Science and Technology, 2016.

[14] R. K. Maharjan et al, “Compact microstrip square open-loop band pass filter using open stub”, Electronics Letters, 2012.

[15] J. H. Chen et al, “Design of compact printed 2.4 GHz band-pass filter using LC resonator”, International Conference on Advanced Materials for Science and Engineering, 2016.

[16] H. Zhang et al, “Miniaturized coplanar waveguide bandpass filters using multisection stepped-impedance resonators”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2006.

[17] S. Azizi et al, “Design of ring-circle micro strip band pass filter with wide stop-band characteristics for WLAN application”, International conference interdisciplinary in engineering, 2016.

[18] G. Revathi et al, “Design of microstrip bandpass filter with DGS for WLAN applications”, Journal of Electronics and Communication Engineering, 2017.

[19] M. Rahman et al, “A compact tri-band bandpass filter using two stub-loaded dual mode resonators”, Progress in Electromagnetics Research, 2018.

[20] A. Belmajdoub et al, “Design, optimization and realization of compact band pass filter using two identical square open loop resonators for wireless communications systems”, JINST, 2019.

[21] A. Belmajdoub et al, “Small Integrated Bandpass Filter using two Identical closed Rectangular Resonators on a Capacitive Load for Wireless Communications Systems”, the 5th international conference on Wireless Technologies, embedded and intelligent Systems, 2019.

[22] A. Belmajdoub et al, “Compact Structure Design of Band Pass Filter using Rectangular Resonator and Integrated Capacitor for Wireless Communications Systems”, ICEERE, Lecture Notes in Electrical Engineering book series, 2020.

Chapitre III : Miniaturisation du filtre RF passe bande

I. Introduction

Au cours du chapitre précédent, nous avons présenté l'avantage d'utiliser les résonateurs linéiques en boucle ouverte et en boucle fermée sur une charge capacitive. Ces résonateurs proposent des résultats intéressants notamment lorsqu'ils sont implémentés dans une topologie optimale pour concevoir un filtre passe bande compact. Toujours dans l'objectif de proposer un filtre passe bande encore plus compact et plus performant, différentes techniques sont appliquées parmi lesquelles la technique DMS (Defected Microstrip Structure) [1-3]. Elle sera appliquée toujours en veillant à répondre aux exigences du cahier de charges en termes de performances électriques, notamment sur la bande passante étroite (≤12.5 %).

La première partie de ce chapitre s'intéresse à la topologie du filtre passe bande qui se compose de deux résonateurs linéiques couplés de forme rectangulaire et chargés par une capacité localisée d'ordre 1.15 pF. L'idée est de réduire les dimensions du filtre par l'intégration des fentes au niveau de la piste métallique du résonateur. Dans cette première partie, nous allons présenter deux formes de la DMS appliquée (fente carrée et rectangulaire). La procédure de conception sera effectuée par une approche théorique et par une simulation EM. Ensuite, nous présenterons les résultats de simulations obtenus. Enfin, nous présentons une structure complétement planaire du filtre conçu en utilisant une capacité interdigitée.

La deuxième partie présente une structure compacte et imprimée du filtre passe bande conçu tout en maintenant la réponse fréquentielle désirée. Nous présentons la synthèse théorique pour modéliser la capacité interdigitée, puis nous la modélisons sous le simulateur EMPro Keysight. Ensuite, nous implémentons le filtre désiré avec l'ajout de la capacité interdigitée.

II. Filtre passe bande à DMS

Dans les circuits RF, les structures de défaut de plan de masse (DGS) et les structures de défaut micro ruban (DMS) sont des techniques très utiles pour réduire la taille du circuit pour une réponse en fréquence donnée. Cependant, les défauts dans le plan de masse posent le problème du rayonnement arrière, ceci peut être surmonté en utilisant la DMS au lieu de la DGS. L'introduction d'un DMS dans la piste métallique de la ligne micro ruban perturbe la distribution de courant en raison du flux magnétique créé dans l'ouverture gravée, ce qui va modifier l'impédance caractéristique de la ligne. Le changement d'impédance entraîne un changement de l'inductance effective par l'ajout d'une inductance supplémentaire liée au DMS permettant ainsi de réduire efficacement la taille du circuit par rapport au DGS.

La structure DMS a suscité l'intérêt de nombreux chercheurs [1-7] en raison de ses caractéristiques attrayantes en termes de facilité de modélisation, et offre aussi un meilleur niveau de rejet et/ou une faible perte d'insertion. De plus, elle aide à éviter les fuites de signaux radiofréquences ce qui a permis de faciliter son utilisation dans les applications de communication sans fil.

Dans cette partie, notre étude est consacrée à l'application de structures DMS pour la miniaturisation et l'amélioration des performances électriques du filtre passe bande désiré. Nous utilisons le logiciel CST Microwave, pour examiner l'influence des paramètres géométriques de la structure DMS sur la réponse en fréquence du résonateur qui constitue le filtre passe bande désiré.

II.1 Intégration d'un DMS carrée

Pour mieux comprendre la procédure de la miniaturisation que nous allons suivre, nous présentons tout d'abord la géométrie du résonateur rectangulaire développé dans le chapitre 2 qui consiste en cinq sections de lignes micro ruban fermées sur un condensateur localisé (1,15 pF) et imprimées sur un substrat diélectrique RT6010 d'épaisseur h = 1,27 mm de permittivité relative ε_r = 10,2, comme montré sur la figure III.1.

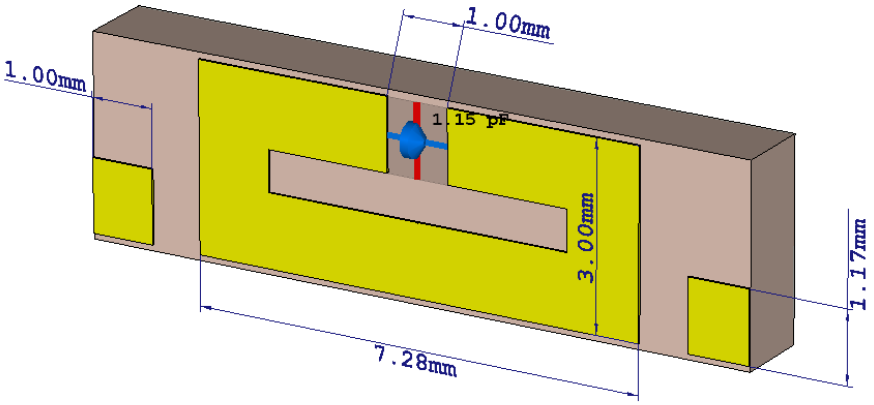


Figure III.1: Structure du résonateur conçu

Pour rappel, la réponse simulée de ce résonateur rectangulaire est donnée sur la figure III.2, présentant une fréquence centrale aux alentours de 2,4 GHz, une fréquence exploitée par plusieurs normes tels que Wi-Fi, RFID, WLAN…Le facteur de qualité à vide Q_0 mesuré pour le résonateur est de 128,55 à 2,4 GHz.

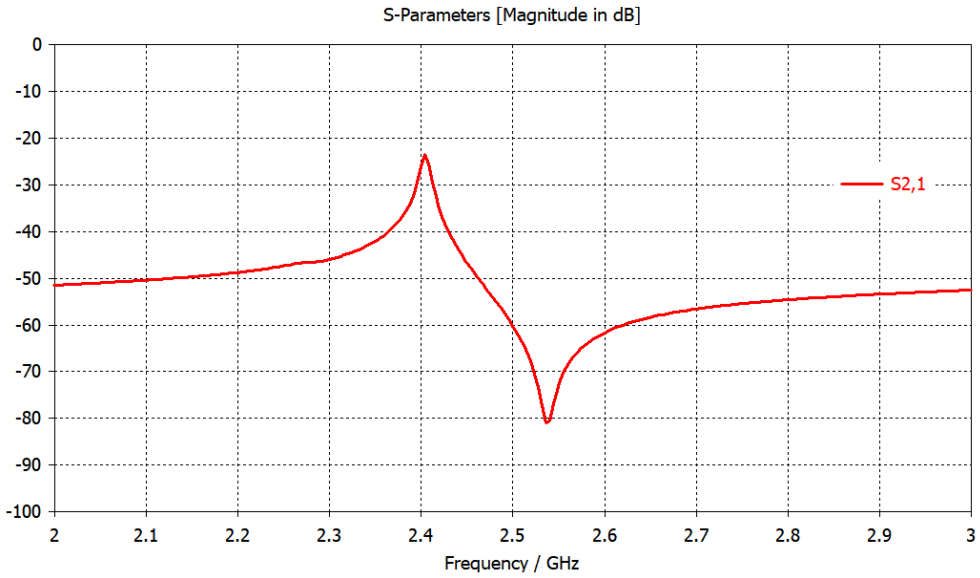


Figure III.2: Réponse de transmission du résonateur proposé

Pour analyser la structure du résonateur conçu, nous présentons sur la figure III.3 le circuit électrique correspondant. Chaque composant du résonateur est modélisé par des éléments électriques localisés.

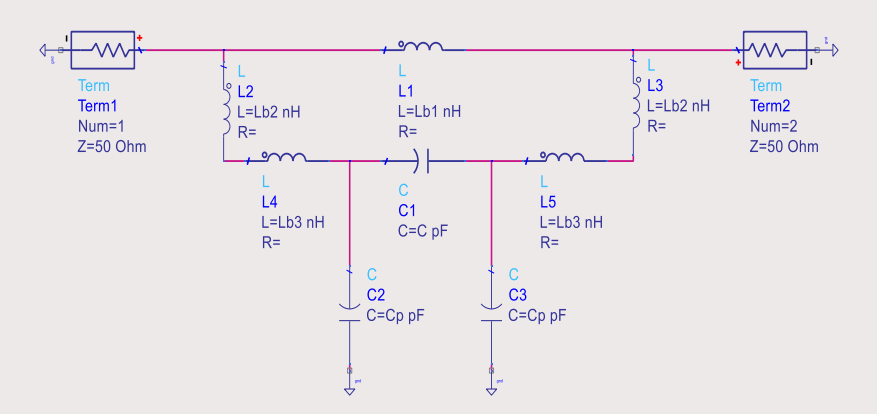


Figure III.3: Circuit équivalent du résonateur rectangulaire

Les composants du circuit équivalent sont déterminés à partir des équations suivantes [2] :

$$L_{bi} = 2.10^{-4} L_i \left[ln\left(\frac{L_i}{W+t}\right) + 1.193 + 0.2235\frac{W+t}{L_i} \right] k_g \quad \text{(III.1)}$$

Avec *W*, *t* et L_i représentent respectivement la largeur, l'épaisseur et la longueur de la piste métallique. k_g le facteur de correction lié au plan de masse (eq III.2) et L_{bi} représente l'inductance de la tranche i dans le résonateur.

$$k_g = 0.57 - 0.145 ln\left[\frac{W}{h}\right] \quad \text{(III.2)}$$

$$C_p = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{Wg}{h} \quad \text{(III.3)}$$

Avec C_p est la capacité qui représente le gap du résonateur.

On prend initialement les composants du circuit en fonction de la fréquence de résonance avec l'expression suivante :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_{b1}+2L_{b2}+2L_{b3})C}} \quad \text{(III.4)}$$

Le circuit équivalent est simulé avec ADS Keysight (figure III.4).

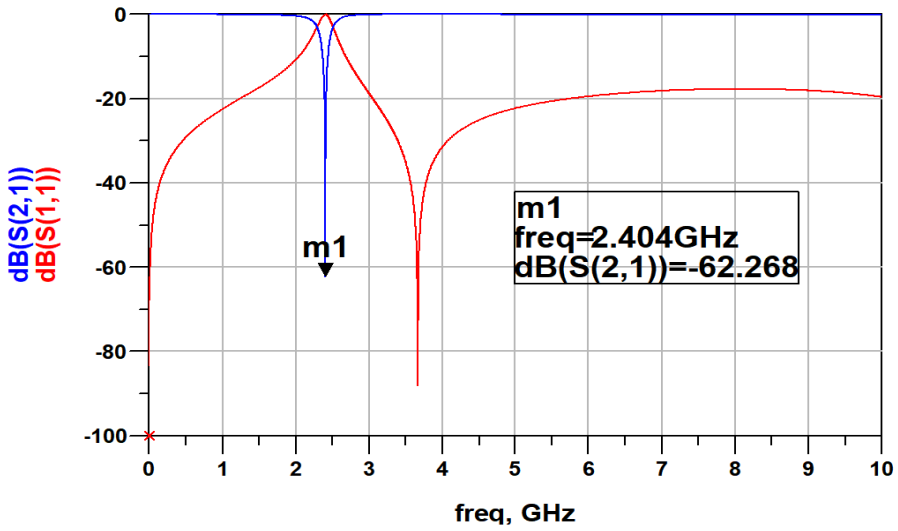


Figure III.4: Réponse fréquentielle du circuit équivalent du résonateur

Le comportement physique de ce résonateur est un coupe bande caractérisé par un niveau d'atténuation plus élevé dans la bande coupée (-62.26 dB) autour de la fréquence 2.4 GHz. Sa taille est $L_1 \times L_2$= (7.285x3) mm^2.

La répartition de l'énergie à 2,4 GHz est présentée sur la figure III.5 et confirme que la densité d'énergie est localisée aux frontières internes de la piste métallique du résonateur.

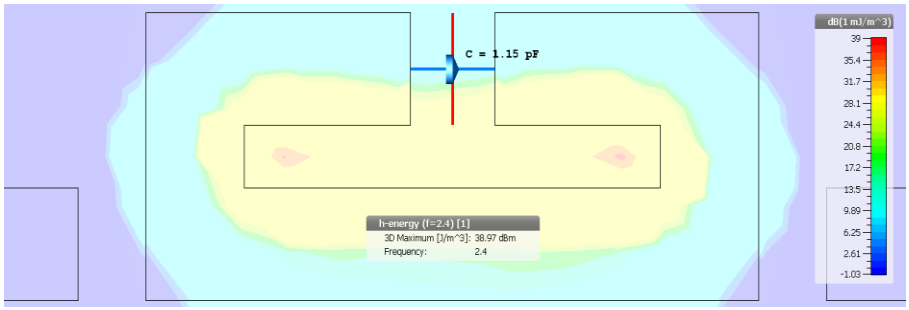


Figure III.5: Répartition de l'énergie du résonateur à 2,4 GHz

Pour réduire la taille de ce résonateur, une simple fente DMS carrée est intégrée dans la section de ligne micro ruban L_1 (figure III.6). L'introduction de cette fente DMS sur la ligne de propagation a pour effet une concentration locale du champ magnétique dans le résonateur modifiant ainsi sa fréquence de résonance.

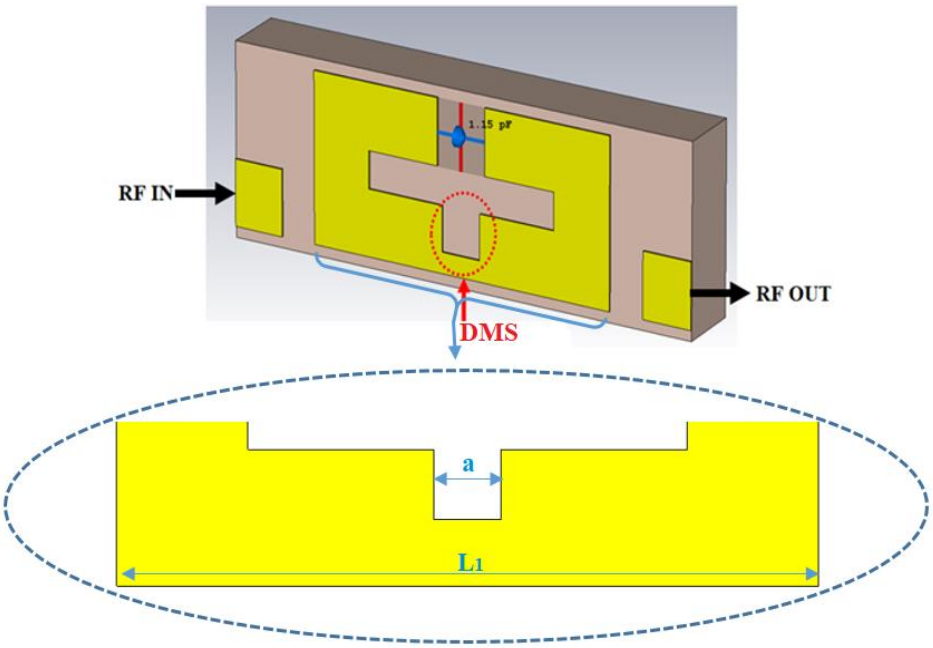


Figure III.6: Configuration du résonateur avec la fente DMS carrée

Il est montré que la DMS est équivalente à une simple inductance donnée par l'équation suivante [2] :

$$L_{b\_DMS} = \frac{Z_c\, a \sqrt{\varepsilon_r}}{c} \qquad \text{(III.5)}$$

Avec Z_c l'impédance caractéristique de la ligne, ε_r la permittivité relative du diélectrique, c la vitesse de la lumière dans l'espace libre et « a » le côté de la fente DMS dont les dimensions doivent être comprises entre $5t \leq a \leq W$ [2]. Cette condition sur le paramètre « a » sera utilisée pour optimiser les dimensions de la fente, et donc du résonateur, sans pour autant dégrader ses performances.

Une étude paramétrique sur « a » montre l'influence des dimensions de la fente DMS sur les résultats de simulation présentés sur la figure III.7. Lorsque la valeur de « a » augmente, c'est-à-dire la taille de la fente augmente, nous pouvons voir que la fréquence de résonance diminue.

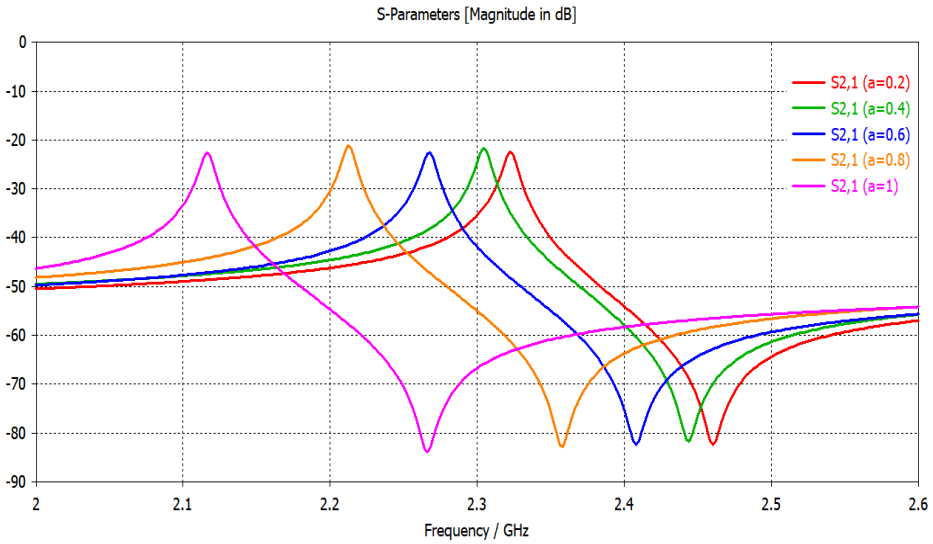


Figure III.7: Réponse du paramètre S21 (dB) pour différentes valeurs de « a »

En général, la taille du résonateur est proportionnelle à la longueur d'onde définie à la fréquence de résonance. Ce qui implique qu'un ajustement de la fréquence va aboutir à un ajustement de la taille du résonateur et donc du filtre. Ces résultats montrent que la DMS carrée intégrée peut bien servir pour la miniaturisation du résonateur proposée. Ceci est possible, en accompagnant l'itération DMS d'un ajustement de «L_1» pour rester sur la fréquence de résonance souhaitée (2,4 GHz).

Les figures III.8 et III.9 représentent respectivement, en fonction de « a », l'évolution des dimensions de résonateur avec DMS et du facteur de qualité à vide pour les 5 itérations effectuées.

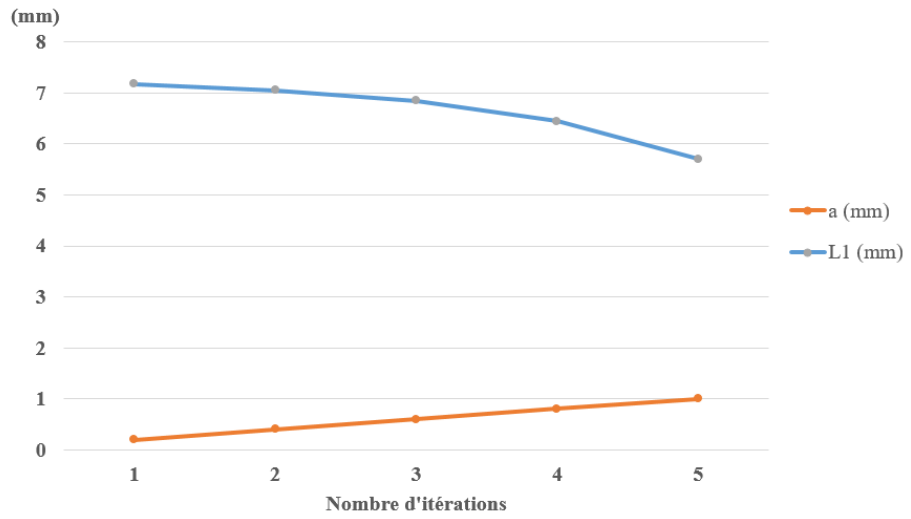


Figure III.8: Variation des dimensions du résonateur avec DMS

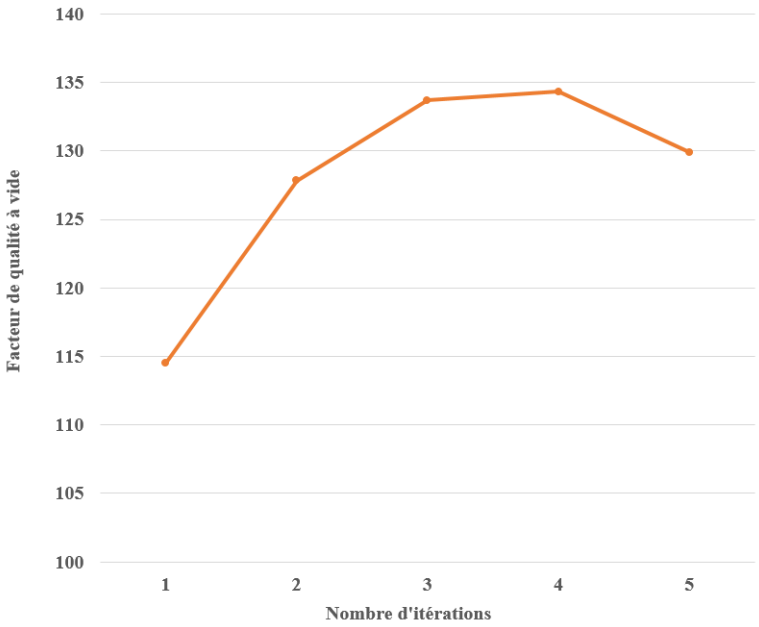


Figure III.9: Evolution du facteur de qualité à vide

Nous remarquons que l'augmentation de l'épaisseur de la fente de « a » s'accompagne d'une diminution de la longueur L_1, comme montré sur la Figure III.8, ainsi qu'une amélioration du facteur de qualité à vide, défini dans le chapitre 2.

