

# UNIVERSITE DE LIMOGES

Faculté des Sciences et Techniques

Ecole Doctorale Science, Technologie, Santé

Laboratoire XLIM (UMR 6172), équipe MINACOM

Thèse N° : 9-2009

THESE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique

Présentée et soutenue par

***Mohamad HOUSSINI***

Le Jeudi 26 Mars 2009

***Conception de circuits reconfigurables à base de MEMS RF***

Thèse dirigée par Pierre BLONDY

|  |  |                                     |
|--|--|-------------------------------------|
| <b>Michel PRIGENT</b>  | Professeur à l'université de Limoges-Xlim  | Président                           |
| <b>Cédric QUENDO</b><br><b>Eric KERHERVE</b>                                 | Ingénieur de Recherches à l'UBO Brest<br>Professeur à l'université de Bordeaux-IMS   | Rapporteur<br>Rapporteur            |
| <b>Philippe DUFRANE</b><br><b>Valérie MADRANGEAS</b><br><b>Pierre BLONDY</b> | Ingénieur Radial Systems Limoges<br>Professeur à l'université de Limoges-Xlim<br>Professeur à l'université de Limoges-Xlim | Examineur<br>Examineur<br>Examineur |
| <b>Arnaud POTHIER</b>  | Chargé de Recherches CNRS-Xlim   | Invité                              |



# UNIVERSITE DE LIMOGES

Faculté des Sciences et Techniques

Ecole Doctorale Science, Technologie, Santé

Laboratoire XLIM (UMR 6172), équipe MINACOM

Thèse N° : 9-2009

THESE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique

Présentée et soutenue par

***Mohamad HOUSSINI***

Le Jeudi 26 Mars 2009

***Conception de circuits reconfigurables à base de MEMS RF***

Thèse dirigée par Pierre BLONDY

|  |   |                                     |
|--|---|-------------------------------------|
| <b>Michel PRIGENT</b>  | Professeur à l'université de Limoges-Xlim   | Président                           |
| <b>Cédric QUENDO</b><br><b>Eric KERHERVE</b>                                 | Ingénieur de Recherches à l'UBO Brest<br>Professeur à l'université de Bordeaux-IMS  | Rapporteur<br>Rapporteur            |
| <b>Philippe DUFRANE</b><br><b>Valérie MADRANGEAS</b><br><b>Pierre BLONDY</b> | Ingénieur Radiall Systems Limoges<br>Professeur à l'université de Limoges-Xlim<br>Professeur à l'université de Limoges-Xlim | Examineur<br>Examineur<br>Examineur |
| <b>Arnaud POTHIER</b>  | Chargé de Recherches CNRS-Xlim  | Invité                              |



*La science est préférable à la richesse;  
le savoir augmente quand on s'en sert  
alors que l'argent diminue quand on l'utilise.*

Ali bin-abi-Talib (AS)



*A la mémoire de Hamza*





# SOMMAIRE

|                                    |    |
|------------------------------------|----|
| <u>Introduction générale</u> ..... | 17 |
|------------------------------------|----|

## CHAPITRE I

### *Circuits et composants planaires accordables*

|   |           |
|---|-----------|
| <b>I. Introduction :</b> .....  | <b>21</b> |
| <b>II. Etude et comparaison entre les différents commutateurs hyperfréquences</b> ..... | <b>21</b> |
| <b>II.1 Introduction</b> .....  | <b>21</b> |
| <b>II.2 Les composants semi conducteurs actifs</b> .....                                | <b>22</b> |
| <b>II.3 Les composants micro électromécaniques</b> .....                                | <b>25</b> |
| II.3.1. Types d'actionnement.....   | 26        |
| II.3.2. Principe de fonctionnement .....  | 27        |
| II.3.3. L'état de l'art des composants MEMS RF .....                                    | 32        |
| II.3.4. Repères bibliographiques de Micro commutateurs .....                            | 33        |
| II.3.5. Les varactors MEMS .....  | 35        |
| <b>II.4 Le Packaging et la fiabilité des MEMS RF</b> .....                              | <b>38</b> |
| II.4.1. Solution proposée.....  | 40        |
| <b>III. Comportement non linéarité</b> .....  | <b>42</b> |
| <b>IV. Les différents types de filtres planaires accordables en fréquences</b> .....    | <b>42</b> |
| <b>IV.1 Introduction</b> .....  | <b>42</b> |
| <b>IV.2 Filtres accordables par l'utilisation des varactors continues</b> .....         | <b>48</b> |
| <b>IV.3 Filtres accordables par l'utilisation des varactors discrets</b> .....          | <b>51</b> |
| <b>V. Conclusion</b> .....  | <b>57</b> |



## CHAPITRE II

### *Circuits accordables par l'utilisation d'une méthode de simulation hybride*

|  |            |
|--|------------|
| <b><i>I. Introduction</i></b> .....  | <b>69</b>  |
| <b><i>II. Résonateurs accordables par pas à fort coefficient de qualité</i></b> .....  | <b>70</b>  |
| <b>II.1 Présentation</b> .....   | <b>70</b>  |
| <b>II.2 Généralités</b> .....  | <b>70</b>  |
| <b>II.3 Principe d'accordabilité d'un résonateur</b> .....                             | <b>71</b>  |
| <b>II.4 Type de résonateur / étude du coefficient de qualité à vide</b> .....          | <b>72</b>  |
| II.4.1. En fonction de la largeur de résonateur et de l'épaisseur du substrat. ....    | 74         |
| <b><i>III. Méthode hybride de simulation</i></b> .....                                 | <b>75</b>  |
| <b>III.1 Intérêt général</b> .....   | <b>75</b>  |
| <b>III.2 Type de la capacité variable utilisé/ commutateur sans diélectrique</b> ..... | <b>77</b>  |
| <b>III.3 Résonateurs planaires accordables</b> .....                                   | <b>79</b>  |
| III.3.1. Résonateur accordable par 2 varactors .....                                   | 80         |
| III.3.2. Résonateur accordable par 3 varactors .....                                   | 85         |
| <b>III.4 Conclusion</b> .....  | <b>88</b>  |
| <b><i>IV. Filtres deux pôles accordables par pas de fréquences</i></b> .....           | <b>89</b>  |
| <b>IV.1 Introduction</b> .....   | <b>89</b>  |
| <b>IV.2 Filtre Tchebychev 2 pôles accordables avec deux Varactors</b> .....            | <b>90</b>  |
| IV.2.1. Fabrication et mesure .....  | 93         |
| IV.2.2. Modélisation non-linéaire du varactor .....                                    | 95         |
| IV.2.3. Etude de la tenue en puissance du filtre .....                                 | 99         |
| IV.2.4. Point d'interception d'ordre 3 .....   | 102        |
| <b>IV.3 Filtre Tchebychev 2 pôles accordable par pas avec trois Varactors</b> .....    | <b>103</b> |
| <b><i>V. Conclusion</i></b> .....  | <b>105</b> |



## CHAPITRE III

### *Conception de métamatériaux à base de MEMS*

|  |     |
|--|-----|
| <i>I. Introduction</i> .....   | 113 |
| <i>II. Conception de circuit de base</i> .....                             | 115 |
| II.1 Problématique .....   | 115 |
| II.2 Circuit de départ.....  | 116 |
| II.3 Schéma électrique équivalent.....                                     | 118 |
| II.4 Circuit composé de trois varactors.....                               | 120 |
| <i>III. Conception des circuits multifonctions</i> .....                   | 122 |
| III.1 Circuit de base/ Simulation hybride .....                            | 122 |
| III.2 Circuit de 22 varactors distribués sur lignes de transmissions ..... | 123 |
| <i>IV. Topologie finale de circuit métamatériaux</i> .....                 | 126 |
| IV.1 Circuit utilisé comme un filtre passe-bande.....                      | 130 |
| IV.2 Réseaux des lignes de polarisation .....                              | 133 |
| <i>V. Conclusion</i> .....   | 136 |
| <br>   |     |
| <u><i>Conclusion générale</i></u> .....                                    | 143 |

## ANNEXES

|   |     |
|---|-----|
| <i>Annexe 1: Etude sur la distribution de charges sur le cantilever</i> ..... | 147 |
| <i>Annexe 2: I. Modélisation du mouvement de la membrane</i> .....            | 149 |
| II. Modulation et Intermodulation .....                                       | 151 |
| III. Point d'interception d'ordre 3 .....                                     | 152 |
| <br>  |     |
| <i>Bibliographie personnelle</i> .....  | 157 |



# **INTRODUCTION GENERALE**





## INTRODUCTION GENERALE

Les MEMS RF, grâce à leur hautes performances, faible coût et petite taille ont un grand succès dans divers domaines, qui devrait déboucher sur une demande qui pourrait créer un nouveau marché et à terme une nouvelle industrie.

Ces composants sont potentiellement des éléments clefs dans de nombreux domaines comme les télécoms (MEMS RF en téléphones et MOEMS en télévisions), les biotechnologies (BioMEMS) et les automobiles (microcapteurs), résonateurs, antennes, déphaseurs et filtres planaires et coplanaires accordables, et les circuits reconfigurables en général.

Dans ce contexte nous allons montrer à travers les trois chapitres de notre travail notre contribution, des différents circuits de télécommunication accordables en fréquence, la conception de circuits reconfigurables et la réalisation d'un filtre.

Le premier chapitre de ce manuscrit est consacré à l'état de l'art des composants MEMS RF. Nous montrerons leurs avantages par rapport aux autres dispositifs semi-conducteurs existants. Nous verrons leurs propriétés électromécaniques, et leurs problèmes de fiabilité avant de conclure sur les solutions envisageables sur cet aspect.

Nous présenterons ensuite une étude théorique de tenue en puissance. En se basant sur des équations issues de la mécanique, nous modéliserons les effets non-linéaires générés par les varactors MEMS du filtre du deuxième chapitre. Nous verrons également dans la dernière partie de ce chapitre, les caractéristiques de plusieurs filtres et résonateurs planaires et coplanaires récents accordables par l'utilisation de composants MEMS.

Le deuxième chapitre est dédié à la conception et la fabrication de filtres planaires accordables à forts facteurs de qualité autour de 10 GHz. Nous présenterons dans la première partie une comparaison des facteurs de qualité de plusieurs formes de résonateurs possibles, puis nous montrerons la démarche suivie pour optimiser les dimensions de ce résonateur d'une manière à avoir un facteur de qualité le plus fort possible avec la possibilité en intégrant plusieurs varactors au sein de ce résonateur. Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous verrons la méthode de simulation hybride qui permet de concevoir et d'optimiser des résonateurs et filtres accordables par pas avec un temps très court, et nous présenterons deux

résonateurs et deux filtres digitaux accordables par 2 et 3 varactors successivement. Nous validerons dans la troisième partie la conception par la fabrication d'un filtre de Tchebychev 2 pôles accordable par 2 varactors sur chaque résonateur. Nous terminerons ce chapitre par la modélisation non-linéaire du varactor utilisé, ensuite nous utilisons ce modèle pour simuler l'intermodulation et déterminer le point d'interception d'ordre 3 de notre filtre.

Nous montrerons dans le troisième chapitre la démarche de notre travail pour aboutir à la conception d'un circuit métamatériaux reconfigurable. Plusieurs exemples seront présentés dans la première partie. Dans la deuxième partie, nous verrons le circuit de base de notre circuit. Nous avons choisi un type d'actionnement permettant d'aboutir à 64 combinaisons possibles, dont l'une est un filtre passe-bande. Le temps de simulation de ce type de circuit est très long, pour cela nous avons développé un circuit électrique équivalent.

Enfin, une conclusion générale accompagnée d'une perspective terminera ce manuscrit.

# **CHAPITRE I**

Circuits et composants planaires accordables



## **I. Introduction :**

A travers ce premier chapitre, nous décrivons tout d'abord l'évolution des composants microondes agiles en fréquences ces dernières décennies jusqu'à l'état de l'art actuel. Les différentes techniques seront décrites, avant de proposer une comparaison montrant l'avantage de composants MEMS à d'autres composants semi conducteurs.

Nous nous intéresserons ensuite aux propriétés électromécaniques des composants MEMS, nous aborderons ensuite, la fiabilité des composant MEMS utilisés afin de montrer les solutions proposées à ce problème.

La troisième partie de ce chapitre, sera consacrée à l'étude de la tenue en puissance et de la génération d'intermodulation due au caractère non linéaire des MEMS. La majorité de cette partie sera exposé dans l'annexe 2. Dans La dernière partie de ce chapitre, nous présenterons les applications aux circuits accordables en fréquence et quelques exemples seront exposés au sein de cette partie.

## **II. Etude et comparaison entre les différents commutateurs hyperfréquences**

### **II.1 Introduction**

Actuellement, les systèmes de télécommunications utilisent une large bande de fréquences comprise entre 500MHz jusqu'aux ondes millimétriques. Le changement de conditions de fréquences d'exploitation implique des modifications sur les spécifications de composants de commutation. Pour évaluer ces composants, plusieurs facteurs doivent être pris en compte.

Les pertes d'insertion et de réflexion sont les deux paramètres critiques, puisqu'ils influent directement les performances du système RF qui les intègre. Un autre facteur clé dans l'évaluation de ces composants est leur consommation particulièrement faible, ce qui est important pour les applications spatiales par exemple.

Dans les paragraphes suivants, nous décrivons les caractéristiques de plusieurs composants MEMS conventionnels et semi conducteurs dans la littérature, en montrant les points faibles et points forts des différentes technologies.

## II.2 Les composants semi conducteurs actifs

Ces composants semi conducteurs sont utilisés pour la réalisation de circuits agiles en fréquence depuis de nombreuses années. Nous présentons ci dessous les différentes caractéristiques des composants semi conducteurs tels que les diodes varactors, PIN et FET, en montrant leurs avantages et leurs inconvénients.

- Diodes varactors

Les diodes varactors (diodes à capacités variables) sont des composants dont la courbe d'évolution de la capacité de jonction ( $C_j$ ) varie en fonction de la tension appliquée. Ils présentent des valeurs de capacités assez élevées sous une faible valeur de polarisation (0,5 V). Leur faible courant de fuite garantit de bonnes performances électriques. Parmi les nombreux circuits agiles intégrant des diodes varactors, on peut montrer l'exemple d'un réseau d'antennes microruban (patch), dans lequel chaque antenne est représentée par un résonateur RLC (figure I.1) dont leurs valeurs  $R$ ,  $L$  et  $C$  sont fixes. Ainsi pour décaler la fréquence de fonctionnement de réseau, il suffit d'insérer une ou plusieurs diodes varactors entre les éléments rayonnant (circuit RLC) et leur plan de masse.

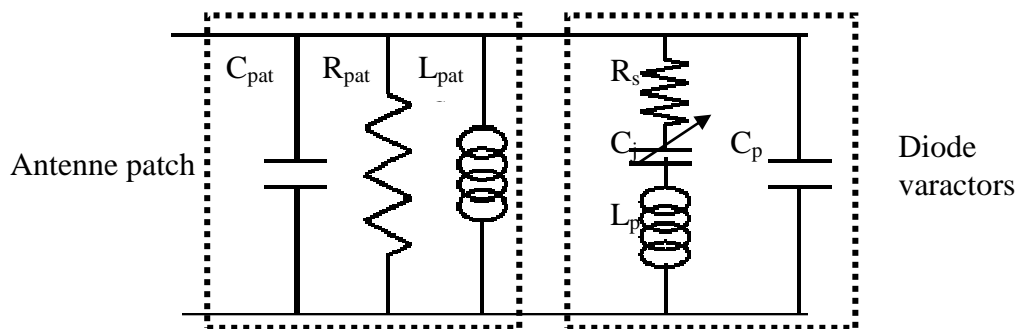


Figure I.1 : Schéma équivalent d'une Antenne patch rendue agile par une diode varactor [1].

Le principal inconvénient lié à l'utilisation de diodes varactors, en plus de la limitation en puissance admissible des circuits, réside dans les fortes pertes engendrées par la grande valeur de la résistance série  $R_s$  de la diode, ce qui réduit fortement le facteur de qualité des

circuits. L'utilisation de résistance négative dans le circuit peut néanmoins limiter les pertes générées par cette résistance [2], au détriment du facteur de bruit et de la linéarité.

- Commutateurs PIN et FET

Spécifiquement, les commutateurs PIN et FET ont une vitesse de commutations élevée, leur faible poids et encombrement. Cependant, des pertes d'insertions et des tensions d'actionnement limitent leur potentiel d'intégration dans des circuits agiles.

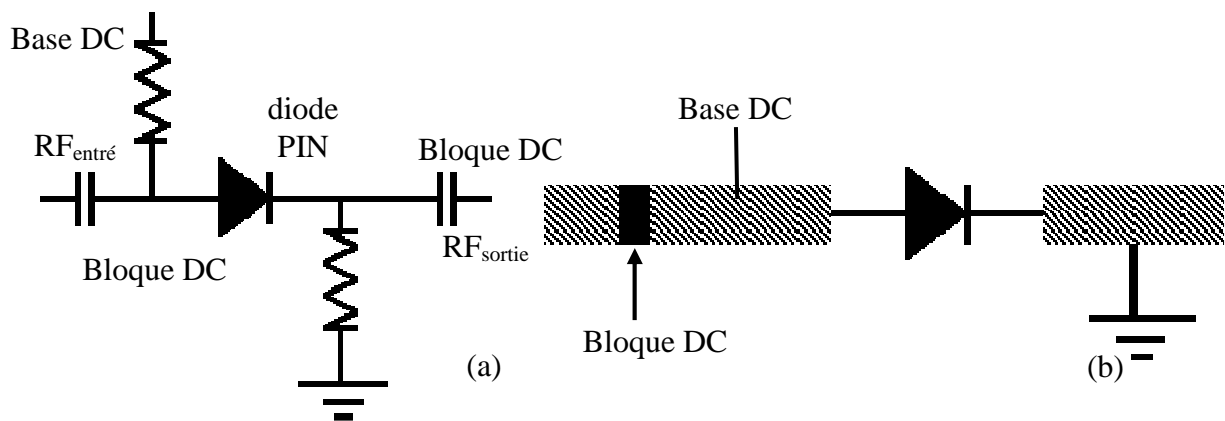


Figure I.2 : Configuration (a) et exemple d'implantation d'un commutateur diode PIN sur ligne micro ruban (b).

La figure I.2 (a) montre une diode PIN utilisée comme un commutateur dans la même direction de signal RF. Elle peut être implantée sur des lignes micro ruban (figure I.2(b)). En lui appliquant une tension positive, la diode se comporte comme une faible impédance et le signal RF est passant. En revanche, lorsque la tension est inversée (négative), la diode se comporte comme une très grande impédance, et dans ce cas le signal RF est totalement réfléchi en entrée.

Un transistor FET peut être également utilisé comme interrupteur commandé ou pour l'amplification, mais aussi comme stabilisateur de tension. Ce transistor, composé de trois électrodes actives, permet le contrôle grâce à une électrode d'entrée (grille) d'un courant ou d'une tension sur l'une des électrodes de sorties (figure I.3).

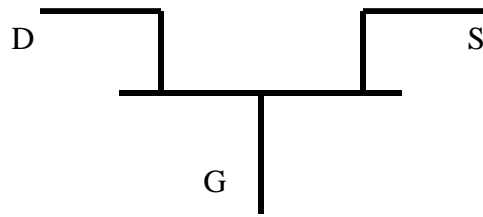


Figure I.3 : Configuration d'un transistor FET.

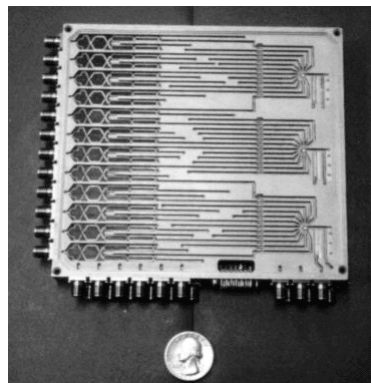


Figure I.4 : Exemple d'une matrice de commutation [3].

Ce type de composant semi conducteur est intégrable sur des circuits monolithiques MMIC et leur faible encombrement autorise la réalisation de matrices de commutation utilisables dans une large gamme d'applications (figure I.4).

En revanche, pour des fréquences supérieures à 1 GHz, ces commutateurs montrent de fortes pertes d'insertion quand ils sont activés (1-2 GHz), et une faible isolation quand les commutateurs sont bloqués (-20 dB) [3].

Les faibles performances de ces trois types de commutateurs (diode varactor, diode PIN et FET) ont motivé la recherche de nouvelles solutions, par exemple grâce à la technologie MEMS. Aujourd'hui, les composants MEMS peuvent remplacer les autres types de commutateurs micro-ondes dans de nombreux domaines, notamment dans les téléphones mobiles, les systèmes de communication et les satellites.



### II.3 Les composants micro électromécaniques

La naissance de cette technologie remonte au début des années 1970 [5][6], mais c'est des années plus tard entre 1990 et 1995 que les composants MEMS connaissent un important essor industriel avec les capteurs de pression à jauges piézorésistives puis les accéléromètres dans les secteurs de l'aéronautique, de l'automobile et de l'instrumentation industrielle.

Les systèmes de communication micro-ondes bénéficient également de la technologie MEMS, désignée sous le sigle MEMS RF. Les premiers dispositifs micromécaniques sont apparus à la fin des années 80 et au début des années 90, dans le domaine de l'électronique. Les composants MEMS RF peuvent être intégrés dans de nombreuses applications commerciales et militaires, grâce à leurs avantages par rapport aux autres technologies. Leur intérêt réside en leurs performances RF comme l'isolation, la linéarité et les pertes d'insertion qui dépassent largement celles des diodes PIN et des FET (tableau I.1) [4].

Cependant, des travaux en cours visent à améliorer leurs points faibles : diminution des temps de commutation, des tensions de commande, des coûts liés au packaging et fiabilité accrue.

| Paramètres                            | RF MEMS       | PIN      | FET      |
|---------------------------------------|---------------|----------|----------|
| Courant de commande (mA)              | 0             | 3-20     | 0        |
| Tension de commande (V)               | 20-80         | ± 3-5    | 3-5      |
| Consommation (mW)                     | 0.05-0.1      | 5-100    | 0.05-0.1 |
| Temps de commutation                  | 1-300 $\mu$ s | 1-100 ns | 1-100 ns |
| Rs (configuration série) ( $\Omega$ ) | 0.5-2         | 2-4      | 4-6      |
| Cup (configuration série) ( fF)       | 1-6           | 40-80    | 70-140   |
| Ratio capacité Cdown/Cup              | 40-500        | 10       |          |
| Fréquence de coupure (THz)            | 20-80         | 1-4      | 0.5-2    |
| Isolation (1-10 GHz)                  | Très haute    | Haute    | Moyenne  |
| Isolation (10-40 GHz)                 | Très haute    | Moyenne  | Faible   |
| Isolation (60-100 GHz)                | Haute         | Moyenne  |          |
| Pertes (1-100 GHz) (dB)               | 0.05-0.2      | 0.3-1.2  | 0.4-2.5  |
| Puissance admissible (W)              | <1            | <10      | <10      |
| Linéarité (IP3) (dB)                  | +66-80        | +27-45   | +27-45   |

Tableau I.1 : Comparaison de performances entre les MEMS, diode PIN, et de FET.

De nombreux types de composants ont été développés comme les commutateurs, des inductances à fort Q, des capacités variables ou des résonateurs. Ces composants peuvent être utilisés dans des sous systèmes RF, tels des déphaseurs, des réseaux d'adaptation d'impédance, des antennes reconfigurables, ou des filtres accordables.

### **II.3.1. Types d'actionnement**

Les MEMS RF comportent des éléments mécaniques mobiles qui peuvent se déformer sous l'effet d'une tension, on parle d'actionnement.

On distingue plusieurs types d'actionnement : électrostatique [7], électrothermique [8] et piézoélectrique [9]. Chaque type d'actionneur a ses propres avantages et inconvénients. La technique la plus répandue est l'actionnement électrostatique du fait de ses qualités intrinsèques comme sa consommation presque nulle, l'encombrement limité de ses électrodes, le temps de consommation réduit et les forces de contact relativement élevées (50-500  $\mu$ N). Toutefois, les tensions de commande restent encore élevées (30-80 V).

Les autres types d'actionnement présentent des inconvénients qui limitent leur utilisation.

- L'actionnement magnétique, bistable par nature qui permet d'obtenir de grandes forces de contact, nécessite en contre partie de courants de commande de plusieurs centaines de mA.

- L'actionnement thermique permet lui aussi d'obtenir de grandes forces de contact, sa tension de commande n'est que de quelques volts mais il consomme en permanence quelques dizaines de mA et il est plutôt lent (commutation en 300  $\mu$ Sec environ). Un tel actionnement consomme plus de puissance qu'un actionnement électrostatique, et de plus, la répétition des déplacements des membranes mobiles n'est pas assurée quand le composant est soumis à une forte température, c'est qui produit un problème de fiabilité long terme.

- L'actionnement piézoélectrique à une consommation presque nulle comme l'électrostatique et les tensions d'actionnement sont potentiellement inférieures à 10 volts, toutefois la plupart des matériaux piézoélectriques sont difficilement intégrables sur silicium et les forces de contact obtenues restent faibles.

Malgré de constantes améliorations en termes de conception et de performances micro-ondes, plusieurs limitations persistent pour l'industrialisation, comme la fiabilité à long terme. Dans la partie suivante nous présentons succinctement le principe de fonctionnement de MEMS RF par l'actionnement électrostatique, puis nous exposons les avantages, les inconvénients et les principaux domaines d'applications des composants MEMS-RF.

### II.3.2. Principe de fonctionnement

#### II.3.2.1. Etude électromécanique

Nous allons présenter le principe de l'actionnement électrostatique d'un micro-commutateur constitué d'une poutre métallique mobile. Dans ce contexte, il existe dans la bibliographie, deux types de micro commutateurs, ceux à contact résistif et ceux à contact capacitif. Chaque type se divise en deux autres topologies, celles à configuration série et celles à configuration parallèle. En revanche, pour actionner ces configurations différentes, nous avons besoin d'appliquer une force permettant d'abaisser une poutre mobile.

En effet, la tension électrique appliquée exerce une force électrostatique (figure I.5), et par conséquent un moment fléchissant sur la membrane qui se courbe vers le bas.

Cette flexion entraîne une force de rappel distribuée le long de la poutre et le système peut être assimilé à un ressort sollicité par une force d'attraction. La quantification de la flexion ainsi que la constante de raideur fait appel à la théorie de la résistance des matériaux [10].

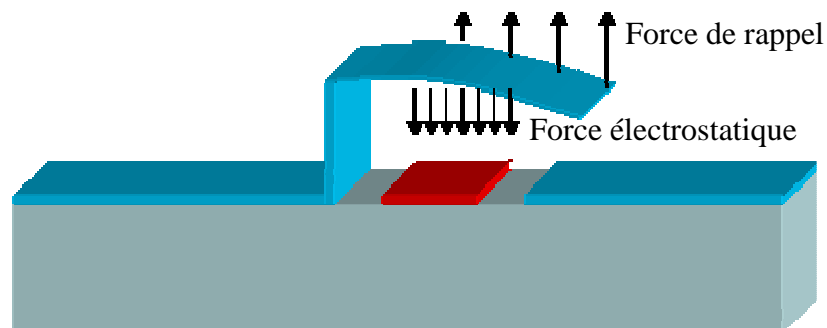


Figure I.5 : Inclinaison de la membrane sous l'effet de forces électrostatiques.