Le tableau III.1 résume l'évolution du facteur de qualité à vide et de L_1, pour les cinq itérations choisies.

Tableau III.1: Evolution du facteur de qualité à vide pour les cinq itérations

Itération	a (mm)	L_1(mm)	Q_0
1	0.2	7.175	114.52
2	0.4	7.05	127.83
3	0.6	6.85	133.69
4	0.8	6.45	134.31
5	1	5.7	129.90

Les principaux critères visés par cette étude, sont une réduction des dimensions du résonateur et une diminution des pertes par radiation pour avoir un facteur de qualité à vide élevé. D'après les résultats obtenus, nous observons bien que L_1 diminue lorsque "a"

augmente, alors que le facteur de qualité à vide du résonateur augmente considérablement, Ce qui satisfait nos objectifs visés.

Quant à la distribution de l'énergie, on peut voir sur la figure III.10 qui représente la distribution du champ magnétique qu'elle est emmagasinée essentiellement à l'intérieur du résonateur. Ceci a pour effet d'améliorer le facteur de qualité à vide du résonateur miniaturisé avec DMS par rapport au résonateur initial (figure III.5).

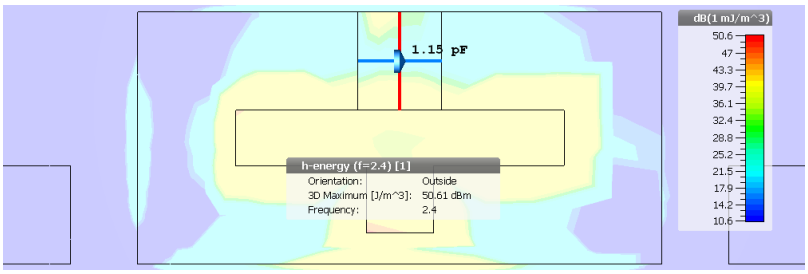


Figure III.10: Répartition de l'énergie du résonateur avec DMS carrée à 2,4 GHz

A partir de l'analyse des résultats obtenus, et en faisant un compromis entre la taille du résonateur et son facteur de qualité Q_0, le meilleur compromis est obtenu pour l'itération 4 avec le meilleur facteur de qualité Q_0 (134.31) et une taille réduite (6.45x3) mm^2.

A travers cette analyse, on peut constater une réduction des dimensions du résonateur avec DMS carrée par rapport au résonateur initial (7.285x3) mm^2. Ces résultats montrent également une amélioration du facteur de qualité à vide ce qui aura pour effet une amélioration des pertes d'insertion du filtre à concevoir.

II.2 Intégration d'un DMS rectangulaire

Pour réduire encore la taille du résonateur et par conséquent du filtre, nous avons appliqué une deuxième structure DMS de forme rectangulaire (figure III.11).

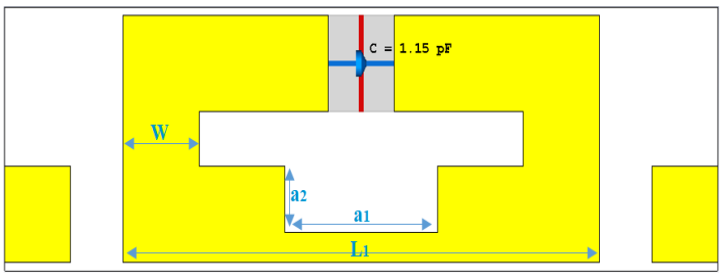


Figure III.11: Configuration du résonateur avec la fente DMS rectangulaire

La procédure de miniaturisation pour cette structure DMS rectangulaire est définie comme suit :

On fixe le côté « $a1$ » dans le but d'agrandir la zone de miniaturisation. Il est pris égal à $L_1 - 2W$, puis nous ajustons le côté « $a2$ » et « L_1 ».

$$a1 = L_1 - 2W \tag{III.6}$$

Nous avons trouvé les différentes combinaisons ($a2$ & L_1) qui nous permettent d'obtenir une fréquence de résonance autour de 2.4 GHz avec une taille réduite.

Les figures III.12 et III.13 présentent respectivement l'évolution du facteur de qualité à vide et la taille du résonateur basé sur la DMS en fonction de nombre d'itérations. Les résultats obtenus sont reportés dans le tableau III.2.

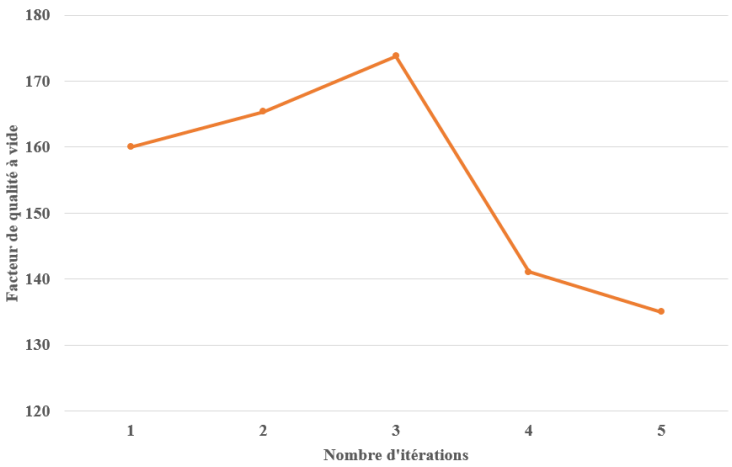


Figure III.12: Evolution du facteur de qualité à vide

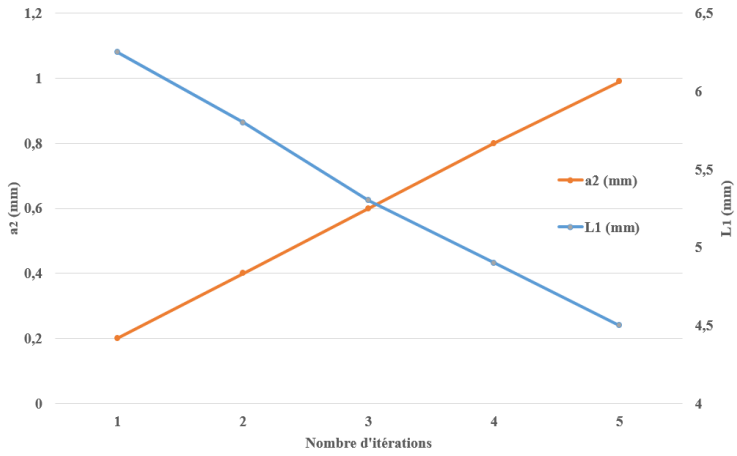


Figure III.13: Variation des dimensions résonateur avec DMS

Tableau III.2: Evolution du facteur de qualité à vide pour les cinq itérations

Itération	$a2$ (mm)	L_1 (mm)	Q_0
1	0.2	6.25	160
2	0.4	5.8	165.4
3	0.6	5.3	173.82
4	0.8	4.9	141.1
5	0.99	4.5	135

Nous constatons que le facteur de qualité augmente de 160 à 173.82 puis diminue vers 135 au fur et à mesure que $a2$ augmente. Cette évolution dépend principalement de la distribution de l'énergie EM aux frontières de la piste métallique du résonateur.

Plus la miniaturisation est importante, plus il faudra réaliser une impédance caractéristique élevée (Eq.III.5). Cependant, l'augmentation de Z_c conduit à l'accroissement des pertes par conduction, voire conduit aux limites géométriques de réalisations (largeur minimale des lignes).

Compte tenu de la taille et du facteur de qualité obtenu pour la structure DMS carrée (6.45x3 mm /134.31), le meilleur compromis pour la structure DMS rectangulaire est obtenu pour l'itération 5 qui offre une taille qu'on a pu réduire au maximum (4.5x3) mm² avec un facteur de qualité égale à 135 équivalent à celui de la structure précédente.

Les dimensions structurelles du résonateur initial et de celui avec la fente DMS ($a2$ = 0,99 mm) sont indiquées sur la figure III.14. Il apparait clairement que la deuxième forme de DMS (rectangulaire) influence la taille globale du résonateur en offrant une réduction de taille d'environ 38,23 %.

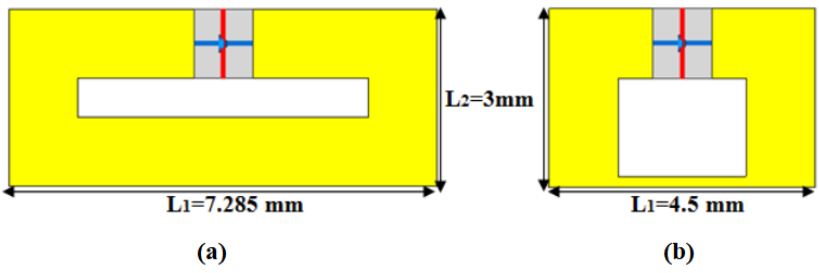
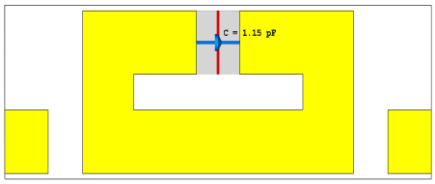
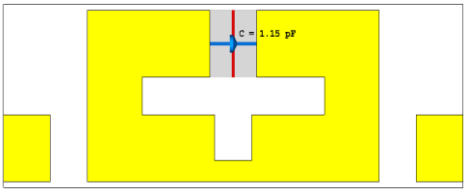
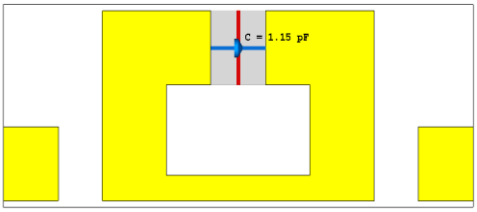


Figure III.14: a) résonateur initial, b) résonateur avec DMS (forme 2)

Le tableau suivant illustre les résultats de simulation comparant les trois structures du résonateur développées précédemment.

Tableau III.3: Evolution du facteur de qualité et la taille du résonateur dans les trois cas étudiés

Résonateur	Dimensions (mm^2)	Facteur de qualité à vide
	7.285x3	128.55
	6.45x3	134.31
	4.5x3	135

Notre choix s'est porté sur la structure du résonateur avec DMS rectangulaire qui offre un meilleur compromis taille/facteur de qualité du résonateur (4.5x3 mm / 135) qui satisfait les spécifications souhaitées.

II.3 Conception du filtre

L'étape suivante est destinée à l'association de deux résonateurs miniaturisés tout en se basant sur l'étude du couplage entre eux. Le principe utilisé est de déterminer la distance « s » entre les résonateurs afin d'obtenir la bande passante souhaitée du filtre ainsi que ses caractéristiques électriques, tels les pertes d'insertion S21 et les pertes de réflexion S11.

La disposition du filtre passe-bande proposé et basé sur cette méthode de conception est illustrée à la figure III.15. Le couplage magnétique a été préféré par rapport au couplage électrique au vu des résultats du chapitre II pour cette partie.

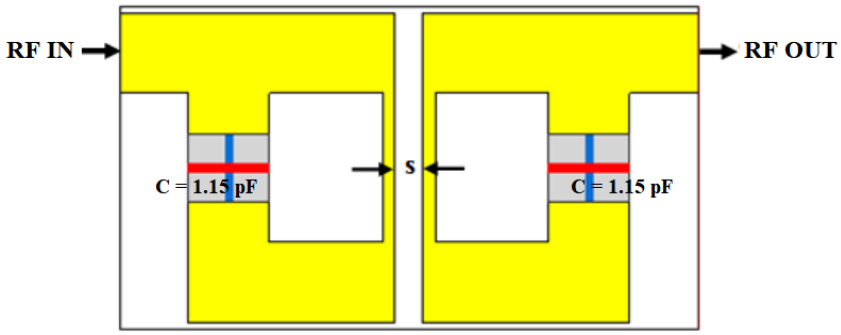


Figure III.15: Configuration du filtre passe bande proposé

Pour calculer le couplage inter-résonateur (k_{th}), une étude théorique du couplage matriciel $M_{i,j}$ est présentée pour le modéliser. Cette matrice est calculée à partir de l'expression suivante [2] :

$$k_{th} = M_{12} = M_{21} = \frac{\Delta}{\sqrt{g_1 g_2}} \quad \text{(III.8)}$$

Avec g_1 = 0,8431 et g_2 = 0,622 sont les valeurs normalisées d'un Tchebychev 0,1 dB et Δ est la bande passante relative (0.125).

Afin de satisfaire notre cahier des charges, il est nécessaire d'optimiser le couplage matriciel pour obtenir les performances électriques désirées. La procédure d'optimisation est basée sur l'algorithme génétique [8]. Cet algorithme peut se présenter sous la forme d'une boîte noire comportant des entrées (les variables) et des sorties (les fonctions objectif). L'algorithme ne fait que manipuler les entrées, lire les sorties, manipuler à nouveau les entrées de façon à améliorer les sorties.

Les points suivants décrivent l'adaptation de l'algorithme pour trouver une valeur optimale du couplage inter-résonateur :

- La population est l'ensemble des chromosomes et le chromosome est constitué par des gènes. Dans notre programme la population est l'ensemble des filtres, et chaque filtre est caractérisé par un facteur de couplage k, alors les gènes dans

notre cas sont le coefficient k.

- Le codage que nous avons utilisé dans notre application est le codage réel représenté par : Filtre = k
- Les algorithmes génétiques travaillent sur un espace limité, la définition de l'espace de recherche est donc un critère important. L'espace de recherche est défini comme suit : $0.1 \leq k \leq 0.5$
- La fonction objectif que nous avons utilisée est les paramètres S21 et S11 :

$$\begin{cases} S21 > -1\ dB \\ S11 < -20\ dB \end{cases} \quad \text{(III.9)}$$

Les figures suivantes présentent cette procédure d'optimisation en utilisant le logiciel ADS keysight.

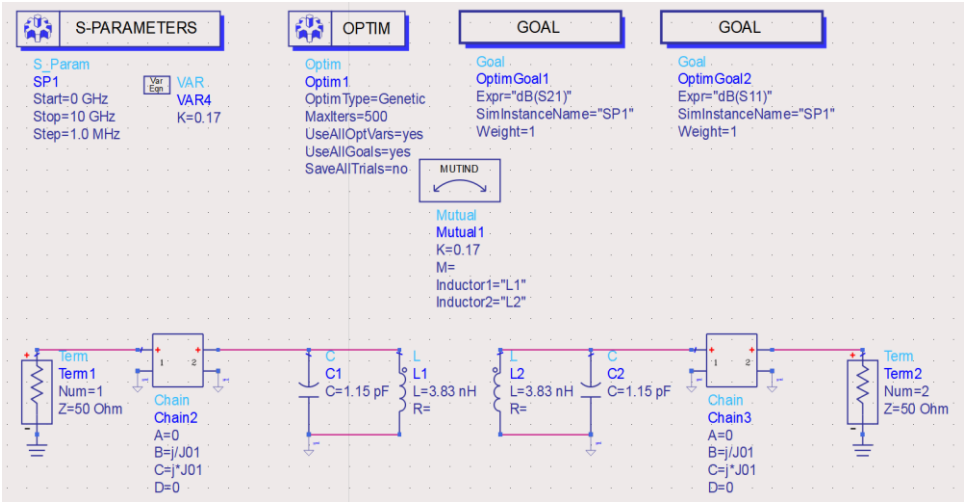


Figure III.16: Circuit d'optimisation sous ADS keysight

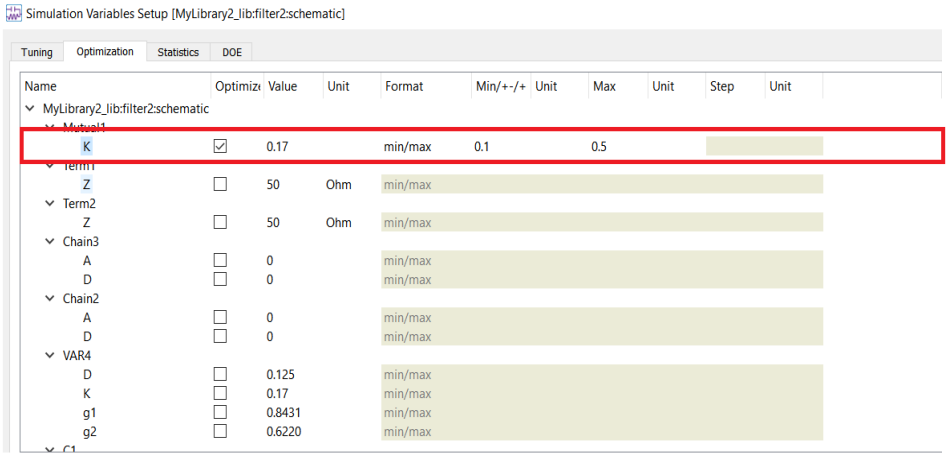
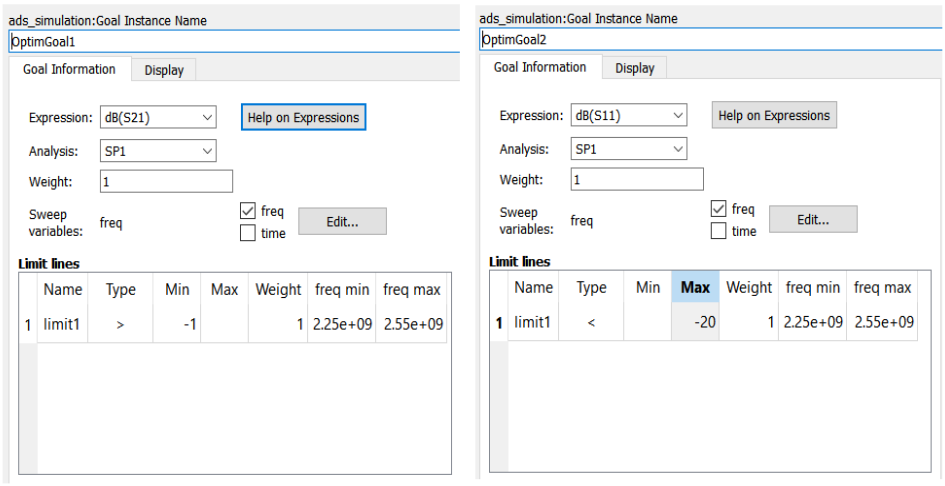


Figure III.17: Espace de recherche « k »



(a) **(b)**

Figure III.18: Les fonctions objectif : a) S21 et b) S11

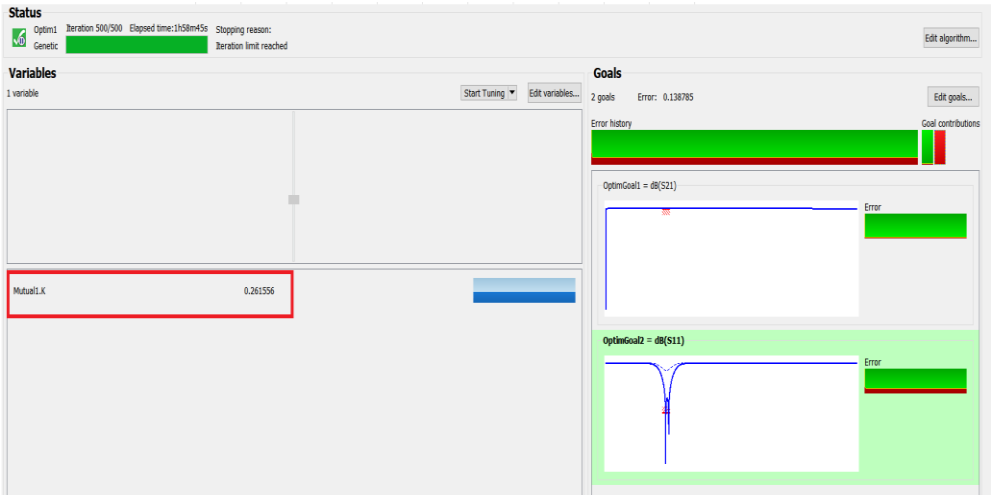


Figure III.19: Résultats obtenus pour le coefficient du couplage "k"

La figure III.19 montre que l'algorithme génétique converge vers une solution acceptable qui correspond aux fonctions objectif fixées. Elle se stabilise sur une erreur égale 0.138 après 500 itérations (temps de calcul : 1h58m45s pour un ordinateur i5-7300U CPU @ 2.71 GHz et 8G de mémoire).

Les Figures III.20 et III.21 comparent respectivement les pertes de réflexion (S11) et de transmission (S21) du filtre avant et après optimisation.

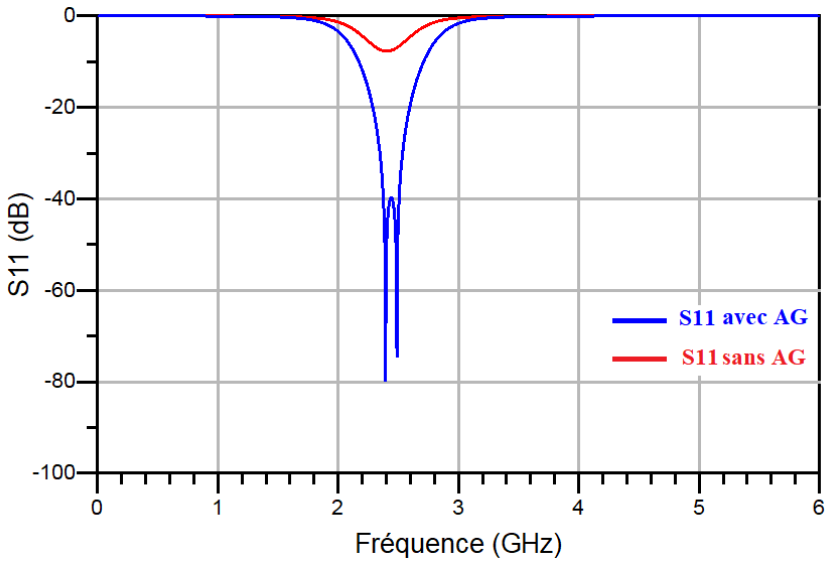


Figure III.20: S11 avant et après optimisation

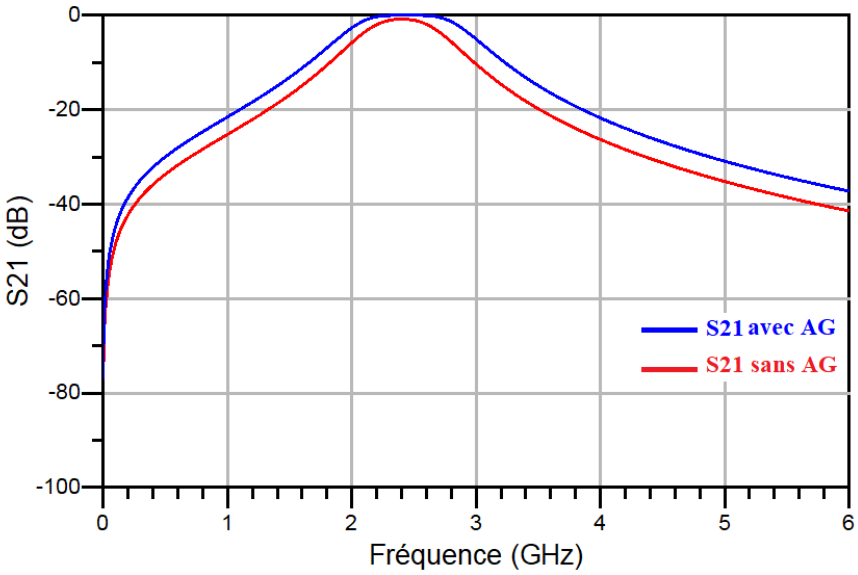


Figure III.21: S21 avant et après optimisation

La première observation sur la figure III.20 montre clairement l'importante amélioration des pertes de réflexion (S11) avec l'algorithme génétique appliquée de -7.71 dB à -52.4 dB. De même pour la figure III.21, nous constatons que les pertes de transmission deviennent plus faibles.