La figure I.6 montre un actionneur en type plaques parallèles. Dans ce cas la force électrostatique produite est inversement proportionnelle au carré de la distance ( $d$ ) qui sépare les deux électrodes. Or, l'utilisation de gaps faibles entre les deux armatures est demandée pour éviter l'emploi des fortes tensions d'actionnement.

$$F_{\text{électrostatique}} = \frac{\epsilon S V^2}{2d^2} \quad \text{I.1}$$

Où  $S$  est la surface des électrodes,  $V$  est le potentiel électrostatique et  $\epsilon$  la permittivité de l'air.

Cependant, quand la force d'attraction électrostatique devient égale ou plus grande que la force de rappel. La structure entre dans un état instable où l'espace entre les électrodes n'est plus contrôlable. L'électrode supérieure bascule sur l'électrode d'inférieure comme dans la figure I.6-b.

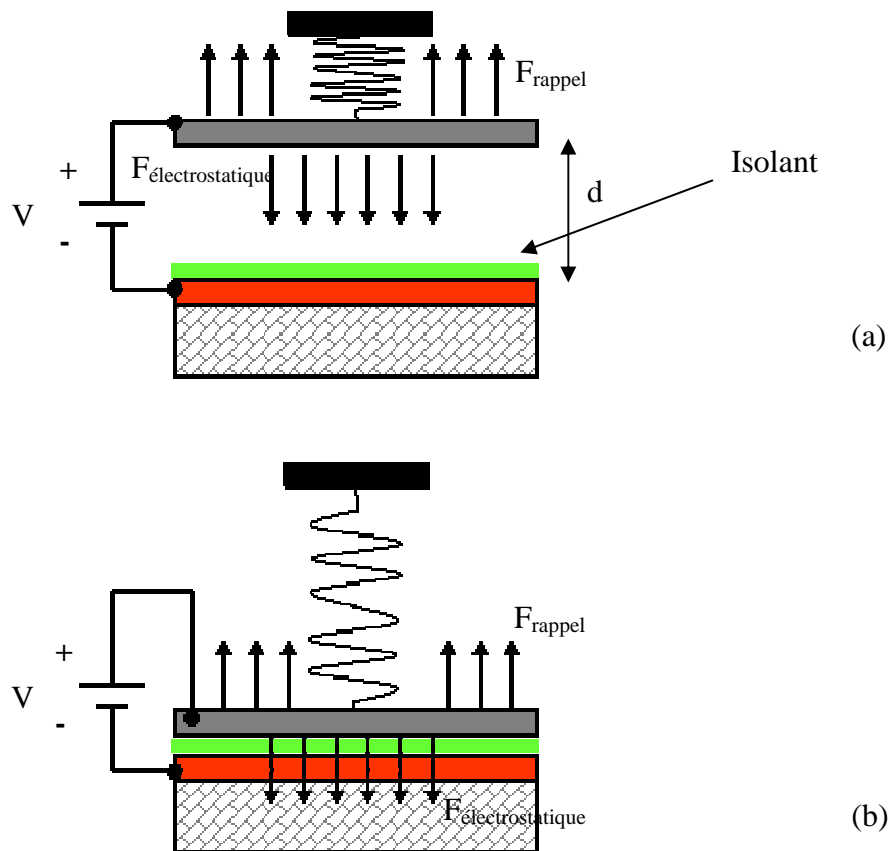


Figure I.6 : Exemple d'un actionneur électrostatique à l'état stable (a), état d'effondrement (b).

Nous montrerons dans l'annexe 1, une étude théorique détaillée avec des équations sur la distribution des charges sur l'électrode supérieure.

### II.3.2.2. Equation mécanique du mouvement de la poutre

Il a été montré dans le cas de déplacements faible amplitude du système mécanique, l'équation du mouvement sous l'effet d'un actionnement électrostatique par l'équation suivante [11]:

$$m \frac{d^2 z}{dt^2} + \xi \frac{dz}{dt} + kz = F_{el} \quad \text{I.2}$$

Où  $m$  est la masse effective de la structure et  $z$  la hauteur de la poutre.

La fonction de transfert mécanique du dispositif (sa réponse mécanique en fréquence), s'écrit de la manière suivante :

$$H(j\omega) = \frac{Z(j\omega)}{F_{el}(j\omega)} = \frac{1}{k} \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_{meca}}\right)^2 + \frac{j\omega}{Q_{meca} \omega_{meca}}} \quad \text{I.3}$$

$$Q_{meca} = \frac{k}{\xi \omega_{meca}} : \text{Facteur de qualité mécanique.}$$

$$\omega_{meca} = \sqrt{\frac{k}{m}} : \text{Pulsation de résonance mécanique}$$

La fréquence de résonance dans la majorité des composants à actionnement électrostatique est entre 1 et 200 KHz, tandis que le facteur de qualité mécanique  $Q_{meca}$  est lié à la nature des matériaux et de l'environnement autour de la poutre (air ou vide).

Il est à noter que le diagramme de Bode de l'équation I.3, montre que la réponse en fréquence mécanique du composant est du type filtre passe-bas, comme cela est illustré dans la figure suivante.

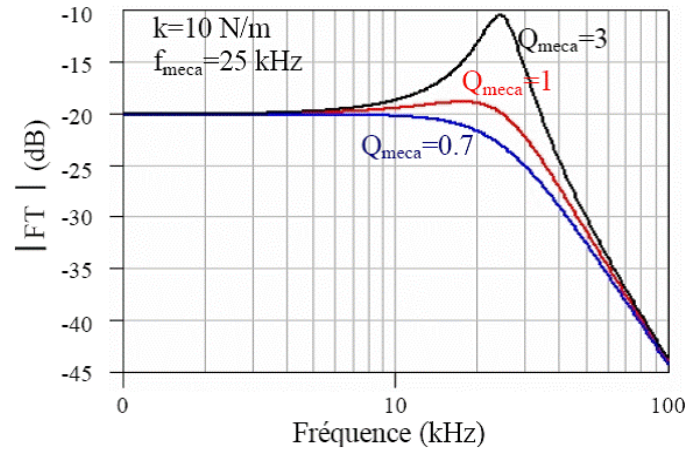


Figure I.7 : Réponse en fréquence d'une poutre micro mécanique [12].

### II.3.2.3. Tension de seuil

La figure I.8 permet de représenter le moment où l'inclinaison de la poutre est incontrôlable, dans ce cas la poutre vient brusquement se coller contre l'électrode inférieure provoquant le basculement de la poutre, la tension correspondante à cet instant est la tension du seuil de fermeture donnée par l'expression I.4.

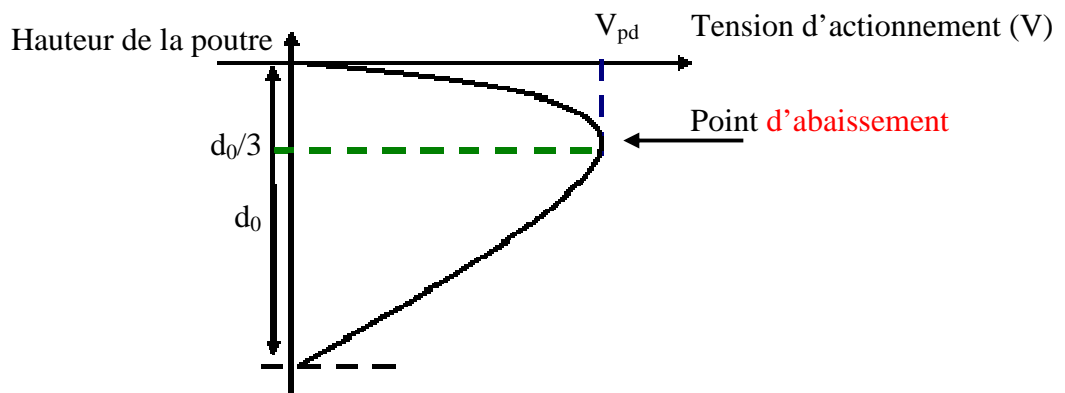


Figure I.8 : Hauteur de la poutre en fonction de la tension appliquée.

$$V_{fermeture} = \frac{2}{3} d \sqrt{\frac{2Kd}{3\epsilon A}} \quad \text{I.4}$$

Où  $d$  est la hauteur initiale de la poutre,  $A$  est sa surface et  $K$  est sa constante de raideur.

Il est possible d'extraire des raideurs équivalentes pour des structures mécaniques simples comme la poutre présentée ci-dessous.

$$K = 2Ew \left(\frac{t}{b}\right)^3 \frac{1 - \frac{v}{b}}{3 - 4\left(\frac{v}{b}\right)^3 + \left(\frac{v}{b}\right)^4} \quad \text{I.5}$$

Où  $E$  : module de Young

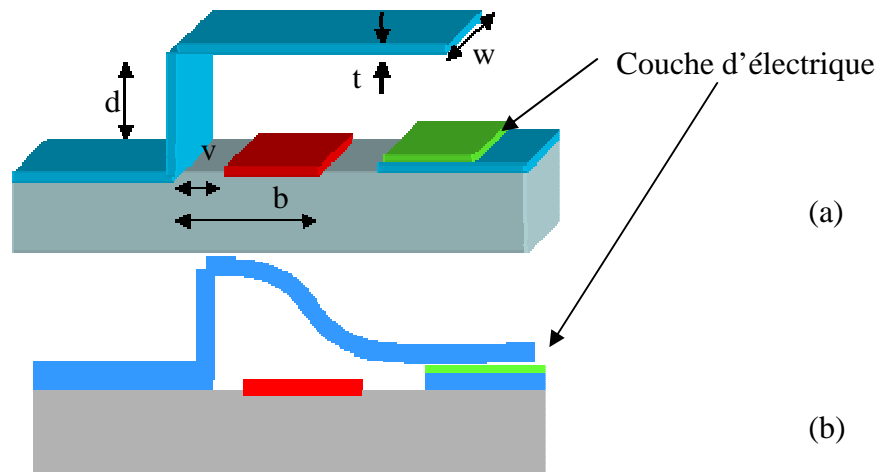


Figure I.9 : Exemple de constante de raideur  $K$  pour une géométrie donnée (a) et (b).

Pour que la poutre remonte à l'état initial (figure I.9 –a), il faut que la tension de polarisation diminue en dessous d'une tension appelée tension de relâchement qui s'écrit sous la forme suivante :

$$V_{ouverture} = \frac{2}{3} (d - dc) \sqrt{\frac{2Kd_c}{3\epsilon A}} \quad \text{I.6}$$

$d_c$  présente l'épaisseur du diélectrique qui couvre l'électrode.

### II.3.3. L'état de l'art des composants MEMS RF

Dans cette partie, nous écrivons les principaux avantages et inconvénients de deux grandes topologies de composants MEMS à contact ohmiques et à contact capacitifs. Les commutateurs capacitifs sont caractérisés par leur fort contraste de capacité demandé pour réaliser une commutation capacitive, ils passent d'une faible capacité à l'état haut à une forte capacité à l'état bas.

Les micro-commutateurs ohmiques sont semblables aux interrupteurs classiques, ils passent d'une faible capacité à l'état haut à une faible résistance à l'état bas. Dans ce contexte, la fréquence maximale de fonctionnement ou la fréquence de coupure des composants MEMS capacitifs ou ohmiques est donné par l'expression suivante :

$$f_c = \frac{1}{2\pi CR} \quad \text{I.7}$$

Où C est la valeur de capacité à l'état haut et R est la résistance à l'état bas, cette fréquence est généralement très grande (THz). Le tableau I.2, nous montre les principaux caractères liés à chaque type de micro- commutateurs.

| Type de commutateur                               | Capacitif     | Ohmique                 |
|---|---------------|-------------------------|
| Constante de raideur                              | 20-200 N/m    | 20-200 N/m              |
| Fréquence de résonance mécanique                  | 10-100 KHz    | 10-500 KHz              |
| Force de rappel                                   | 5-50 $\mu$ N  | 10-100 $\mu$ N          |
| Force de contact                                  | Pression      | > 20 $\mu$ N            |
| Fréquence de coupure                              | 30-50 THz     | 30-80 THz               |
| Facteur limitant la fiabilité                     | Actionnement  | Usure contact           |
| Facteur limitant les performances hyperfréquences | Con/Coff      | Fréq. de coupure        |
| Temps de commutation                              | 4-300 $\mu$ s | <1 $\mu$ s -300 $\mu$ s |
| Capacité On                                       | 0,5-10 pF     | /                       |
| Capacité Off                                      | 40 – 200 fF   | 2-10 fF/contact         |
| Résistance série                                  | 0,01 –0,1 Ohm | 0,5-3 Ohms/contact      |

Tableau I.2 : Comparaison entre un micro-commutateur à contact capacitif/ ohmique [11][13].



Cependant, nous montrons dans le tableau I.3, une comparaison entre ceux qui ont une configuration série, et ceux qui ont une configuration parallèle. Le choix des configurations dépend de l'application visée, néanmoins les mécanismes de défaillance sont complexes entre les micro-commutateurs capacitifs et ohmiques, ils dépendent de la puissance RF en entrée et ils sont reliés à plusieurs phénomènes thermiques, d'auto actionnement, de claquage de diélectrique de densités de courant trop importantes, de sensibilité à l'humidité, de piégeages de charges ou d'arcs électrique [13].

|                         |   |
|-------------------------|---|
| Configuration série     | DC-50 GHz avec un contact ohmique et une capacité Cup faible                |
|                         | 10-50 GHz avec un contact capacitif et une capacité Cup faible              |
| Configuration parallèle | DC-60 GHz avec un contact ohmique et une faible inductance vers la masse    |
|                         | 10-200 GHz avec un contact capacitif et une faible inductance vers la masse |

Tableau I.3: Critère de choix pour la configuration série ou parallèle.

### II.3.4. Repères bibliographiques de Micro commutateurs

Parmi les très nombreux travaux qui ont été menés dans le monde, nous donnons ici deux exemples de micro-commutateurs qui sont parmi les plus matures et les plus performants aujourd'hui.

- MIT Lincoln Lab [14][15], a fabriqué un commutateur capacitif en série (figure I.10), ce commutateur est composé de 3 couches successives, ce qui augmente les contraintes résiduelles de la poutre et ensuite la force de rappel, cette dernière met la poutre en position haute. L'actionnement de ce commutateur a besoin d'une tension comprise entre 35 et 40 V, tandis que sa tension de maintien est entre 8 et 10 V. Ce micro-commutateur n'a montré aucune défaillance même après  $10^{11}$  cycles. Le commutateur peut maintenir une puissance continue de 7 Watt.

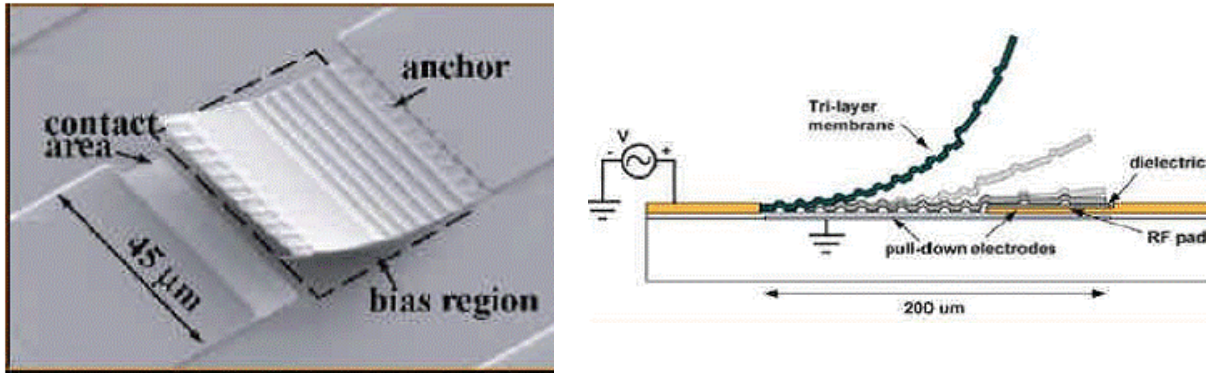


Figure I.10 : Micro-commutateur à contact capacitif réalisé par MIT Lincoln Lab.

A côté des ses bonnes performances, sa caractéristique principale réside dans son temps de commutation inférieure à 25  $\mu\text{s}$ , couplé à de bonnes performances.

- La figure I.11, montre un micro-commutateur à contact ohmique réalisé par Analog Device puis radant MEMS [16][17]. C'est un micro-commutateur actionné électrostatiquement. Sa tension d'actionnement est assez élevée, entre 40 et 120 V.

Grâce à l'utilisation d'une poutre à plusieurs doigts de contacts en parallèle, les résistances de contacts sont faibles ( $R_{\text{on}} < 1\Omega$ ), c'est qui permet d'avoir des bonnes performances. La figure I.12, montre la faible perte d'insertion (-0.25 dB) et la forte isolation qui atteint -50dB à 10GHz. A l'instar de l'exemple précédent, ce micro-commutateur à montré un nombre de cyclages très grand avec 2W à 10GHz ( $10^{12}$  cycles).

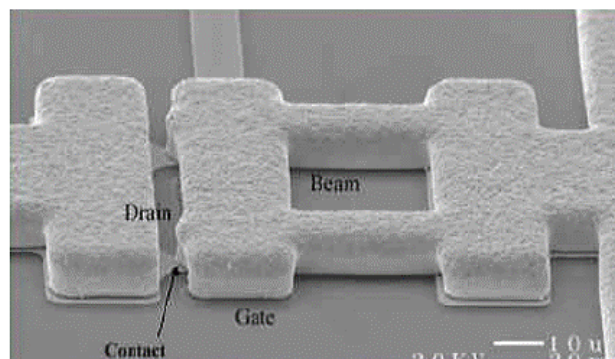


Figure I.11 : Micro-commutateur électrostatatique à contact ohmique montré par Radant/Analog Device.

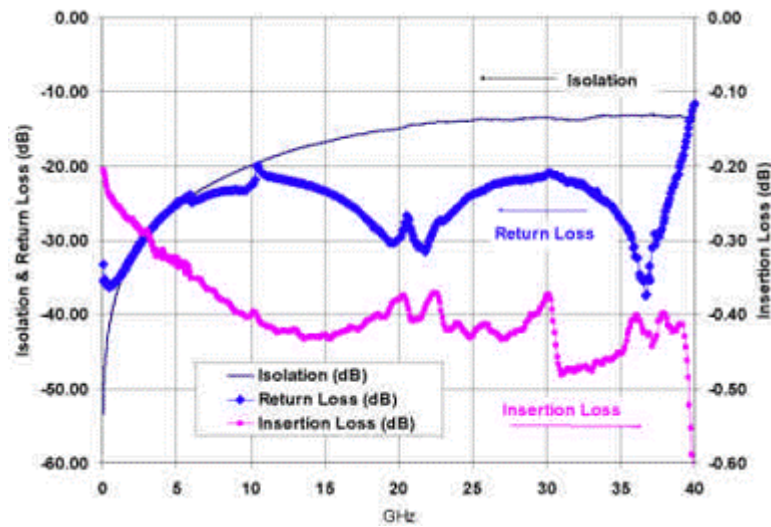


Figure I.12 : Les pertes d'insertion et de réflexion du micro-commutateur Radant.

### II.3.5. Les varactors MEMS

Il existe deux types de composants varactors ou capacités variables micro électromécaniques : les capacités variables continues et les capacités variables à accord discret. Le premier type de composants est produit par le déplacement mécanique continu d'une partie mobile, ce qui se traduit par une variation continue de la distance entre un cantilever et une électrode par exemple. Le second type consiste à implanter une ou plusieurs capacités fixes sous forme de patches microruban par exemple, sur lesquelles viennent basculer des commutateurs à contacts ohmique.

Ces varactors possèdent plusieurs caractéristiques encourageantes comme les suivantes :

- Ils ont des forts facteurs de qualité, particulièrement aux hautes fréquences, leurs résistances séries sont reliées au coefficient de qualité ( $Q = \frac{1}{\omega CR_s}$ ) dans le cas où les autres pertes sont négligées.
- Ils consomment un faible courant même à fortes puissances.

- Ils peuvent être montés sur plusieurs types de substrat à bas coût (verre, céramique ou du silicium à haute résistivité).

- La fréquence de résonance série de la capacité est donnée par la formule:  

$$f_s = \frac{1}{2\pi LC}$$
 Où L est l'inductance parasite, cette inductance limite la plage d'utilisation à des fréquences inférieures à  $\frac{f_s}{2}$ .

- Ces varactors sont des dispositifs particulièrement linéaires sur une large bande de fréquence et de puissance, leurs points d'interception d'ordre trois (IIP3) sont supérieurs de 60dB à celui de FET ou de PIN (l'IIP3 des varactors MEMS sont supérieures à 50 dBm).

Les designs des varactors peuvent prendre plusieurs formes sophistiquées. Parmi ces formes, on peut montrer deux types de varactors différents. Le premier est basé sur des plaques parallèles, la variation de la capacité est atteinte quand la hauteur entre ces plaques varie, ces types de varactors de quelques pF, ont des applications dans une bande de fréquences entre 1 et 50GHz.

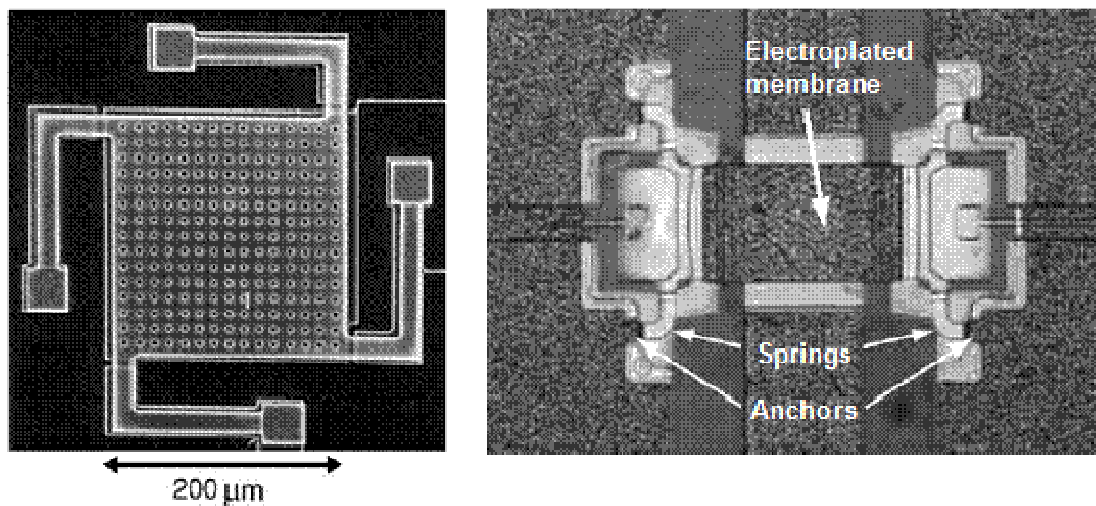


Figure I.13 : Deux exemples de varactors MEMS avec des plaques parallèles [18][19].

A côté des capacités variables analogiques présentées ci-dessus, nous présentons ci-dessous la deuxième approche de varactors réalisé à XLIM. Elle consiste à construire des capacités fixes sur lesquelles viennent basculer des commutateurs MEMS afin de choisir la

valeur de capacité souhaitée. La valeur de la capacité peut atteindre au delà de 35 pF avec un large rapport  $C_{bas}/C_{haut}$ . L'utilisation de plusieurs commutateurs ohmique en série risque d'augmenter la perte globale de la capacité et de diminuer son facteur de qualité.

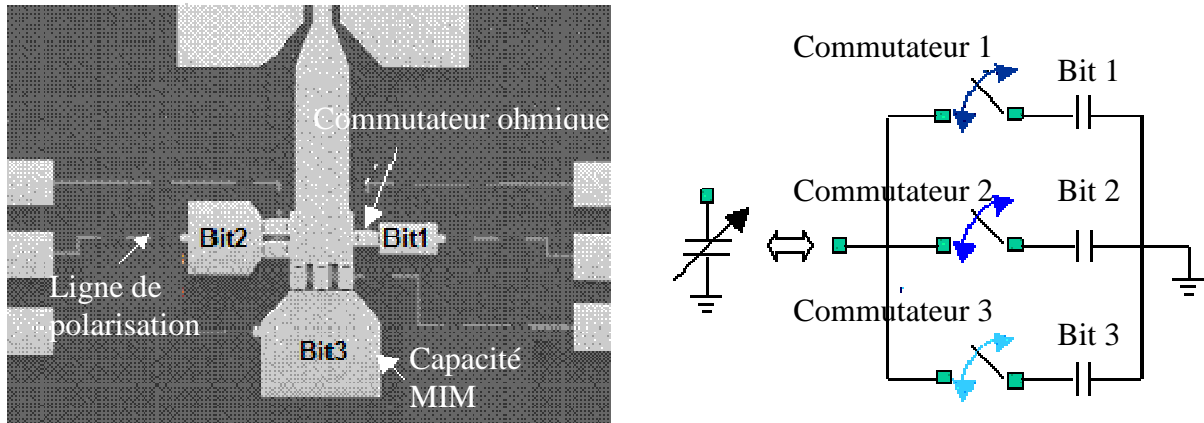


Figure I.14: Un exemple d'une capacité digitale 3 bits réalisé à XLIM [21].

Une autre capacité variable digitale à 4 bits a été réalisée, il s'agit d'une configuration série comme nous montre la figure I.15. Il suffit d'actionner les commutateurs de manière à obtenir la capacité variable exigée (3,1pF à 6,5pF) avec un pas 0,25pF, cette capacité est dédiée à l'application au dessous de 1 GHz, son facteur de qualité est 100 à 400MHz.

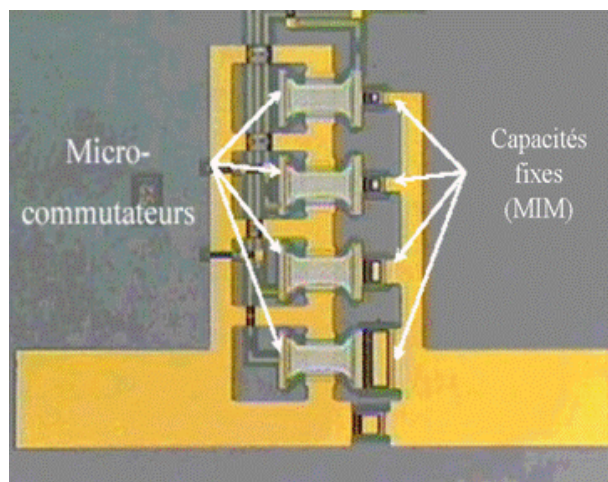


Figure I.15: Exemple d'une capacité variable à 4 bits développé par Goldsmith et al [22].