La nouvelle matrice est présentée dans l'équation (III.10).

$$M = \begin{bmatrix} 0 & M_{12} \\ M_{21} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0.26 \\ 0.26 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{(III.10)}$$

À partir de la matrice de couplage, la distance "s" peut être estimée à l'aide de l'équation (III.11) [9].

$$s = \frac{M_{21}h}{1-M_{21}} \cong 0.4\ mm \qquad \text{(III.11)}$$

Avec h est l'épaisseur de substrat RT6010.

La réponse fréquentielle de ce filtre est présentée sur la Figure III.22. La fréquence de résonance est à 2,4 GHz, avec une bande passante de 380 MHz à -3 dB. Les pertes d'insertion sont de -0.08 dB.

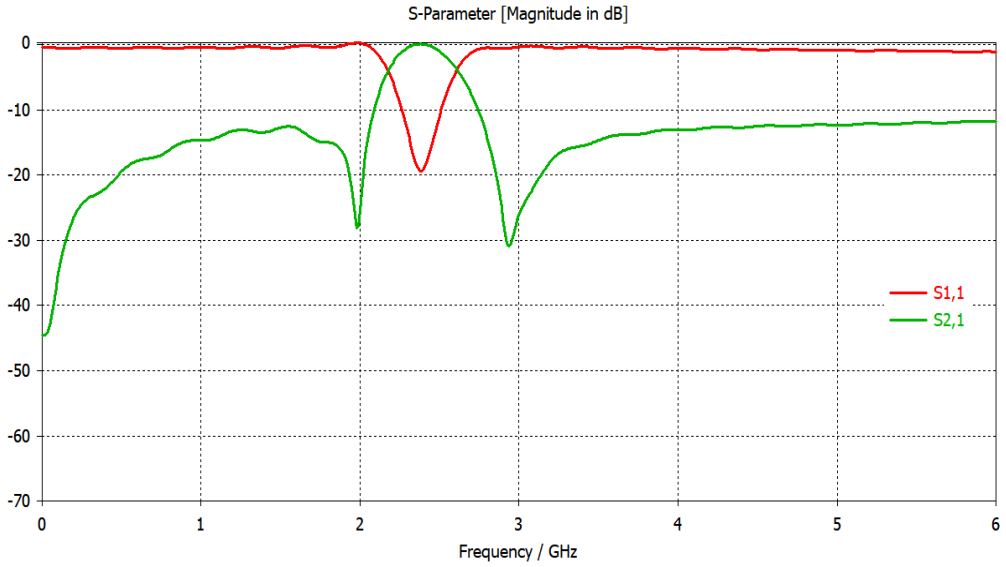


Figure III.22: Réponse fréquentielle du filtre passe bande

Nous observons également que la présence de zéros de transmission autour de la fréquence de résonance (2.4 GHz) est un phénomène intéressant pour la conception de filtres passe-bande sélectifs car ces derniers permettent d'augmenter la raideur de la pente aux fréquences de coupure.

Le filtre ainsi obtenu et qui répond aux exigences du cahier des charges, présente une taille très compacte. Nous avons par la suite exploité plusieurs pistes pour trouver une capacité localisée qui convient au gap du résonateur et surtout capable au moins de maintenir les niveaux d'adaptation et de transmission déjà obtenus. Notre choix s'est porté sur GJM0335C1E1R0CB01 de MURATA. Les dimensions de la capacité sont 0.6 mm x 0.3 mm, elles sont légèrement augmentées en tenant compte des contraintes d'implémentation (Figure III.23).

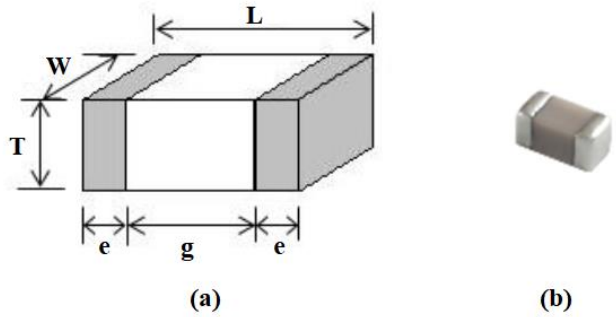


Figure III.23: Caractéristiques géométriques de la capacité GJM0335C1E1R0CB01 : a) dimensions, b) symbole

Le Tableau III.4 récapitule les valeurs des différents paramètres du condensateur utilisé.

Tableau III.4 : Différents paramètres du condensateur GJM0335C1E1R0CB01

Paramètres	**Valeurs**
Longueur (L)	0.6 ± 0.03 mm
Largeur (W)	0.3 ± 0.03 mm
Epaisseur (T)	0.3 ± 0.03 mm
Distance entre les bornes externes (g)	0.2 mm
Taille de la borne externe	0.1 à 0.2 mm
capacité	1 ± 0.25 pF

Dans la suite, le condensateur est introduit dans la structure du filtre proposé au niveau du gap du résonateur comme le montre la figure III.24.

Le modèle SPICE est utilisé dans ce cas pour vérifier l'influence du condensateur sur les performances du filtre passe bande conçu (figure III.25).

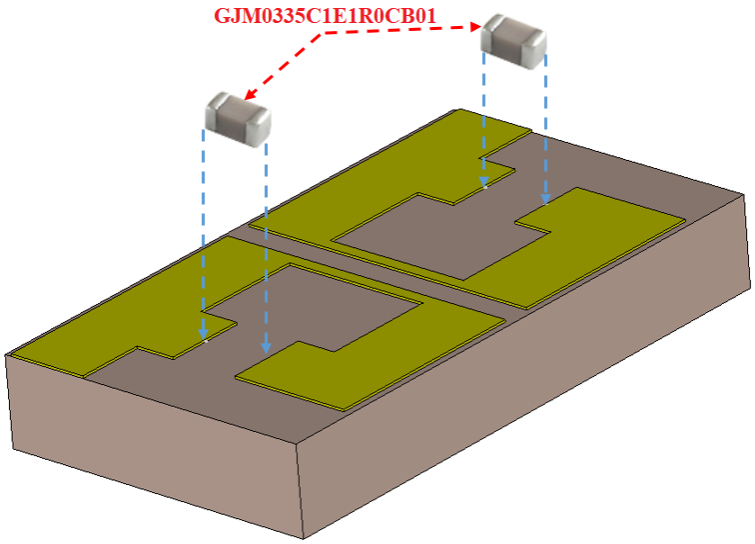


Figure III.24: Configuration du filtre proposé avec le condensateur localisé « GJM0335C1E1R0CB01 »

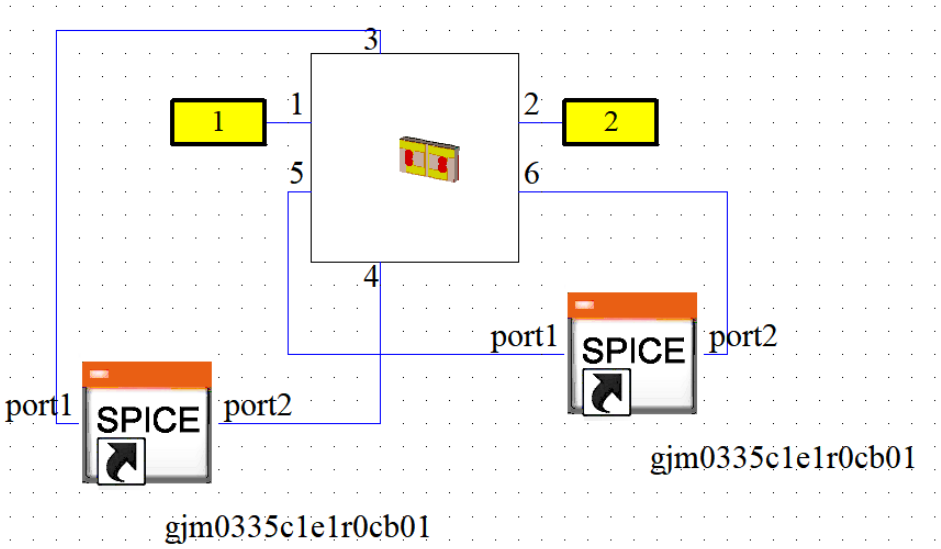


Figure III.25: Co-simulation du filtre et le modèle SPICE du condensateur

Les résultats de simulation de cette structure sont montrés sur la figure III.26. La fréquence de résonance est légèrement décalée vers 2.41 GHz à cause de la tolérance de la capacité utilisée (1 ± 0.25 pF).

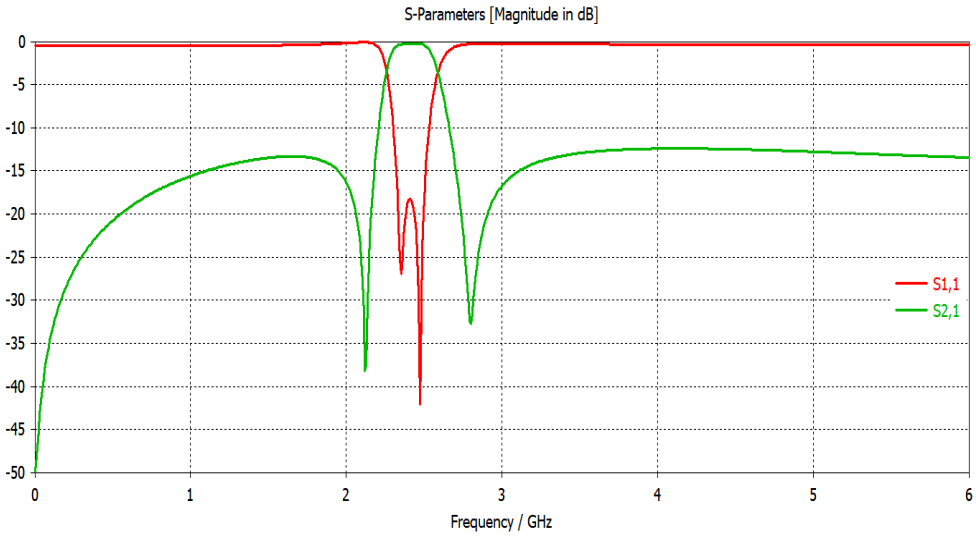


Figure III.26: Réponse fréquentielle du filtre

Il apparait clairement que le filtre est bien adapté. Il présente un coefficient de réflexion inférieur à -18 dB à 2,41 GHz, avec une bande de 314.6 MHz à -3 dB. Le niveau des pertes d'insertion est de l'ordre de -0.276 dB.

Le Tableau III.5 présente la comparaison des performances électriques du filtre pour le modèle idéal et SPICE du condensateur 1.15 pF.

Tableau III.5 : Comparaison des résultats obtenus

Capacité localisée	f_0(GHz)	BW (MHz)	S11(dB)	S21(dB)
Modèle idéal	2.4	380	-19.12	-0.08
Modèle SPICE	2.41	314.6	-18.229	-0.276

La différence au niveau des pertes d'insertion entre la réponse du modèle idéal et SPICE peut s'expliquer par les pertes ohmiques présentés par la capacité localisée.

Afin de proposer une structure complètement planaire, nous proposons de remplacer dans le filtre passe-bande de la figure III.24, le condensateur localisé au niveau du résonateur par un condensateur interdigital. Ce dernier propose en principe un facteur de qualité plus élevé avec une structure totalement imprimée par rapport au condensateur physique.

III. Filtre passe bande à capacité interdigitée

Les condensateurs inter-digitées sont très souvent utilisées dans la littérature pour la réalisation de dispositifs radiofréquences [10-12]. En général, ils sont fabriqués sur des structures planaires. Ils permettent une métallisation sur la même face, ce qui facilite leur intégration dans les dispositifs microondes. A l'instar des capacités MIM, les capacités inter-digitées ont été étudiées pour répondre aux besoins du filtre à réaliser.

Ce type de capacité est constitué d'électrodes en forme de doigts qui se croisent et des plots pour faciliter leur report sur le dispositif final (figure III.27).

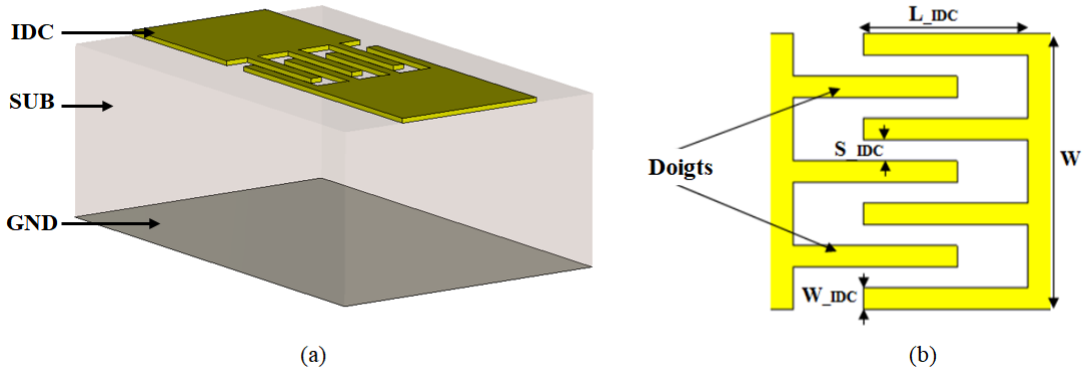


Figure III.27: Topologie d'une capacité inter-digitée

La valeur de la capacité dépend à la fois du nombre de doigts, de leur longueur ($L_{\_IDC}$), de leur largeur ($W_{\_IDC}$) et du gap qui sépare chacun des doigts ($S_{\_IDC}$). Tous ces paramètres interviennent dans le calcul de la valeur de la capacité désirée (C = 1.15 pF).

Pour déterminer les dimensions du condensateur, nous avons employé la formule de conception des condensateurs interdigitaux qui est donnée par [10] :

$$C_{\_IDC} = \frac{L_{\_IDC}}{W}(\varepsilon_r + 1)[0.1(N-3) + 0.11] \quad \text{(III.12)}$$

$$W = (W_{IDC} + S_{IDC})N - S_{IDC} \quad \text{(III.13)}$$

Compte tenu de l'ensemble des paramètres géométriques intervenant sur la valeur de la capacité inter-digitée, une étude paramétrique sur la longueur des doigts a été effectuée tout en fixant les autres paramètres :

- Une largeur de doigt fixe de 0.09 mm,
- Un nombre de doigts N =7,
- Un écart entre les doigts de 0.09 mm,
- Un changement de la longueur de doigt allant de 0.5 mm à 0.8 mm,

La figure ci-dessous montre l'évolution de la capacité et la fréquence de résonance en fonction de la longueur des doigts.

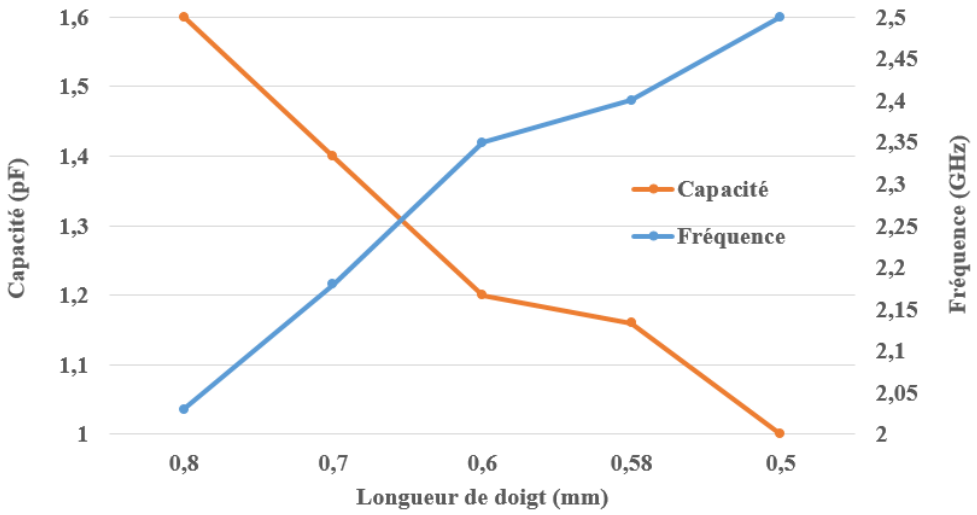


Figure III.28: Evolution de la capacité et la fréquence de résonance

D'après les résultats, on observe que la fréquence de résonance augmente progressivement avec la diminution de la longueur de doigts tandis que la capacité diminue (Tableau III.6).

Tableau III.6: Résumé des résultats obtenus

$L_{IDC}(mm)$	$f_0(GHz)$	$C_{IDC}(pF)$
0.8	2.03	1.6
0.7	2.18	1.4
0.6	2.35	1.2
0.58	2.4	1.16
0.5	2.5	1

Les figures III.29 et III.30 montrent respectivement la structure 3D de la capacité interdigitée et sa réponse simulée par le logiciel EMPro Keysight.

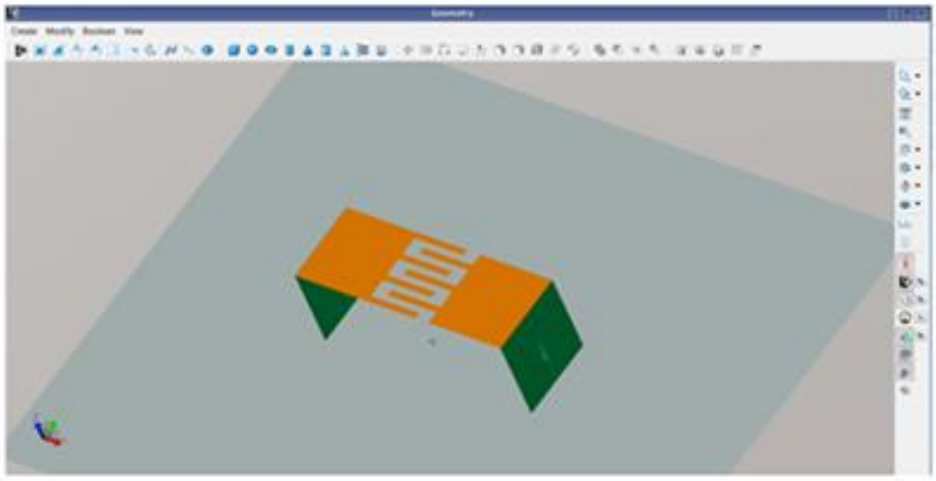


Figure III.29: Structure de la capacité interdigitée sous EMPro

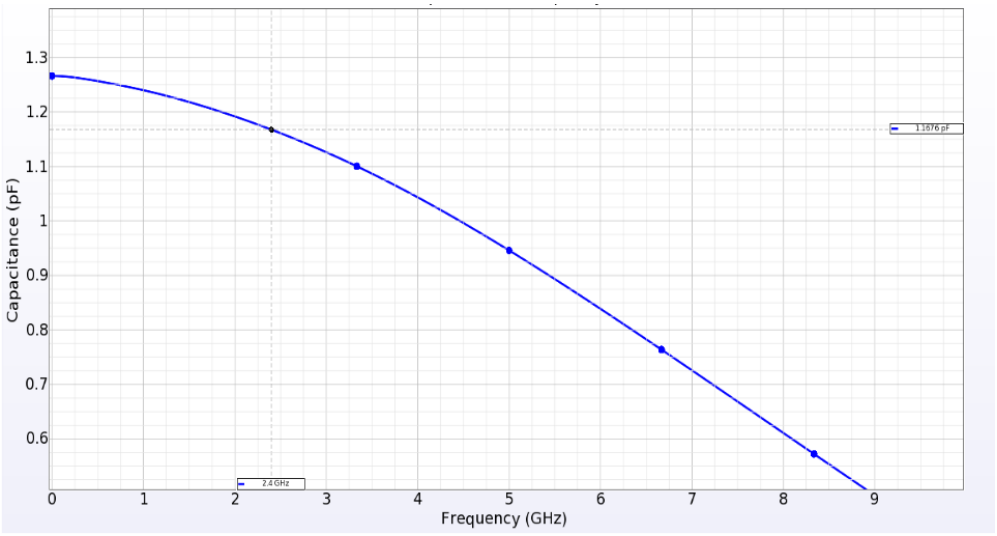


Figure III.30: Variation de la capacité en fonction de la fréquence

Cette architecture donne une valeur de la capacité 1.15 pF à une fréquence de 2.4 GHz, une fréquence équivalente à celle de la capacité localisée.

La figure III.31 montre la structure finale du filtre passe bande conçu tout en intégrant la capacité interdigitée développée.

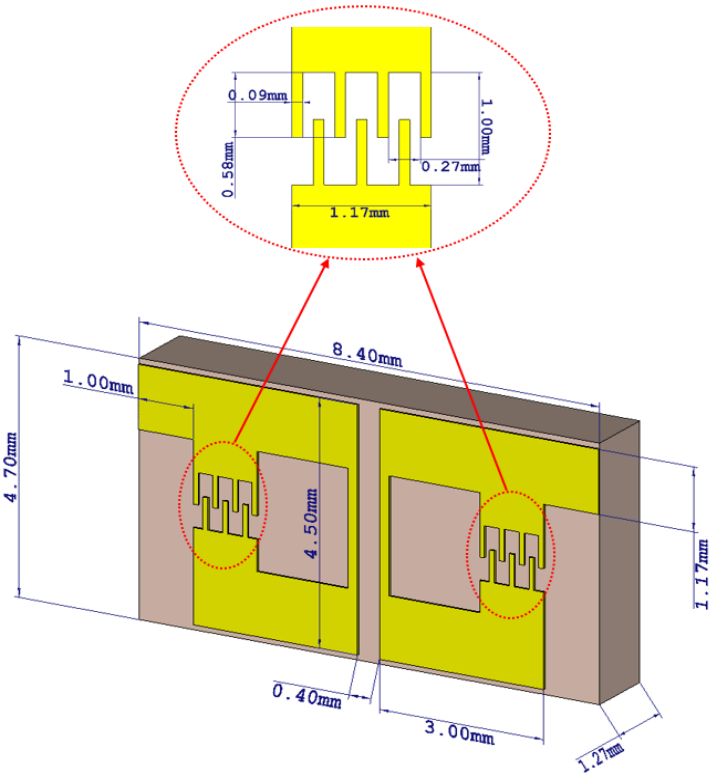


Figure III.31: Structure du filtre passe bande avec la capacité interdigitée [13]

Les réponses fréquentielles en transmission et réflexion du filtre proposé avec la capacité localisée et la capacité interdigitée sont représentées sur la figure III.32.