## II.4 Le Packaging et la fiabilité des MEMS RF

Malgré l'essor et les améliorations en terme de conception et de performances de composants MEMS RF, ceux-ci souffrent des plusieurs problèmes durée de vie.

Nous distinguons rapidement plusieurs types des défaillances, en concentrant sur la défaillance due au chargement du diélectrique. Avant de présenter la solution proposée au laboratoire XLIM.

- Défaillance environnementale : dues à l'environnement du composant MEMS, comme l'humidité, la température, les chocs..., ce type de défaillance altère la fonctionnalité du MEMS. Une solution qui aide à conserver le composant intact, est le packaging. Celui-ci doit être hermétique et ne doit pas dégrader les bonnes propriétés des MEMS en termes de performances, de poids, de volume, de coût.

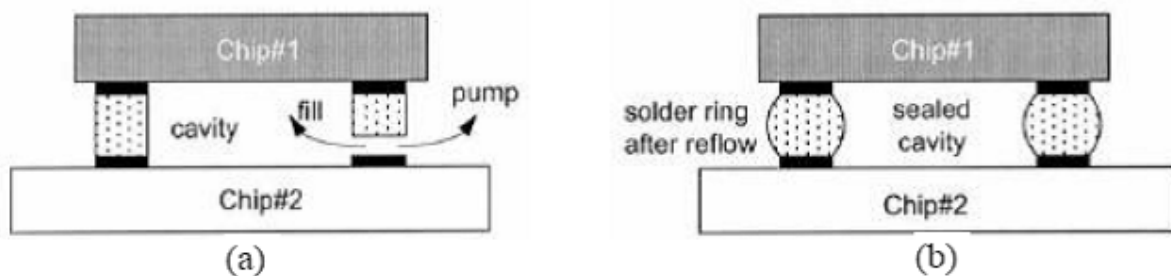


Figure I.16: Cavité réalisée par Ident Reflow Sealing, vide ou gaz inerte à l'intérieur (a), fermeture de l'anneau de scellement (b) [23].

- Défaillance micro-onde : ce type de défaillance est lié au passage d'un fort signal micro-onde, il divise à deux autres types : structurel et fonctionnel. Structurel est liée à la forte densité de courant pour lesquelles des atomes du matériau conducteur sont arrachés entraînant localement des circuits ouverts. A l'aide du logiciel HFSS, il est possible d'observer la densité du courant sur les lignes et les ponts, enfin d'optimiser la conception des structures [24].

En revanche, la défaillance d'auto actionnement est le résultat de l'application d'une forte puissance micro-onde, ce qui permet de baisser le pont sans l'action d'un signal DC. Une bonne optimisation des structures, comme l'implantation de contre-électrodes au dessus des électrodes d'activation et l'application d'une tension DC permet de maintenir le pont à l'état haut quand le circuit est traversé par un fort signal.

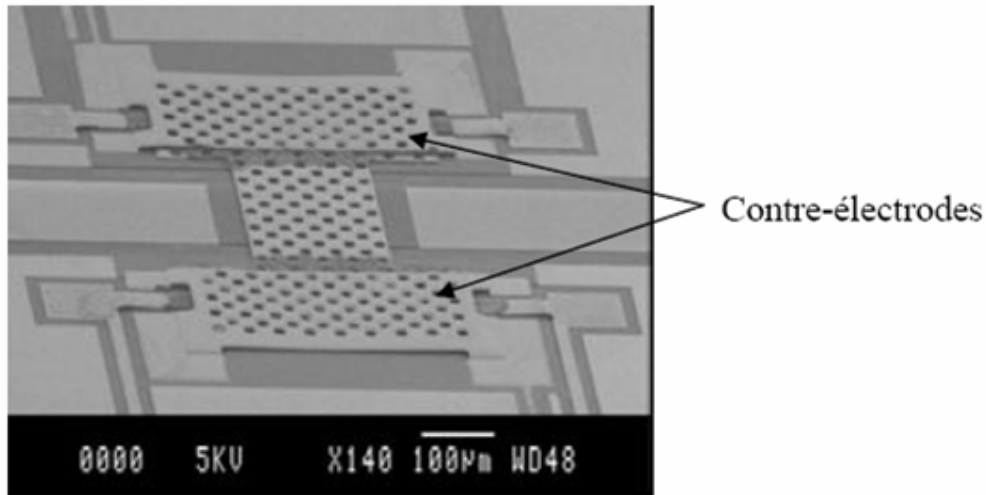


Figure I.17 : Micro-commutateur optimisé pour la tenue en puissance micro-onde avec contre-électrodes.

- Défaillance mécanique : chaque métal qui subit un mouvement peut subir un tel problème. Les divers symptômes de cette fatigue sont une diminution de l'élasticité, pouvant conduire à l'apparition de fissures.

- Défaillance de diélectrique : la plupart des MEMS RF souffrent de ce problème. Ce phénomène est dû à l'application de tension DC pour attirer le pont ou le cantilever, qui viennent coller sur une couche fine de diélectrique de l'ordre de  $0,2 \mu\text{m}$  afin d'assurer un contact capacitif. Cette couche va subir à son tour un fort champ électrique de l'ordre de  $100 \text{ MV/m}$ , ce qui entraîne l'apparition de conduction produisant une injection de charges dans la couche diélectrique. Avec le temps, l'accumulation continue de charges va se traduire par une perte de commande de MEMS et ensuite une défaillance du diélectrique.

### II.4.1. Solution proposée

Une solution à ce problème est d'utiliser des composants sans diélectrique ou de diélectrique air, comme un commutateur réalisé au sein du laboratoire XLIM. Le principe de base, est tout simplement de laisser les parties mobiles (cantilevers ou ponts) basculer sur les électrodes inférieures par des doigts de contact métalliques qui laissent des espaces d'air pour éviter un contact ohmique.

Cette nouvelle méthode pour réaliser des capacités MEMS, offre une forte amélioration de fiabilité d'une part, et de faibles pertes et un quasi insensibilité aux variations de température et une faible dérive de la caractéristique  $C(V)$ . Malgré le fait que le contraste état haut/bas de cette technologie est moins important que celle présentée par les capacités MEMS conventionnels, reste cette technologie est attirante pour les applications qui n'exigent pas des forts contrastes.

La brique de base développée au laboratoire, c'est un commutateur de dimension  $200 \times 200 \mu\text{m}^2$  en technologie coplanaire. Il s'agit d'une poutre courbée vers le haut, cette dernière est munie de doigts de contact de diamètre et distance  $20 \mu\text{m}$  et  $40 \mu\text{m}$  successifs. L'actionnement du commutateur est produit par le basculement de la poutre vers le plan de masse de la ligne coplanaire comme dans la figure I.18, l'entrée et la sortie du circuit sont connectées par une ligne étroite.

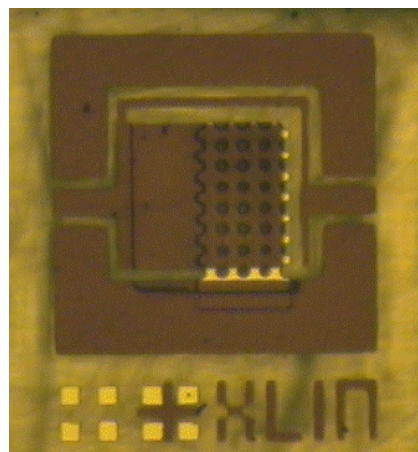


Figure I.18: Exemple de commutateur sans diélectrique développé à XLIM [25].



Les tests de la fiabilité de ce commutateur sont effectués dans une station sous vide équipé de sondes micro ondes. Ce banc permet de tracer l'évolution des caractéristiques  $C(V)$  du commutateur. Le commutateur est branché d'une part à une source micro ondes dans la bande X, et d'autre part à un oscilloscope à signal triangulaire positif à 1 Hz. L'évolution est enregistrée chaque second durant 12 heures, l'architecture du banc de mesure de fiabilité est présentée par la figure I.19.

En fait, l'utilisation de signal positif et l'absence de signal négatif dans la tension de polarisation provoque une dégradation considérable de la courbe  $C(V)$  produite par le phénomène d'accumulation de charge. La figure I.19-b montre que la dérive est en dessous de 3V, cette dernière est contraire aux phénomènes de chargement habituels caractéristique mené à réduire les tensions  $V_{\text{pull-in}}$  et  $V_{\text{out}}$ .

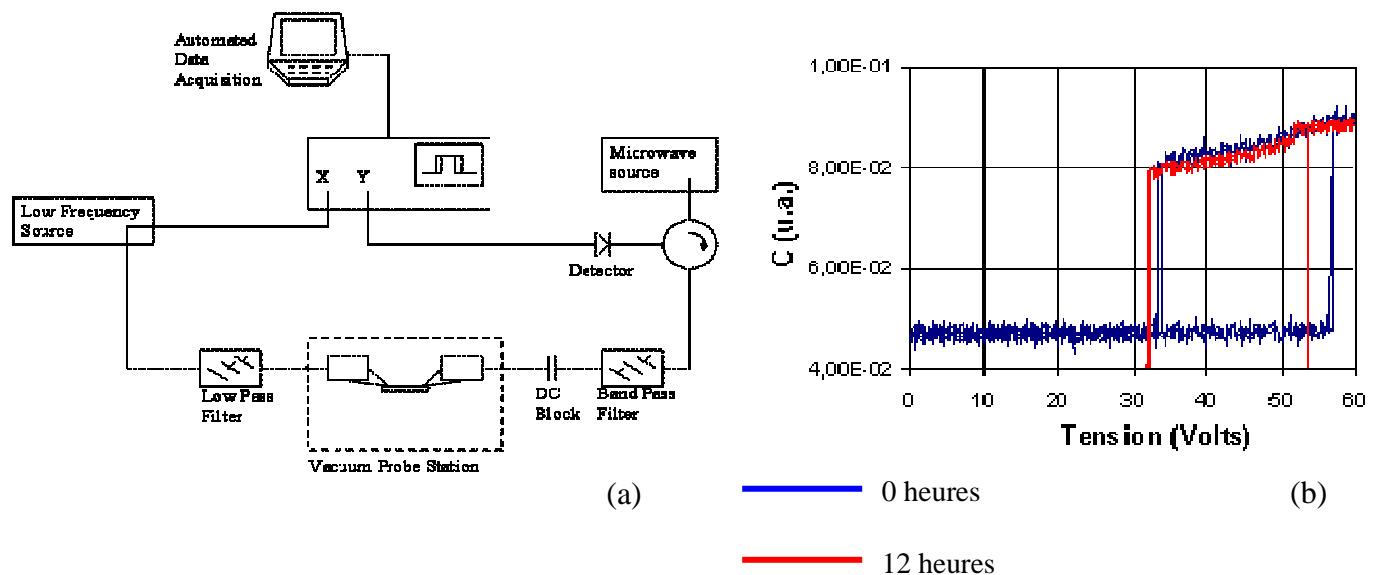


Figure I.19 : Schéma représentatif de l'architecture de banc de mesure (a), résultats de mesure des caractéristiques  $C(V)$  du commutateur (b).

### **III. Comportement non linéarité**

Dans l'électronique haute fréquence les non linéarités sont des caractéristiques très importantes. Elles sont parfois utiles comme dans le cas de la conversion de fréquence et parfois embarrassantes car elles entraînent une distorsion des signaux lorsqu'on excite un amplificateur par un signal fort.

Lors du passage de forts signaux dans les composants le principal avantage des MEMS RF réside dans leur faible niveau d'intermodulation RF par rapport aux autres composants semi-conducteurs similaires. Bien qu'il soit presque négligeable dans les commutateurs, l'effet non linéaire et la très faible valeur de la capacité à l'état haut produit des niveaux d'intermodulation plus importants dans les varactors.

Plusieurs facteurs peuvent produire le non linéarité. L'utilisation d'actionnements électrostatiques dans les composants MEMS qui sont sensibles aux signaux RF est l'origine de l'effet non-linéaire dans ces composants [26][27]. Ces signaux RF créent en conséquence l'intermodulation et les autres effets non-linéaires.

Une étude complète sur la modélisation électromécanique du mouvement d'une poutre et de l'intermodulation d'ordre 3, sera exposé dans l'annexe 2.

### **IV. Les différents types de filtres planaires accordables en fréquences**

#### **IV.1 Introduction**

La plupart des filtres accordables présentés dans la littérature sont basées sur trois principaux types d'accordabilité : magnétique, mécanique ou électromagnétique.

- L'accordabilité magnétique est utilisée dans les systèmes micro-ondes / ondes millimétriques depuis déjà plusieurs décennies. Les résonateurs ferromagnétiques et gyromagnétiques sont les plus populaires. Le premier filtre de ce type a été publié en 1958 [28]. Actuellement, ils utilisent de résonateurs mono cristallins sphérique YIG (Yttrium-Iron

Granet), (figure I.20). Ces filtres sont intéressants car ils présentent de faibles pertes d'insertion et de forts facteurs de qualité [29]. Généralement ils sont utilisés entre 0.5-18 GHz pour des applications militaires et commerciales (radar, pistage de réception, etc...).



Figure I.20 : Filtre YIG (www.surplussales.com).

Leur inconvénient majeur est leur volume important, leur faible vitesse d'accordabilité et leur forte consommation d'énergie. Pour accorder un filtre YIG, il suffit de changer le courant de base du résonateur ferromagnétique. Ce courant est de l'ordre de la centaine de milliampères, ce qui aujourd'hui trop élevé dans la plupart de circuits à faible puissance RF. Un Filtre YIG a normalement une vitesse autour de 1-2 GHz/ms ce qui est insuffisant pour les applications qui demandent de grandes vitesses d'accordabilité.

- Les filtres passe bande accordés mécaniquement sur une large bande de fréquence et avec de faible pertes d'insertion présentent un fort intérêt dans le domaine des télécommunications longue distance (satellite, transpondeur ou système radar).

Ils sont généralement composés de résonateurs coaxial ou de guides onde. Leurs principaux inconvénients résident dans son important encombrement et leurs faibles vitesses d'accord. Ces caractéristiques limitent leur implantation dans les systèmes RF et les circuits intégrés modernes.

- Les filtres accordés électriquement, sont caractérisés par de grandes vitesses de fonctionnement dans une large bande de fréquence. De plus, ils présentent de faibles dimensions par rapport aux deux premiers types de filtres. Leurs avantages leur permettent d'être utilisés dans les circuits RF d'aujourd'hui. La méthode la plus répandue pour accorder électriquement un filtre consiste à utiliser des capacités pour faire varier la fréquence de résonance de résonateur.

La valeur de capacité et de la fréquence de résonance varie en changeant la tension appliquée.

Les trois principaux composants capacitifs utilisés pour accorder ce type de filtre RF sont :

(a) Varactors semi conducteur GaAs, Silicon (Si) ou Silicon Germanium (SiGe): la variation de la tension à travers la diode engendre la variation de la capacité diode varactor. Leurs avantages résident dans leur grande vitesse d'accordabilité et leur faible volume. En revanche, ils présentent certaines contraintes, principalement à cause de leur non linéarité de diode utilisée, qui génère des fréquences harmoniques, et réduit la dynamique du filtre.

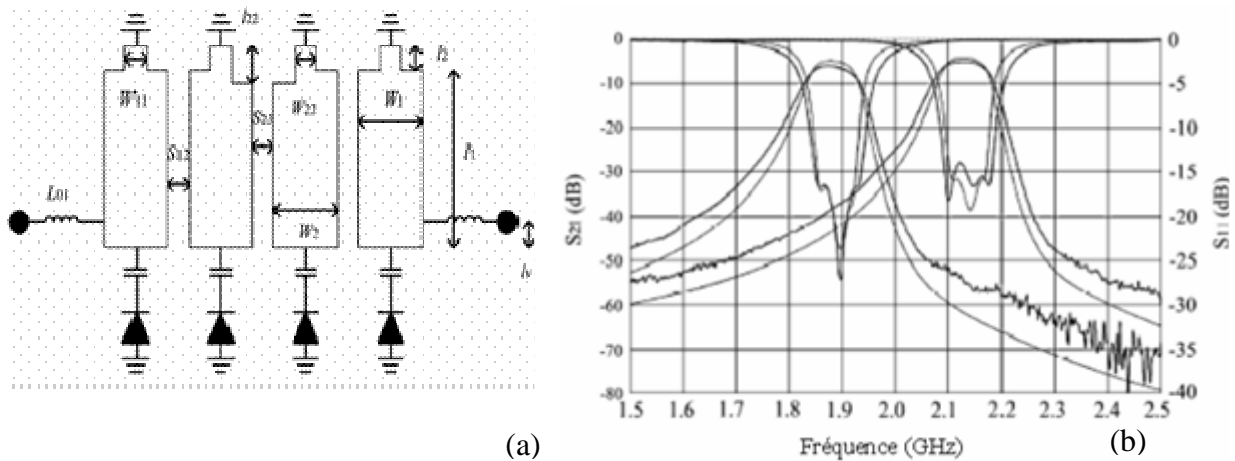


Figure I.21 : Topologie (a), et résultat de mesures (b) d'un filtre accordable à réponse constante sur la bande d'accord [30].

Leur faible facteur de qualité en micro onde et aux longueurs d'ondes millimétriques, limite leur utilisation que pour les applications dans le domaine de 2-40 GHz [31][32][33][34].

(b) Capacité accordable de film mince ferroélectrique : Les matériaux ferroélectriques les plus couramment utilisés sont le Strontium Titanate (STO) et le Barium Strontium Titanate (BST). Le STO offre une grande accordabilité à basse température vers 77 K mais son accordabilité nécessite des tensions élevées.

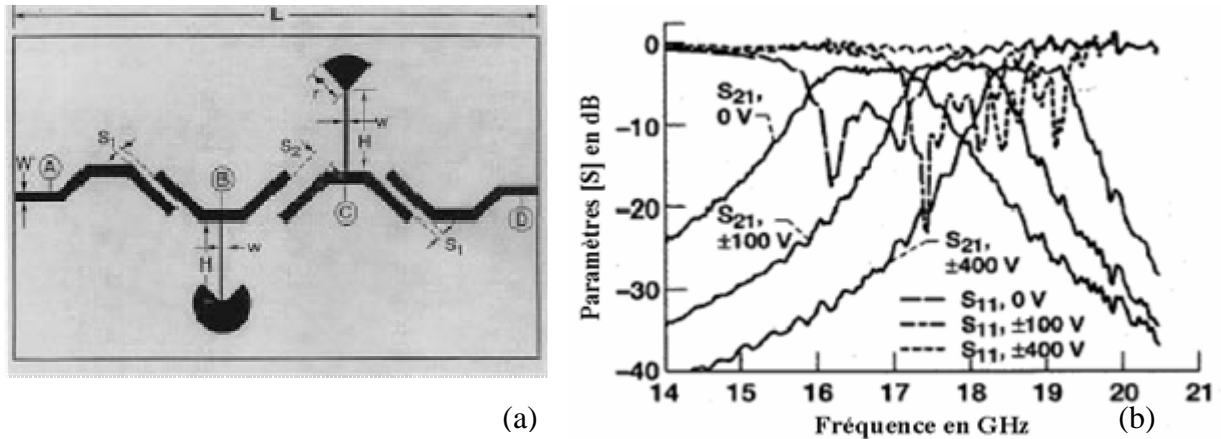


Figure I.22 : Dessin (a), et résultats de mesures (b) du filtre supra conducteur ferroélectrique développé dans [35].

Le BST permet également une large bande d'accord aux températures ambiantes. En tant que circuits planaires ils sont aisément implantables sur des circuits intégrés.

Les résultats sur un filtre VHF accordable en utilisant une capacité BST accordable ( $Q_c=60$ ) montre 57% d'accordabilité (176 MHz-276 MHz) avec un ratio 2.5, des pertes d'insertion de 3 dB [36]. Toutefois, la faible linéarité d'une capacité BST est un facteur limitatif pour certaines applications.

(c) MEMS RF (RF-MEMS): les commutateurs ou varactors MEMS, sont des composants qui ont un fort potentiel pour accorder plusieurs types des filtres. En effet, leurs caractéristiques sont particulièrement adaptées pour des applications dans les domaines des filtres millimétriques et microondes.

Le tableau ci-dessous montre leurs principaux domaines d'application.

| Fonction RF  | Domaine d'application |                 | Nombre de cycles ( $10^9$ ) | Durée de vie (en année) |
|--|-----------------------|-----------------|-----------------------------|-------------------------|
| Déphaseurs   | Télécommunications    | terrestre       | 1-10                        | 2-10                    |
|  |                       | spatiale        | 10-100                      | 2-10                    |
|  |                       | aéroporté       | 10-100                      | 2-10                    |
| Déphaseurs   | Radar                 | terrestre       | 10-100                      | 5-10                    |
|  |                       | spatial         | 10-100                      | 5-10                    |
|  |                       | missile         | 0.2-100                     | 1-5                     |
|  |                       | aéroporte       | 1-100                       | 5-10                    |
|  |                       | Automobile      | 1-10                        | 5-10                    |
| Circuits reconfigurables   | Telecom               | station de base | 0.1-100                     | 5-10                    |
|  |                       | mobile          | 0.01-4                      | 2-3                     |
|  | Satellite             |                 | 0.1-1                       | 2-10                    |
|  | Aéroporté             |                 | 0.1-10                      | 2-10                    |
| Instrumentation  |                       | 10-100          | 10                          |                         |
| Oscillateurs et amplificateurs (inductances et capacité variables) | Telecom               |                 | 0.1                         | 2-3                     |
|  | Satellite             |                 | 0.1-1                       | 2-10                    |
|  | Aéroporté             |                 | 0.1-10                      | 2-10                    |
|  |                       |                 |                             |                         |

| Sous systèmes RF | Domaine d'application  |
|------------------|--|
|                  | Matrices de commutation (SPST, SPDT, DPDT, SPNT, $N \times N$ )    |
|                  | Commutateurs d'émission/réception                                  |
|                  | Commutateurs à haute isolation (instrumentation)                   |
|                  | Atténuateurs variables   |
|                  | Déphaseurs (analogiques et digitaux)                               |
|                  | Antennes configurables   |
|                  | Réseaux d'adaptation   |
|                  | Filtres configurables  |
|                  | Antennes à diversité de fréquence, de polarisation ou de diagramme |
|                  | Oscillateurs à faible bruit de phase (fixe ou variable)            |

Tableau I.4: Domaines d'applications des MEMS RF [37].

Grâce à leurs forts caractères, les composants MEMS sont attractifs pour plusieurs circuits plus complexes. La figure I.23 montre un exemple typique de bloc de tête d'émission réception (front-end) d'une radio. Cette radio fonctionne simultanément et au même endroit avec d'autres émetteurs RF, qui génèrent des fortes interférences.

Des filtres passe-bande sur chaque émetteur et récepteur sont nécessaires pour assurer que l'interférence mutuelle ou les brouillages de signaux soient réduits au minimum. Les largeurs de bande de ces filtres doivent être étroites avec une forte réjection hors bande et des faibles pertes d'insertions.

Pour que le spectre total soit couvert par le radio, il faut le diviser à plusieurs chaînes indépendantes, chaque chaîne doit avoir son propre filtre. Chaque chaîne à l'entrée est liée à l'antenne par un commutateur RF, simultanément à la sortie chaque chaîne est liée à l'émetteur ou au récepteur par de commutateur RF.

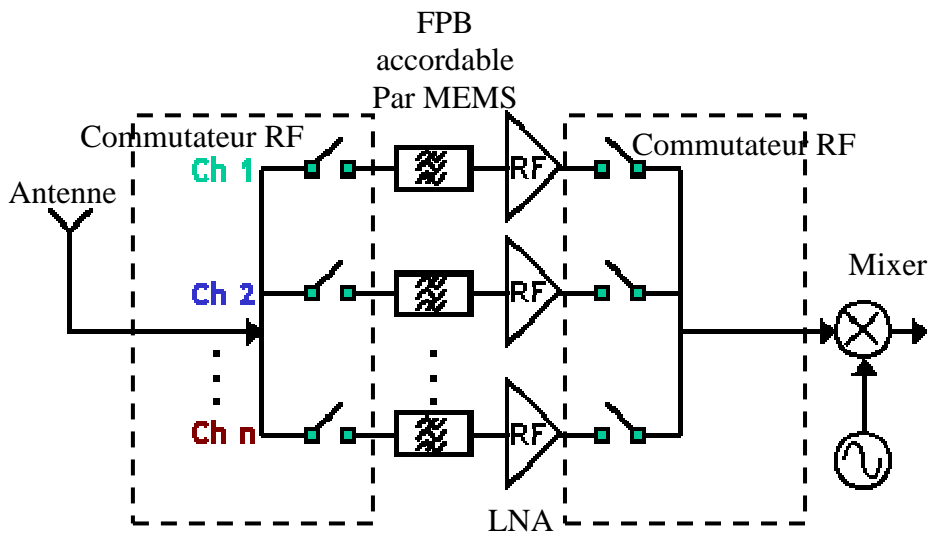


Figure I.23 : Architecture de bloc de tête d'émission /réception avec l'utilisation des filtres accordables à base des MEMS.

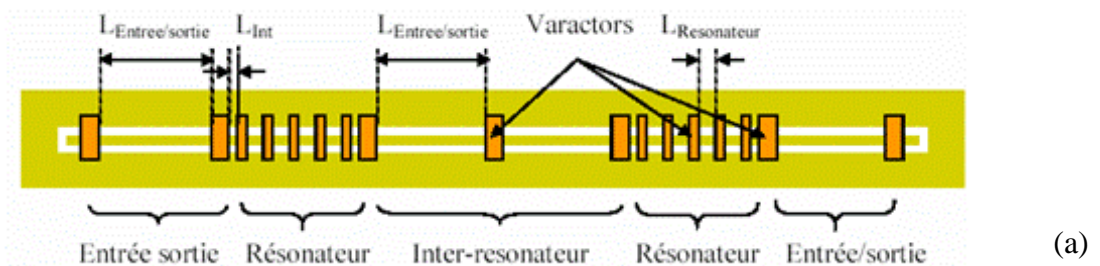
Dans la partie suivante, nous présenterons les principaux filtres réalisés accordables par l'utilisation de MEMS RF relatés dans la littérature, ces filtres utilisent les deux types de varactors MEMS présentés plus tôt. Nous exposons d'abord les filtres accordables par l'utilisation des capacités variables continues et ensuite par les capacités variables à accord discret.

## IV.2 Filtres accordables par l'utilisation des varactors continues

L'intégration de ce type de varactors dans des différentes topologies des filtres, rend ces derniers accordables sur une plage de fréquences continues, plusieurs façon d'intégration sont possibles, mais il est à marquer que les capacités de type pont sont parfaitement adaptés à une implémentation dans de circuits coplanaires.

Mercier et Al [38] de laboratoire XLIM ont réalisé deux filtres passes bandes accordables (figure I.24), les filtres ont été conçus sur un substrat de silice fondue de  $525 \mu\text{m}$  de hauteur, en cascade de sections de lignes coplanaires périodiquement chargée par de varactors micro usiné de type pont.

Le filtre 2 pôles est de type Tchebychev centré à 44 GHz avec 0.2 dB d'ondulation, il s'agit de deux résonateurs chargés par cinq varactors (figuré I.24-a), le couplage d'entrée et de sortie est assuré par une ligne coplanaire de longueur  $\lambda/4$  chargée par un varactor. Il reste à noter, que les varactors de chaque section sont polarisé séparément pour contrôler entièrement la réponse du filtre.





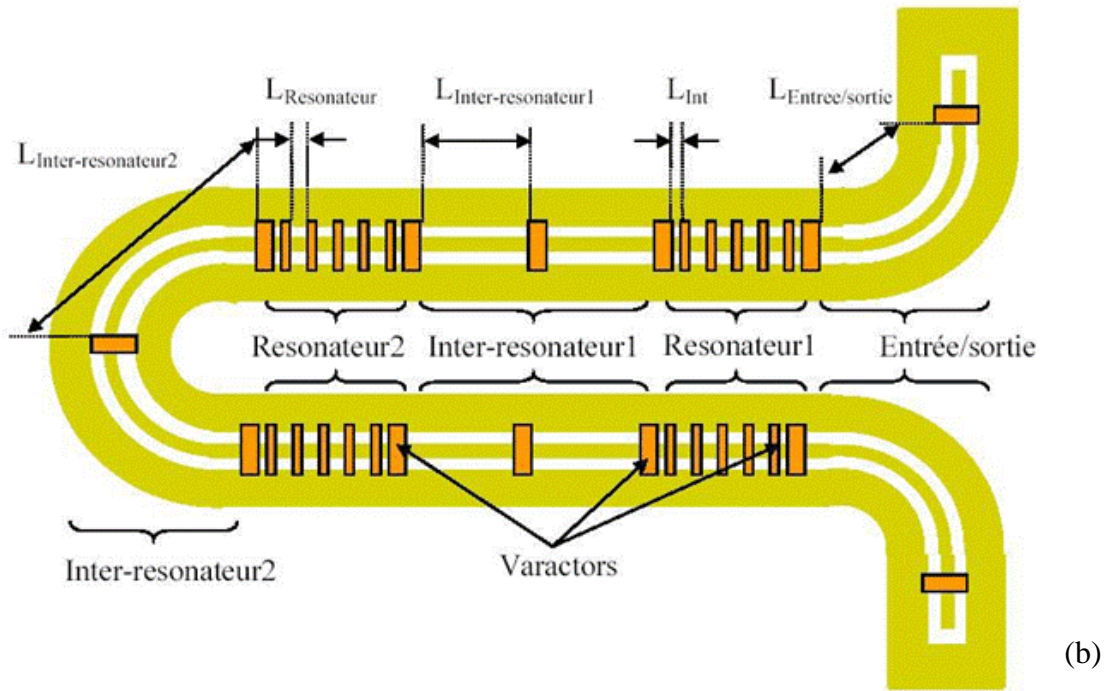


Figure I.24: Schéma du filtre accordable à deux résonateurs en cascade (a), avec 4 résonateurs (b).

Ce filtre présente 3,2dB de pertes d'insertion et 6,4% de bande passante avec une bande d'accord relative égale à 5,6%. Le filtre 4 pôles présente une perte d'insertion de l'ordre de 6,5dB principalement dû au facteur de qualité à vide peu élevé des résonateurs, mais leurs autres caractéristiques étant équivalentes. Les réponses mesurées de ces deux filtres sont présentées sur les courbes suivantes de la figure I.25.

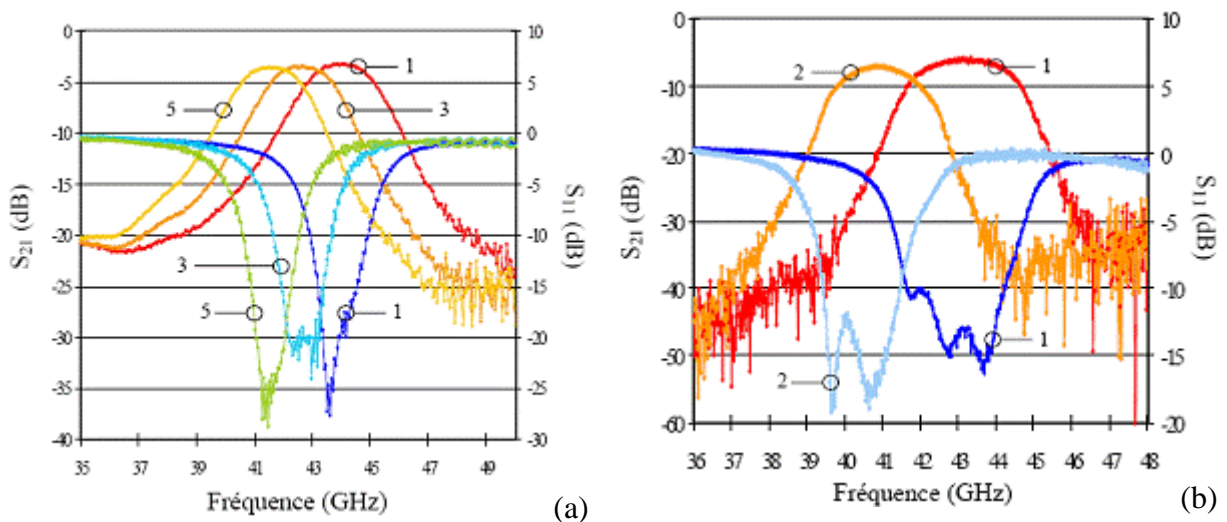


Figure I.25 : Mesure de l'accord en fréquence du filtre : deux pôles (a), quatre pôles (b).

Une simulation harmonique produite par deux sources ( $f_0=44$  GHz et  $\Delta f$ ), montre que le point d'interception de l'intermodulation à ordre 3 de ce filtre est supérieure à 50 dBm quand  $\Delta f$  est 200kHz (figure I.26). Ce point (IIP3) indique la forte linéarité de ce filtre.

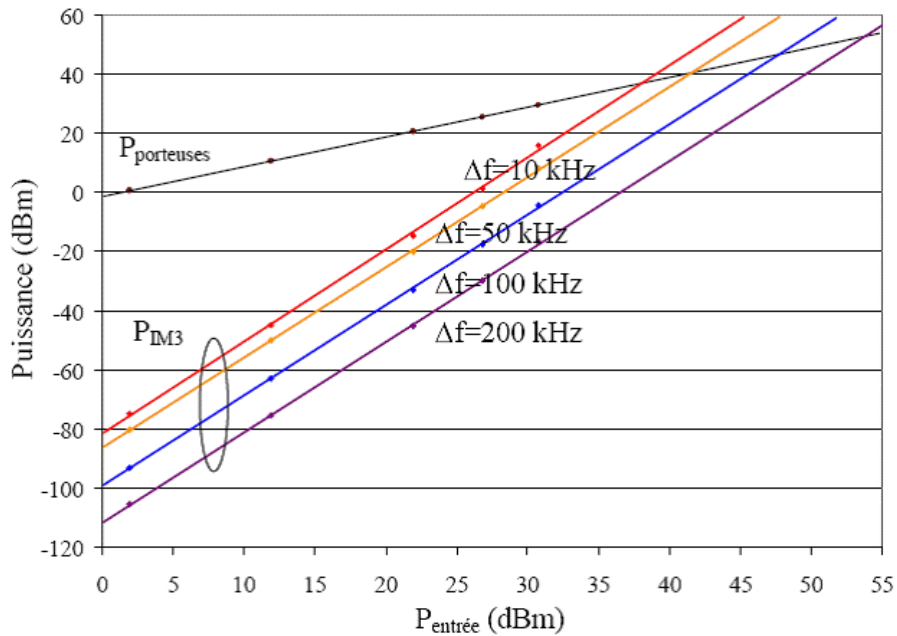


Figure I.26 : Simulation de IIP3 quand les varactors sont à l'état haut.

Sur une topologie proche, Abbasbour-Tamijani [39] a réalisé un filtre 3 pôles passe bande à onde lentes utilisant des capacités de type pont. Les couplages extérieurs et inter résonateurs, ont assurés par des inverseurs d'impédance liant les trois résonateurs, l'entrée et la sortie. Chaque résonateur est chargé au milieu par six capacités variables (figure I.27).

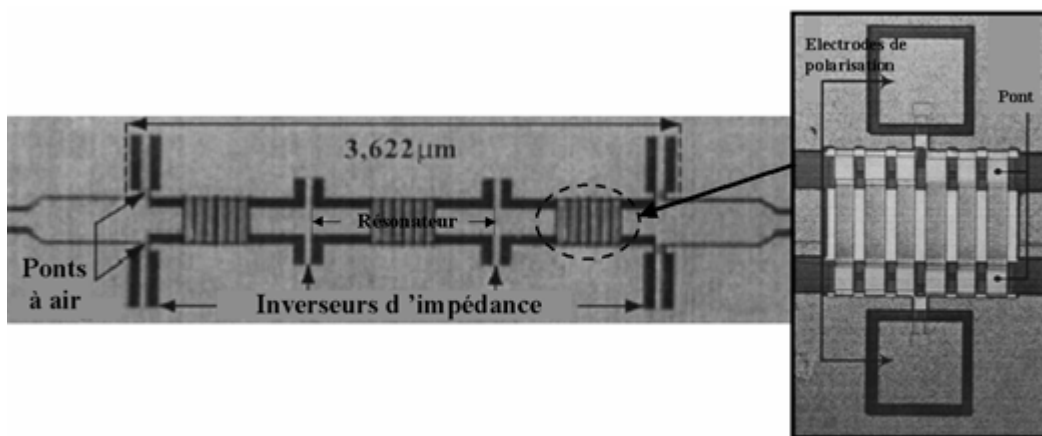


Figure I.27 : Dessin du filtre trois pôles accordables à onde lentes.

Le nombre assez grand de varactors de type pont intégrés sur les trois résonateurs (18 varactors), leur longueur est beaucoup plus faible que celle d'un résonateur non chargé rendant l'ensemble extrêmement compact (3,7 mm de long). Le fait de l'absence de discontinuité entre les trois résonateurs limite la création de modes parasites diminuant ainsi les pertes par rayonnement généralement importantes en technologie coplanaire.

D'autre part, l'utilisation de varactors à fort coefficient de qualité environ 400, les rendent pratiquement transparentes face au facteur de qualité assez faibles des résonateurs coplanaires ( $Q = 62$ ) obtenant ainsi un facteur de qualité final de 58.

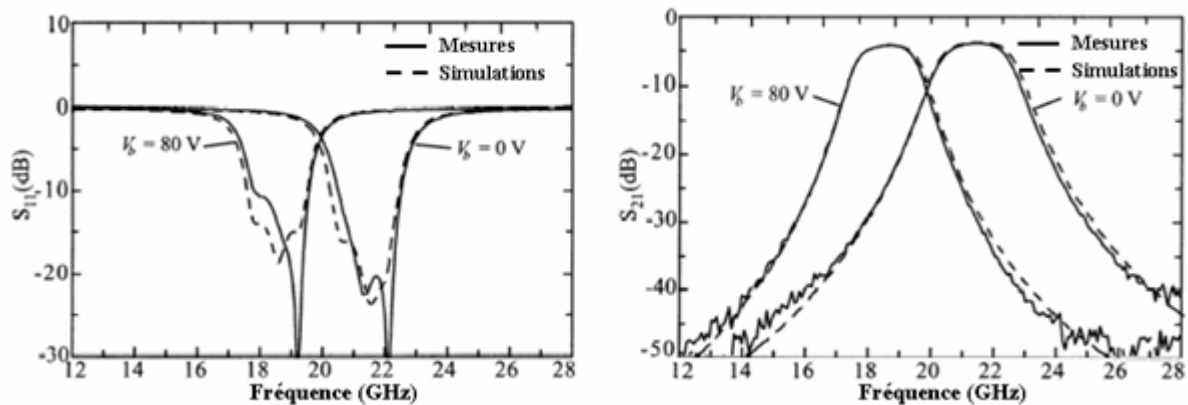


Figure I.28: Comparaison des résultats de simulation et de mesure du filtre trois pôles.

Ce filtre présente de bonnes performances RF, ses pertes d'insertion sont 4dB, et l'accord relatif autour d'une fréquence centrale de 20GHz est dans l'ordre de 14% (figure I.28), les tensions de polarisation variant de 0 à 80V. Ce filtre est un excellent exemple des performances que l'on peut atteindre sur une structure filtrante « classique » chargée par des varactors micro électromécaniques.

### IV.3 Filtres accordables par l'utilisation des varactors discrets

Grâce à l'utilisation de varactors à accord discret, de nombreux filtres accordables par pas de fréquence quasi fixes ont été réalisés, tout en conservant d'excellentes caractéristiques RF et une bonne stabilité grâce à leur grande précision au fonctionnement en commutation et à leurs propres caractères.

Entesari [40] à l'université de Michigan, a réalisé sur un substrat de verre (hauteur = 500  $\mu\text{m}$ ,  $\epsilon_r = 4.6$  et  $\tan \delta = 0.01$ ) deux filtres coplanaires 2 et 3 pôles (figure I.30), sur une large bande de fréquence de 12 à 18 GHz, en utilisant un cellule composé d'un varactors à accord discret du type pont lié à deux capacités MAM (métal–aire–métal) réalisé dans le même laboratoire (figure I.29).

Le filtre 3 pôles est composé de trois résonateurs identiques chargés par huit cellules chacun, l'entrée et la sortie sont liés à deux inverseurs inductifs, deux autres inverseurs inductifs relie les résonateurs entre eux. Suivent le même mode de conception, le filtre 2 pôles est composé de deux résonateurs chacun étant chargé par 8 cellules, un inverseur inductif relie les deux résonateurs, et deux autres relie le entrée et la sortie. Chaque varactors a son propre ligne de polarisation DC, réalisée avec du métal résistif SiCr afin d'assurer un contrôle indépendant, mais ils sont actionnés par pair.

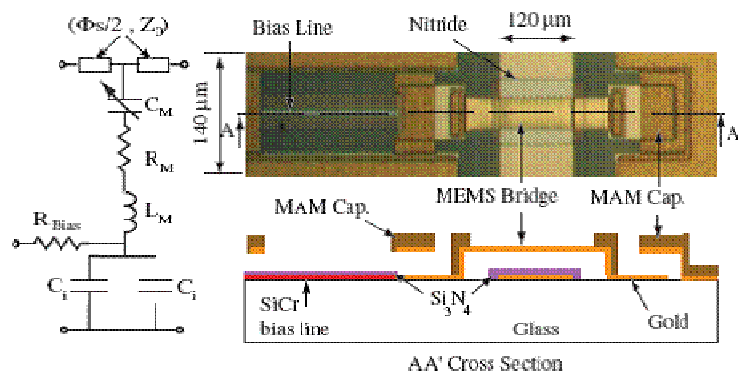


Figure I.29 : Un commutateur capacitif de type pont avec deux capacités MAM.

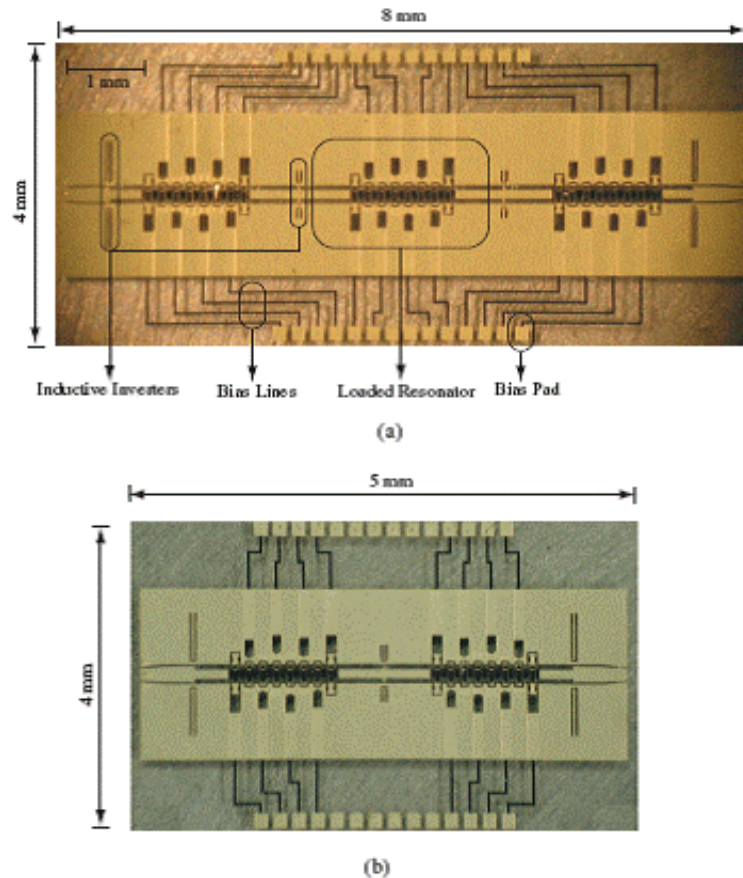


Figure I.30: Dessins des filtres réalisés : 3 pôles (a) et 2 pôles (b) à l'université de Michigan.

Ces deux filtres possèdent donc 16 états de fonctionnement chacun. Le filtre 3 pôles a montré des pertes d'insertions qui varient de 5.5dB quand tous les commutateurs sont à l'état haut ( $f_{0000} = 17.8$  GHz) à 8.2dB quand ils sont à l'état bas ( $f_{1111} = 12.2$  GHz), tant dis que pour le filtre 2 pôles les pertes d'insertion varient de 4.3dB ( $f_{0000} = 17.8$  GHz) à 6.8dB ( $f_{1111} = 17.8$  GHz).

Les pertes par réflexion sont mieux que 10dB dans toute la bande de fréquence pour le filtre 3 pôles. Par contre ceux au filtre 2 pôles sont au dessous de 10dB dans la bande [12-15] GHz. Les largeurs de bande pour le filtre 3 et 2 pôles sont raisonnable, ils sont 6.1 % à 17.8GHz et 5.3Gz à 12.2GHz pour le filtre 3 pôles, et 6.4% à 17.8GHz et 5.8% à 12.1GHz pour le filtre 2 pôles (figure I.31).

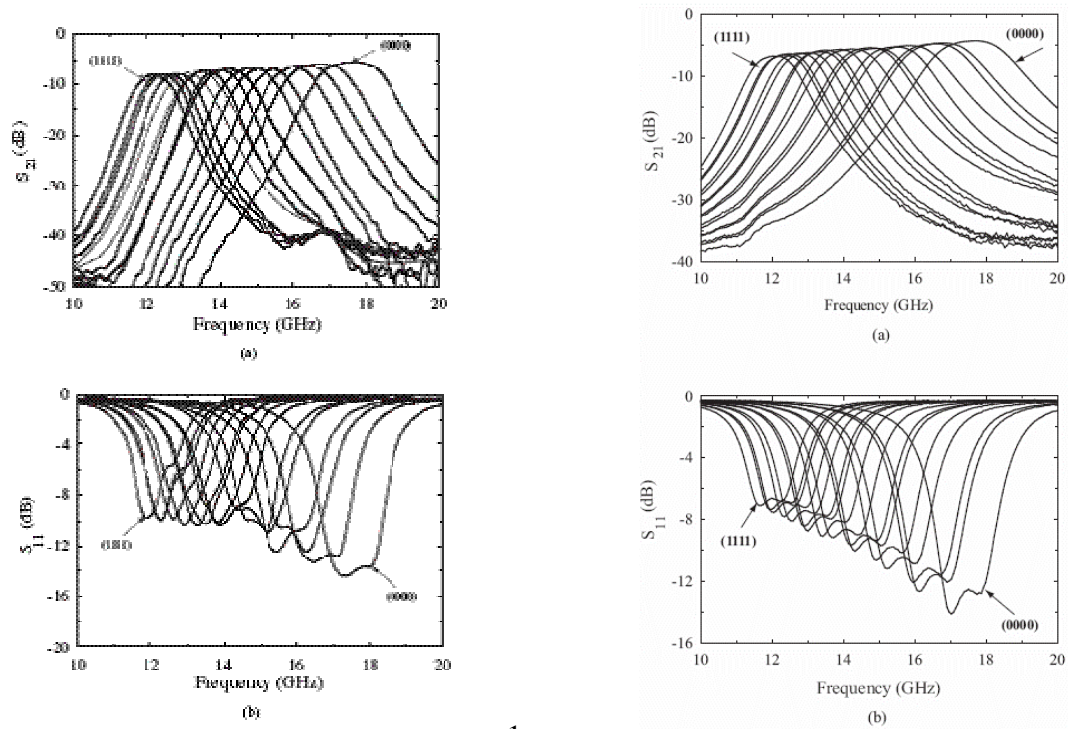


Figure I.31: Résultat du mesure du filtre 3 pôles (a-b 1), et 2 pôles (a-b 2).

Le point d'interception de l'intermodulation à l'ordre 3 à été mesuré quand tous les varactors sont à l'état haut. Cela est supérieur à 37 dBm pour  $\Delta f$  plus grand de 200 KHz, comme nous montre la figure ci-dessous.

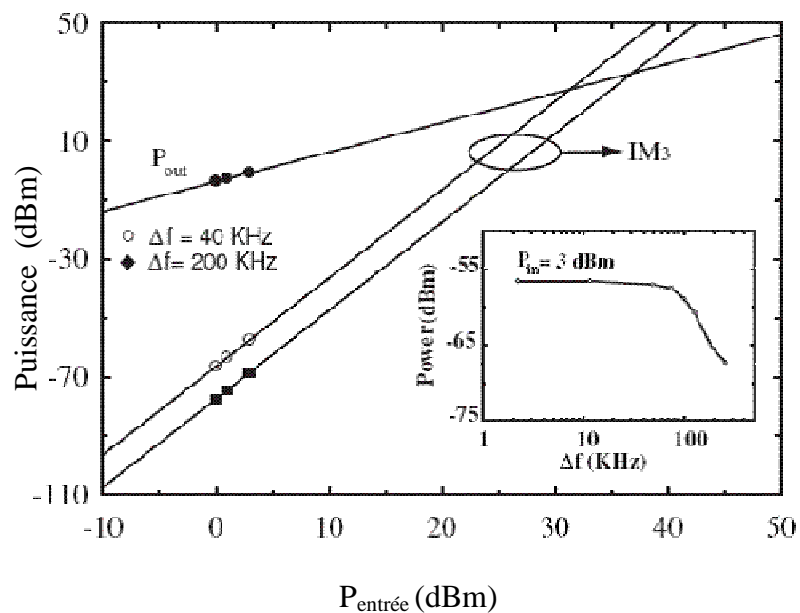


Figure I.32 : Mesure de l'interception de l'intermodulation à ordre 3 du filtre à  $f=17,8$  GHz.

Sur une topologie micro ruban Pothier et Al [41] ont réalisé un filtre 2 pôles monté sur un substrat de silicium haute résistivité de  $400\mu\text{m}$  de hauteur, recouvert d'un film d'oxyde de silicium de  $1\mu\text{m}$  d'épaisseur. Il s'agit de deux résonateurs demi-onde chacun lié à deux capacités à accord 2 bits, chaque capacité est constituée d'un patch métallique sur lequel vient de commuter un cantilever ohmique (figure I.33), permettant ainsi d'obtenir 4 fréquences de fonctionnement différents de  $15\text{GHz}$  à  $9.5\text{GHz}$  pour un accord relatif de 44%.

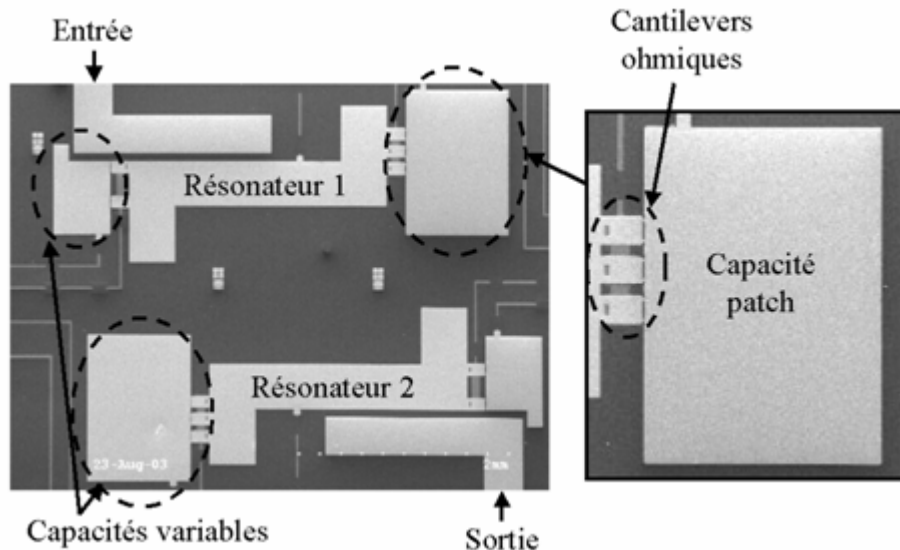


Figure I.33 : Filtre micro ruban accordable à 4 pas de fréquence.

Les performances de ce filtre sont montrées dans la figure I.34, la bande relative reste quasi-constante et le niveau de pertes d'insertion dans la bande passante reste faible (inférieures à  $-3.2\text{dB}$ ). Il en résulte de faibles pertes par réflexion pour chaque configuration du filtre (inférieures à  $-15\text{dB}$  dans la bande).

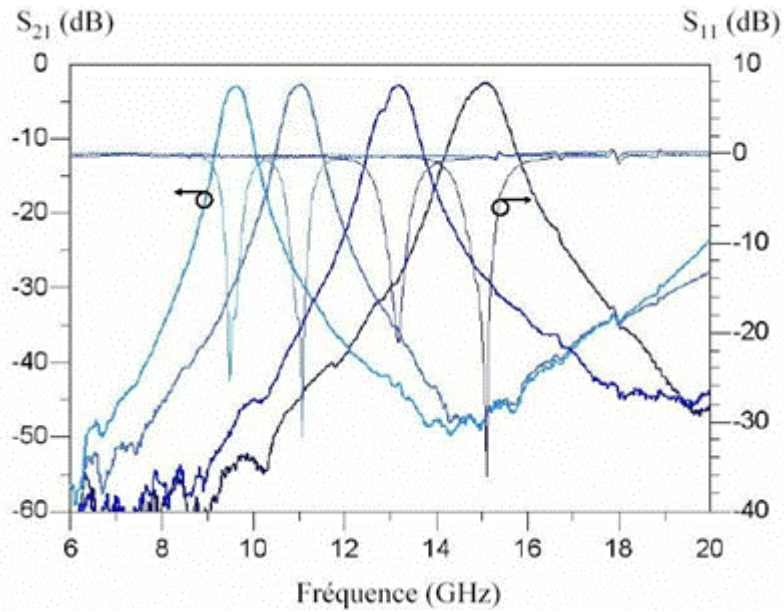


Figure I.34 : Mesure du filtre accordable à 4 pas de fréquence.