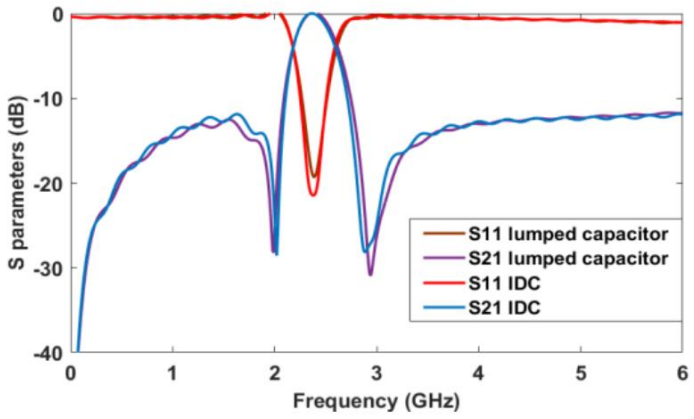


Figure III.32: Réponse de la structure finale du filtre passe bande développé

Les performances électriques du filtre conçu avec un condensateur localisé et IDC sont comparés et résumés dans le tableau III.7. Une légère variation des résultats est observée entre les deux configurations. Cependant, avec l'IDC le filtre proposé est complétement basé sur une technologie planaire avec des dimensions très compactes (4.7 × 8.4) mm².

Tableau III.7 : Comparaison des performances électriques du filtre conçu

Type de la Capacité	f_0(GHz)	BW (MHz)	S11 (dB)	S21 (dB)
Localisée	2.4	380	-19.12	-0.08
Interdigitée	2.4	360	-21.21	-0.1

Pour valider le filtre, la cartographie du champ électrique a été examinée dans cette structure pour la fréquence de 2.4 GHz. Elle est représentée sur la figure III.33.

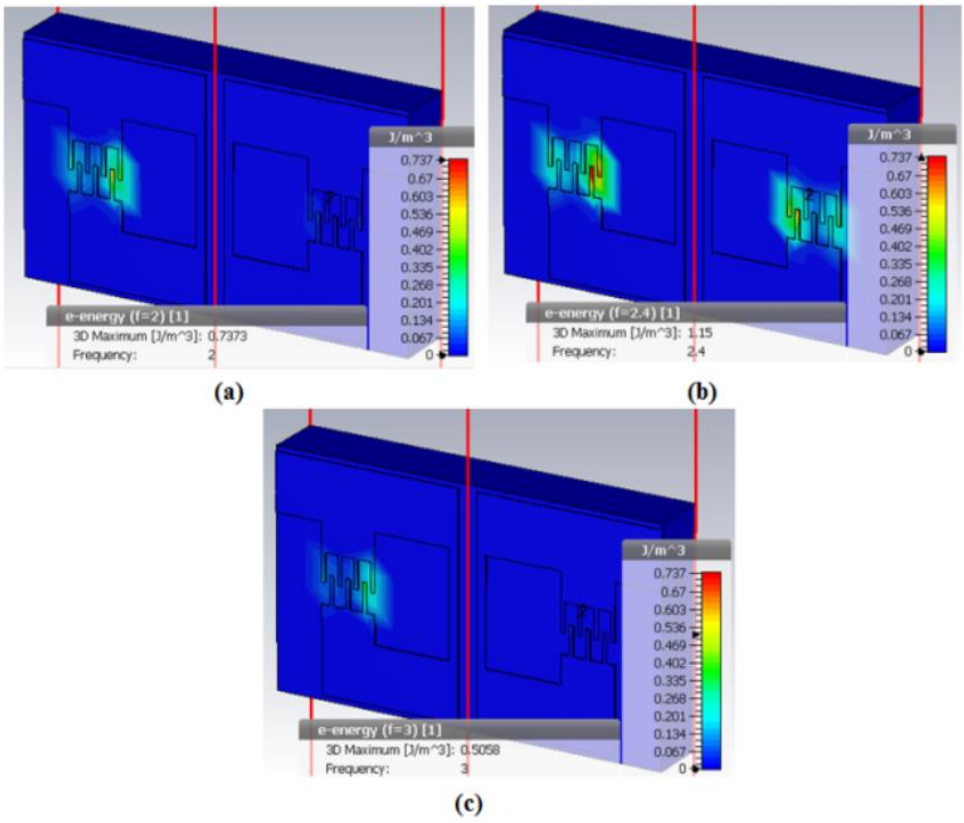


Figure III.33: Répartition du champ électrique pour : a) 2 GHz, b) 2.4 GHz et c) 3 GHz

La figure ci-dessus montre que la distribution du champ électrique est maximale à la fréquence 2.4 GHz ce qui implique le passage de l'énergie du port 1 au port 2, alors que pour la fréquence 2 et 3 GHz (dans la bande coupée) le champ électrique est concentré autour du port 1 seulement, et donc pas de passage de l'énergie au port 2. On peut ainsi dire que le filtre passe bande proposé et conçu fonctionne correctement autour de 2.4 GHz.

Pour valider le filtre proposé et justifier les résultats de simulation obtenus, le prototype du filtre basé sur la capacité interdigitée est fabriqué à l'aide d'un procédé technologique de type circuit imprimé et des mesures expérimentales ont été effectuées à l'aide de l'analyseur de réseau vectoriel « Anritsu MS2037C ».

La photographie du BPF fabriqué et connecté avec des SMA (Sub Miniature version A) est illustrée sur la figure III.34.

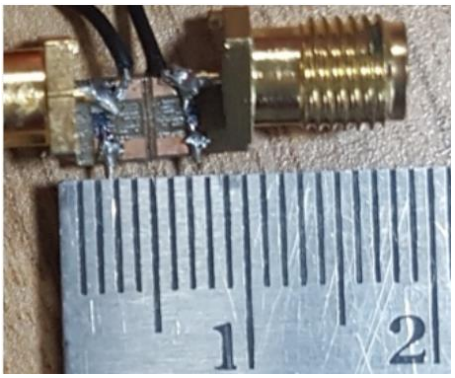


Figure III.34: Filtre passe bande fabriquée avec les connecteurs SMA

La surface totale de ce filtre passe-bande est de (4,7 × 8,4) mm^2, ce qui est très compact et favorise son intégration dans les systèmes de communication sans fil [13].

Les coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 simulés et mesurés du filtre passe bande sont présentés respectivement dans les figures III.35 et III.36.

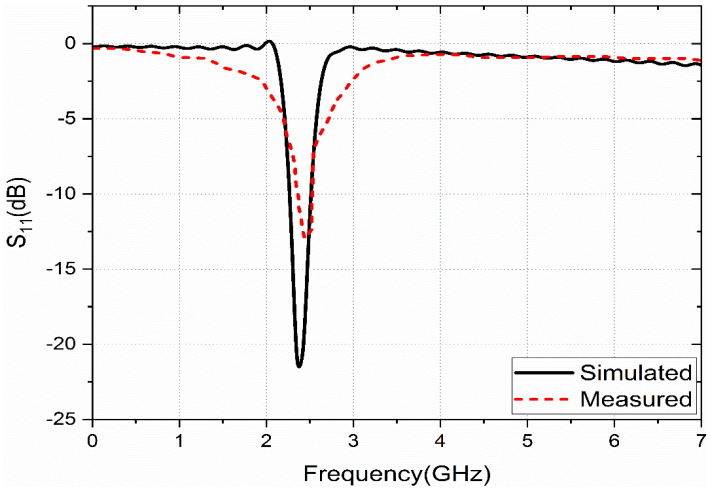


Figure III.35: Résultats du paramètre S11 (dB)

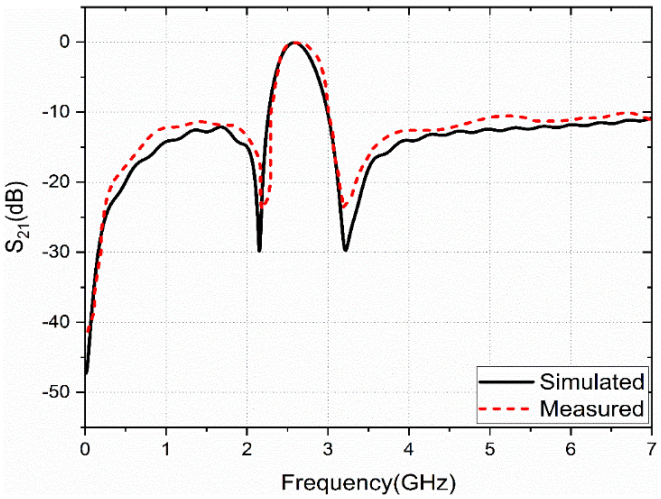


Figure III.36: Résultats du paramètre S21 (dB)

D'après les résultats obtenus, nous observons un bon accord entre les résultats de simulation et de mesure en terme de fréquence de résonance, de bande passante et de pertes d'insertion. Une légère différence entre les résultats au niveau d'adaptation peut être expliquée par les techniques de maillage et aux erreurs de fabrication. Le filtre final est validé avec des pertes d'insertion de l'ordre de -0.15 dB à 2.4 GHz.

Afin de mettre en valeur les résultats obtenus pour cette structure filtrante, nous avons effectué une comparaison des performances avec les autres structures développées précédemment (tableau III.8).

Tableau III.8 : Comparaison des performances du filtre en fonction de la technique utilisée

La structure du filtre	S11 (dB)	S21 (dB)	BW (MHz)	Taille (mm²)
Lignes couplées	-40.32	-0.55	307	48.4x3.13
Résonateurs linéiques carrés	-16.91	-0.23	290	9.4x23.1
Résonateurs linéiques rectangulaires	-52.73	-0.01	300	7.485x8.18
Résonateurs linéiques rectangulaires avec DMS	-19.12	-0.08	380	4.7x8.4
Résonateurs linéiques rectangulaires avec DMS et IDC	-21.21	-0.1	360	4.7x8.4

Comme nous pouvons le constater, le filtre conçu avec la technique DMS et IDC possède des performances électriques importantes en terme de pertes d'insertion qui sont faibles, taille compacte ainsi qu'une bande passante étroite qui satisfont les applications visées pour ce filtre.

IV. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié et exploré l'avantage de la technique DMS pour miniaturiser la structure du filtre passe bande en technologie planaire.

Dans la première partie, nous avons décrit l'analyse théorique et la démarche de miniaturisation à suivre tout en utilisant deux formes de DMS (carrée et rectangulaire). Les résultats attendus avec cette technique de miniaturisation ont été vérifiés en utilisant le logiciel CST Microwave et une méthode d'analyse qui permet de déterminer la taille optimale du filtre désiré sans dégrader ses performances électriques.

Dans la seconde partie, nous avons présenté les résultats d'une étude de faisabilité pour la modélisation d'une capacité interdigitée (IDC). Une approche théorique a été suivie pour déterminer la valeur exacte de la capacité fixée dans le cahier des charges. Cette IDC a été intégrée dans la structure du résonateur pour pouvoir concevoir un filtre passe bande imprimée. Nous avons pu obtenir un bon niveau de transmission conforme au cahier des charges (> -1 dB). La structure filtrante développée dans ce chapitre présente une miniaturisation d'environ 38,23 % par rapport au filtre présenté dans le chapitre 2 (de (4,7 × 8,4) mm^2 à (7,485x8,18) mm^2).

Dans le chapitre suivant, nous proposons d'élargir la gamme d'applications de ce filtre par l'intégration des éléments d'accord pour rendre le filtre passe bande reconfigurable.

Bibliographie du chapitre III

[1] M. Gholipoor, et al "UWB band pass filters with triple notched band characteristics implemented using wave cancellation technique," Microwave and Optical Letters, 2016.

[2] J. S. Hong et al, "Microstrip Filters for RF/Microwave Applications", New York Wiley, 2001.

[3] V. Krishnan et al, "Analysis of different shapes of defected microstrip structure (DMS) and their stop-band performance," ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences, 2015.

[4] J. Kang et al, "Multi-band band stop filter using inner T-shaped defected microstrip structure (DMS)" International Journal of Electronics and Communications, 2014.

[5] S. Allahzadeh et al, "A new microstrip UWB band pass filter using defected microstrip structure" Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 2010.

[6] T. Jiang et al, "Design and analysis of a triple stop-band filter using ratioed periodical defected microstrip structure", Journal of RF Engineering and Telecommunications, 2016.

[7] J. Wang et al, "Compact UWB band pass filter with triple notched bands using parallel U-shaped defected microstrip structure", Electronics Letters, 2014.

[8] Keysight Tecnologies, "ADS Circuit Design", Cookbook 2.0, 2012

[9] E. Rampnoux, "Analyse, conception et réalisation de filtres planaires millimétriques appliqués à la radiométrie spatiale", thèse de doctorat, Université de Limoges, 2003.

[10] F. C. Miranda et al, "Wire bonded interdigital capacitor", IEEE Microwave Wireless Components Letters, 2005.

[11] I. Bahl, "Lumped Elements for RF and Microwave Circuits", Artech House (2003).

[12] J. Ababneh et al, "Synthesis of interdigital capacitors based on particle swarm optimization and artificial neural networks", International Journal of RF Microwave Computer Aided Engineering. 2006.

[13] A. Belmajdoub et al, "Design of a compact reconfigurable bandpass filter using interdigital capacitor, DMS slots and varactor diode for wireless RF systems", JINST, 2022.

Chapitre IV : Conception d'un filtre RF reconfigurable

I. Introduction

L'évolution rapide des systèmes de communication sans fil a engendré un besoin grandissant en circuits RF reconfigurables afin de pallier à l'augmentation du nombre de fonctions dans ces systèmes et, par conséquent, leur encombrement. Les filtres RF font l'objet de nombreuses recherches [1-7] vu le besoin croissant pour des filtres intelligents capables de modifier leurs caractéristiques électriques (fréquence et bande passante).

Dans ce chapitre, nous proposons un filtre passe bande reconfigurable en fréquence dédié à plusieurs standards de communication sans fil, sur la base de la structure du filtre présenté dans le chapitre 3, en y insérant un élément capacitif variable qui assurera la reconfigurabilité en contrôlant la fréquence de résonance.

Comme nous l'avons vu dans le premier chapitre, il existe plusieurs techniques pour rendre un filtre reconfigurable. Ces techniques sont soit des éléments à semi-conducteurs (diode PIN, diode varactor, varactor MOS…), soit des composants de types MEMS [8-9]. Les diodes PIN [10-15] et les varactors [16-24] sont deux techniques qui suscitent toujours l'intérêt des chercheurs grâce à leur capacité à couvrir une large bande de fréquence tout en gardant des performances électriques quasiment stables pendant la reconfigurabilité.

Nous nous sommes intéressés dans un premier temps au choix de la diode PIN pour réaliser l'accord du filtre désiré. Ensuite, nous avons montré l'avantage de la diode varactor pour faire varier la fréquence de résonance du filtre dans une topologie optimale sans perturber la réponse fréquentielle. Afin de valider les résultats de cette dernière topologie, un prototype a été fabriqué et une comparaison entre résultats de simulations et de mesures a été faite. Finalement, nous utiliserons les varactors MOS dans deux configurations (analogique et numérique) pour la conception d'un filtre passe bande reconfigurable capable de se positionner dans plusieurs bandes de fréquence d'une façon intelligente.

II. Filtre passe bande reconfigurable

II.1. Principe de la reconfigurabilité

En général, les filtres RF reconfigurables sont des filtres passifs auxquelles sont ajoutés des composants spécifiques pour modifier leurs propriétés par des moyens électriques, mécaniques ou par l'utilisation de matériaux agiles. De ce fait, il est possible de changer leur fréquence de fonctionnement ou leur bande passante et cela en fonction des besoins et le contexte d'utilisation [25].

Dans cette partie, nous cherchons à mettre en évidence la dépendance de la reconfigurabilité en termes de fréquence de résonance et de bande passante d'un filtre RF passe bande.

Pour rappel, un filtre RF passe bande à deux pôles en éléments localisés est constitué principalement de deux résonateurs identiques et symétriques. Ces résonateurs peuvent être modélisés à une fréquence donnée par un circuit équivalent LC où « C » et « L » sont respectivement la capacité et l'inductance équivalente comme le montre la figure IV.1.

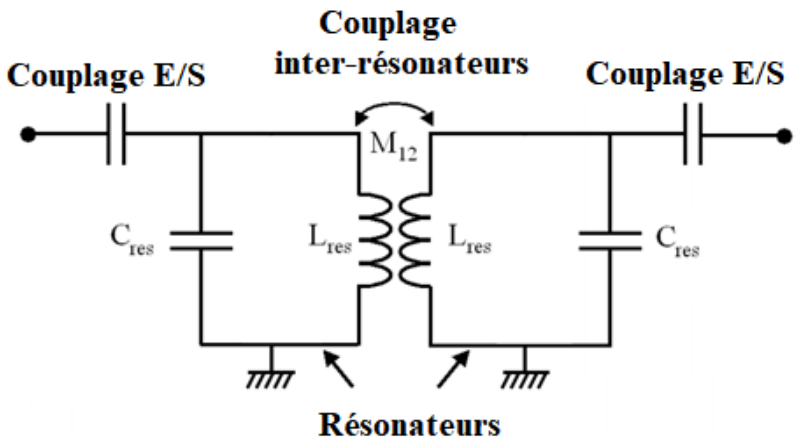


Figure IV.1: Schéma équivalent d'un filtre passe-bande sans pertes

Les couplages d'entrée/sortie sont réalisés par des capacités et le couplage inter-résonateurs par une inductance mutuelle.

Pour un tel filtre, la fréquence de résonance f_0 et le couplage inter-résonateur K_{ij} sont définies par les équations suivantes :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{res}C_{res}}} \quad \text{(IV.1)}$$

$$K_{ij} = \frac{\Delta}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad \text{(IV.2)}$$

où Δ est la bande passante relative et g_i représente les coefficients du filtre passe-bas associé.

A partir de l'analyse de ces deux équations, nous pouvons constater que la fréquence de résonance du filtre dépend des éléments L_{res} et C_{res} de chaque résonateur tandis que le couplage inter-résonateur est lié principalement à la bande passante relative (Δ).

Dans notre travail, nous nous focaliserons sur la conception d'un filtre passe bande reconfigurable en fréquence permettant de répondre aux spécifications suivantes :

- Bande de reconfigurabilité : 1.8 GHz à 2.6 GHz,
- Pertes d'insertion < 1 dB,
- Pertes de réflexion > 15 dB,

II.2. Synthèse théorique du filtre reconfigurable

Dans ce paragraphe, nous allons présenter la synthèse théorique du filtre reconfigurable souhaité pour répondre aux spécifications mentionnées ci-dessus. Nous nous basons sur les résultats obtenus du filtre présenté dans le chapitre 3. Les dimensions latérales maximales du filtre ont été fixées à (4.7 x 8.4) mm² sans les connecteurs SMA.

Nous présenterons dans un premier temps le schéma électrique du filtre passe bande conçu précédemment (figure IV.2).

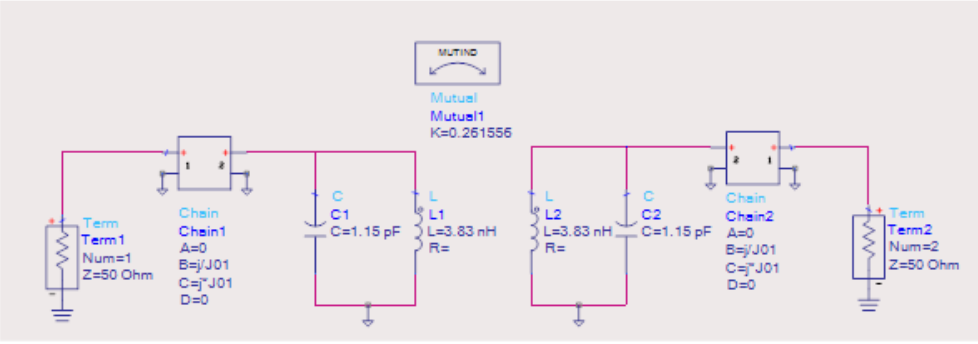


Figure IV.2: Schéma électrique du filtre passe bande conçu

Pour rendre cette structure filtrante reconfigurable, une charge capacitive variable C_v (C_3 et C_4 sur la figure) est placée en parallèle avec la capacité C (C_3 et C_4 sur la figure) du résonateur, comme le montre la figure IV.3.

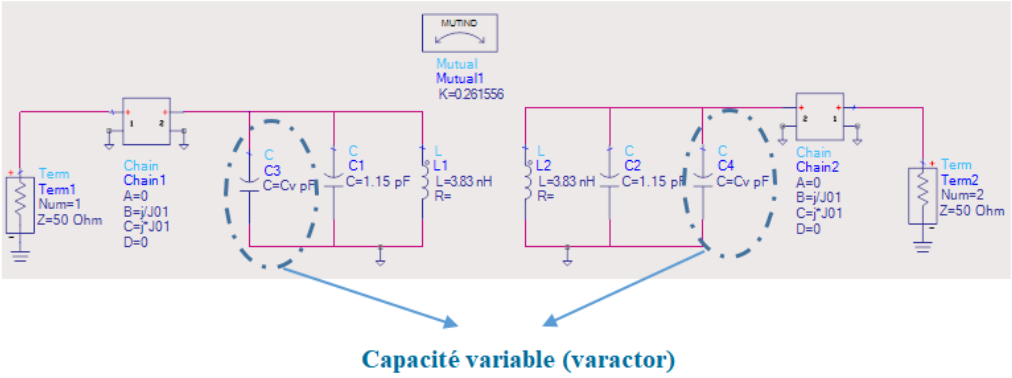


Figure IV.3: Schéma équivalent du filtre passe bande reconfigurable

La nouvelle fréquence de résonance s'exprime alors par :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C+C_v)}} \qquad \text{(IV.3)}$$

Ainsi, lorsque C_v augmente la fréquence de résonance diminue et la bande d'accord est plus large (figure IV.4).

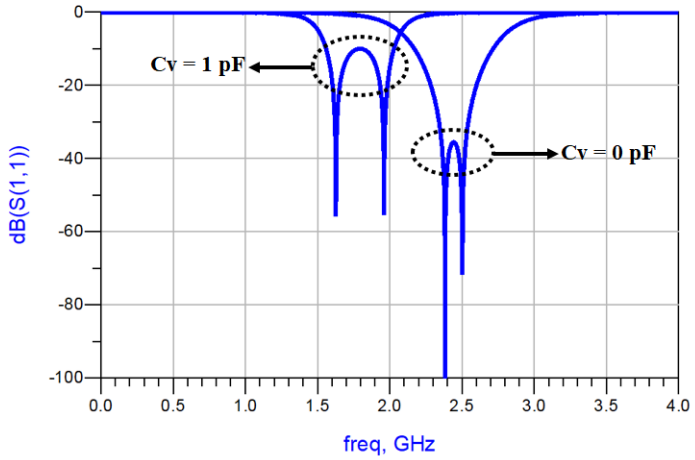


Figure IV.4: Réponse du paramètre S11 pour deux états de la capacité variable

Quant au facteur de qualité à vide, très important lors de la conception du filtre, il est exprimé par :

$$Q_0 = \frac{1}{2\pi R(C+C_v)f_0} \quad \text{(IV.4)}$$

Ce dernier diminue quand C_v augmente. Cependant, un facteur de qualité élevé est essentiel afin d'éviter la dégradation du signal à filtrer. En conséquence, la conception d'un filtre RF reconfigurable passe par un compromis entre la bande d'accord et le facteur de qualité à vide qui présentent un comportement inverse vis à vis de la capacité C_v.