Il reste à noter à partir des deux exemples précédents, que les filtres accordables digitaux pourraient être appropriés pour des applications multibandes faible bruit grâce à la stabilité apportée par le fonctionnement en commutation et leur excellent comportement RF.



## V. Conclusion

Nous avons montré à travers ce chapitre, l'état de l'art des différents composants semi conducteurs, RF micro électromécaniques utilisant comme des commutateurs ou bien de capacités variables.

Afin de montrer les avantages importants de composants MEMS, nous avons détaillé le problème de fiabilité en décrivant les différents types de défaillances existants, en montrant les solutions possibles. Dans cette voie, nous avons montré la solution proposée par notre laboratoire qui consiste à utiliser les capacités MEMS à diélectrique air, afin de résoudre le problème de piégeage dans la couche diélectrique utilisables dans les capacités conventionnelles.

Ensuite, nous avons cité les principaux filtres accordables basés sur les MEMS réalisés et fabriqués dans plusieurs laboratoires. Dans ce contexte, nous avons montré des filtres accordables par l'utilisation des capacités variables micro électromécaniques à accord continu ou discret, en montrant leurs principaux intérêts.

Grâce à leurs faibles pertes, faible consommation et forte linéarité, les composants MEMS sont de bons candidats pour concevoir et de fabriquer des circuits plus sophistiqués agiles en fréquences au-delà de 10 GHz.



**Références bibliographiques du chapitre I**



**[1] R.B. Waterhouse & N.V. Shuley**

"Scan performance of infinite arrays of microstrip patch elements loaded with varactors diodes"  
IEEE Trans. On Antennas and propagation, Vol. 41, n°9, pp. 1273-1279, septembre 1993

**[2] S.R. Chandler, I.C. Hunter & J.G. Gardiner**

"Active varactors tunable bandpass filter"  
IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol.3, n°3, pp.70-71, Mars 1993

**[3] C-C. Chang, Y. Qian & T. Itoh**

"A reconfigurable leaky mode/ patch antenna controlled by PIN diode switches"  
IEEE AP-S International Symposium Digest, Orlando, FL, Vol.4, PP.2694-2697, 1999

**[4] R. J. Richards and H. De Los Santos**

"MEMS for RF/Microwave Wireless Applications : the next wave"  
IEEE AP-S International Symposium Digest, Orlando, FL, Vol.4, PP.2694-2697, 1999  
Microwave Journal, march 2001

**[5] C.L. Goldsmith, Z. Yao, S. Eshelman & D. Denniston**

"Performance of low-loss RF MEMS Capacitive switches"  
IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol.8, n°8, pp.269-271, Août 1998

**[6] K.E Peterson**

"Micromechanical membrane switches on silicon"  
IBM J. Res. Develop., Vol.23, n°4, pp.376-385, Juillet 1979

**[7] Sakata, Y. Komura, T. Seki, K. Kobayashi, K. Sano, S. Horiike**

"Micromachined relay, which utilizes single crystal silicon electrostatic actuator",  
MEMS'99, p21-30, 1999

**[8] C. Sanders**

"News Release MEMS Technology Application Center MCNC "  
MCNC thermally actuated microrelays, 1998

**[9] K D.L. DeVoe and A.P**

"Modeling and optimal design of piezoelectric cantilever microactuators"  
Journal of Microelectromechanical Systems, Vol. 6, p266-270, Pisano, 1997

**[10] Chakib Belkhiri, Pierre Blondy**

"Résonateurs en anneau accordables par des varactors en technologie MEMS "  
CNES, 2007

**[11] W. Weaver, S.P. Timoshenko, D.H. Youngg, M. Rebeiz**

"Vibration problem in engineering"  
*John Wiley & Sons, 1990*

**[12] D. Mercier**

"Conception, modélisation, fabrication et caractérisation de composants MEMS RF" Thèse de Doctorat,  
Université des Sciences et Technologies de Limoges, 2003

**[13] G.M. Rebeiz**

"RF MEMS: theory, design and technology"  
Wiley interscience, 2003

**[14] Duffy, S. Bozler, C. Rabe, S. Knecht, J. Travis, L. Wyatt, P. Keast, C. Gouker**

"MEMS microswitches for reconfigurable microwave circuitry"  
Microwave and Wireless Components Letters, IEEE, Pages: 106-108, march 2001, Volume: 11 Issue: 3

**[15] J. Muldavin, R. Boisvert, C. Bozler, S. Rabe, C. Keast**

"Power Handling and Linearity of MEM Capacitive Series Switches"  
IEEE MTT-S Digest, 2003

[16] McCarthy, B. Adams, G.G. McGruer, N.E. Potter

"A dynamic model, including contact bounce, of an electrostatically actuated microswitch"  
Microelectromechanical Systems, Journal of, page (s): 276-283, June 2002, Volume: 11 Issue: 3

[17] Site internet Radant, <http://www.radantmems.com>

[18] B. Lacroix, A. Pothier, A. Crunteanu and P. Blondy

"CMOS compatible fast switching RF MEMS varactors"  
Microwave Week Conference Dig. (EuMW), Manchester, October 2006

[19] D.J. Young and B.E. Hoser

"A micromachined variable capacitor for monolithic low-noise VCOs"  
Solid State and Actuator Workshop, pp.86-89, Hilton Head, June 1996

[20] J.J. Yao, S. Park and J.F. De Natale

"A High tuning-ratio MEMS-based tunable capacitors for RF communications applications",  
Solid State and Actuator Workshop, pp.124-127, June 1999

[21] A. Pothier

"Conception, realisation et test de micro-commutateurs micro-électromécaniques et application aux circuits hyperfréquences reconfigurables" Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Limoges, 2003

[22] J. Brank, J. Yao, M. Eberly, A. Malczewski, K. Varian and C.L. Goldsmith

" RF MEMS-based tunable filters "  
Int. J. Microwave CAE, Vol. 11, pp 276-284, September 2001

[23] H.A.C. Tilmans, M.D.J. Van de Peer, and E. Beyne

"The indent reflow sealing (IRS) technique a method for the fabrication of sealed cavities for MEMS devices»,  
*Journal of microelectromechanical systems*, Juin 2000, vol.9, n°2, pp.206-217

[24] **B.Ducarouge, D.Dubuc, S.Mellé, K.Grenier, L.Bary, P.Pons, R.Plana,**

"Efficient design methodology of polymer based RF MEMS switches"  
SiRf, Atlanta, Sept. 2004

[25] **D. Mardivirin, D. Bouyge, A. S. Crunteau, A. Pothier, P. Blondy**

"Study of residual charging in dielectric less capacitive MEMS switches"  
IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Atlanta, IMS 2008

[26] **P. Holbjorner, J.P. Starski**

"Expressions for nonlinear effects of MEMS switch beam oscillations"  
Electronics Letters, vol.37, n°11, May 2001, pp.693-694

[27] **L. Dussopt, G.M. Rebeiz**

"Intermodulation distortion and power handling in RF MEMS switches, varactors and tunable filter" IEEE MTT, vol.51, n°4, April 2003, pp.1247-1256

[28] **R. W. deGreese**

"Low-loss gyromagnetic coupling through single crystal garnets," J. Appl. Physics, vol. 30, pp. 1555-1559, 1958

[29] **W. J. Keane**

"YIG filters aid wide open receivers," Microwave J., vol. 17, no. 8, Sept. 1980

[30] **Byung-Wook Kim, Sang-Won Yun**

"Varactor-tuned combline bandpass filter using step-impedance microstrip lines"  
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume: 52, Issue: 4, April 2004 Pages: 1279-1283

[31] **S. R. Chandler, I. C. Hunter, and J. C. Gardiner**

"Active varactor tunable bandpass filters,"  
IEEE Microwave Guided Wave Lett, vol. 3, pp. 70-71, March 1993



**[32] A. R. Brown and G. M. Rebeiz**

“A varactor-tuned RF filter,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 48, pp. 1157-1160, July 2000

**[33] I. C. Hunter and J. D. Rhodes**

“Electronically tunable microwave bandpass filters,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 30, pp. 1354-1360, Sept. 1982

**[34] F. Hui et al**

“High-Q SOI gated varactor for use in RFICs,” IEEE International SOI Conference Digest, Oct. 1998

**[35] Miranda F.A, Subramanyam G., Van Keuls F.W., Romanofesky R.R., Warner J.D., Mueller C.H**

“Design and development of ferroelectric tunable microwave components for Ku and K-band satellite communication systems” Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume: 48, Issue: 7, July 2000 Pages: 1181-1189

**[36] A. Tombak, J. Maria, F. T. Ayguavives, Z. Z. Jin, G. T. stauf, A. I. Kingo, A. Mortazawi**

“Voltage-controlled RF filter employing thin-film Barium-Struntium-Titanate tunable capacitors”, IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.,vol. 51, pp. 462-467, Feb. 2005

**[37] V.M. Lubecke, B. Barber, E. Chan, D. Lopez, M.E. Gross, and P. Gammel**

“Self-assembly MEMS Variable and Fixed RF Inductors”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol 49, No. 11, pp. 2093-2098, November 2001

**[38] Mercier D., Orlianges J.-C., Delage T., Champeaux C., Catherinot A., Cros D., Blondy P.**

“Millimeter-wave tune-all bandpass filters”  
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume: 52, Issue: 4, April 2004 Pages: 1175-1181

**[39] Abbaspour-Tamajani A., Dussopt L., Rebeiz G.M.**

“Miniature and tunable filters using MEMS capacitors”  
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume: 51, Issue: 7, July 2003 Pages: 1878-1885

**[40] K. Entesari and G.M. Rebeiz**

“A 12-18 GHz 3-Pole RF MEMS Tunable Filter” IEEE Trans. on  
Microwave Theory and Techniques, August 2005, pp-2566-2571

**[41] Pothier A., Orlianges J.-C, Guizhen Zheng, Champeaux C., Catherinot A., Cros D., Blondy P.,  
Papapolymerou J.**

“Low-loss 2-bit tunable bandpass filters using MEMS DC contact switches”  
Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume 53, Issue 1, Jan. 2005 Page(s): 354-360

## **CHAPITRE II**

Circuits accordables par l'utilisation d'une méthode de  
simulation hybride



## I. Introduction

Les applications des circuits accordables en fréquences sont de plus en plus nombreuses, notamment pour des applications militaires (radars, missiles), dans les systèmes de télécommunication (satellites, téléphone portables) et dans les systèmes d'équipements.

Or plusieurs verrous technologiques sont liés aux fortes pertes présentées par ce type de circuit. Les pertes sont liées principalement aux diodes varactors et des composants semi conducteurs intégrés ainsi qu'à l'utilisation de guides coplanaires qui présentent des facteurs de qualité faibles. Dans ce contexte, les varactors MEMS intégrés sur des circuits micro ruban sont privilégiés par rapport aux composants semi conducteurs, l'absence de courants de fuite dans les composants MEMS permettant d'obtenir de meilleurs facteurs de qualité.

Ce chapitre, sera consacré à la conception de résonateurs et de filtres micro ruban accordables par intégration de varactors MEMS. Nous présentons une nouvelle méthode rapide de simulation hybride, qui consiste à concevoir les circuits électriquement (ADS Circuit) avant de les optimiser en utilisant Momentum.

Finalement, un filtre Tchebychev a été réalisé sur un substrat de quartz en technologie micro ruban par intégration de deux varactors MEMS. Son fonctionnement est centré autour de 10 GHz le filtre étant destiné à des applications de télécommunications spatiales.

## **II. Résonateurs accordables par pas à fort coefficient de qualité**

### **II.1 Présentation**

L'un des inconvénients durant la conception d'un filtre accordable en technologie micro ruban est qu'il est difficile de maintenir de forts facteurs de qualité des résonateurs qui les constituent [1]. L'utilisation de résonateurs accordables à faibles pertes est l'une des solutions à ce problème, grâce à l'intégration de MEMS varactors. Ceux-ci présentent de forts coefficients de surtension qui sont plus favorables par rapport à ceux des composants semi-conducteurs. Les avantages de l'utilisation des MEMS résident dans leur faible consommation et leur possibilité d'intégration monolithique sur une grande diversité de substrats [2].

Ce travail repose sur la conception des résonateurs accordables par pas de fréquences de formes triangulaires grâce à l'utilisation de varactors autour de 10 GHz. Ces derniers nous permettent de changer la fréquence centrale sur une large bande de fréquence tout en maintenir le facteur de qualité presque constant dans le domaine de variation des capacités variables utilisées.

### **II.2 Généralités**

Au cours de la dernière décennie, les commutateurs et les varactors MEMS se sont montrés très performants du point de vue des niveaux de pertes et des largeurs de bande d'accordabilité. Par conséquent, plusieurs domaines d'application se sont ouverts aux circuits accordables par intégration de cette technologie (radar, système de communication). Deux types d'accordabilités, analogique et par pas, basées sur les composants MEMS ont été proposées.

L'accordabilité analogique permet une variation continue en fréquence. L'implantation des varactors est généralement facile, mais la bande de variation de fréquence est limitée. Bien que la non linéarité et la stabilité thermique de ces composants restent des

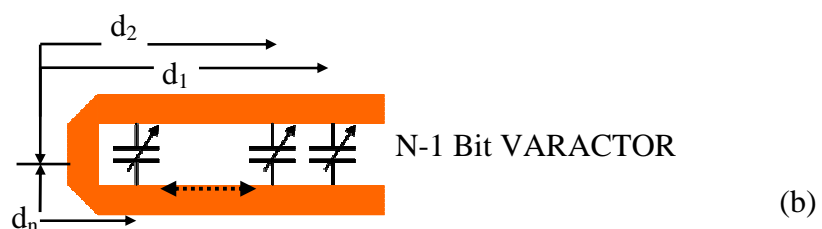
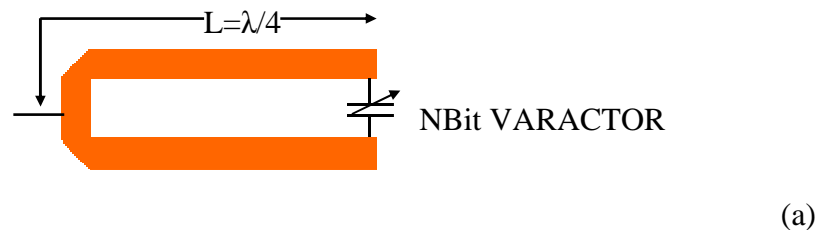
paramètres critiques, ces composants furent intégrés avec succès dans les filtres, des déphaseurs ou encore dans des réseaux de télécommunications.

L'accordabilité digitale ou par pas de fréquences utilise les capacités commutatives. Les avantages présentés par cette méthode résident dans la faible sensibilité aux bruits [3] et par la connaissance de fréquences centrales. Cette technique offre de larges bandes d'accordabilité, mais il reste difficile d'obtenir des pas de décalage fréquence faibles et équidistants. En effet, cette valeur est directement liée à la valeur de la capacité du commutateur RF- MEMS à l'état haut, qui est de l'ordre de 10 fF. Toutefois, comme nous allons voir dans les prochaines sections, un réseau capacitif multi bit, intégrant plusieurs commutateurs, permet d'atteindre une large bande d'accordabilité avec des petits pas de variation.

### II.3 Principe d'accordabilité d'un résonateur

La figure II.1, montre un résonateur « en épingle à cheveux ». D'après la théorie de distribution de champs électriques le long d'une ligne micro ruban les champs augmentent en se rapprochant de l'extrémité des lignes.

Autrement dit, le champ électrique est maximum au bout du résonateur et nul au milieu. Par conséquent, l'accordabilité obtenue par la connexion de deux branches de résonateur par une charge capacitive est proportionnelle à la distance « d » entre le centre et l'extrémité du résonateur (figure II.1-c), et le décalage de fréquence est maximal en bout de ligne.



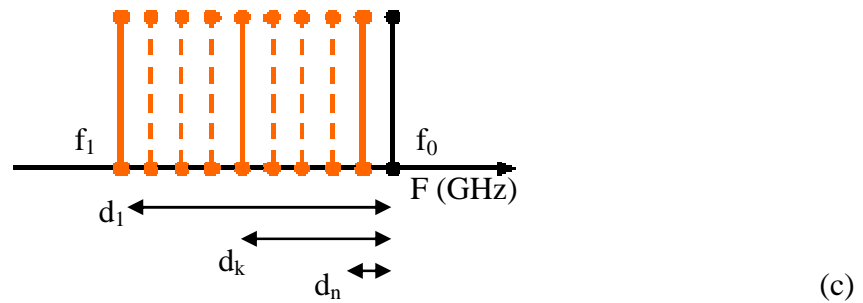


Figure II.1: Résonateur conventionnel en épingle à cheveux accordable par NBit varactor (a), accordable par N-1 Bit varactor (b), décalage de fréquence en fonction de la position (d) de varactor (c).

Nous allons étudier, dans les parties suivantes, l'accordabilité en fonction de la distance le long du résonateur et de la valeur des capacités utilisées, afin d'obtenir une accordabilité multi bits par combinaisons de commutateurs.

#### II.4 Type de résonateur / étude du coefficient de qualité à vide

En technologie micro ruban, si l'on veut atteindre de forts facteurs de surtension, les circuits doivent être entièrement blindés afin d'éviter les pertes par rayonnement. Notre choix s'est donc porté sur la conception d'un résonateur micro ruban triangulaire afin de gagner en compacité. Ce composant est encapsulé dans un blindage à semelle métallique.

Le tableau II.1, montre le facteur de qualité à vide et les dimensions de six topologies de résonateurs montés sur un substrat de quartz de  $450 \mu\text{m}$  d'épaisseur, avec la même longueur et la même largeur de ligne. Parmi eux le résonateur triangulaire montre le plus grand facteur de qualité et la topologie la plus compacte.




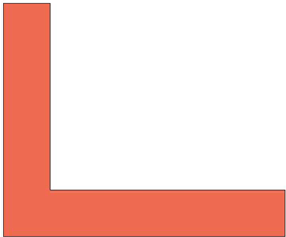
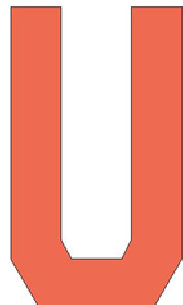
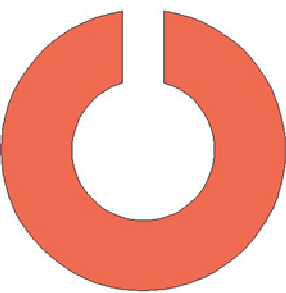
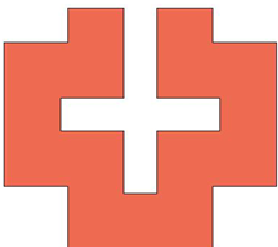
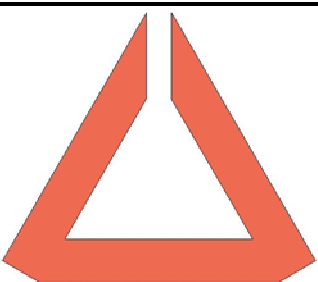
| Formes générales  | $Q_0$ (avec capot) | Dimension ( $\mu\text{m}^2$ ) |
|---|--------------------|-------------------------------|
|    | 259                | 10000*500                     |
|    | 237                | 5000*5000                     |
|    | 273                | 2000*4000                     |
|   | 266                | 3176*3176                     |
|  | 201                | 3400*3400                     |
|  | 280                | 2000*2500                     |

Tableau II.1: Comparaison entre les facteurs de qualité à vide et les dimensions des 6 topologies.

D'autre part, nous pouvons augmenter la longueur entre les deux armatures de résonateur triangulaire pour intégrer plus de charges capacitives et ainsi accroître la plage d'accordabilité. Nous allons étudier dans les parties suivantes, l'effet de l'épaisseur du substrat et de la largeur du résonateur triangulaire sur le facteur de qualité à vide, pour aboutir à un compromis entre un facteur de qualité assez élevé et un encombrement raisonnable.

#### II.4.1. En fonction de la largeur de résonateur et de l'épaisseur du substrat.

Afin de choisir la forme du résonateur triangulaire, la première étape consiste à concevoir un filtre avec des résonateurs à fort facteur de qualité à vide. Nous avons calculé à partir des paramètres S, le coefficient de surtension en fonction de cinq hauteurs « H » possibles de substrat de quartz ( $\epsilon_r=3.8$ ), selon deux largeurs rationnelles de la ligne « L » qui constitue le résonateur triangulaire (Figure II.2).

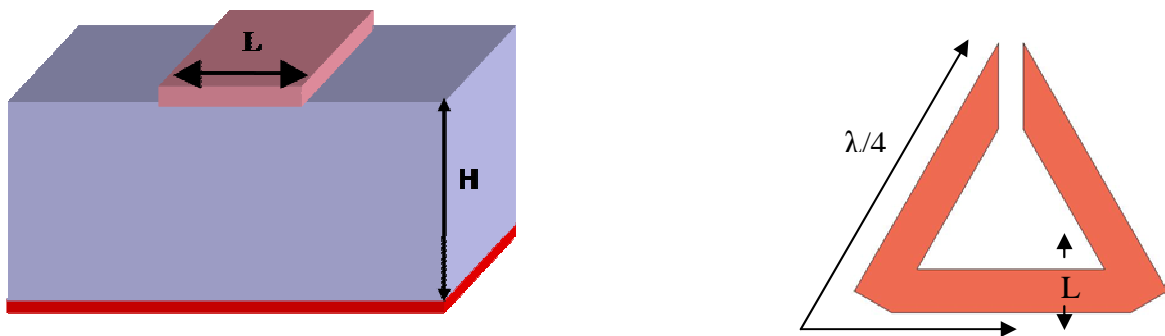


Figure II.2: Schéma simplifié d'une ligne micro ruban sur un substrat de quartz.

Les courbes de la figure II.3, montrent que le facteur de surtension du résonateur augmente avec sa largeur et la hauteur du substrat. Cette étude aboutit à un premier dimensionnement de notre résonateur. La largeur de la ligne est de 1100  $\mu\text{m}$  et il est monté sur un substrat de 525  $\mu\text{m}$  d'épaisseur, ce qui correspond à un coefficient de surtension de 280.

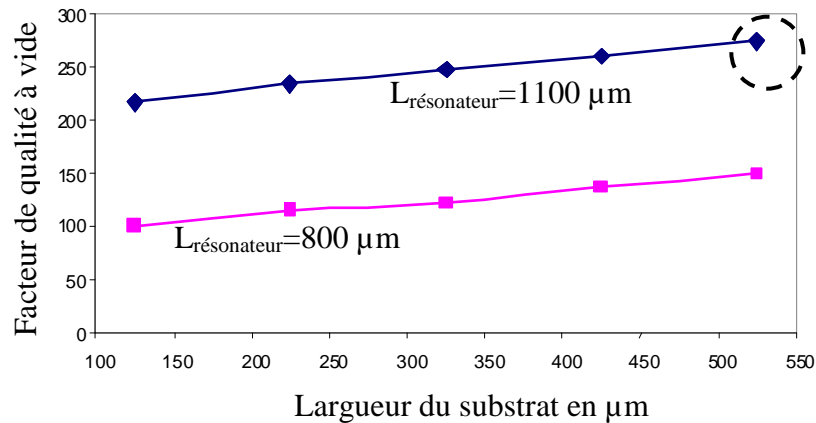


Figure II.3 : Evolution du facteur de qualité en fonction de l'épaisseur du substrat et de la largeur du résonateur.

### III. Méthode hybride de simulation

#### III.1 Intérêt général

L'idée de cette étude, consiste à réduire considérablement le temps nécessaire, d'une part, pour optimiser les positions des charges capacitives, qui permet d'obtenir un grand degré d'accordabilité avec des pas de fréquence équidistants, et d'autre part, pour optimiser les performances des résonateurs, et des filtres (surtout la distance inter résonateurs).

Dans cet ordre, nous avons considéré les composantes MEMS RF, comme des accès localisés, intégrés entre les deux armatures du résonateur (figure II.4-a).

L'intérêt et tout simplement, de simuler avec Momentum une fois en intégrant des accès localisés le long de deux faces du gap, et ensuite de présenter le résonateur avec tous les accès en injectant les paramètres S sortie de l'ancienne simulation, dans une boîte électrique dans le ADS Circuit (figure II.4-b).

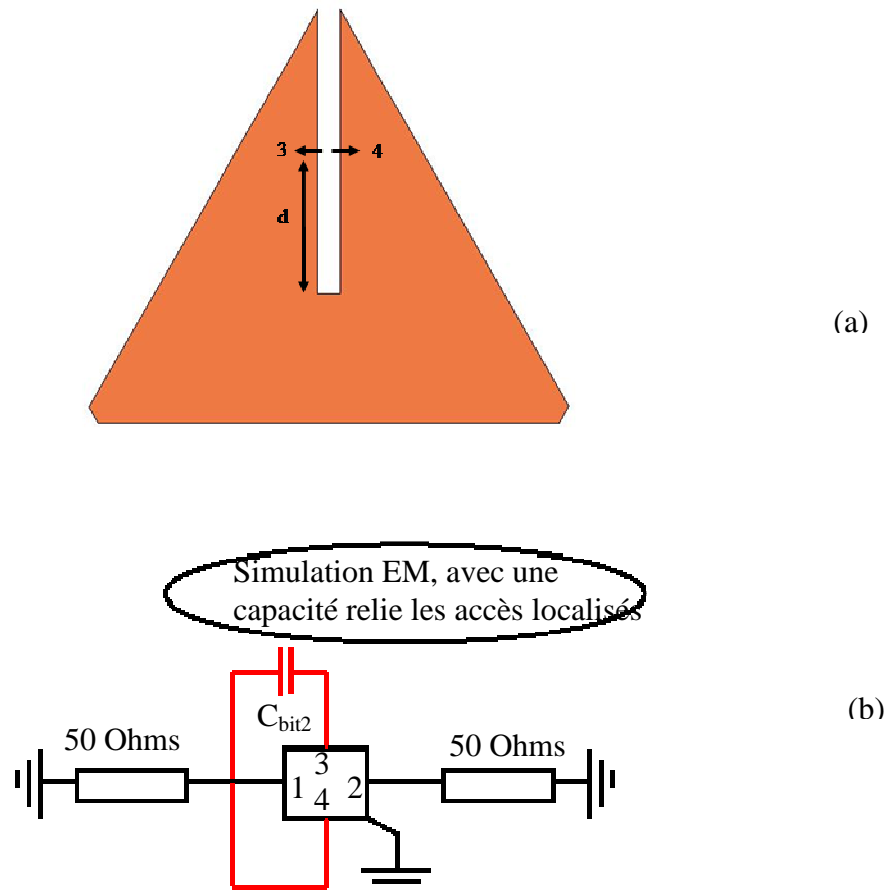


Figure II.4 : Vue de dessus de résonateur avec sont 2 accès localisés sur un distance  $d$  (a), circuit électrique utilisé pour faire la simulation hybride (b).

Une fois que nous avons la simulation EM, on relie les deux accès localisés par une capacité qui présente le varactor MEMS, nous avons choisi à chaque distance  $d$ , plusieurs valeurs des capacités possibles qui correspondant à plusieurs  $C_{bas}/C_{haut}$  des commutateurs MEMS.

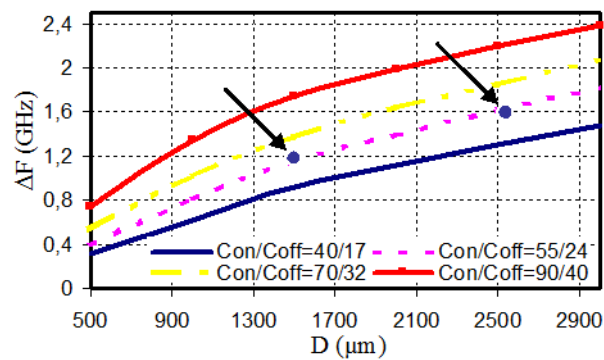


Figure II.5: L'accordabilité en fonction de valeurs  $C_{bas}/C_{haut}$ , et de son position.

La figure II.5, montre l'accordabilité sur sept distances ( $d$ ) différents, avec quatre rapports  $C_{\text{bas}}/C_{\text{haut}}$  distincts. On voit clairement l'augmentation de l'accordabilité en rapprochant l'extrémité du résonateur, là où le champ électrique est maximum.

Par exemple, l'accordabilité correspondant au rapport  $C_{\text{bas}}/C_{\text{haut}}= 55/24$ , augmente de 0.85 GHz à 1.5 GHz, quand la position de la charge capacitive change de 1000  $\mu\text{m}$  à 2500  $\mu\text{m}$ , par rapport au centre du résonateur.

On conséquent, grâce à l'utilisation de cette méthode hybride de simulation, nous pouvons d'une manière rapide et efficace, choisir l'accordabilité convenable à notre gabarit, qui correspondant à un rapport  $C_{\text{bas}}/C_{\text{haut}}$  choisi, avant d'intégrer les composants MEMS et valider à la fin avec une simulation électromagnétique de notre résonateur.

### **III.2 Type de la capacité variable utilisé/ commutateur sans diélectrique**

L'utilisation de commutateurs conventionnels capacitifs MEMS (figure II.6-a) dans les circuits micro-ondes est attendue depuis plusieurs années. Cependant, des problèmes de fiabilité, très souvent engendrés par le chargement du diélectrique employé pour isoler les électrodes d'actionnement en métal des poutres mobiles dans l'air, s'opposent à une intégration efficace.

En effet, le contact d'une membrane métallique et du diélectrique induit une injection de charges dans ce dernier, qui provoque une dérive de la caractéristique  $C(V)$  du commutateur. Ce phénomène a été un sujet d'études intensives au cours de ces dernières années [4-5] et plusieurs modèles, basés sur différents mécanismes de conduction ont été développés.

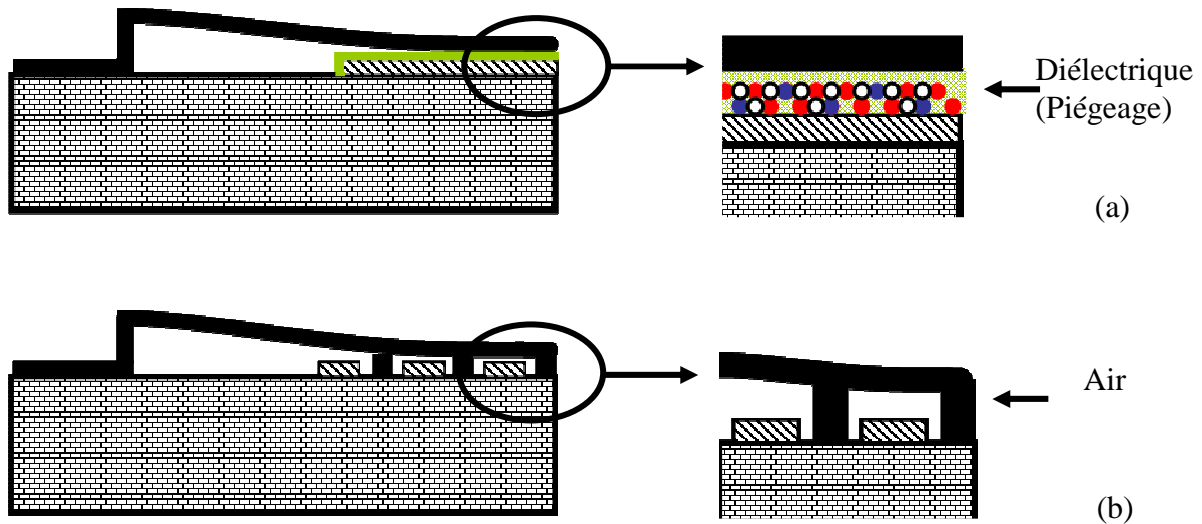


Figure II.6 : Piégeage dans le diélectrique dans un commutateur MEMS conventionnel (a), commutateur sans diélectrique (b).

Une solution pour réduire ce phénomène est d'utiliser des composants démunis de diélectrique. Les parties mobiles de la structure sont bloquées à l'état bas par des doigts de contacts métalliques afin de laisser un espace d'air (figure 6-b), de hauteur minimale, avec les électrodes d'actionnement.

Les réalisations récentes de ce type de commutateur ont conduit à améliorer fortement la fiabilité des commutateurs capacitifs MEMS [6][7]. Malgré les développements spécifiques inhérents à toute nouvelle technologie, les performances de ces dispositifs sont plus prometteuses que les MEMS RF usuels.

Toutefois, ces composants présentent un contraste état haut / bas très inférieur aux structures conventionnelles. Mais l'amélioration de la fiabilité est telle que cette approche est très attrayante pour les nombreux dispositifs de MEMS-RF qui n'exigent pas de très grands contrastes [8][9].

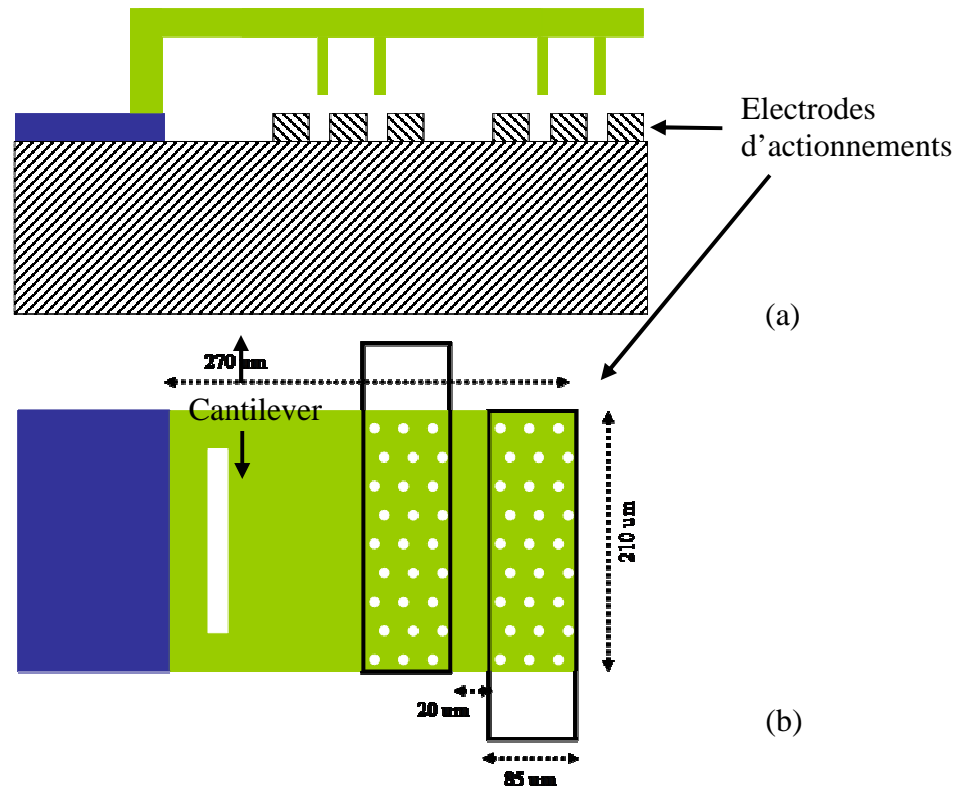


Figure II.7 : Vue de dessus de la capacité variable utilisée avec tous les dimensions (a), vue latérale de la capacité (b).

La figure II.7, montre la capacité que nous avons fabriquée et utilisée dans la suite pour accorder nos circuits.

### III.3 Résonateurs planaires accordables

La fréquence de résonance dépend de la longueur de triangle, pour la faire varier il suffit d'insérer des capacités contrôlables au niveau des zones à haute impédance. Etant donné qu'une ligne chargée par un élément capacitif voit sa longueur effective plus importante que sa longueur apparente, la fréquence de résonance est directement proportionnelle à la valeur de la réactance.

Or, plusieurs défis sont présentés durant la conception du résonateur accordable digital. Le facteur de qualité à vide doit présenter une forte valeur, avant d'insérer les charges capacitives qui augmentent les pertes en diminuant les fréquences de résonance du résonateur. D'autre part, pour pouvoir bénéficier d'un maximum de décalage avec un rapport capacitif

donné, les varactors doivent être insérés au niveau des zones à forte impédance. Finalement, l'optimisation de la position de ces charges est indispensable, pour arriver à achever un décalage constant des fréquences sur toute la bande d'accordabilité.

La conception des résonateurs avec les objectifs présentés ci-dessus est indispensable pour la réalisation de filtres accordables digitaux, caractérisés par de fortes sélectivités et de faibles pertes. Dans ce contexte, l'utilisation de la méthode de simulation hybride, basée sur l'étude présentée dans la figure II.5, nous permet de connaître l'accordabilité obtenue par un seul varactor, sur toutes les zones entre les deux bornes du résonateur, avec les rapports capacitifs correspondants.

Néanmoins, nous avons choisi d'intégrer plusieurs varactors, dans le but d'augmenter l'accordabilité et le nombre de combinaisons possibles.

### **III.3.1. Résonateur accordable par 2 varactors**

La figure II.8-a, montre les quatre accès localisés sur les deux bords de résonateur. Le principe consiste simplement à fixer, dans un premier temps, la place des deux accès 3 et 4 qui représentent un varactor sur une distance « d », choisie d'après la figure II.5 selon l'accordabilité souhaité, puis dans un second temps, de placer les deux autres accès (5 et 6) sur des distances arbitraires.

Après chaque simulation électromagnétique sur Momentum, nous intégrons les données acquises dans une boîte électrique présentée dans la figure 8b, puis nous joignons les accès 3 - 4, et 5 - 6 par deux capacités identiques, qui présentent les varactors avec un rapport  $C_{\text{bas}}/C_{\text{haut}}$  donné.



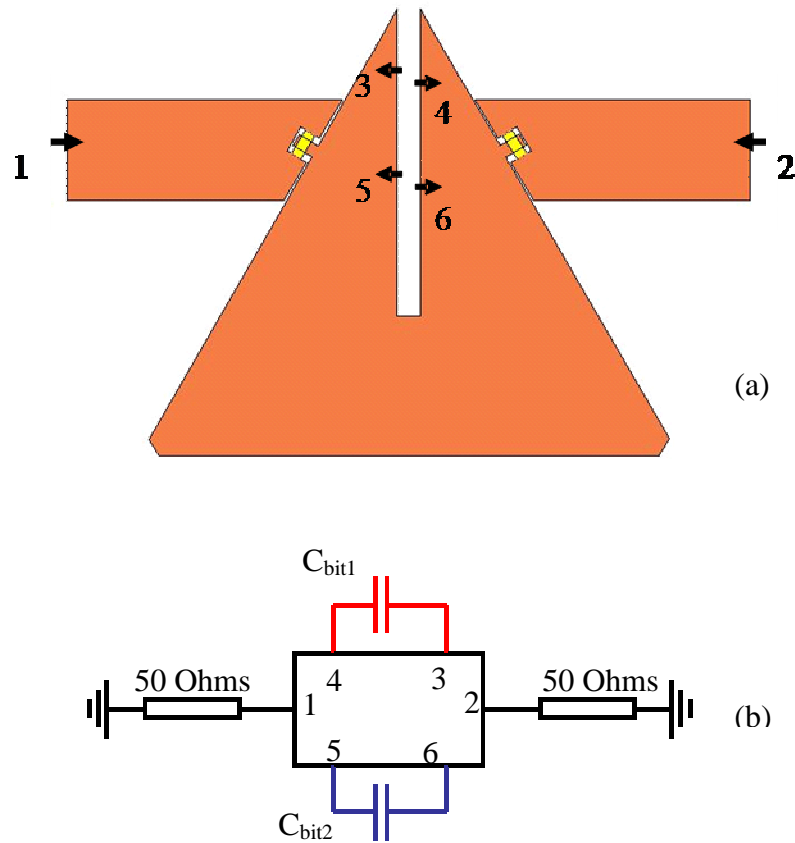


Figure II.8 : Vue de dessus du résonateur avec 4 accès localisés (a) et son schéma électrique équivalent avec ses capacités variables (b).

Pour assurer de forts couplages entrée / sortie, nous choisissons des couplages capacitifs, obtenus par l'utilisation de deux capacités fixes identiques (MAM : métal air métal). Chaque capacité est formée par deux électrodes métalliques parallèles séparées par une hauteur d'air de  $1.8 \mu\text{m}$ . Des contraintes de fabrication impose une distance de  $20 \mu\text{m}$  entre les lignes de couplages et le résonateur.

Finalement, nous choisissons un rapport  $C_{\text{bas}} / C_{\text{haut}} = 54 / 24$  et nous effectuons les quatre combinaisons qui correspondent aux deux varactors utilisés (nombre de combinaison =  $2^{\text{nombre de varactors}}$ ).

L'objectif est d'atteindre une variation de fréquence constante. Pour cela nous faisons varier la position de deux accès 5 et 6 d'une manière à obtenir des pas de fréquence équidistants.

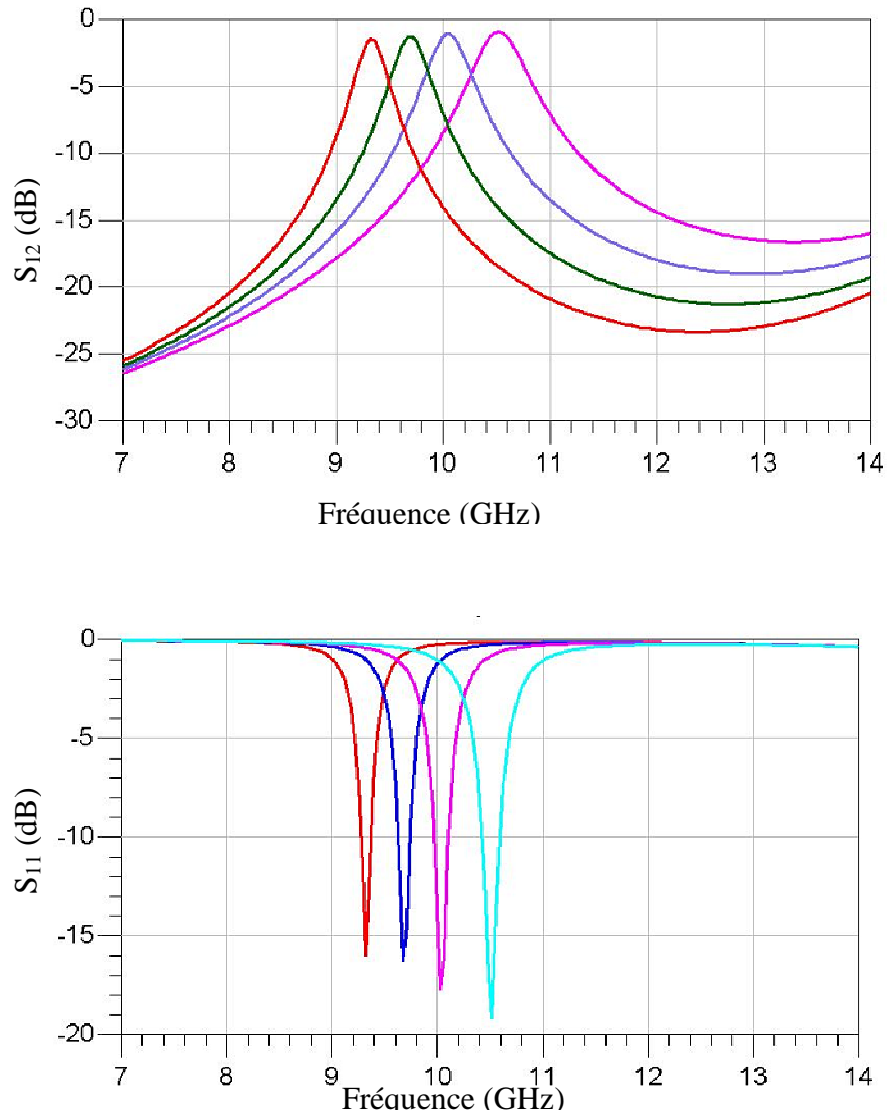


Figure II.9 : Performances électriques du résonateur optimisé en fonction des combinaisons de varactors.

Les quatre pics de fréquence distincts de la figure II.9 montrent que les pas de décalage de fréquence sont quasi constants ( $\approx 0.4$  GHz) sur toute la bande d'accordabilité.

Les pertes d'insertions sont de 0.9 dB quand les deux varactors sont à l'état haut et de 1.48 dB quand ils sont à l'état bas (Tableau II.2). Les coefficients de réflexion sont compris dans toute la bande entre -19 et -16 dB.

| MEMS Etat 1 | MEMS Etat 2 |                | Simulations | $Q_0$ |
|-------------|-------------|----------------|-------------|-------|
| haut        | haut        | $F_{00}$ (GHz) | 10.52       | 215   |
|             |             | $S_{11}$ (dB)  | 19          |       |
|             |             | $S_{12}$ (dB)  | 0.9         |       |
| haut        | bas         | $F_{01}$ (GHz) | 10.03       | 210   |
|             |             | $S_{11}$ (dB)  | 17.7        |       |
|             |             | $S_{12}$ (dB)  | 1.1         |       |
| bas         | haut        | $F_{10}$ (GHz) | 9.67        | 205   |
|             |             | $S_{11}$ (dB)  | 16.27       |       |
|             |             | $S_{12}$ (dB)  | 1.3         |       |
| bas         | bas         | $F_{11}$ (GHz) | 9.32        | 200   |
|             |             | $S_{11}$ (dB)  | 16          |       |
|             |             | $S_{12}$ (dB)  | 1.48        |       |

Tableau II.2 : Récapitulatif de performances simulées du résonateur électriquement.

Pour valider la méthode de simulation hybride, il suffit de remplacer les accès localisés par les varactors MEMS choisis (figure II.10).

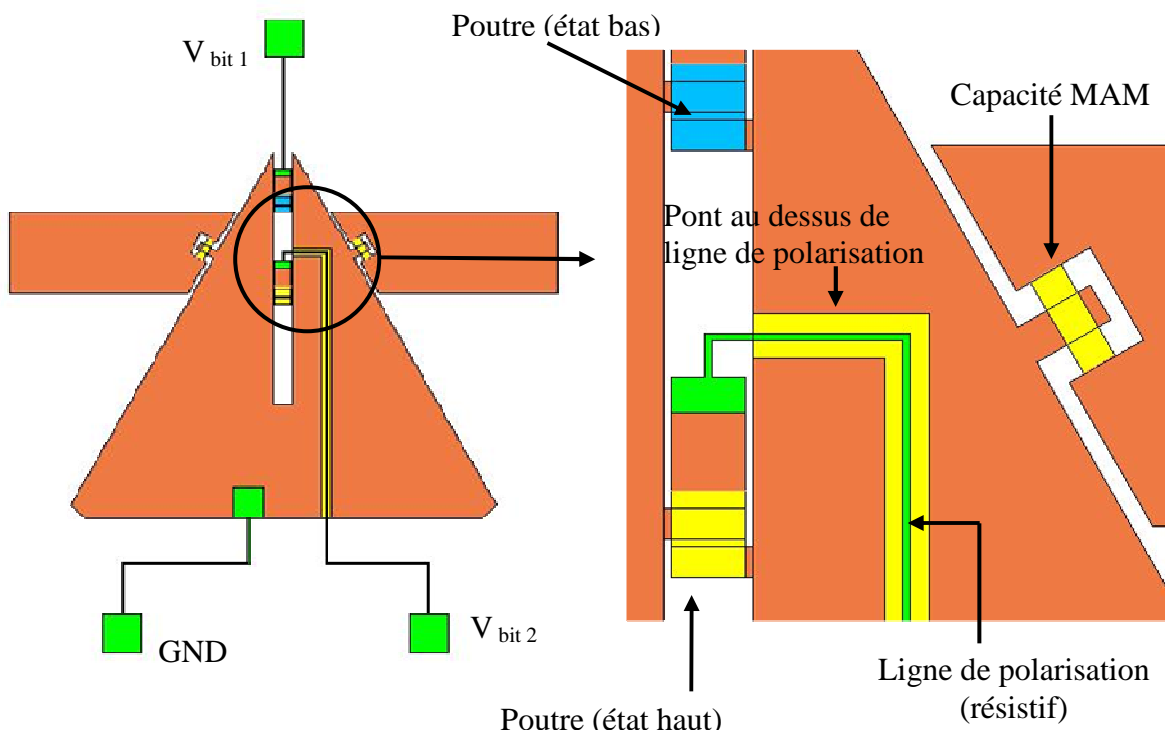


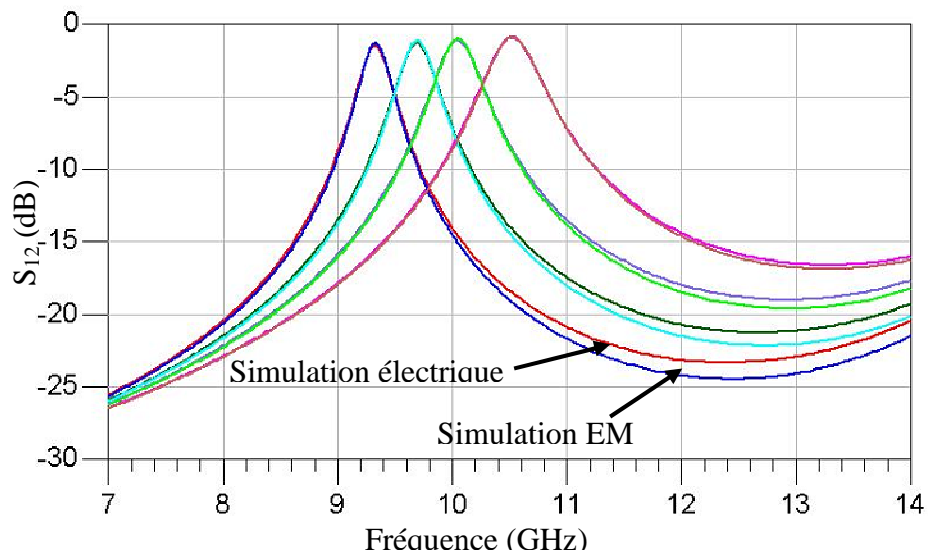
Figure II.10 : Layout de résonateur avec un zoom qui montre les varactors, la capacité MAM et les réseaux de polarisation.

La figure ci-dessus montre les réseaux de polarisation des varactors. Ces réseaux sont réalisés en métal résistif de résistance  $4k\Omega$  pour minimiser les fuites du signal RF et garder par conséquent un facteur de qualité élevé.

Dans ce contexte, nous avons relié directement les cantilevers avec deux lignes résistives. Le premier cantilever, qui présente le bit le plus fort, ne présente pas de difficulté de réalisation importante, grâce à sa position à l'extrémité du sommet du résonateur (figure II.10). Par contre, nous avons choisi pour actionner le deuxième varactor, une ligne passant au dessous d'un tunnel de 1.8  $\mu\text{m}$  de hauteur, d'une manière à ne pas perturber les champs de couplage entre les deux faces de résonateur.

Ensuite, nous avons connecté le résonateur au plan de court circuit, pour prévoir créer des différences de potentiel entre les cantilevers et les électrodes d'actionnement intégrées aux résonateurs. Cette connexion est localisée au milieu de la base de résonateur, pour ne pas trop influencer la fréquence de résonance et le coefficient de réflexion associé.

Les courbes de la figure II.11 montrent clairement la concordance entre les résultats de simulations électriques et électromagnétiques. Ainsi, l'utilisation de la méthode hybride de simulation nous permet de réduire énormément le temps nécessaire pour concevoir des circuits planaire accordables.



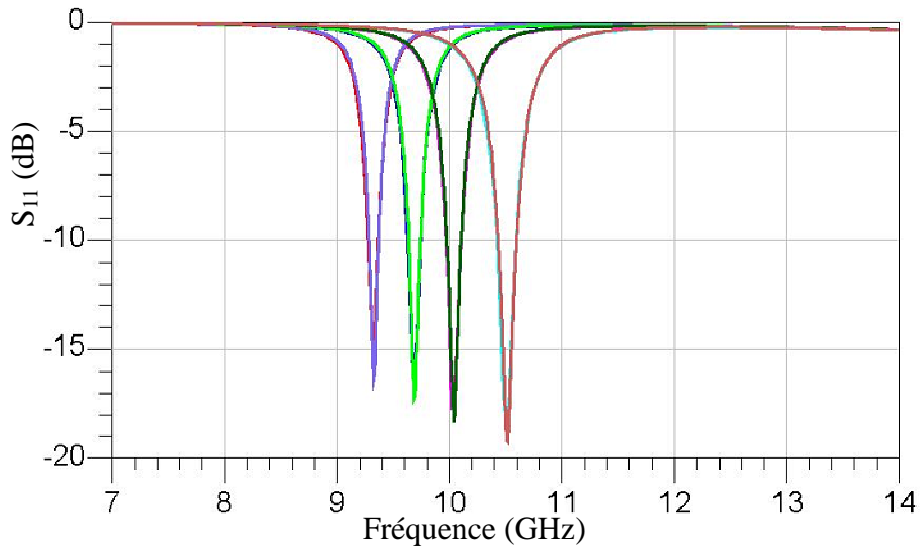


Figure II.11 : Comparaison des performances entre les simulations électriques et électromagnétiques.

En utilisant cette méthode de conception rapide et efficace de circuits planaires accordables, nous allons montrer dans la section suivante la conception d'un résonateur accordable par trois varactors, afin d'augmenter l'accordabilité et les combinaisons de fréquences.

### III.3.2. Résonateur accordable par 3 varactors

L'utilisation de trois varactors MEMS autorise huit combinaisons de fonctionnement du résonateur et permettra d'élargir la plage de variation de fréquence.

Le principe de conception est identique de celui employé pour celle du résonateur avec deux varactors. Il s'agit à présent d'intégrer 6 accès localisés représentant les trois varactors (figure II.12-a). Les deux varactors qui engendrent les décalages les plus forts sont localisés aux mêmes endroits que précédemment. Nous déterminons la position du troisième, de manière à obtenir des pas de fréquences quasi équidistants entre les différentes combinaisons possibles.