II.3. Elément d'accord utilisé

Pour concevoir un filtre passe bande reconfigurable en fréquence sans trop perturber la bande passante, il faut d'abord déterminer les conditions que doivent respecter les paramètres électromagnétiques (couplages inter-résonateurs). Dans notre cas, le couplage inter-résonateur purement magnétique présente un avantage. En effet, lorsque la capacité variable vient perturber le champ électrique du filtre et provoquer un décalage fréquentiel, le champ magnétique n'est pas influencé. Le coefficient de couplage inter-résonateur reste quasi-constant sur la bande d'accord. Ceci va nous permettre de régler la fréquence de résonance sans trop perturber la bande passante.

Pour obtenir une variation de la fréquence sur un large intervalle, la capacité C_v doit être placée dans la zone qui présente un champ électrique maximum. La figure IV.5 présente une cartographie de ce dernier sur la métallisation de la structure filtrante à la fréquence 2.4 GHz. On y voit qu'au niveau de la capacité interdigitée, il est maximal. On intégrera donc dans cette région un élément capacitif, une diode PIN dans un premier temps, pour agir sur la fréquence de résonance.

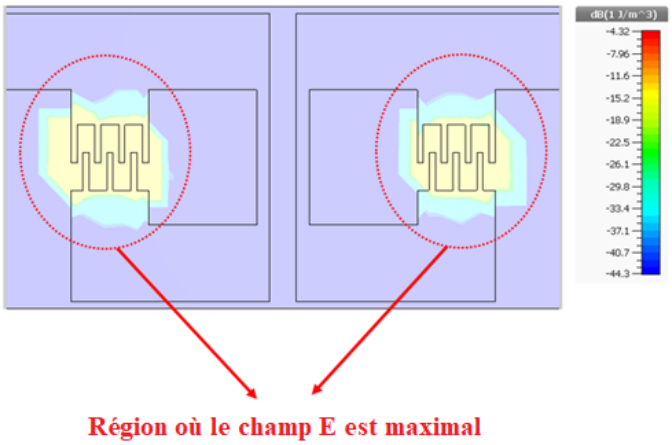


Figure IV.5: Répartition du champ électrique à 2,4 GHz

II.3.1 Intégration d'une diode PIN

Dans ce travail, une diode PIN MPP4203 de la Technologie Microsemi est utilisée pour assurer la reconfigurabilité. Les valeurs des différentes composantes du circuit équivalent sont données dans le tableau IV.1 correspondant à la fiche technique [26] de la diode PIN utilisée.

Tableau IV.1 : Valeurs des paramètres du circuit équivalent de la diode PIN MPP4203

Etat	Ls (nH)	Rs (Ω)	Cp (pF)	Rp (kΩ)
Diode ON	0.45	3.5		
Diode OFF	0.45		0.08	3

Une simulation a été effectuée sous le logiciel CST Microwave pour déterminer le comportement de la diode PIN pour les deux états : passant (ON) et bloqué (OFF). Les coefficients de réflexion S11 et de transmission S21 sont représentés sur les figures IV.6 et IV.7.

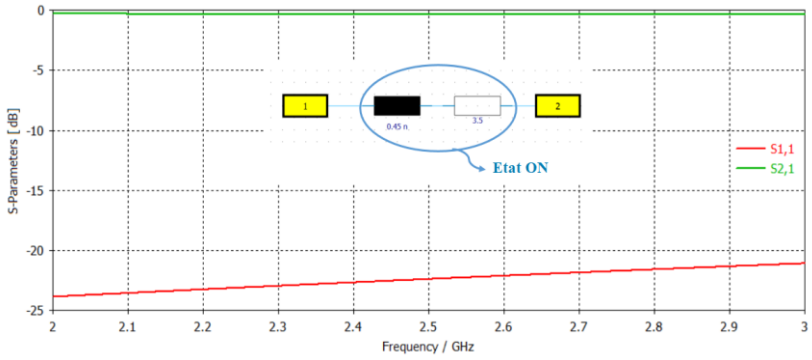


Figure IV.6 : Réponse de la diode PIN pour l'état passant (ON)

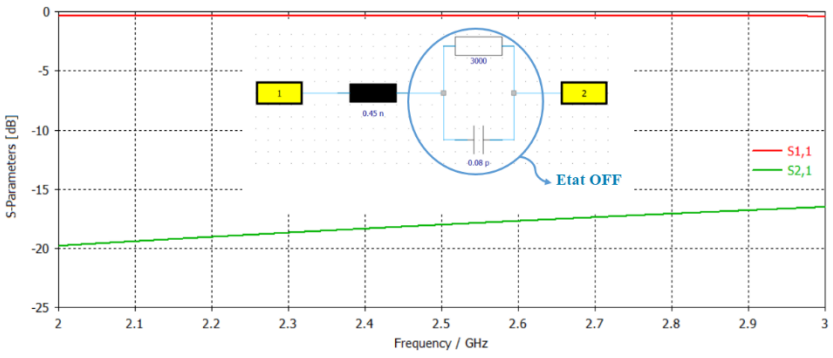


Figure IV.7 : Réponse de la diode PIN pour l'état bloqué (OFF)

D’après les résultats de simulation obtenus, nous constatons, lorsque la diode est bloquée, le niveau d’isolation est d’ordre de -18,32 dB à 2.4 GHz en raison de la faible capacité totale (0,08 pF), et lorsqu’elle est passante les pertes d’insertion sont égales à -0,31 dB à 2.4 GHz en raison de la faible résistance (3.5 Ω).

Sur la figure IV.8 est illustré la position de la diode PIN dans la structure du filtre proposé.

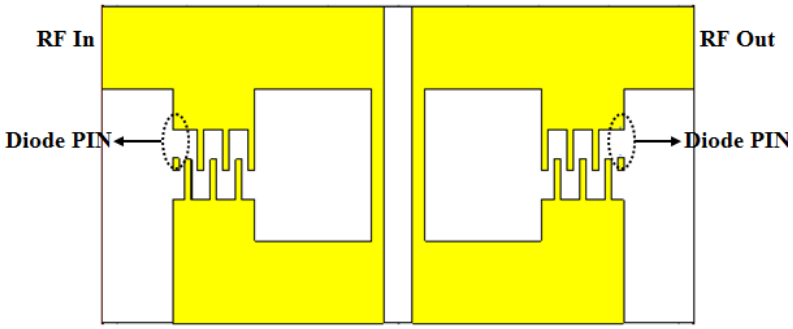
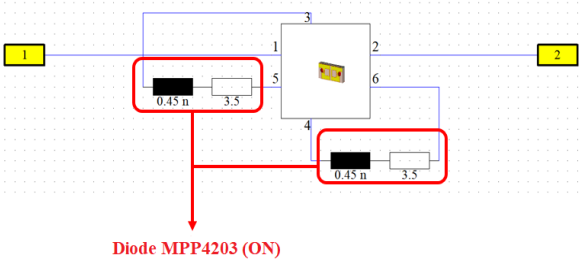
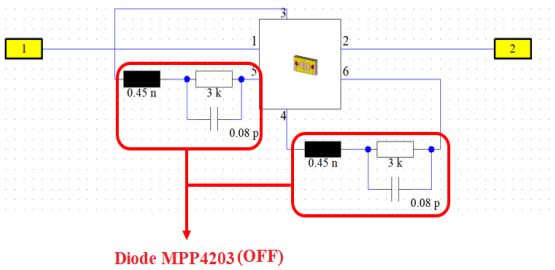


Figure IV.8 : Configuration du filtre passe bande reconfigurable en utilisant la diode PIN

Pour simuler les performances électriques du filtre proposé avec précision lors de reconfiguration, nous avons fait une co-simulation de la structure filtrante avec le circuit équivalent de la diode PIN sous le logiciel CST Microwave, dans les états ON et OFF sont illustrés sur la figure IV.9.



(a)



(b)

Figure IV.9: Co-simulation du filtre chargé avec la diode MPP4203 : a) état ON et b) état OFF

La figure IV.10 montre les résultats de simulations des paramètres S11 et S21 pour le filtre passe bande avec les deux états de la diode.

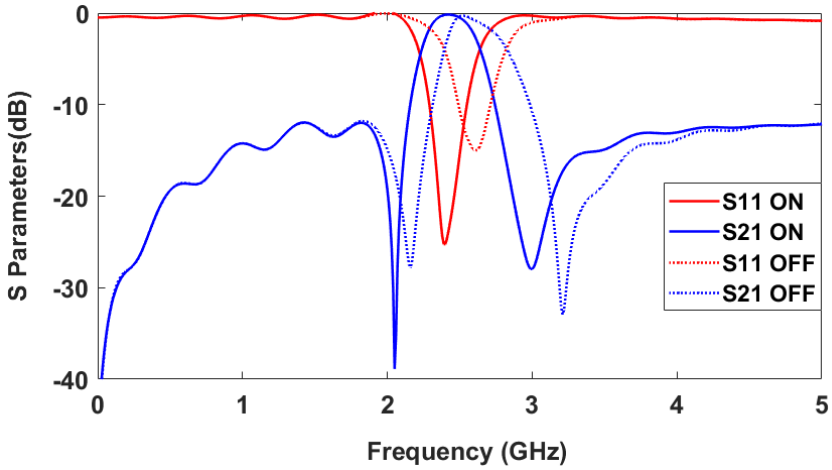


Figure IV.10: Réponse du filtre reconfigurable simulé en état ON et OFF

Les résultats de simulation obtenus montrent le comportement du filtre passe bande en fonction de l'état de la diode PIN (ON ou OFF). Pour permettre au filtre de fonctionner dans son état de base, il est nécessaire d'activer simultanément les deux diodes PIN (état ON), ce qui donne un filtre passe bande autour de 2,4 GHz. Dans le cas inverse (diode OFF), la fréquence centrale du filtre est autour de 2.6 GHz.

Le tableau IV.2 résume les performances électriques du filtre reconfigurable chargé par la diode PIN dans ces deux états.

Tableau IV.2: Performances électriques du filtre en fonction de l'état de diode PIN

Diode PIN	f_0(GHz)	BW (MHz)	S21 (dB)	S11 (dB)
Passante (ON)	2.4	360	-0.18	-25.25
Bloquée (OFF)	2.6	375	-0.75	-14.94

Lorsque la diode PIN passe de l'état ON vers l'état OFF, les pertes d'insertion passent de -0.18 dB à -0.75 dB, la dégradation de ce paramètre est due aux pertes ohmiques engendrés lors de la désactivation de diode PIN car la résistance Rs (3 kΩ) contribue à la perte d'insertion.

En résumé, les résultats de simulation obtenus conviennent aux applications des systèmes de communications sans fil. La fréquence de résonance de ce filtre peut être changée de

2.4 à 2.6 GHz en changeant l'état de la diode PIN (ON ou OFF). Ce filtre peut servir pour couvrir essentiellement deux bandes de fréquence :

- ✓ La bande ISM comme le Wifi et le Bluetooth…
- ✓ La bande de la 4éme génération de communication mobile (LTE).

II.3.2 Intégration d'une diode varactor

Dans cette partie, nous avons utilisé la diode varactor comme un élément d'accord pour réaliser la structure filtrante reconfigurable désirée. En effet, la diode varactor est une jonction PN dont la capacité équivalente varie en fonction de la tension de polarisation, suite à la variation de la zone de déplétion (ou zone de charge d'espace).

On trouve plusieurs types de diodes varactor dans le commerce. Cependant, la tension mise en jeu est parfois importante selon la gamme de capacité voulue. Il est important de souligner que le choix de la diode varactor doit se porter sur un composant qui possède à la fois un rapport de capacité suffisant vis-à-vis de l'application visée, associé à une résistance série faible afin d'avoir le moins de pertes ohmiques possibles sur la bande d'accord.

Notre choix s'est porté sur la diode Varactor « MA46H120 » de l'entreprise MA-COM technology [27], une diode qui possède un rapport Cmax/Cmin = 10.83.

Dans l'objectif de connaitre le comportement réel de la diode varactor choisie autour de la fréquence de résonance (2,4 GHz), nous avons effectué une simulation de son modèle électrique équivalent (figure IV.11) à l'aide du logiciel ADS Keysight. Les résultats obtenus nous permettent d'extraire la valeur de la capacité en fonction de la tension de polarisation.

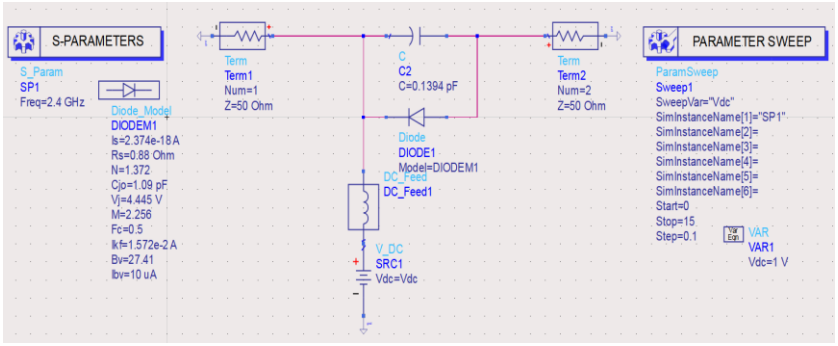


Figure IV.11: Modèle électrique de la diode varactor « MA46H120 »

La Figure IV.12 présente la variation de la capacité mesurée à 2,4 GHz en fonction de la tension de polarisation. Elle montre une variation de 1,32 à 0.12 pF sur une plage de tension de polarisation de 0 à 15 V.

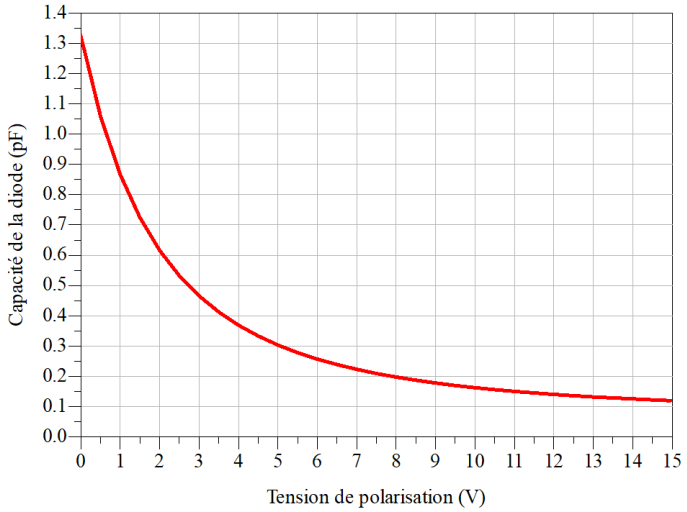


Figure IV.12: Valeur de la capacité en fonction de la tension de polarisation

Le Tableau IV.3 nous donne les valeurs de C_v déterminées par simulation à 2,4 GHz pour chaque tension de polarisation.

Tableau IV.3 : Valeurs des capacités $\boldsymbol{C_v}$ obtenues à partir du circuit équivalent de la diode varactor à 2.4 GHz

Tension (V)	C_v (pF)
0	1.32
2	0.616
4	0.369
6	0.257
8	0.198
10	0.163
12	0.14
14	0.125
15	0.12

Après avoir caractérisé la diode varactor, nous avons procédé à son intégration dans la structure du filtre passe bande conçu.

Dans une première approche, nous considérons une charge capacitive idéale (c.à.d. sans perte), modélisée par un élément localisé (figure IV.13).

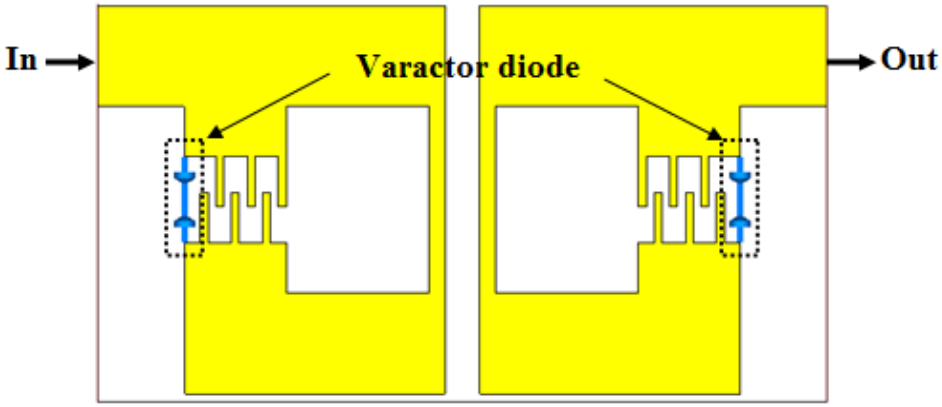


Figure IV.13: Configuration du filtre passe bande chargé par une diode varactor

Les Figures IV.14 et IV.15 présentent respectivement les résultats des paramètres S11 et S21 simulés pour différentes valeurs de C_v

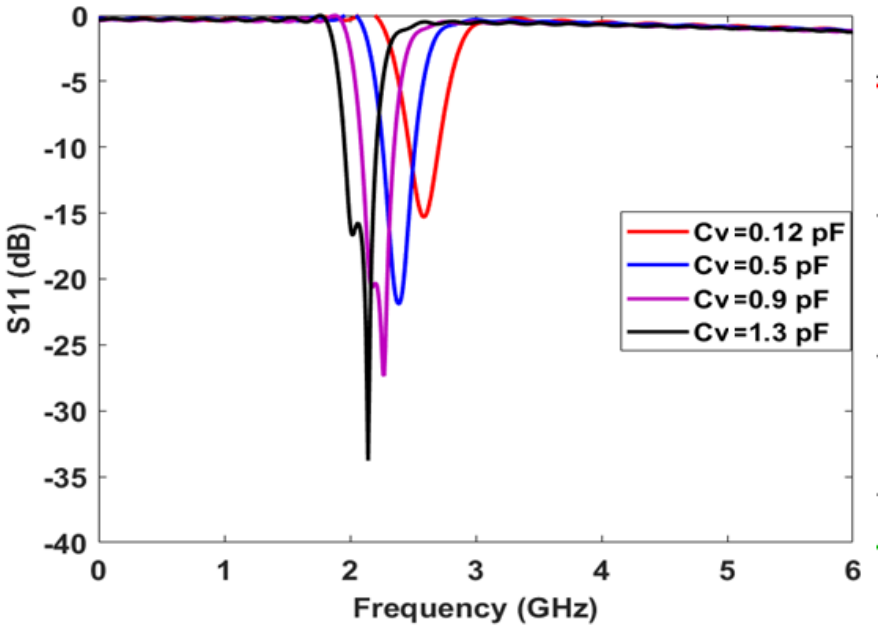


Figure IV.14: Evolution du paramètre S11 pour différentes valeurs de $\boldsymbol{C_v}$

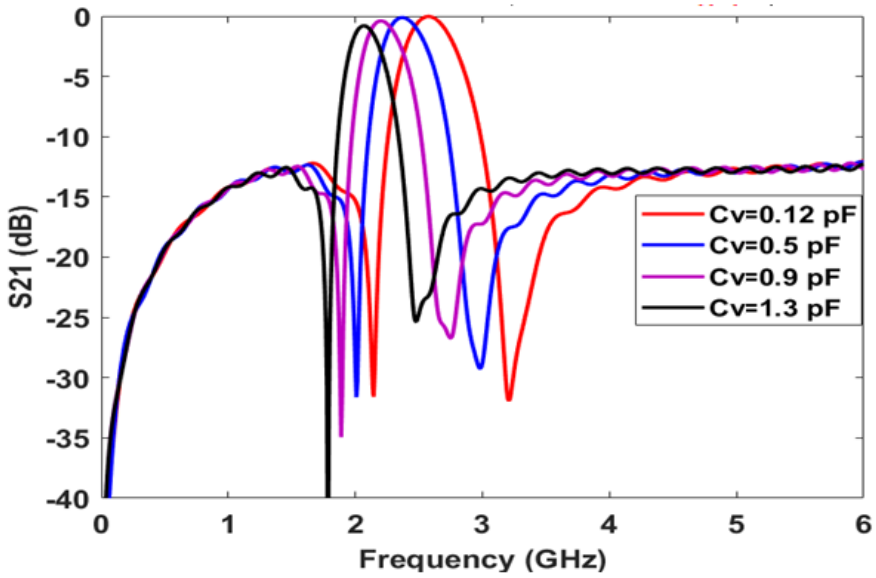


Figure IV.15: Evolution du paramètre S21 pour différentes valeurs de $\boldsymbol{C_v}$

Les résultats obtenus montrent qu'une augmentation de la valeur de la capacité induit un décalage fréquentiel de 600 MHz. Le niveau d'adaptation S11 reste toujours inférieur à -15 dB. Les pertes d'insertion S21 passent de -0,04 à -0,8 dB et dégradent la réponse du filtre, ce qui influe directement sur la largeur de la bande passante comme on peut le constater sur le tableau IV.4 qui résume les performances du filtre avec une diode varactor idéale.

Tableau IV.4: Résumé des performances du filtre en fonction des valeurs de $\boldsymbol{C_v}$

C_v (pF)	f_0(GHz)	BW (GHz)	S11 (dB)	S21 (dB)
0.12	2.6	0.41	-15.28	-0.04
0.5	2.4	0.36	-21.86	-0.16
0.9	2.2	0.308	-20.31	-0.39
1.3	2	0.248	-15.73	-0.8

Afin de finaliser cette étude, nous devons considérer un modèle réel de la diode varactor MA46H120 [27].

La Figure IV.16 présente le schéma équivalent du filtre passe bande conçu avec le modèle électrique de la diode varactor utilisée. Les résultats de simulation sont montrés sur les Figures IV.17 et IV.18.