L'implantation de lignes de polarisation reste un point délicat. En effet, nous avons maintenu les lignes de polarisation directement liées aux deux cantilevers, de deux bits forts comme dans l'ancien résonateur, et choisi pour le troisième bits, une ligne de polarisation liée

au cantilever, passant au dessous d'un tunnel qui lie les deux parts de résonateur triangulaire (figure II.12 - b), afin pour créer la différence de potentiel entre les différents varactors et le résonateur, nous avons connecté le dernier à la masse à partir de son milieu, afin de ne pas perturber le signal RF.

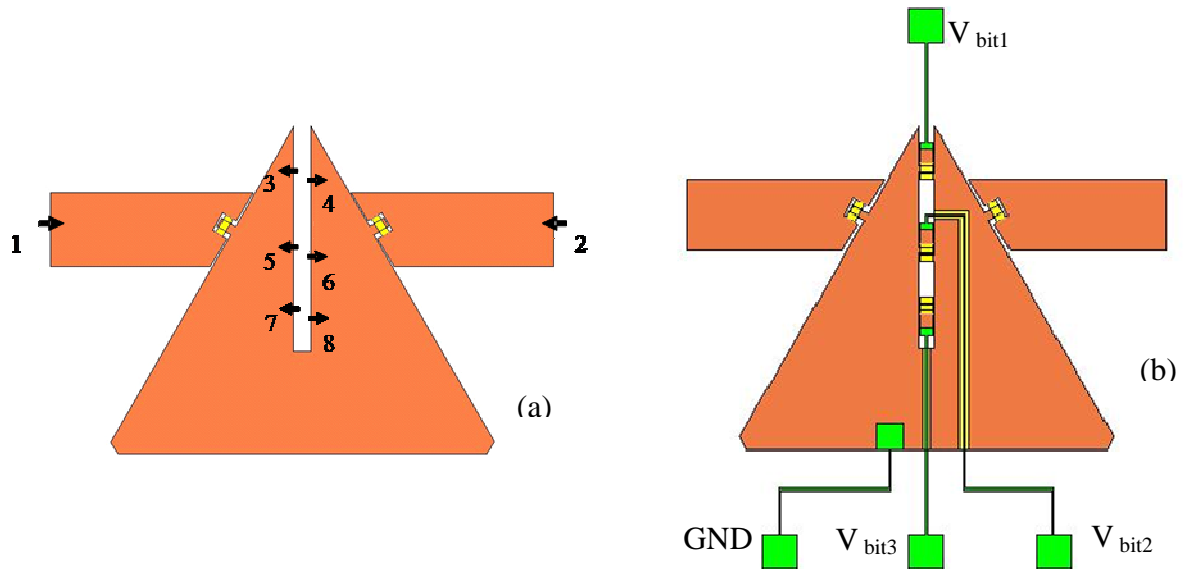
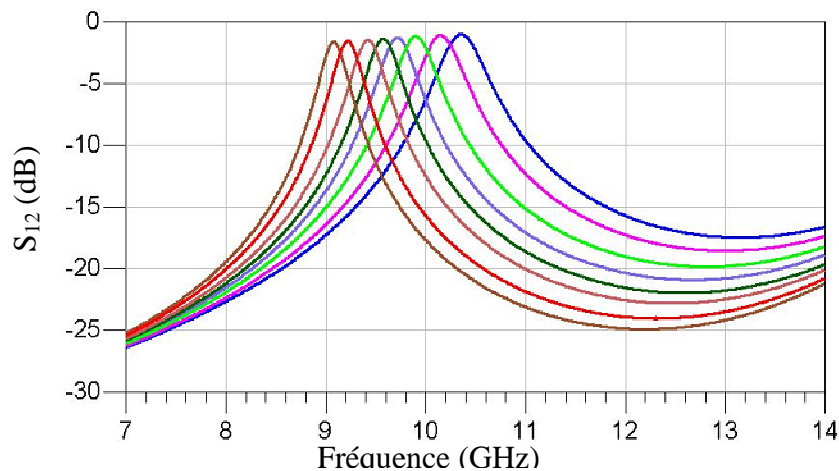


Figure II.12 : Layout du résonateur : avec 6 accès localisés présentent trois varactors (a), avec ses trois varactors.

Les simulations électriques prédisent un accord en fréquence de 14,5 % entre 9 et 10,37 GHz (figure II.13). Ces performances montrent que les pertes d'insertions sont  $< 1.6$  dB sur toute la bande et celles de coefficient de réflexion sont  $< -15$  dB aussi. Les différentes fréquences de résonance sont résumées dans le tableau II.3.



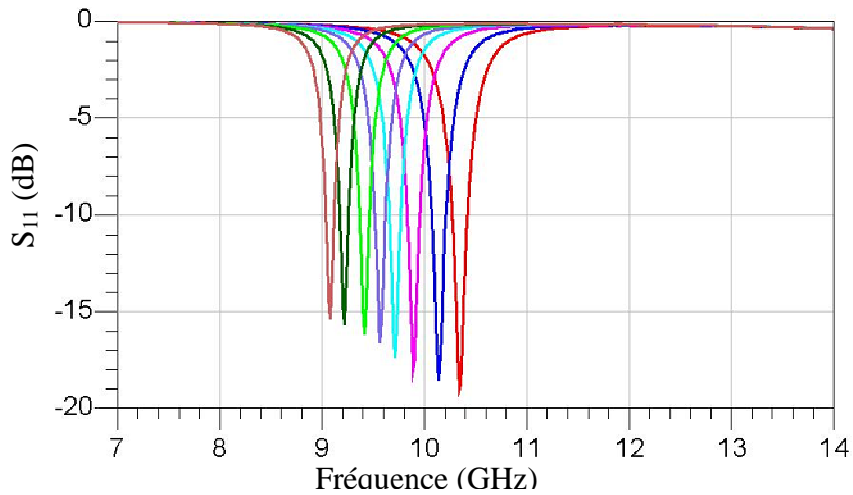


Figure II.13 : Performances des huit combinaisons présentées par le résonateur (simulation électrique - méthode hybride).

| MEMS Etat 1 | MEMS Etat 2 | MEMS Etat 3 |                        | Simulations | Q <sub>0</sub> |
|-------------|-------------|-------------|------------------------|-------------|----------------|
| haut        | haut        | haut        | F <sub>000</sub> (GHz) | 10.37       | 170            |
|             |             |             | S <sub>12</sub> (dB)   | 1.01        |                |
| haut        | haut        | bas         | F <sub>001</sub> (GHz) | 10.13       | 169            |
|             |             |             | S <sub>12</sub> (dB)   | 1.11        |                |
| haut        | bas         | haut        | F <sub>010</sub> (GHz) | 9.904       | 167            |
|             |             |             | S <sub>12</sub> (dB)   | 1.15        |                |
| haut        | bas         | bas         | F <sub>011</sub> (GHz) | 9.7         | 165            |
|             |             |             | S <sub>12</sub> (dB)   | 1.28        |                |
| bas         | haut        | haut        | F <sub>100</sub> (GHz) | 9.56        | 163            |
|             |             |             | S <sub>12</sub> (dB)   | 1.36        |                |
| bas         | haut        | bas         | F <sub>101</sub> (GHz) | 9.4         | 161            |
|             |             |             | S <sub>12</sub> (dB)   | 1.44        |                |
| bas         | bas         | haut        | F <sub>110</sub> (GHz) | 9.21        | 159            |
|             |             |             | S <sub>12</sub> (dB)   | 1.55        |                |
| bas         | bas         | bas         | F <sub>111</sub> (GHz) | 9           | 157            |
|             |             |             | S <sub>12</sub> (dB)   | 1.62        |                |

Tableau II.3 : Récapitulatif de performances simulées du résonateur électriquement.

Suite à l'optimisation du résonateur selon la méthode hybride de simulation, nous simulons électromagnétiquement pour valider notre approche. La figure ci-dessous, montre la très bonne concordance au niveau de pertes en transmission de F<sub>000</sub> (les trois varactors à l'état haut) et de F<sub>111</sub> (les trois varactors à l'état bas).

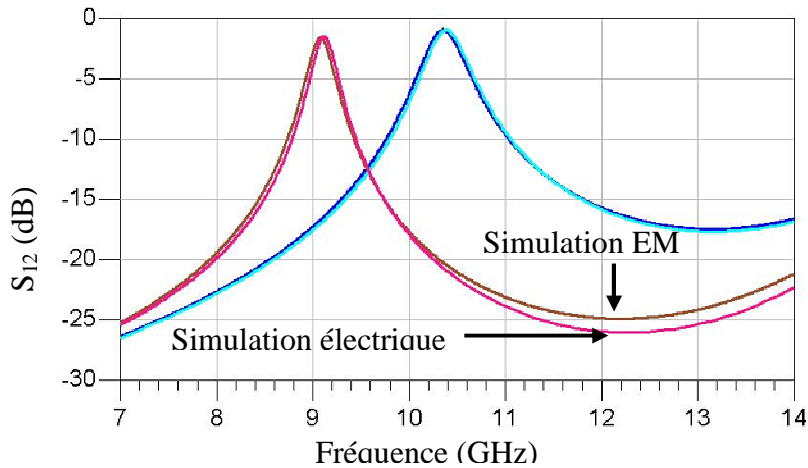


Figure II.14 : Comparaison entre la simulation EM/ électrique quand les trois varactors sont à l'état haut / bas.

### III.4 Conclusion

A partir de notre méthode hybride de simulation, nous avons conçu deux résonateurs planaires à fort facteur de qualité. Pour cela, nous avons choisi un substrat à faible permittivité et faibles pertes (quartz : hauteur= 525 um,  $\epsilon_r=3,8$ ). L'objectif principal de cette étude était, d'une part de tester l'efficacité de cette méthode hybride de simulation pour optimiser la position des accès localisés et pour calculer l'accordabilité obtenue, et d'autre part, d'arriver à maintenir de forts facteurs de qualité malgré la diminution des fréquences avec l'activation des différents bits.

L'intégration de deux capacités MAM en entrée / sortie pour assurer une forte transmission du signal RF, l'utilisation de lignes résistives métalliques de  $4k\Omega$  pour minimiser les fuites de signal RF, ainsi que l'implantation de ces lignes de polarisation à l'intérieur de tunnels pour limiter le couplage parasite entre ces lignes et les deux bords du résonateur, nous permet de conserver des facteurs de qualité assez élevés.

Cette nouvelle méthode hybride de simulation réduit considérablement la durée de conception et d'optimisation de circuits planaires, et nous pourrions l'utiliser pour augmenter



le nombre de varactors et par conséquent le nombre de combinaisons de décalage en fréquence.

La partie suivante est consacrée à la synthèse de filtres composés de résonateurs développés précédemment, toujours à partir de la méthode hybride de simulation.

## IV. Filtres deux pôles accordables par pas de fréquences

### IV.1 Introduction

Afin de valider la conception des résonateurs planaires digitaux accordables à forts facteurs de qualité et en se basant sur la méthode hybride de simulation, nous allons concevoir et optimiser sur le même substrat, faibles pertes (quartz), des filtres Tchebychev multipôles accordables avec plusieurs varactors.

Tout d'abord, la géométrie particulière du résonateur triangulaire nous permet de disposer aisément plusieurs résonateurs triangulaires en série en configuration têtes-bêches (figure II.15). Le nombre de pôles du filtre est déterminé par le nombre de résonateur implémentés. Dans ce contexte, notre choix est d'utiliser les résonateurs précédemment présentés.

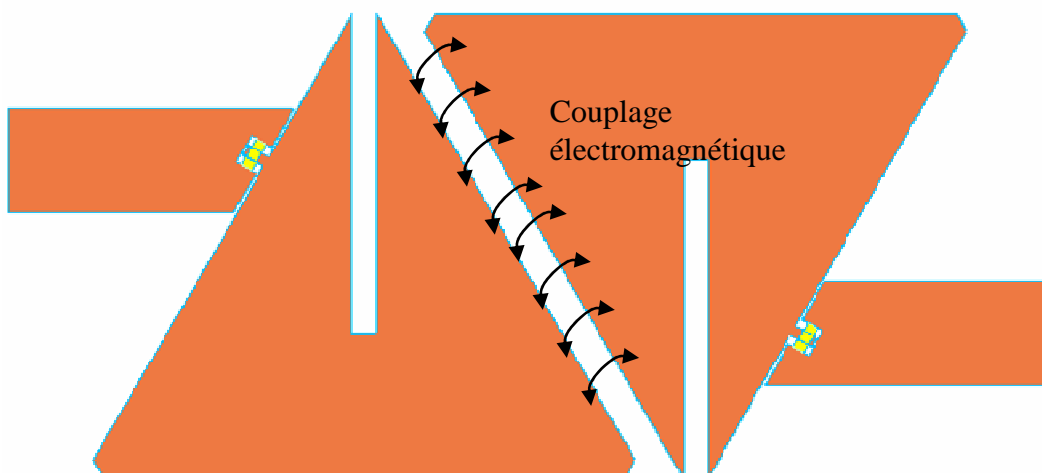


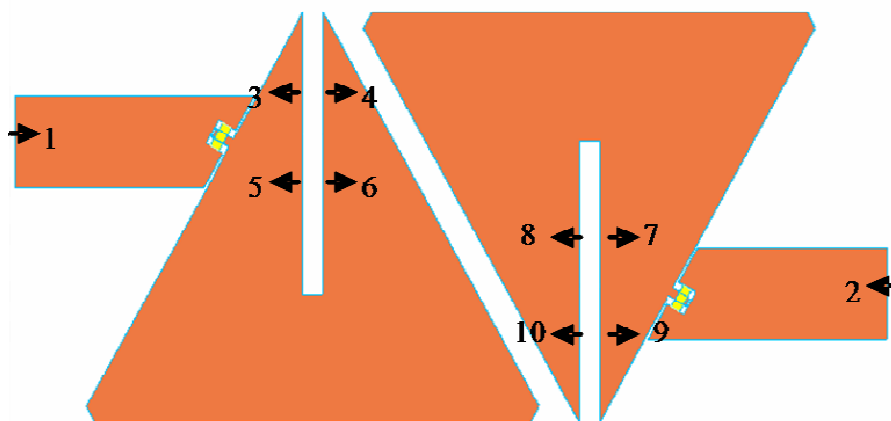
Figure II.15 : Couplage électromagnétique entre deux résonateurs.

Ensuite, en utilisant la méthode hybride de simulation, il suffit de déterminer la distance inter résonateur. Sachant que le champ électrique est nul au milieu du résonateur et

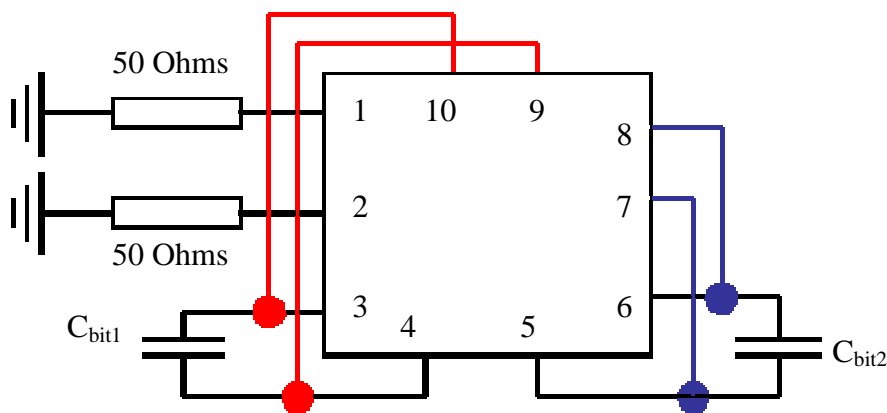
que le champ électromagnétique est maximum au même endroit, le transfert d'énergie entre les deux résonateurs est donc électromagnétique. De plus, la longueur des deux côtés des résonateurs assure un fort couplage inter résonateur et nous permet d'ajuster correctement les performances du filtre afin d'aboutir à de faibles pertes et de larges bandes passantes.

#### IV.2 Filtre Tchebychev 2 pôles accordables avec deux Varactors

La démarche suivie durant la conception de filtres 2 pôles accordables avec 2 varactors est basée d'une part sur l'étude précédente et d'autre part sur la méthode hybride de simulation. Le filtre est composé de deux résonateurs identiques, munis d'accès localisés pour représenter les varactors (figure II.16-a).



(a)



(b)

Figure II.16 : Layout d'un filtre accordable avec 8 accès localisés (a), schéma électrique équivalent avec la connexion des capacités variables (b).

Nous choisissons une distance  $D_{\text{inter-résonateur}}$ , et nous simulons électromagnétiquement les performances du filtre avec les 8 accès localisés. Ensuite, nous implémentons les données issues de la simulation électromagnétique dans le schéma électrique sous ADS Circuit (figure 16-b), tout en connectant les différents accès aux capacités qui présentent le deux bits.

En fonction des niveaux de pertes d'insertion, de réflexion et de la largeur de bande passante, pour les quatre combinaisons qui correspondent au  $C_{\text{bas}}/C_{\text{haut}} = 55/24$ , obtenus électriquement, nous ajustons la distance  $D_{\text{inter-résonateur}}$ , avant de procéder à un nouveau cycle de simulation hybride.

L'utilisation de cette méthode permet d'ajuster la distance  $D_{\text{inter-résonateur}}$  de façon rapide et efficace. Finalement, quand les performances désirées sont atteintes, nous remplaçons les accès localisés par les quatre varactors (figure II.17).

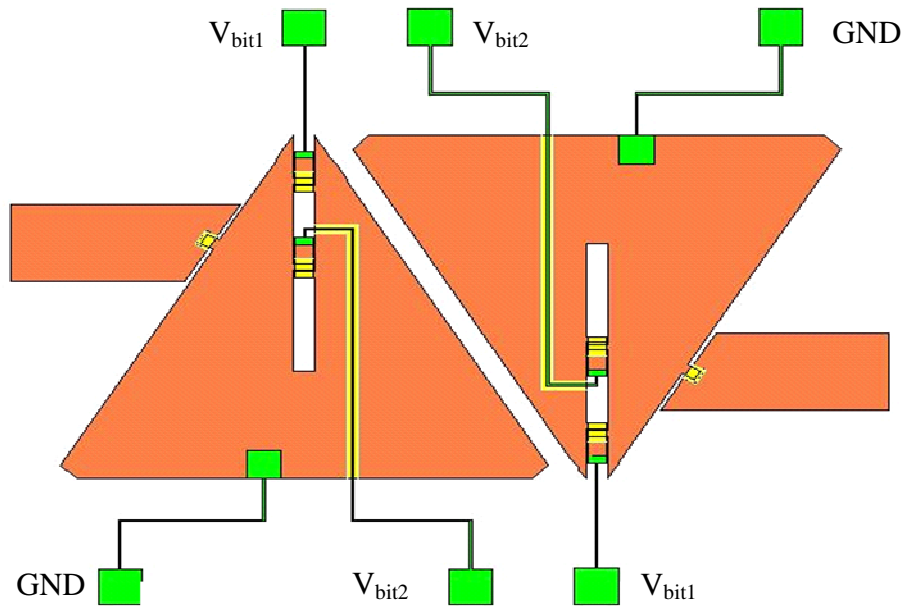


Figure II.17 : Vue de dessus du filtre avec ses varactors et ses lignes de polarisation.

Il apparaît clairement sur les courbes de simulation présentées sur la figure II.18, que les pas de décalage en fréquence engendrés par les quatre combinaisons sont équidistants (400 MHz) et que les performances sont satisfaisantes sur toute la bande de fréquence.

De plus, nous avons choisi les valeurs des deux capacités de couplage à l'entrée et à la sortie de manière à conserver une bande passante quasi constante (910 MHz) dans les 4 états.

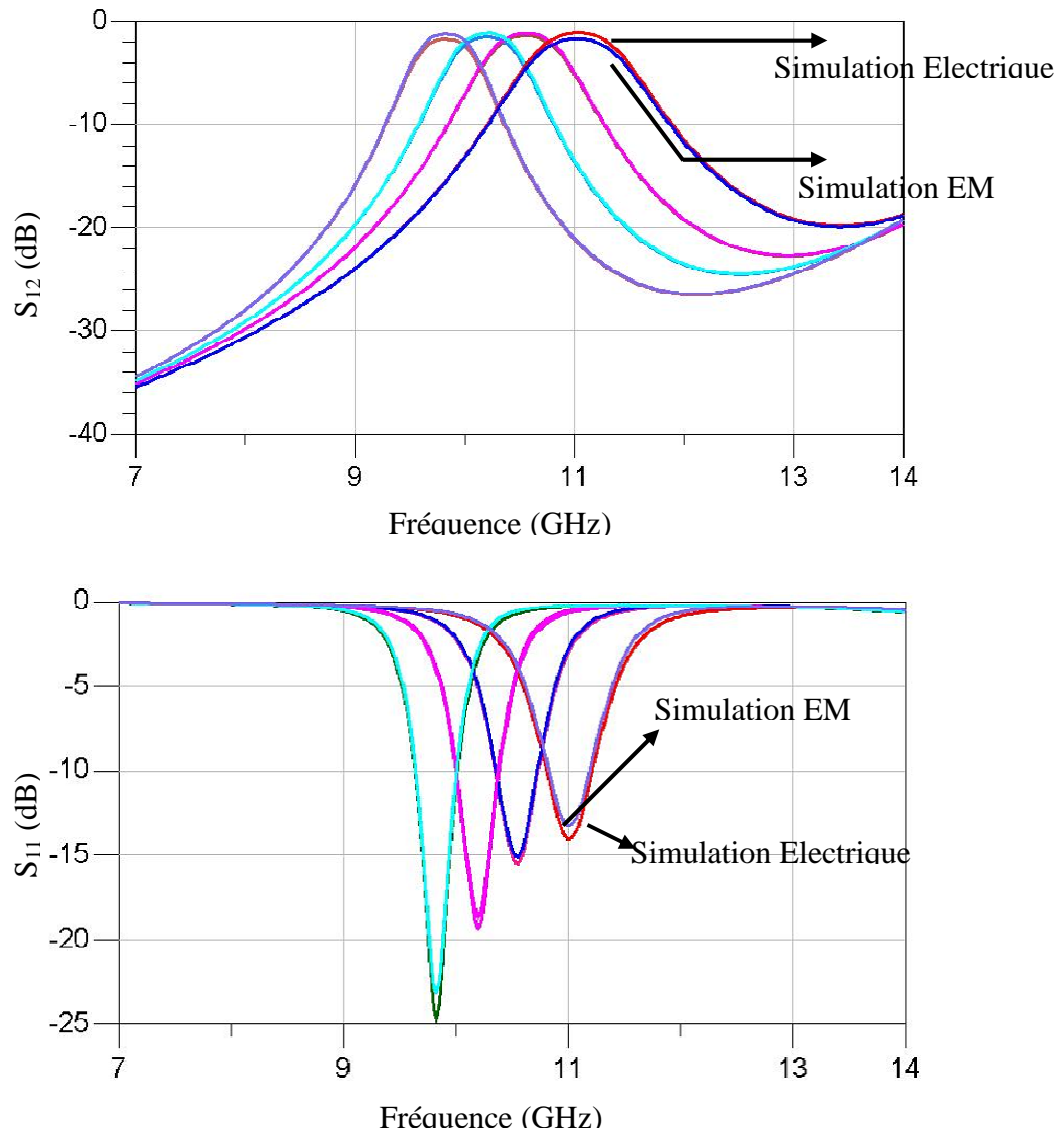


Figure II.18 : Comparaison des performances entre les simulations électriques et électromagnétiques.

### IV.2.1. Fabrication et mesure

Nous avons implanté le filtre deux pôles optimisé sur un substrat de quartz ( $\epsilon_r=3.8$ ,  $\text{Tan}\delta = 10^{-4}$ ) de 525  $\mu\text{m}$  de hauteur. Les quatre varactors utilisés sont des capacités sans diélectrique réalisées en utilisant le procédé de fabrication développé dans notre laboratoire (XLIM) [18] [19].

La largeur, la longueur et l'épaisseur du cantilever sont respectivement 210  $\mu\text{m}$ , 270  $\mu\text{m}$  et 2  $\mu\text{m}$ . La hauteur des cantilevers à l'état haut est de 1.8  $\mu\text{m}$ , offrant un contraste  $C_{\text{bas}}/C_{\text{haut}}$  environ égal à 2.

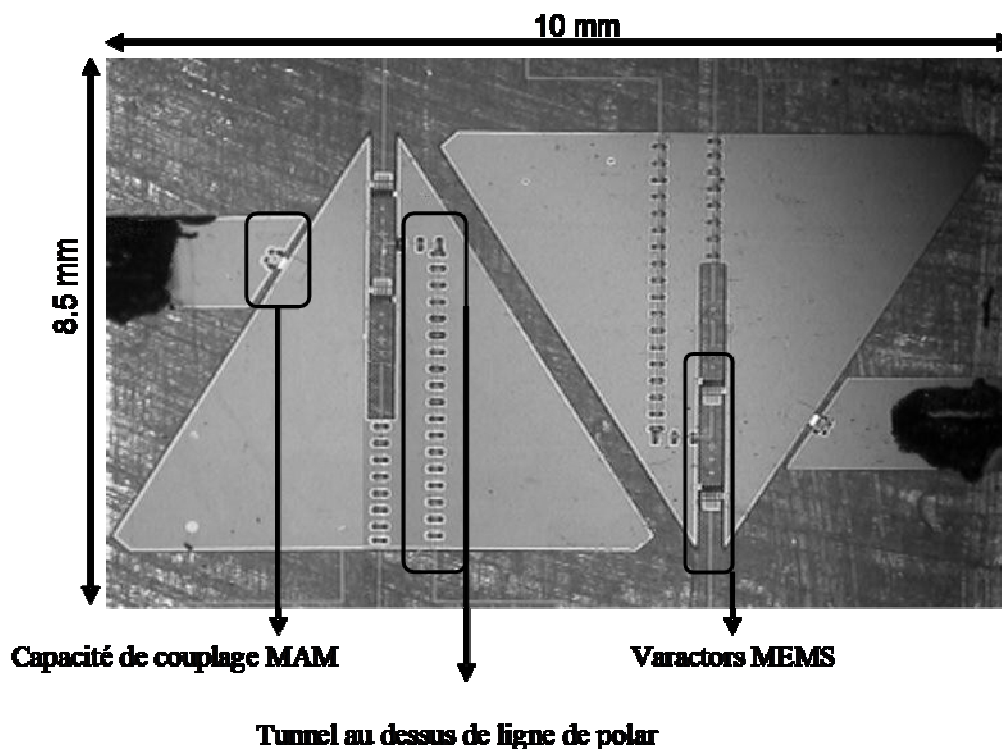


Figure II.19 : Photographie du filtre deux pôles 9.8-11 GHz, fabriqué sur un substrat de quartz.

Les différents varactors sont contrôlés indépendamment, à travers leurs lignes de polarisation respectives. Ensuite, pour éliminer la couche sacrificielle utilisée pour réaliser le tunnel, nous avons gravé sur les faces supérieures des tunnels des trous à des distances équivalentes comme le montre la figure II.19. Par contre, les deux capacités MAM qui assurent le couplage entrée- sortie sont montées sur trois murs différents (figure II.20) pour assurer leur stabilité mécanique lors de l'injection du signal RF.