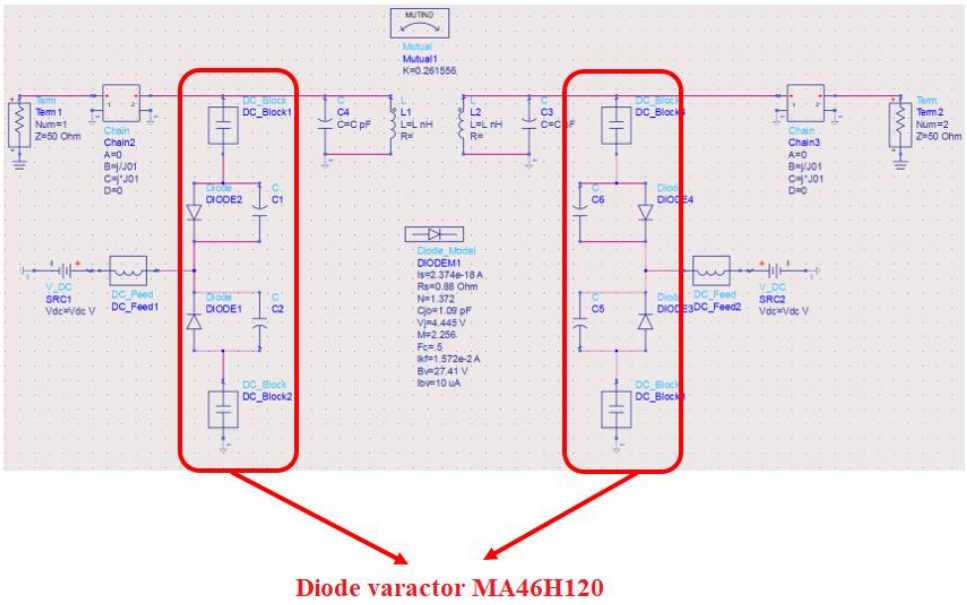


Figure IV.16: Schéma équivalent du filtre avec la diode varactor MA46H120 sous ADS

La tension de polarisation Vdc varie entre 0 et 15 V correspondant à une variation de la capacité de 1.3 pF à 0,12 pF

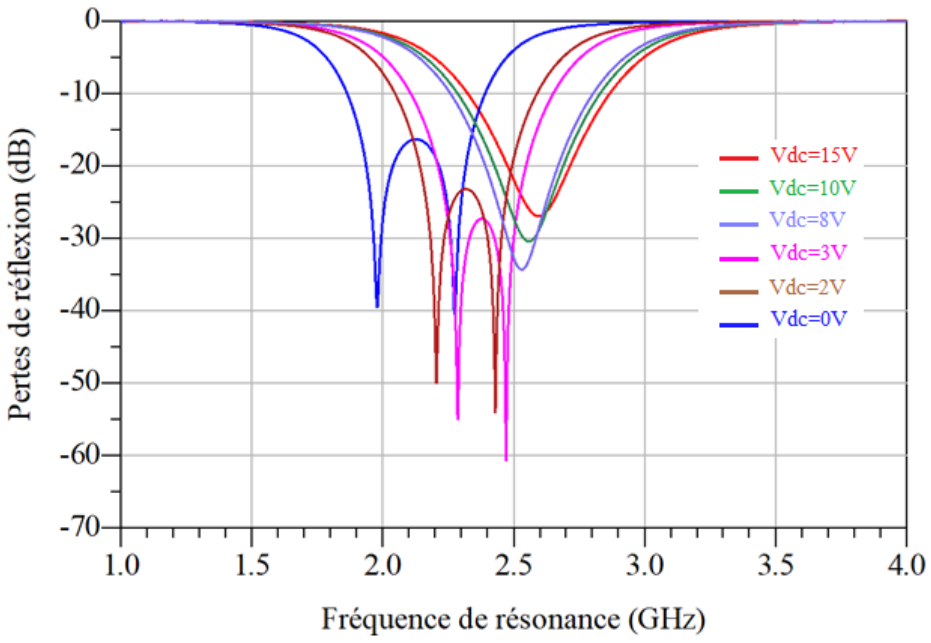


Figure IV.17: Variation du paramètre S11 en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la tension de polarisation Vdc

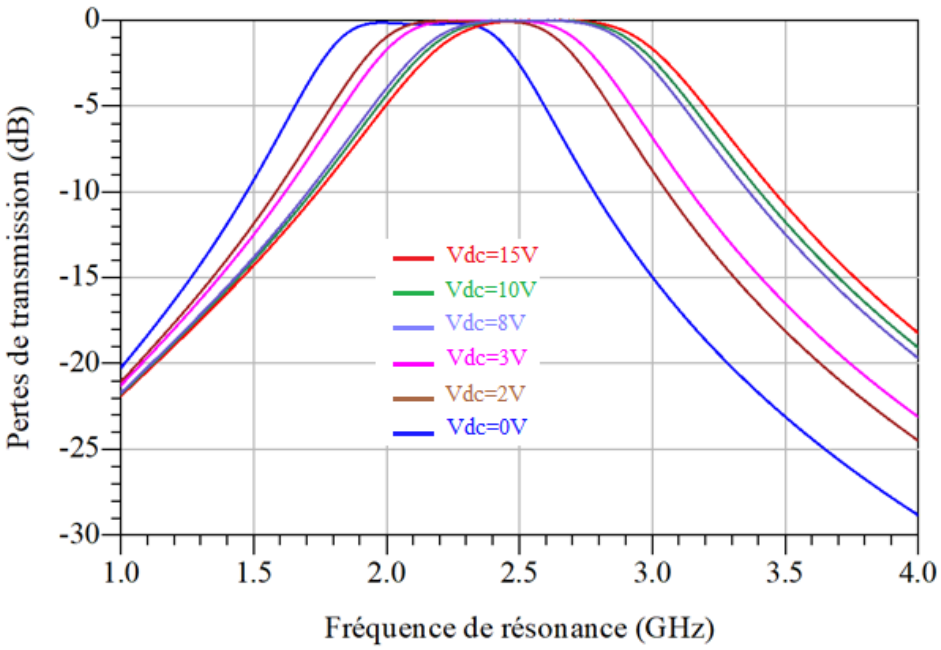


Figure IV.18: Variation du paramètre S21 en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la tension de polarisation Vdc

L'ensemble des résultats obtenus pour le schéma équivalent du filtre avec la diode varactor confirme effectivement le décalage fréquentiel de 2 à 2,6 GHz avec un minimum de pertes d'insertion dans la bande passante et des pertes de réflexion largement en dessous de -15 dB.

Pour valider l'idée de conception et justifier les résultats de simulation obtenus. Un prototype du filtre passe bande reconfigurable basé sur une diode varactor a été fabriqué (figure IV.19) pour des applications couvrant les bandes de communication mobile (2 GHz à 2.6 GHz). Les mesures expérimentales ont été faites à l'aide de l'analyseur de réseau vectoriel Anritsu MS2037C.

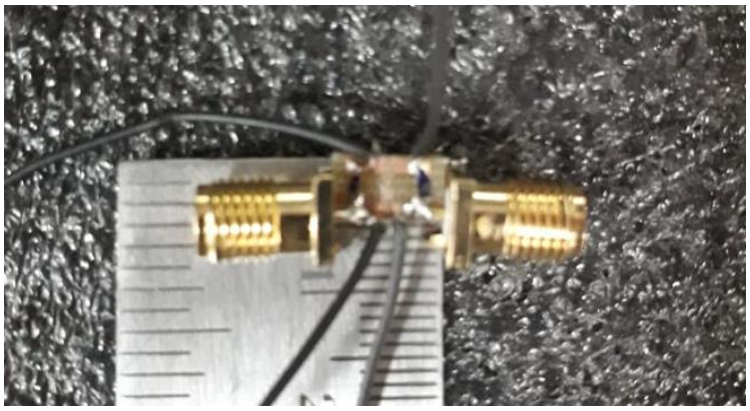


Figure IV.19: Prototype du filtre reconfigurable en utilisant une diode varactor [28]

Les Figures suivantes présentent les résultats des paramètres S simulés et mesurés pour deux valeurs de la capacité du varactor (0.12 et 0.9 pF).

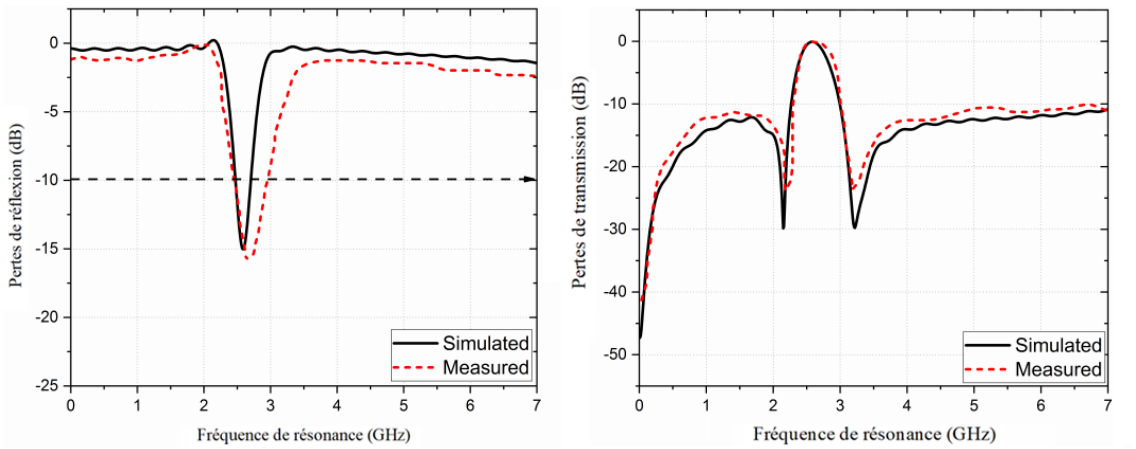


Figure IV.20: Paramètres S11 (figure à gauche) et S21 (figure à droite) simulés et mesurés pour la capacité 0.12 pF

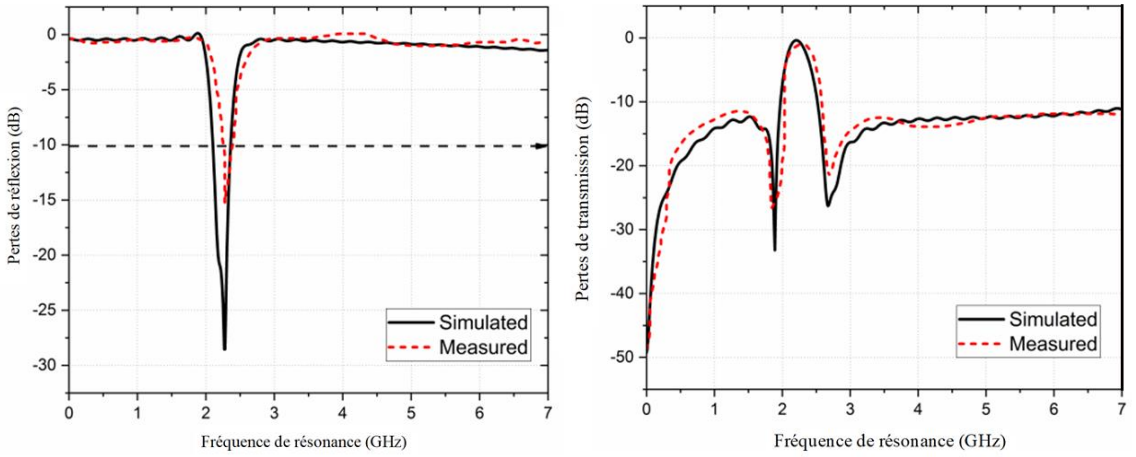


Figure IV.21: Paramètres S11 (figure à gauche) et S21 (figure à droite) simulés et mesurés pour la capacité 0.9 pF

D'après les figures ci-dessus, nous pouvons constater qu'il y a un très bon accord entre les résultats mesurés et simulés en termes de coefficient de transmission. Quant au coefficient de réflexion, un léger désaccord est observé qui peut s'expliquer par les techniques de maillage et aux erreurs de fabrication. La fréquence de résonance quant à elle change avec la valeur de la capacité conformément aux prédictions des simulations.

Une étude comparative entre les performances obtenues pour ce filtre reconfigurable à la base d'une diode varactor et celles de différents filtres équivalents de la littérature est présentée dans le tableau IV.5.

Tableau IV.5 : Comparaison de quelques filtres avec le filtre conçu

Ref	f_0 (GHz)	BW (GHz)	$S21$ (dB)	Taille (mm²)
[29]	0.494-1.257	0.282-0.943	2.38-5.52	Large
[30]	1.05-1.4	0.131-0.135	3.3-3.6	Large
[31]	0.97-1.72	0.075-0.085	3-4.5	33x37
[32]	1.05-1.9	————	2.4-5.4	14.2x17.4
[33]	2.35-5.4	1.1-4.8	1.4	65x45
Filter conçu [28]	2-2.6	0.248-0.41	0.02-1	4.7x8.4

À partir de cette étude comparative, il apparait clairement que le filtre reconfigurable proposé possède non seulement une taille réduite, mais offre également un niveau de pertes d'insertion très faible ce qui assure une bonne transmission du signal dans la bande d'accord désirée.

Pour conclure cette partie, et à partir des résultats obtenus, nous pouvons confirmer que l'utilisation d'une diode varactor placée dans la structure du filtre passe bande conçu est un choix valable pour réaliser un filtre reconfigurable avec une bonne précision de la variation de la fréquence de résonance, avec de faibles pertes d'insertion et des coefficients de réflexion en dessous de -15 dB.

III. Filtre reconfigurable en utilisant un varactor MOS

Le progrès de la microélectronique a offert de nouveaux varactors pour obtenir des filtres RF reconfigurables à travers de nouvelles approches plus efficaces et moins coûteuses. Ces varactors sont directement issus des procédés de fabrication des transistors de type MOS [34].

III.1. Synthèse théorique du varactor MOS

Le varactor MOS [35-37] est l'une des techniques couramment utilisées pour réaliser la reconfiguration des circuits RF. Sa structure est basée sur celle d'un transistor MOS dont

le drain, la source et le substrat sont reliés, tandis que la grille est polarisée par une tension continue.

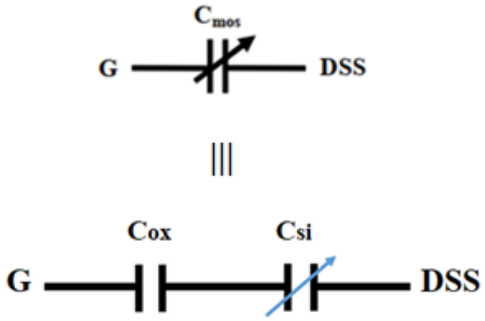


Figure IV.22: Schéma en coupe d'un varactor CMOS [34]

Entre la grille et la source/drain se forme une capacité constituée par la mise en série de la capacité d'oxyde (C_{ox}) et la capacité de silicium comme le montre la figure IV.22.

La capacité équivalente MOS (C_{MOS}) est alors dépend de la capacité de l'oxyde C_{ox} et de la variation de charge dans le silicium C_{Si} comme l'illustrent les équations suivantes [38] :

$$\frac{1}{C_{MOS}} = \frac{1}{C_{ox}} + \frac{1}{C_{si}} \quad \text{(IV.5)}$$

$$C_{si} = C_s + C_d \quad \text{(IV.6)}$$

Avec C_s la capacité dynamique résultant de la variation de la charge due aux porteurs libres et C_d la capacité due à la variation de la charge de déplétion. La capacité C_{ox} (Eq IV.7) est inversement proportionnelle à l'épaisseur t_{ox} de l'oxyde, telle que [38] :

$$C_{ox} = \frac{\varepsilon S}{t_{ox}} \quad \text{(IV.7)}$$

Avec $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_{ox}$ où ε_0 est la permittivité du vide, ε_{ox} est la permittivité de l'oxyde de silicium.

Généralement la conception d'un varactor MOS repose sur tois critères :

- Un rapport C_{max}/C_{min} maximum sous une tension de commande minimale, assurant ainsi une plage de fonctionnement la plus large possible,
- Un comportement *C=f(V)* le plus linéaire possible,
- Un facteur de qualité Q_v maximal à la fréquence de fonctionnement.

Dans l'objectif de rendre la caractéristique *C (V)* monotone (croissante ou décroissante), il faut limiter le régime de fonctionnement du MOS à la zone d'accumulation (AMOS) ou à la zone d'inversion (IMOS) [39].

- **Varactor MOS à inversion (IMOS)**

Les varactors I-MOS sont basés sur des transistors NMOS ou PMOS classiques. Lorsque le drain et la source sont connectés ensemble, le substrat est connecté à la masse pour l'IMOS à base de NMOS et à V_{dd} pour l'IMOS à base de PMOS et une tension de commande est appliquée à la grille [39]. La réponse C(V) de cette configuration est illustrée sur la figure IV.23.

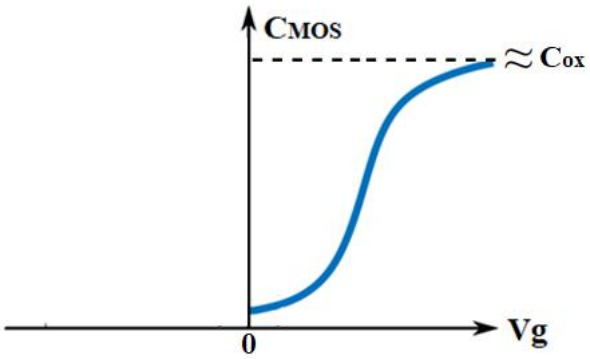


Figure IV.23: Caractéristique C(V) du varactor IMOS

- **Varactor MOS à accumulation (AMOS)**

La configuration AMOS [39] est similaire à celle IMOS, à l'exception près du dopage du substrat. Le substrat est dopé N pour l'AMOS au lieu du dopage traditionnel de type P. Les caractéristiques C(V) pour cette configuration sont représentées sur la figure IV.24.

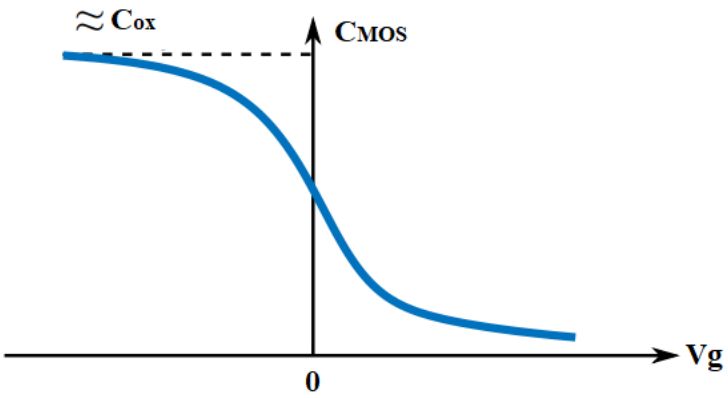


Figure IV.24: Caractéristiques C(V) du varactor AMOS

Afin de concevoir un varactor capable de modifier la fréquence de résonance avec des exigences spécifiques, un varactor à base de transistor PMOS en mode inversion, comme illustré sur la figure IV.25, est utilisé en raison de sa bonne plage de réglage par rapport aux autres varactors [40-43].

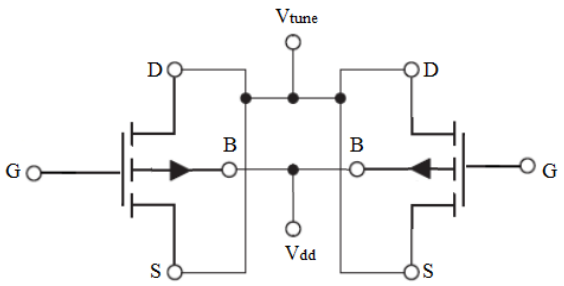


Figure IV.25: Varactor PMOS en mode inversion

III.2. Conception d'un varactor MOS en technologie TSMC 180 nm

Dans ce paragraphe, nous allons appliquer la configuration du varactor PMOS en mode inversion (I-PMOS) proposée afin d'obtenir une performance électrique correspondant au cahier des charges, c'est à dire un bon facteur de qualité et un rapport de reconfigurabilité suffisant.

La configuration proposée consiste à associer deux varactors PMOS en série à travers un montage tête-bêche, de façon à répartir la tension de commande et de polarisation.

Nous avons, dans un premier temps, créé un schéma électrique, représenté sur la figure IV.26, permettant de simuler le modèle BSIM3 SPICE du varactor I-PMOS sous le logiciel ADS keysight.

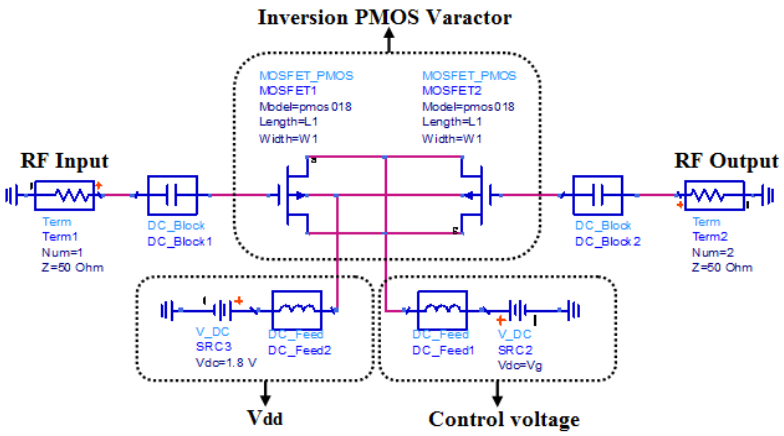


Figure IV.26: Configuration du varactor PMOS en mode d'inversion

Dans le modèle de varactor PMOS en mode d'inversion, les bornes du drain et de la source sont court-circuitées pour former une borne de condensateur tandis que la grille en polysilicium constitue l'autre borne et le substrat est connecté au V_{dd}.

Pour déterminer les caractéristiques C(V) de cette structure, nous devons d'abord déterminer la capacité maximale C_{max} (Eq. IV.11) et le facteur de qualité à vide Q_v (Eq. IV.12) [40-43].

$$C_{max} = C_{ox} W_v L_v \tag{IV.11}$$

$$Q_v = \frac{1}{2\pi f_0 R C_{max}} \tag{IV.12}$$

Où W_v et L_v sont respectivement la largeur et la longueur du canal pour le varactor PMOS en mode inversion, f_0 est la fréquence de résonance et R représente la résistance de pertes dans le varactor.

Il est important de préciser les pertes (R) dans le varactor PMOS. Elles peuvent être modélisées par deux résistances en série, une qui correspond à la résistance de polysilicum (R_g) de la grille et l'autre à la résistance de canal (R_{ch}).

L'utilisation d'un varactor à transistor PMOS multi-doigts permet de réduire et de rendre négligeable R_g devant R_{ch} . Dans ce cas « R » est donné par [40] :

$$R = R_{ch} = R_{poly/square} \frac{1}{N^2} \frac{W_v}{L_v} \tag{IV.13}$$

Où $R_{poly/square}$ est la résistance de grille en polysilicium par carré et N est le nombre de doigts.

Pour dimensionner le varactor en fonction de la capacité nécessaire pour l'application, les principaux paramètres à déterminer sont :

- La largeur du canal (W_v),
- La longueur du canal (L_v),
- Le nombre de doigts (N).

En effet, la conception du varactor désiré repose sur deux critères essentiels, la capacité nécessaire pour notre application et un facteur de qualité maximal.

Dans ce sens, nous présenterons dans la partie suivante, le flot de conception d'un varactor I-PMOS performant ainsi que les outils associés mettant en œuvre le modèle ci-dessus, afin de converger vers les résultats attendus.

III.2.1. Le flot de conception

La procédure de conception est basée sur la simulation pour évaluer les performances du circuit. Elle extrait les paramètres du circuit à optimiser correspondant aux résultats des simulations effectuées. Elle a l'avantage d'être flexible à toute configuration du circuit et offre un niveau de précision plus élevé selon les modèles de simulateurs utilisés.

Le flot de conception proposé pour concevoir le varactor souhaité, est illustré dans la figure IV.27.

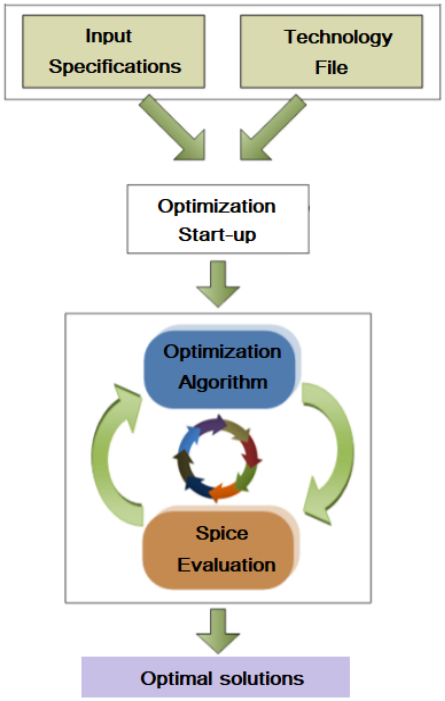


Figure IV.27: Flot de conception du varactor I-PMOS

Dans ce flot, la conception se déroule en trois étapes principales [44] :

- Le fichier technologique, les spécifications d'entrée et les contraintes,
- L'algorithme d'optimisation utilisée pour trouver les valeurs des paramètres du varactor,
- Simulateur Spice pour évaluer les performances [42].

La conception du varactor basée sur l'optimisation proposée se déroule comme suit : après la création de la Netlist d'entrée du varactor PMOS en mode d'inversion, l'algorithme d'optimisation utilisé génère de manière aléatoire les paramètres d'entrée dans cette Netlist. Ensuite le simulateur Spice, vérifie les contraintes et évalue les performances du circuit qui seront enregistrées.

Par la suite, le processus d'optimisation met à jour les valeurs d'entrée du varactor et évalue les nouvelles performances du circuit. Après la vérification des contraintes, les nouvelles performances sont comparées à celles déjà enregistrées. Si elles sont meilleures, elles sont acceptées, sinon, elles sont rejetées et le processus retourne à l'étape des mises à jour. A chaque itération, les meilleures solutions obtenues à partir du fichier de sortie Spice sont sélectionnées et enregistrées. Le processus d'optimisation s'arrête lorsque les critères d'arrêt seront remplis.

L'optimisation a été réalisée avec la procédure proposée (figure IV.29) pour générer une conception optimale du varactor dans le cadre de la technologie CMOS TSMC 180 nm. L'objectif est d'obtenir une capacité maximale à 1pF avec un bon facteur de qualité à vide. Les variables de conception, leur codage et leur espace de décision sont donnés dans le tableau IV.6.

Pour le transistor utilisé dans notre cas c'est le TSMC 180 nm. Afin de réduire la résistance du canal et de la grille dans le but d'augmenter le facteur de qualité à vide, une structure multi-doigts avec une longueur de canal $L_v = 360$ nm est utilisée.

Tableau IV.6: Paramètres d'optimisation

Variable	Codage	Espace de recherche
x1	L_v	360 nm
x2	W_v	[1µm, 50µm]
x3	N	[1, 40]

La procédure de conception proposée se base sur deux techniques d'optimisation : La première consiste à utiliser l'algorithme génétique (GA), la seconde est basée sur l'algorithme d'optimisation par essaim particulaire (PSO)

Ces deux algorithmes sont exécutés avec une population de 50 et des itérations maximales de 200. Les résultats obtenus et le temps de convergence des deux algorithmes GA et PSO sont donnés dans le tableau IV.7.

Tableau IV.7: Résultats de l'optimisation

Paramètres	GA	PSO
L_v (µm)	0.36	0.36
W_v (µm)	17.86	18.3
N	30	28
C_{max} (pF)	0.997	1.003
C_{min} (pF)	0.464	0.466
Q_v	80.62-173.55	81.4-175.22
Temps de Convergence (hrs)	3.64	3.58

La figure IV.28 montre la caractéristique *C* en fonction de *V* du varactor PMOS en mode inversion optimisé.

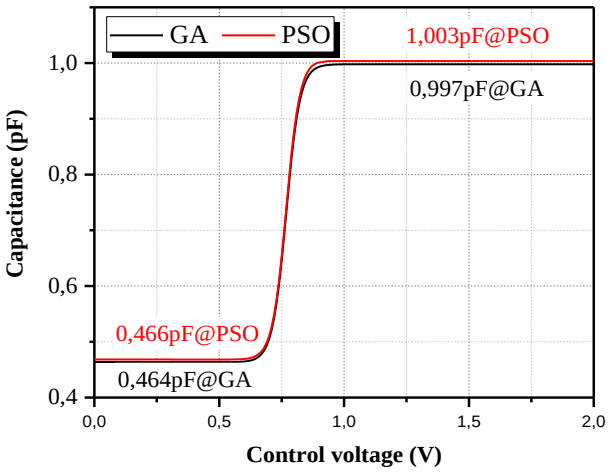


Figure IV.28: Caractéristiques C (V) du varactor PMOS en mode inversion

À partir des résultats obtenus, la capacité maximale souhaitée du varactor (≈1pF) est obtenue pour une largeur de grille de 18,3µm avec l'algorithme PSO (respectivement 17,86 µm avec l'algorithme GA), avec 28 structures I-PMOS en parallèle (respectivement

30) et un rapport d'agilité de 2,15 (de 0,466 à 1,003pF) (respectivement 2,14 (de 0,464 à 0,997pF)). Pour la suite, et au vu de ces résultats nous continuerons les simulations avec l'algorithme PSO.

III.2.2. L'impact du varactor I-PMOS sur la réponse du filtre

Afin d'évaluer l'effet du varactor I-PMOS conçu sur les performances du filtre passe bande, nous avons établi une co-simulation sous le logiciel ADS keysight, comme il est indiqué dans la figure IV.29.

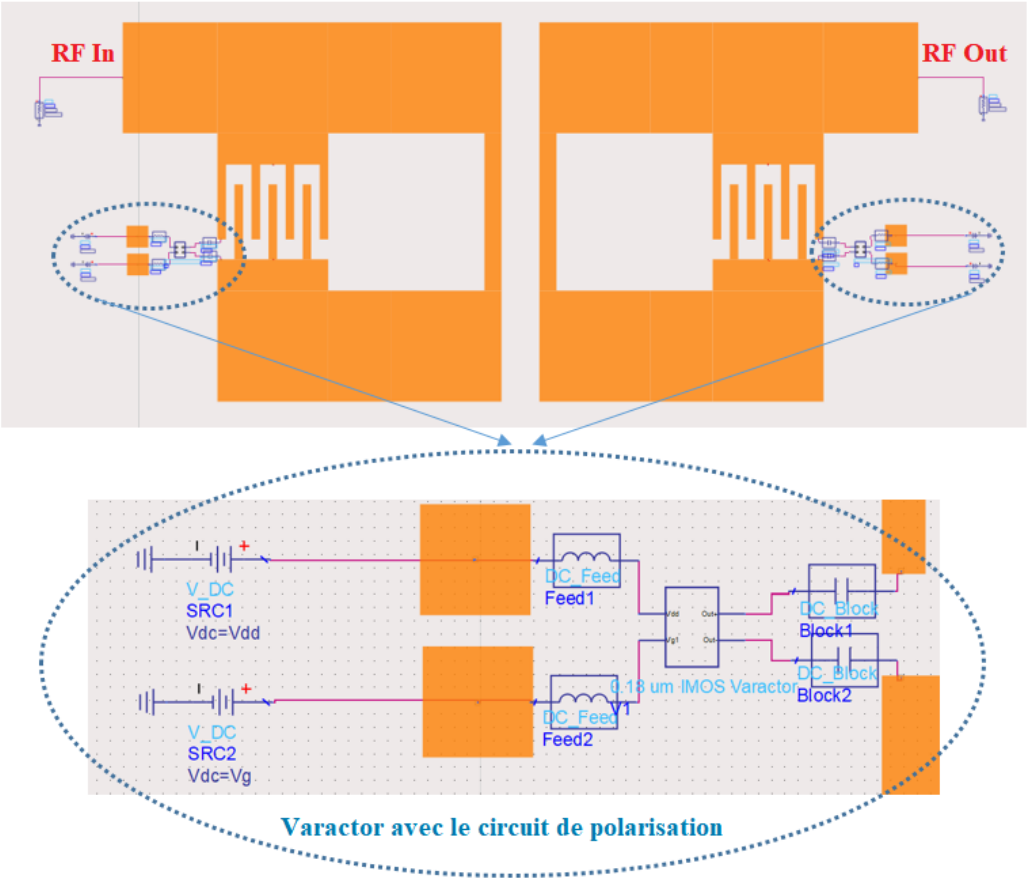


Figure IV.29: Co-simulation du filtre passe bande avec le varactor I-PMOS conçu

La procédure de simulation se fait en deux étapes. Tout d'abord, on simule une première fois le layout du filtre avec Momentum ADS en intégrant des accès localisés le long des faces des plots et les capacités interdigitées (figure IV.30). Le layout ainsi obtenu sous ADS Circuit propose 8 accès de polarisation sur lesquelles on connecte les différents éléments. Ensuite, nous relions les 4 accès localisés par le varactor I-PMOS conçu. Les quatre accès restants seront réservés aux alimentations.

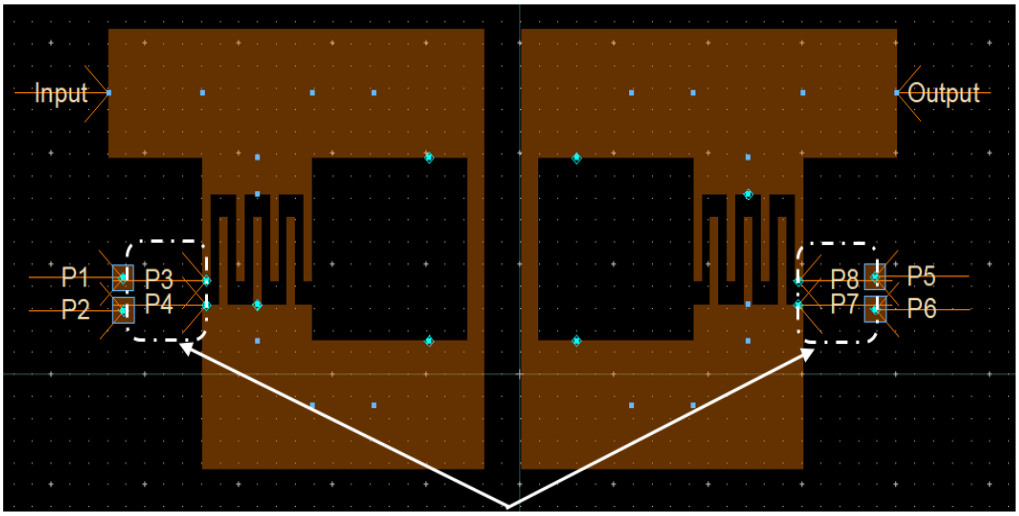


Figure IV.30: Layout du filtre avec ses accès localisés pour connecter le varactor

Cette méthode de simulation, nous permet de faire varier le varactor I-PMOS beaucoup plus rapidement et de manière plus efficace afin de permettre la reconfigurabilité du filtre.

Les Figures IV.31 et IV.32 présentent les résultats des paramètres S simulés pour trois valeurs de tensions de polarisation Vg

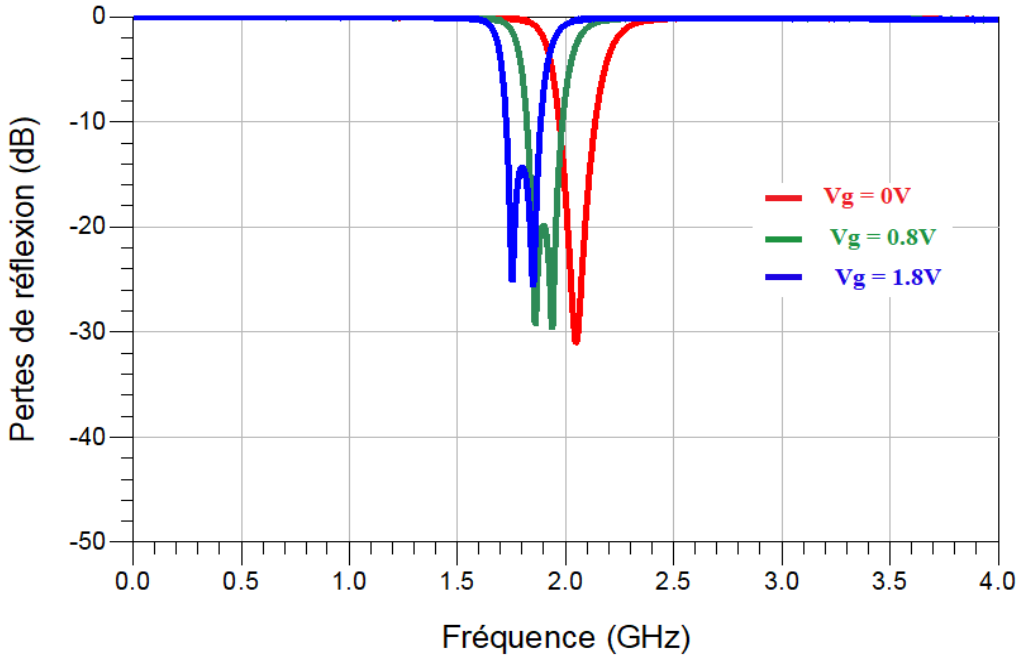


Figure IV.31: Réponse en réflexion (S11) du filtre reconfigurable conçu

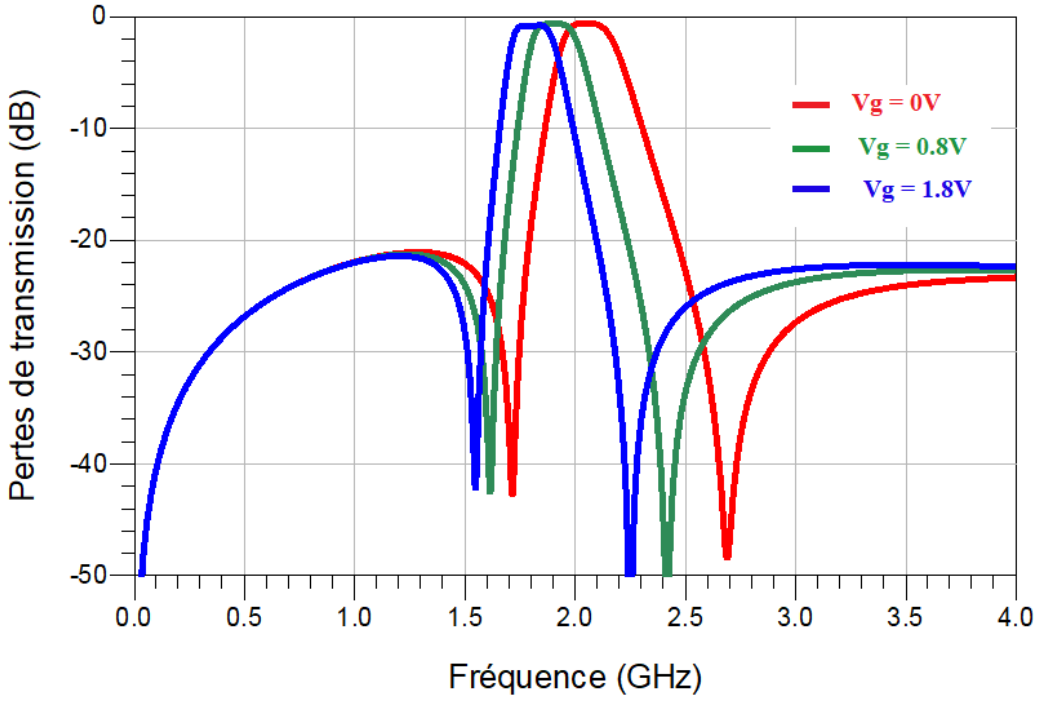


Figure IV.32: Réponse en transmission (S21) du filtre reconfigurable conçu

Les résultats de simulations montrent que l'augmentation de la tension de polarisation induit un décalage fréquentiel vers les basses fréquences de 2,048 à 1.8 GHz, ce qui représente une agilité fréquentielle de 14 %. Les zéros de transmission basses varient de 1,7 à 1,55 GHz, tandis que les zéros de transmission hautes se déplacent de 2,7 à 2.25 GHz. Les pertes d'insertion dans la bande passante passent de -0.56 dB à -0.83 dB, lorsque la tension de polarisation augmente.

Le Tableau IV.8 récapitule les performances électriques du filtre reconfigurable avec le varactor I-PMOS conçu.

Tableau IV.8 : Résumé des performances du filtre en fonction de la tension de polarisation

V_g (V)	f_0(GHz)	S11 (dB)	S21(dB)	BW (GHz)
0	2.048	-31.01	-0.56	0.256
0.8	1.9	-19.93	-0.65	0.226
1.8	1.8	-14.3	-0.83	0.206

Afin d'avoir une variation discrète de la reconfigurabilité, nous avons opté pour l'utilisation d'un varactor PMOS en mode inversion à 3 bits.

III.3. Conception d'un varactor I-PMOS numérique à 3 bits

Nous nous sommes intéressés dans cette partie à la possibilité d'utiliser le varactor conçu uniquement dans ces deux états (C_{max} *et* C_{min}). Cette solution offre deux avantages : d'une part on peut contrôler le varactor par une interface numérique (Microcontrôleur…) et d'autre part, la non linéarité est réduite car la sensibilité aux variations de polarisation est très faible dans ces deux états.

La structure de la capacité variable proposée est composée de trois varactors disposés en parallèle et seront commutés indépendamment afin d'augmenter la valeur totale de la capacité. Cette structure est présentée sur la figure IV.33.

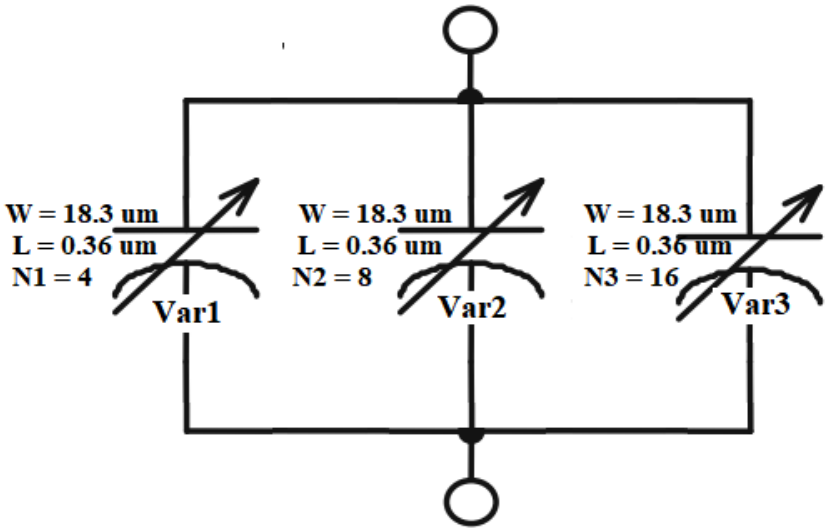


Figure IV.33: Schéma du circuit proposé avec trois varactors disposés en parallèle

Nous allons pouvoir synthétiser huit valeurs de capacités, correspondant aux 2^3 combinaisons possibles. On va donc appliquer trois tensions de commande DC : V_{g1}, V_{g2} et V_{g3} qui produiront ces huit valeurs de capacités différentes (figure IV.34).

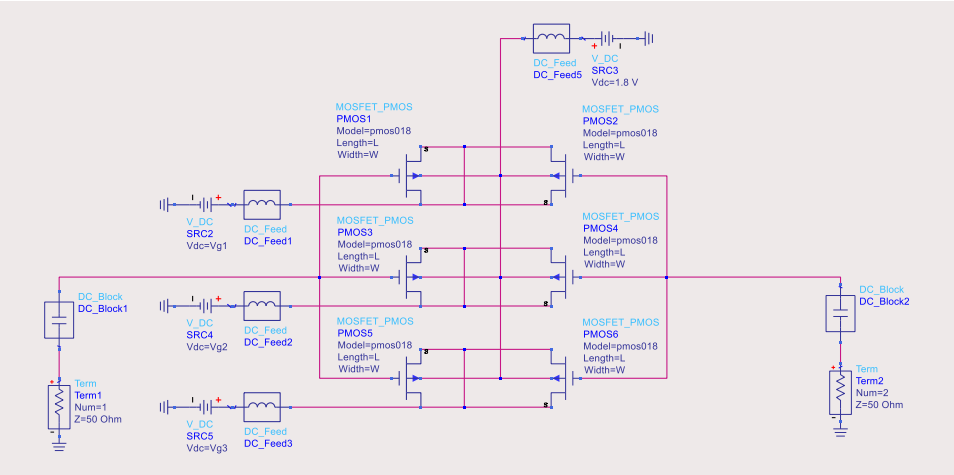


Figure IV.34: Configuration du varactor à 3 bits sous ADS Keysight

Le Tableau IV.9 résume les principales caractéristiques de la structure du varactor proposé à 3 bits.

Tableau IV.9 : Bilan de performance de la capacité variable étudiée

V_{g1}	V_{g2}	V_{g3}	C_{max} *(pF)*
0	0	0	0.512
0	0	1	0.666
0	1	0	0.82
0	1	1	0.974
1	0	0	0.589
1	0	1	0.743
1	1	0	0.897
1	1	1	1.051

La configuration proposée permet donc d'atteindre des capacités situées entre 0.512 pF et 1.051 pF, soit un rapport de reconfigurabilité égal à 2.05. La structure finale du filtre est présentée sur la figure IV.35. Des plots sont utilisés pour polariser les varactors par une commande binaire. À l'état haut, noté 1 correspond à 1.8 V et à l'état bas, noté 0 correspond à 0 V.

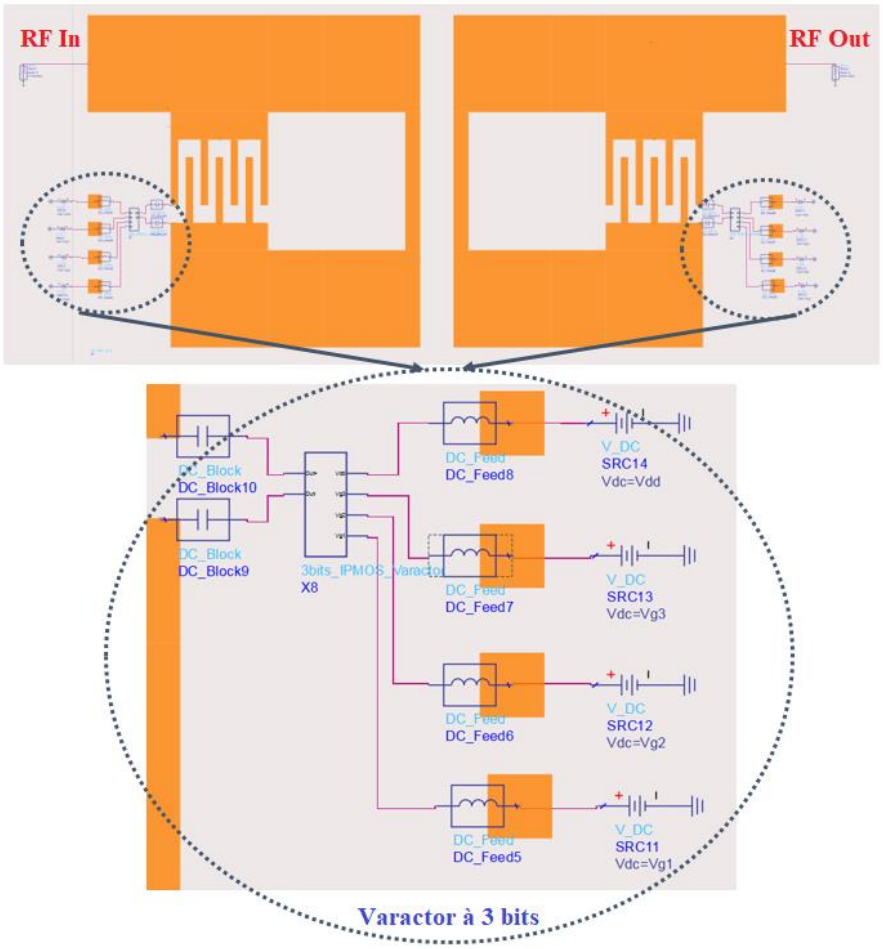


Figure IV.35: Co-simulation du filtre passe bande avec le varactor I-PMOS à 3 bits proposé

Les figures IV.36 et IV.37 présentent la réponse fréquentielle du filtre passe bande reconfigurable conçu.

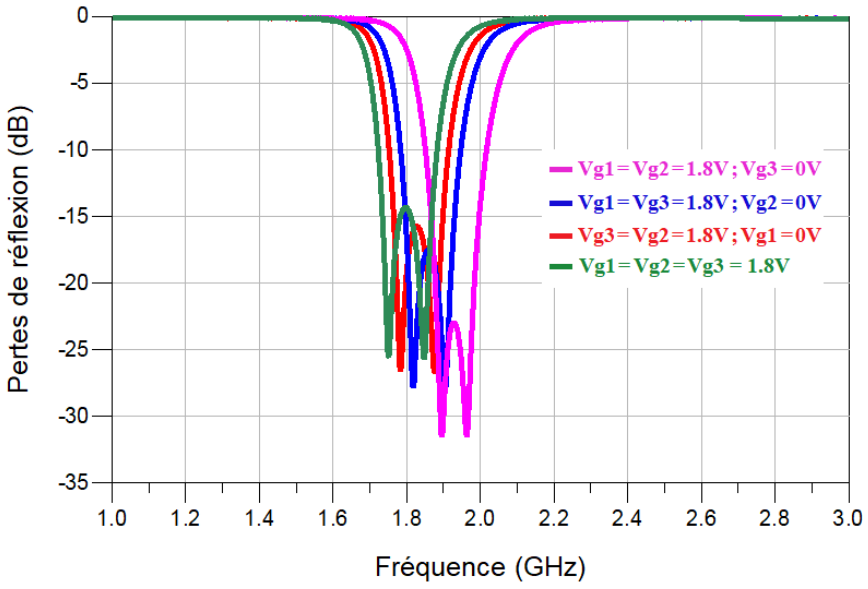


Figure IV.36 : Réponse en réflexion (S11) du filtre reconfigurable conçu à 3 bits

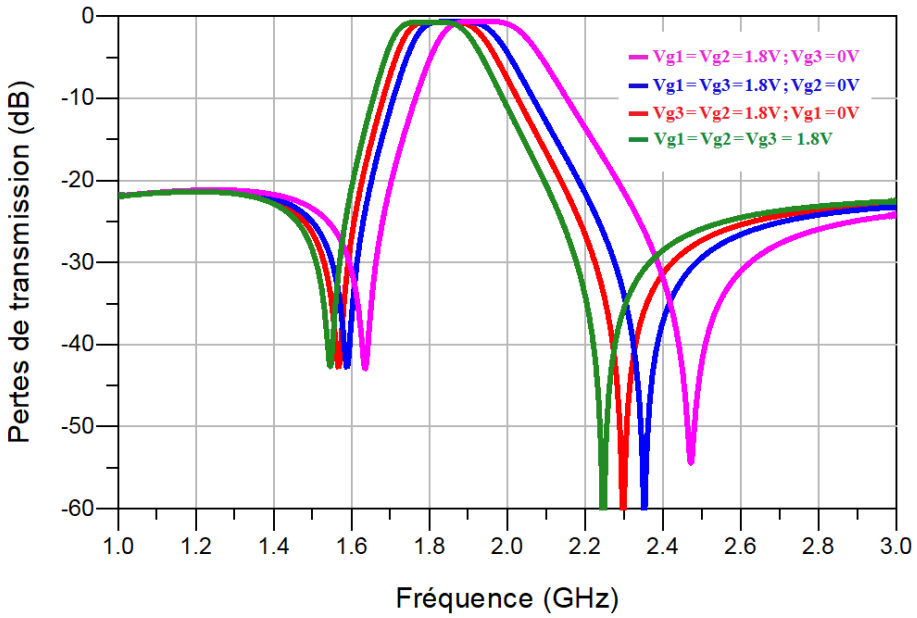


Figure IV.37 : Réponse en transmission (S21) du filtre reconfigurable conçu à 3 bits

Le filtre présente une plage d'accord entre 2.04 GHz et 1.79 GHz, avec une bande passante quasiment constante de 240 MHz +/- 16 MHz. Le niveau d'adaptation est inférieur à -15 dB et les pertes de transmission supérieure à - 1 dB.

Les performances électriques obtenues en simulation pour les huit états sont résumées dans le tableau suivant.

Tableau IV.10: Résumé des performances électriques du filtre reconfigurable

Etat du filtre	f_0(GHz)	S11 (dB)	S21(dB)	BW (GHz)
000	2.04	-30.84	-0.56	0.256
001	1.89	-19.79	-0.66	0.235
010	1.96	-28.3	-0.59	0.240
011	1.82	-15.75	-0.76	0.243
100	2	-45.99	-0.57	0.248
101	1.85	-17.5	-0.71	0.239
110	1.93	-22.97	-0.62	0.233
111	1.79	-15.32	-0.82	0.224

En résumé, d'après cette étude, le varactor PMOS en mode d'inversion dans sa configuration numérique avec 3 bits, permet d'assurer la reconfigurabilité tout en maintenant une bande passante quasi-stable ainsi qu'un minimum de pertes de transmission.

IV. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux techniques pour rendre le filtre RF conçu reconfigurable en fréquence : La première consiste à utiliser des éléments d'accord classiques comme la diode PIN et la diode varactor pour faire varier la fréquence de résonance du filtre et la deuxième consiste à développer une approche innovante basée sur les varactor MOS.

Dans un premier temps, nous avons étudié et simulé le filtre RF en utilisant une diode PIN. La fréquence centrale varie de 2,4 à 2,6 GHz, ce qui permet de couvrir deux bandes de fréquences : ISM et LTE. Les pertes de transmission sont faibles de -0.18 dB à -0.75 dB. Pour couvrir une gamme importante en fréquence, nous avons utilisé une diode varactor. Les résultats de simulation obtenus ont montré une variation intéressante de la fréquence de résonance en fonction de la tension de polarisation de la diode.

Dans un second temps, nous nous sommes intéressés à l'étude et la conception d'une capacité variable en technologie TSMC 180 nm avec deux types d'architectures : Le premier est dit analogique, ou la configuration de la capacité variable est composée d'une paire de varactor I-PMOS et polarisée par une tension continue variant entre 0 V et 1.8 V. Le deuxième type est dit numérique, ou la configuration de la capacité variable est composée de trois varactors I-PMOS disposés en parallèle et commutés indépendamment selon deux états (0V et 1.8 V). Ce type d'architecture permet de reconfigurer le filtre passe bande d'une manière intelligente.

Bibliographie du chapitre IV

[1] R.G. Garcıa et al, “Fully-Reconfigurable Band Pass Filter With Static Couplings and Intrinsic-Switching Capabilities”, IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS).

[2] J. Utkarsh et al, “Frequency Reconfigurable Band Pass Filter For IMT-A Applications”, 2nd International Conference on Computing and Communications Technologies (ICCCT), IEEE Explorer, 2017.

[3] K. Mukesh et al, “Defected Ground Structure: Fundamentals, Analysis, And Applications in Modern Wireless Trends” Hindawi International Journal of Antennas and Propagation, 2017.

[4] K. Arjun et al, “Design and Realization of Microstrip Filters with New Defected Ground Structure (DGS)” www.elsevier.com/ locate/jestch, 2017.

[5] M. Rusdi et al, “Design of Dual-Band Bandpass Filter For GSM 950 MHz and GSM 1850Mhz Applications Using Lumped Component”, Journal of Physics: Conference Series, 2017.

[6] B. Hammadi et al, “RF and microwave reconfigurable bandpass filter design using optimized active inductor circuit”, International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 2018.

[7] T. K. Kataria et al, “Microfluidic Reconfigurable Filter Based on Ring Resonators”, Progress in Electromagnetics Research Letters, 2018.

[8] Y. Dia, “Optimisation par conception conjointe de dispositifs multifonctions filtre antenne compacts et agiles”, Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2016.

[9] G. Chaabane, “Etude de dispositifs hyperfréquences passifs accordables en technologie MEMS RF et SOI”, Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2016.

[10] C. Zhou et al, “A Technique for Tunable Filters with Low Insertion Loss and Narrow Bandwidth”, conference paper, ICEMEE, 2018

[11] L. R. Shuo et al, “A tunable bandpass-to-bandstop filter using stub-loaded resonators and PIN diode”, 10th Global Symposium on Millimeter-Waves, 2017.

[12] C. Fu-Chang et al, “A Tunable Dual-Band Bandpass-to-Bandstop Filter Using p i-n Diodes and Varactors”, IEEE Access, 2018.

[13] I. Hashinur et al, “Diode Based Reconfigurable Microwave Filters for Cognitive Radio Applications: A Review”, IEEE Access, 2020.

[14] A. Bandyopadhyay et al, “A high selective tri-band bandpass filter with switchable passband states”, International Journal of Microwave and Wireless Technologies, 2019

[15] H. Nachouane et al, “A switchable bandstop-to-bandpass reconfigurable filter for cognitive radio applications”, International Journal of Microwave and Wireless Technologies, 2016.

[16] M. Jung et al, “A Widely Tunable Compact Bandpass Filter Based on a Switched Varactor Tuned Resonator”, IEEE Access, 2019

[17] K. Song et al, “Compact Wide-Frequency Tunable Filter With Switchable Bandpass and Bandstop Frequency Response”, IEEE Access, 2019.

[18] Y. Wu et al, “Simple Coupled Line Tunable Bandpass Filter With Wide Tuning Rang”, IEEE Access, 2020.

[19] D. Lu et al, “Advanced Synthesis of Wide-Tuning-Range Frequency-Adaptative Bandpass Filter with Constant Absolute Bandwidth”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2019.

[20] K. Song et al, “Tunable balanced bandpass filter with constant absolute bandwidth and high common mode suppression”, IET Microwaves Antennas and Propagation, 2019

[21] L. Gao et al, “Design of Tunable Multi-Pole Multi-Zero Bandpass Filters and Diplexer with High Selectivity and Isolation”, IEEE Transaction on Circuits and Systems, 2019.

[22] Z. Zeng et al, “A Reconfigurable Filter Using Defected Ground Structure for Wideband Common-Mode Suppression”, IEEE Access, 2019

[23] Y. Al-Yasir et al, “A Varactor-Based Very Compact Tunable Filter with Wide Tuning Range for 4G and Sub-6 GHz 5G Communications”, Sensors 2020.

[24] A. Ebrahimi et al, “Continuously Tunable Dual-mode Bandstop Filter”, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 28, Issue 5, 2018.

[25] M. Agaty, “Nouvelles technologies pour les filtres hyperfréquences Accordables”, Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2018.

[26] Data Sheet of MPP4203 PIN Diodes, Microsemi, Application Note
http://www.microsemi.com/datasheets/MPP4203.pdf

[27] Data Sheet of MA46H120 varactor diode, MA-COM technology
http://www.macomtech.com/datasheets/MA46H120.pdf

[28] A. Belmajdoub et al, "Design of a compact reconfigurable bandpass filter using interdigital capacitor, DMS slots and varactor diode for wireless RF systems", JINST, 2022.

[29] Y. Wu et al, "Simple Coupled Line Tunable Bandpass Filter With Wide Tuning Rang", IEEE Access, 2020

[30] D. Lu et al, "Advanced Synthesis of Wide Tuning Range Frequency Adaptative Bandpass Filter with Constant Absolute Bandwidth", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2019

[31] K. Song et al, "Tunable balanced bandpass filter with constant absolute bandwidth and high common mode suppression", IET Microwaves Antennas and Propagation, 2020

[32] L. Gao et al, "Design of Tunable Multi-Pole Multi-Zero Bandpass Filters and Diplexer with High Selectivity and Isolation", IEEE Transaction on Circuits and Systems, 2019

[33] Z. Zeng et al, "A Reconfigurable Filter Using Defected Ground Structure for Wideband Common-Mode Suppression", IEEE Access, 2019

[34] Y. Morandini, "Evaluation de nouvelles varicaps en technologie silicium", Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologie de Lille, 2008.

[35] N. Boughanmi, "Contribution à la conception d'un oscillateur à faible bruit de phase pour le radio mobile", Thèse de doctorat, Université de Sfax, 2010.

[36] M. Vallet, "Synthèse de fréquence multi-bandes couvrant les ondes millimétriques pour les applications WiFi-WiGig", Thèse de doctorat, Université de Bordeaux, 2015.

[37] V. Freitas, "Etude et réalisation de réseaux d'adaptation d'impédances accordables linéaires et non linéaires, sur PCB et silicium CMOS, pour des applications en radiofréquences ", Thèse de doctorat, Université de Grenoble, 2012.

[38] R. Allanic, “Modélisation et conception de dispositifs accordables sur substrat semi-conducteur : étude d’une nouvelle démarche de co-conception”, Thèse de doctorat, Université européenne de Bretagne, 2015.

[39] D. Axelrad, “Application des technologies CMOS sur SOI aux fonctions d’interface des liens de communication haut débit (> 10 Gbit/s)”, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2005.

[40] A. Karimi, “A new modified I-MOS varactor for linear range enhancement”, Microelectronics Journal, 2019.

[41] D. Dwivedi et al, “Design of a 3-bit digital control oscillator (DCO) using IMOS varactor tuning”, Analog Integrated Circuits and Signal Processing (Springer), 2019.
[42] S. Abi et al, “An optimal design for a MOS varactor using artificial Bee Colony Algorithm”, International Meeting on Advanced Technologies in Energy and Electrical Engineering, 2020.

[43] A. Aitoumeri et al, “A Low Phase Noise and 56.3 % FTR LC-VCO with an Enhanced IMOS Varactor for Use in Wireless LAN Communication Protocols 802.11b/g”, International Symposium on Advanced Electrical and Communication Technologies, 2019.

[44] A. Lberni et al, “Influence of the operating regimes of MOS transistors on the sizing and optimization of CMOS analog integrated Circuits”, AEU-International Journal of Electronics and Communications, 2021.

Conclusion générale et perspectives

Tout au long de ce manuscrit de thèse, nous nous sommes consacrés à la présentation des diverses étapes pour la conception d'un filtre RF reconfigurable, sur la base d'une technologie planaire et des résonateurs linéiques, pour les nouveaux standards de communications sans fils. Le but est de proposer une ou des solutions aux diverses problématiques concrètes liées à la multitude de fréquences allouées chacune à un standard de communication, à l'encombrement, aux bonnes performances électriques que nécessite les nombreuses applications et la reconfigurabilité. Ceci a été fait en explorant les différentes possibilités techniques qui sont offertes et par la proposition et le développement de solutions innovantes et prometteuses.

Après une présentation de l'état de l'art, sur le principe de fonctionnement des filtres RF, leurs paramètres d'évaluation, leurs technologies d'intégration ainsi que les éléments d'accord utilisés pour les rendre reconfigurables, nous avons proposé une démarche méthodologique basée sur le choix de la structure planaire convenable, la miniaturiser et la rendre reconfigurable en insérant un élément capacitif variable.

Le second chapitre a permis de concevoir un filtre RF passe bande en technologie micro ruban autour de la fréquence 2.4 GHz en utilisant deux topologies planaires. Une première, basée sur les lignes couplées et la deuxième sur les résonateurs linéiques. Les simulations sont effectuées en utilisant deux logiciels de simulation électromagnétique ADS Keysight et CST Microwave. Les résultats obtenus pour la première structure ont été intéressants en termes des performances électriques (pertes d'insertion et le niveau d'adaptation) mais la taille qu'elle offre ne correspond pas aux attentes. C'est dans ce sens que nous avons conçu un filtre qui possède une architecture simple et réduite par rapport à la première et qui offre également des performances électriques répondant aux spécifications du cahier des charges. Il s'agit d'un filtre passe bande à base de deux résonateurs linéiques de forme carrée en boucle ouverte. Ce filtre a été réalisé et les résultats de simulation ont été validés par les mesures.

Ensuite, et afin de diversifier les structures du filtre RF aux caractéristiques fixées, nous avons conçu et simulé deux configurations d'un filtre passe bande à base de deux résonateurs linéiques de forme rectangulaire, fermés sur une charge capacitive d'une

valeur de 1.15 pF. Les deux résonateurs constituants le filtre ont été disposés dans un premièr lieu de façon à favoriser le couplage électrique, puis dans un second lieu pour favoriser le couplage magnétique. Une étude comparative entre chacune des deux dispositions a permis d'opter pour la suite du travail à un couplage magnétique qui donne de meilleurs résultats en termes de performances électriques.

Le troisième chapitre a porté essentiellement sur la miniaturisation du filtre RF conçu par itération de DMS. En effet nous nous sommes intéressés à l'étude des effets de deux formes de DMS (carrée et rectangulaire) sur le comportement du résonateur linéique en termes de taille et de facteur de qualité. Les résultats obtenus montrent un compromis intéressant entre le facteur de qualité à vide du résonateur et sa taille, ce qui permet de concevoir un filtre performant dans une topologie optimale et compacte. Ensuite, et afin de proposer un filtre RF passe bande possédant une architecture planaire totalement imprimée, une nouvelle configuration a été proposée, intégrant en plus des DMS, une capacité interdigitée. Les résultats de simulation sont très satisfaisants et répondent au cahier des charges.

Le quatrième chapitre a porté sur la synthèse et la conception d'un filtre RF passe bande reconfigurable en fréquence. Le filtre planaire est constitué de deux résonateurs linéiques micro rubans couplés magnétiquement et chargées par un élément de contrôle de la fréquence de résonance. Cette topologie de filtrage permet de couvrir plusieurs standards de communication sans fils sous une architecture simple et réduite. Trois configurations ont été appliquées pour assurer la reconfigurabilité du filtre RF désiré. La première utilise une diode PIN MPP4203 de la Technologie Microsemi. Dans ce cas, le filtre RF couvre deux bandes de fréquence : La bande ISM comme le Wifi et le Bluetooth… et la bande de la 4éme génération de communication mobile (LTE). Les pertes d'insertion pour cette configuration passent de -0.18 dB à -0.75 dB. Nous avons par la suite, simulé et réalisé une deuxième configuration du filtre RF reconfigurable à base d'une diode varactor MA46H120 de la technologie MA-COM. Les résultats de simulation ont mis en évidence la validation de la réponse globale du filtre et une agilité en fréquence centrale plus importante par rapport à celui utilisant la diode PIN. La troisième configuration est basée sur l'utilisation d'une capacité variable MOS en mode inversion, dite « varactor I-PMOS » en technologie TSMC 180 nm. Cette configuration pourrait apporter une solution pour une reconfigurabilité numérique du filtre RF conçu.

Le filtre proposé, offre une agilité fréquentielle de 14 %. Les pertes d'insertion passent de -0.56 dB à -0.83 dB.

Comme perspectives à ce travail, il serait intéressant de rendre la structure globale du filtre conçu encore plus compacte en utilisant une architecture multicouche ainsi que de développer une capacité MEMS variable capable de garder un niveau de transmission élevé sous une bande de reconfigurabilité importante.

Liste des travaux

I. Publications internationales :

1- A. Belmajdoub et al, “Design and optimization of a new compact 2.4 GHz bandpass filter using DGS technique and Ushaped resonators for WLAN applications”, International Journal of Telecommunication, Computing, Electronics and Control, vol.17, 2019. *http://dx.doi.org/10.12928/telkomnika.v17i3.10913*

2- A. Belmajdoub et al, “Design, Optimization and Realization of Compact Bandpass Filter using Two Identical Square Open Loop Resonators for Wireless Communications Systems”, International Journal of Instrumentation, vol. 14, 2019. *https://doi.org/10.1088/1748-0221/14/09/P09012*

3- A. Belmajdoub et al, “Design of compact microstrip bandpass filter using square DMS slots for Wi-Fi and Bluetooth applications”, International Journal of Telecommunication, Computing, Electronics and Control, Vol. 19, 2021. *http://journal.uad.ac.id/index.php/TELKOMNIKA/article/view/18768*

4- A. Belmajdoub et al, “Design of a compact reconfigurable bandpass filter using interdigital capacitor, DMS slots and varactor diode for wireless RF systems”, International Journal of Instrumentation, vol. 16, 2021. *https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1748-0221/16/11/P11013*

II. Communications internationales :

5- A.Belmajdoub, M. Jorio, S. Bennani, A. El Alami andA.Boutejdar, “Small Integrated Bandpass Filter using two Identical closed Rectangular Resonators on a Capacitive Load for Wireless Communications Systems”, The 5th international conference on Wireless Technologies, embedded and intelligent Systems. 2019. *http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=8723776&isnumber=8723656*

6- A.Belmajdoub, M. Jorio, S. Bennani and A. Lakhssassi, “Compact Structure Design of Band Pass Filter using Rectangular Resonator and Integrated Capacitor for Wireless Communications Systems”, 2nd International Conference on Electronic Engineering and Renewable Energy, 2020.

https://link.springer.com/chapter/10.1007/978-981-15-6259-4_8

III. Communications nationales :

7- A. Belmajdoub, M. Jorio, S. Bennani, “ Filtre passe bande à base d’un résonateur rectangulaire fermé sur une capacité localisée destine aux systemes de communications sans fils”, International Workshop on Embedded System, and Applications, 2019.
8- A. Belmajdoub, M. Jorio, S. Bennani, “ Conception et réalisation d’un filtre passe bande reconfigurable basé sur la technique DMS-DGS et les varactors CMOS pour les systèmes de communication sans fil”, 5ème Edition de la journée doctorale du laboratoire Energies Renouvelables et Systèmes Intelligents ERSI, 2019.
9- A. Belmajdoub, M. Jorio, S. Bennani, A. Lakhssassi and M. Amzi « Improved design of a compact microstrip bandpass filter using DMS slot for wireless communications systems»,1st Mediterranean Conference on Information Technology and its Applications 2020.
10- A. Belmajdoub, M. Jorio, S. Bennani, “ Etude Conception et réalisation d’un filtre RF reconfigurable pour les systèmes de communication sans fil”, 6ème Edition de la journée doctorale du laboratoire Systèmes Intelligents, Géoressources et Energies Renouvelables SIGER, 2021