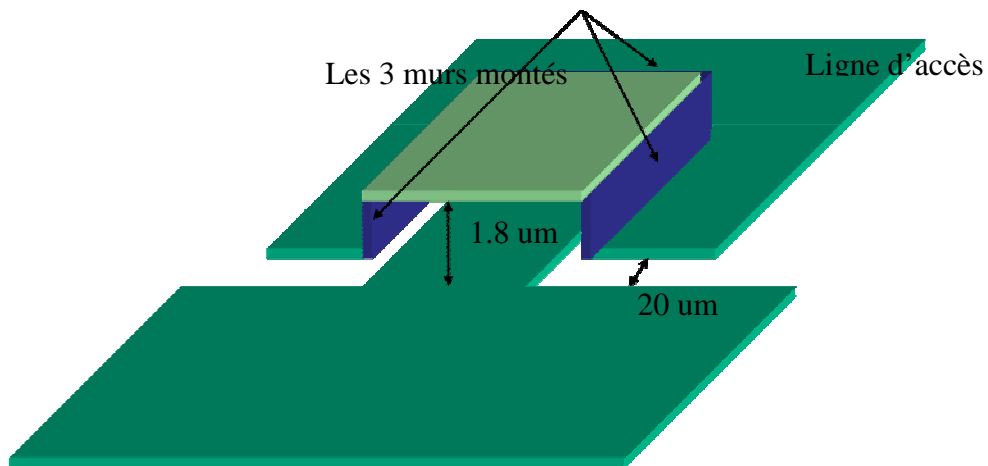


Figure II.20 : La capacité MAM de couplage entrée/ sortie fabriqué.

Les comparaisons entre les performances mesurées et simulées du filtre sont présentées dans le tableau II.4. Finalement, le filtre mesuré présente un accord de 1.2 GHz. On peut remarquer que le filtre possède une bande passante relative quasi-constante (9%) avec un faible niveau de pertes d'insertion dans la bande passante (supérieur à -2.5 dB, cf. tableau II.4) et aussi de coefficients de réflexion (inférieures à -15 dB). En comparaison avec la simulation, nous avons perdu 1 dB en insertion, cette atténuation est due au fait que le filtre mesuré n'est pas blindé par un capot qui aurait permis de limiter au maximum les pertes par rayonnement.

|                   | Résultats simulés | Résultats mesurés |
|-------------------|-------------------|-------------------|
| $F_{00}$ (GHz)    | 11.03             | 11.06             |
| $F_{01}$ (GHz)    | 10.55             | 10.56             |
| $F_{10}$ (GHz)    | 10.19             | 10.20             |
| $F_{11}$ (GHz)    | 9.81              | 9.84              |
| $S_{11}$ (dB)     | < -15 dB          | < -15 dB          |
| $S_{12}$ (dB)     | < 1.5 dB          | < 2.5 dB          |
| $\Delta F$ (-3dB) | 910 MHz           | 900 MHz           |

Tableau II.4 : Récapitulatif des performances mesurées et simulées du filtre.

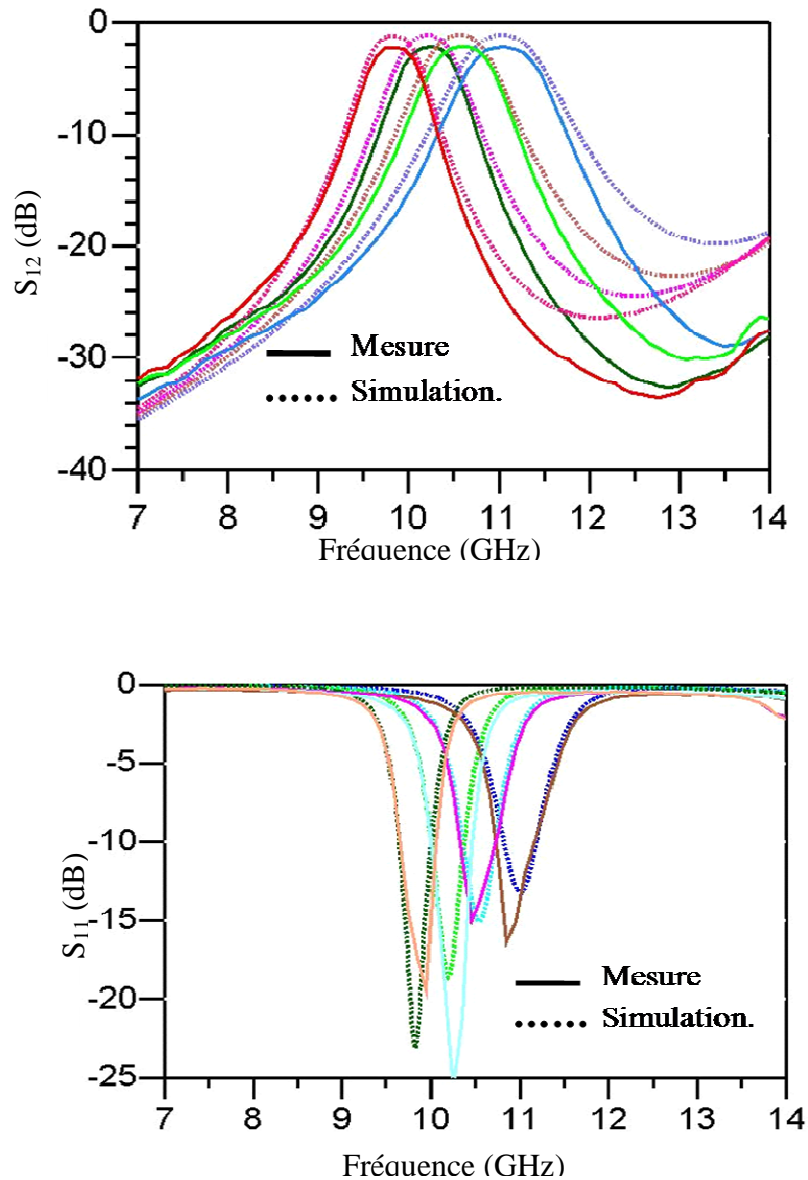


Figure II.21: Comparaison entre la mesure et les simulations.

#### IV.2.2. Modélisation non-linéaire du varactor

L'objectif de cette partie de travail est de développer un modèle non linéaire simple de notre varactor utilisée permettant de décrire analytiquement les comportements mécanique et électrique et d'en extraire un schéma électrique équivalent.

Pour cela nous avons utilisé un logiciel de simulation de circuits électriques ADS, ensuite nous avons généralisé le modèle de la capacité non-linéaire extraite pour l'utiliser dans d'autres circuits plus complexes (filtres, déphaseurs).

### IV.2.2.1. Modèle à sources de courant commandées en tension

Nous avons montré dans l'annexe 2, les équations présentent la capacité MEMS en fonction des petits déplacements de la membrane quand il est en repos (équation A2.6), ces faibles déplacements ( $z \ll g$ ) génèrent une variation de la valeur de la capacité produisant l'effet non linéaire.

Dans ce contexte, nous avons modélisé le mouvement de la poutre en considérant celle-ci comme un système masse-ressort.

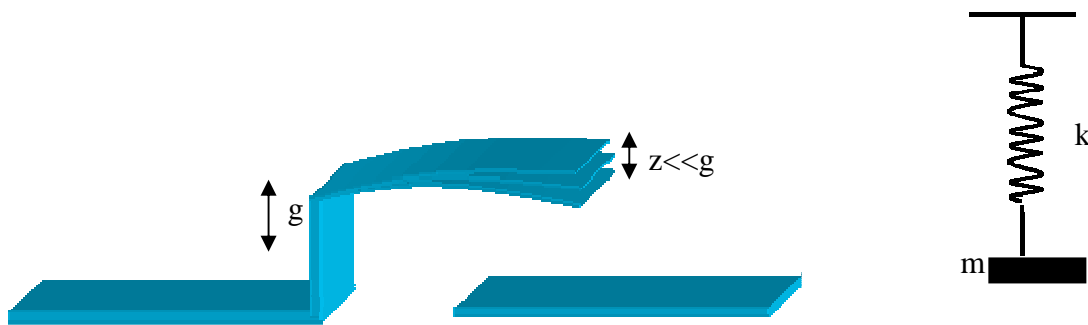


Figure II.22 : Modèle mécanique d'une poutre.

Nous avons montré qu'à l'équilibre  $kz = F_{el}$  où  $z \ll g$  (ceci implique la variation de la force électrostatique en fonction de  $z$  est négligeable). Dans ce contexte, l'association de l'équation A2.6 qui montre le déplacement de la poutre en fonction de  $k$ ,  $g$  et du signal incident (incluant trois composantes : continue, modulante basse fréquence et un signal RF) avec l'équation A2.7 qui montre la capacité en fonction de petite déplacement  $z(t)$  nous donne l'équation suivante :

$$C(t) = C_0 \left[ 1 - \frac{C_0}{2kg^2} \left[ V_{cont}^2 + \frac{V_{mo}^2}{2} + \frac{V_{RF}^2}{2} + 2V_{cont}V_{mo} \sin(w_m t) - \frac{V_{mo}^2}{2} \cos(2w_m t) \right] \right] \quad (F) \quad \text{II.1}$$



Où  $C_0$  est la valeur de la capacité estimée à l'état haut, nous tiendrons ensuite en compte la présence d'une couche de diélectrique sur l'électrode en bas ( $g + \frac{t_d}{\epsilon_r}$ ).

Dans ce cas l'équation de  $C(t)$  sera :

$$C(t) = C_0 \left[ 1 - \frac{C_0}{2k(g + \frac{t_d}{\epsilon_r})^2} \left[ V_{cont}^2 + \frac{V_{mo}^2}{2} + \frac{V_{RF}^2}{2} + 2V_{cont}V_{mo} \sin(w_m t) - \frac{V_{mo}^2}{2} \cos(2w_m t) \right] \right] \quad (F)$$

II.2

La solution de cette équation donne la déflexion de la poutre à son extrémité et nous permet de calculer la capacité plane. Pour la modéliser dans un modèle électrique nous avons simplifié la forme de celle-là, elle sera :

$$C(t) = C_0(1 - AP_{BF}) \quad (F) \quad \text{II.3}$$

$$A = \frac{C_0}{2k(g + \frac{t_d}{\epsilon_r})^2} \quad \text{II.4}$$

Où  $A$  est un constant dépend des caractères de chaque varactor.

$P_{BF} = V_{cont}^2 + \frac{V_{mo}^2}{2} + \frac{V_{RF}^2}{2} + 2V_{cont}V_{mo} \sin(w_m t) - \frac{V_{mo}^2}{2} \cos(2w_m t)$  Est la puissance basse fréquence de signal incident.

Le modèle que nous avons développé est fondé sur trois parties différentes, la première partie représente l'équation du courant de la capacité :

$$I = C \frac{dV}{dt} \quad \text{II.5}$$

Ce courant est lié par le dérivé de la tension comme nous montre l'équation précédente.

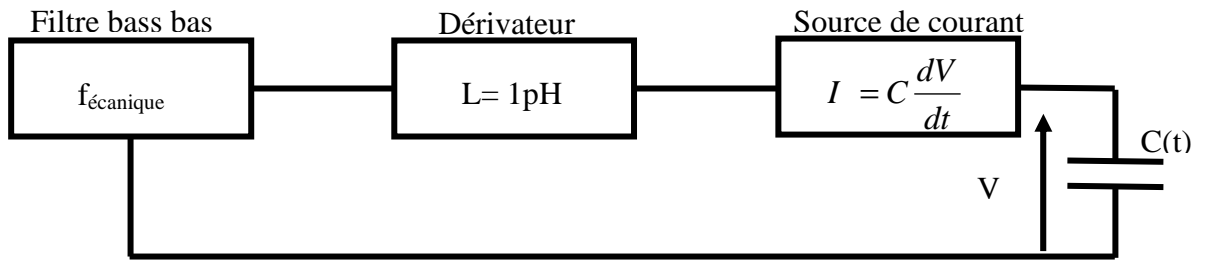


Figure II.23 : Modélisation de l'effet non linéaire du varactor.

L'utilisation d'un filtre passe-bas à la fréquence de résonance mécanique dans la deuxième partie, permet de filtrer le signal incident portant le signal RF.

$$f_{méca} = \frac{1}{2\pi RC} \quad \text{II.6}$$

Pour que le modèle soit complet, il faut ajouter une source de charge  $L=1$  pH. Cette source de charge permet de modéliser  $\frac{dV}{dt}$ .

Le modèle est facilement intégrable dans un logiciel de simulation de circuits électriques. Nous l'avons mis en œuvre dans le logiciel Agilent ADS. Ce modèle peut être utilisable comme élément de bibliothèque pour les autres circuits plus complexes, nous allons l'utiliser pour extraire le point d'interception d'ordre 3 du filtre fabriqué.

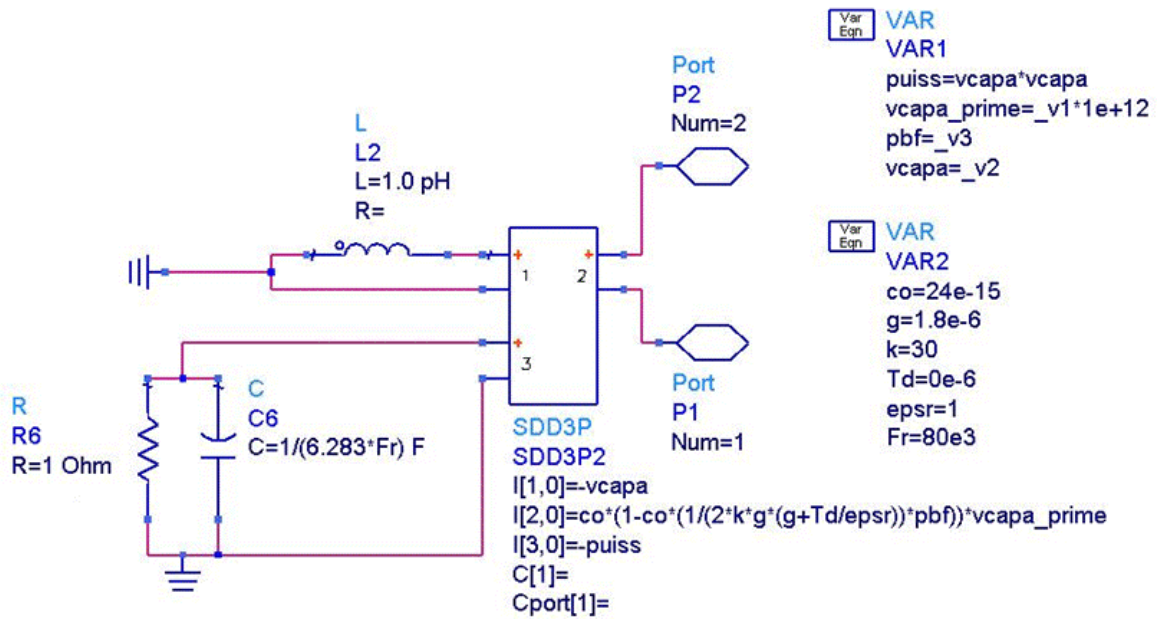


Figure II.24 : Modèle électromécanique de la capacité.

### IV.2.3. Etude de la tenue en puissance du filtre

Dans cette partie, nous avons modélisé le filtre réalisé avec l'insertion des varactors électromécaniques présentés à la figure II.24. Ensuite, en faisant correspondre la réponse mesurée de filtre à la réponse simulée, nous avons intégré de résistances en série avec le varactors, la valeur de résistance extraite est environ 2 Ohms comme nous montre la figure II.25.

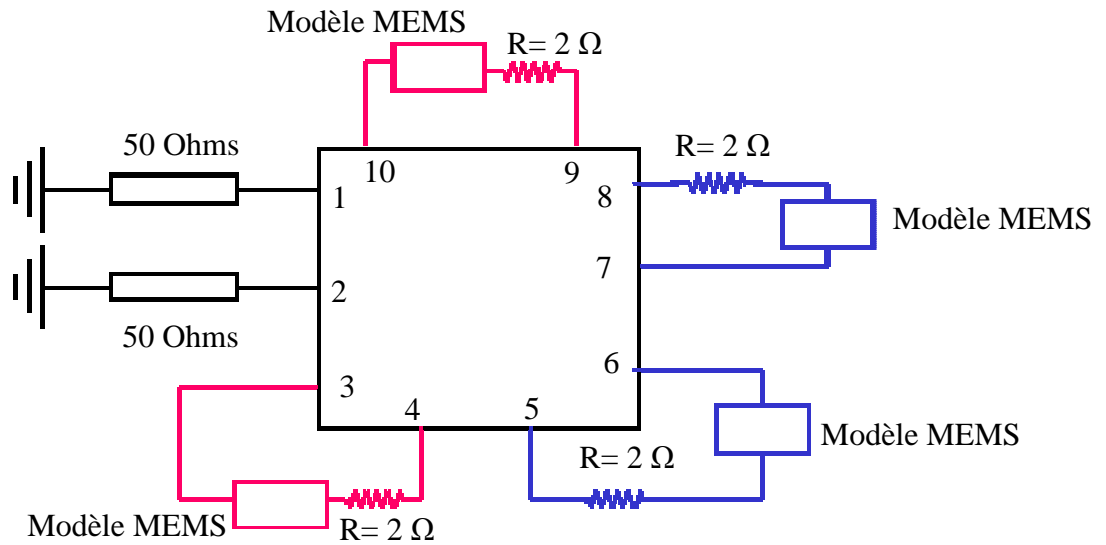


Figure II.25 : Schéma équivalent électromécanique du filtre avec des modèles non linéaire des MEMS.

La figure II.26 montre le résultat de simulation du filtré modélisé comparé au résultat de mesure du filtre dans l'état initial.

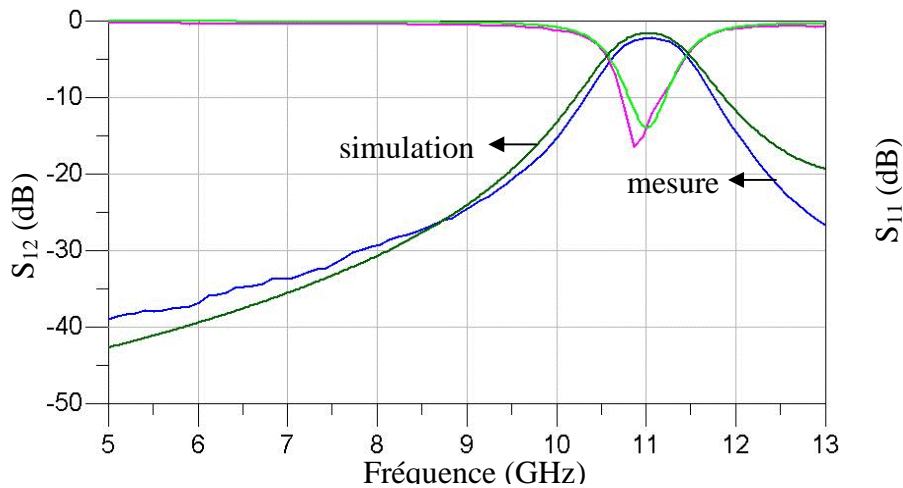


Figure II.26 : Comparaison entre les résultats du modèle électromécanique et de mesure du filtre.

Avant de simuler le point d'interception d'ordre 3, nous avons réalisé une simulation des paramètres S forts signal du filtre pour observer la déformation de la réponse quand le

filtre est soumis à une puissance RF constante. La figure suivante, montre que la déformation de la réponse est très petite, elle est dans la marge entre 1 et 30 dBm.

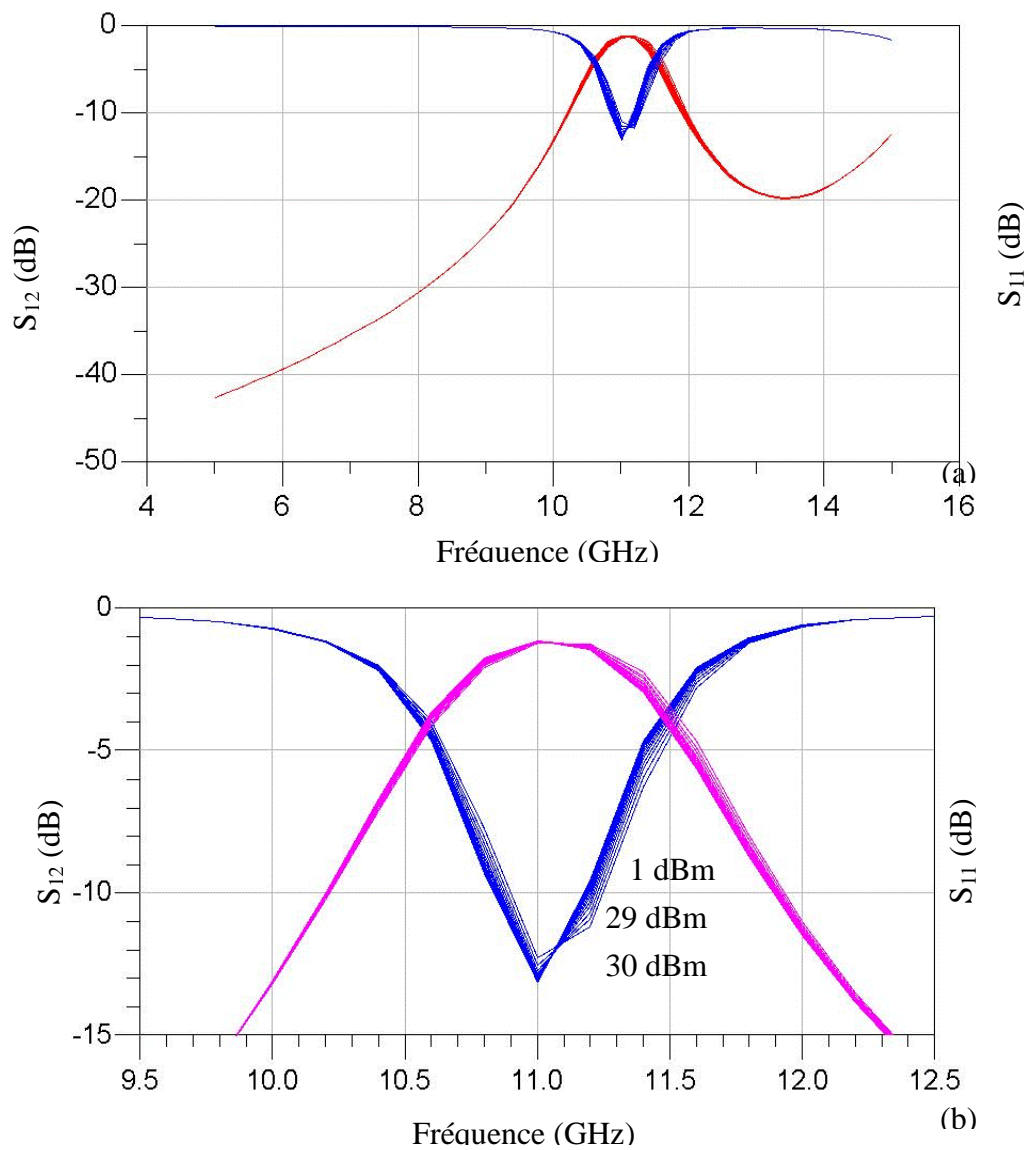


Figure II.27 : Déformation des paramètres S du filtre avec un fort signal (a), vue de la déformation autour de la fréquence centrale du filtre(b).

### IV.2.4. Point d'interception d'ordre 3

Pour déterminer le point d'interception d'ordre 3, nous avons réalisé une simulation harmonique avec deux fréquences, la première est celle du filtre quand les varactors sont en repos ( $f_{00}=11$  GHz) et  $\Delta f$  variable c'est qui nous permet de simuler le niveau d'intermodulation dans la bande passante et hors de la bande passante des varactors.

La figure suivante nous montre la simulation du point d'interception de l'intermodulation à l'ordre 3. Il varie de 44.5 dBm à 10 KHz jusqu'à 48 dBm à 100 KHz et supérieur à 50 dBm au delà de 100 KHz.

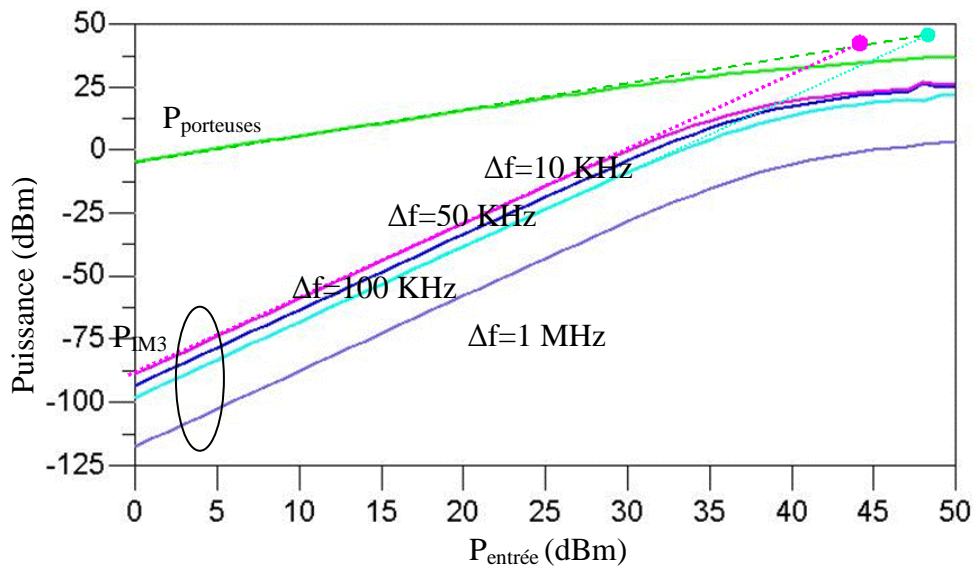


Figure II.28 : Point d'interception de l'intermodulation à l'ordre 3.

La simulation de l'IIP3 montre que le filtre a une bonne linéarité malgré le faible non linéarité des varactors micro-mécaniques à actionnement électrostatique.

### IV.3 Filtre Tchebychev 2 pôles accordable par pas avec trois Varactors

Dans l'objectif d'augmenter l'accordabilité du filtre Tchebychev deux pôles, et afin de valider la forte précision de la méthode hybride de simulation. Nous avons utilisé le même résonateur accordable par trois varactors (figure II.29), pour concevoir un filtre deux pôles digitaux accordable.

La démarche suivie est semblable à celle utilisée dans le cas de filtre accordable avec 2 varactors en utilisant la méthode hybride de simulation. Il s'agit cette fois de réajuster la distance inter résonateur, d'une manière permet d'obtenir des bonnes performances, la même chose à été étudié concernant les deux capacités entré- sortie. La figure II.29, montre la layout de ce filtre, avec ses lignes de polarisations, il s'agit cette fois de deux lignes de polarisation pour les 2 bits le plus faibles (à côté du milieu de résonateur).

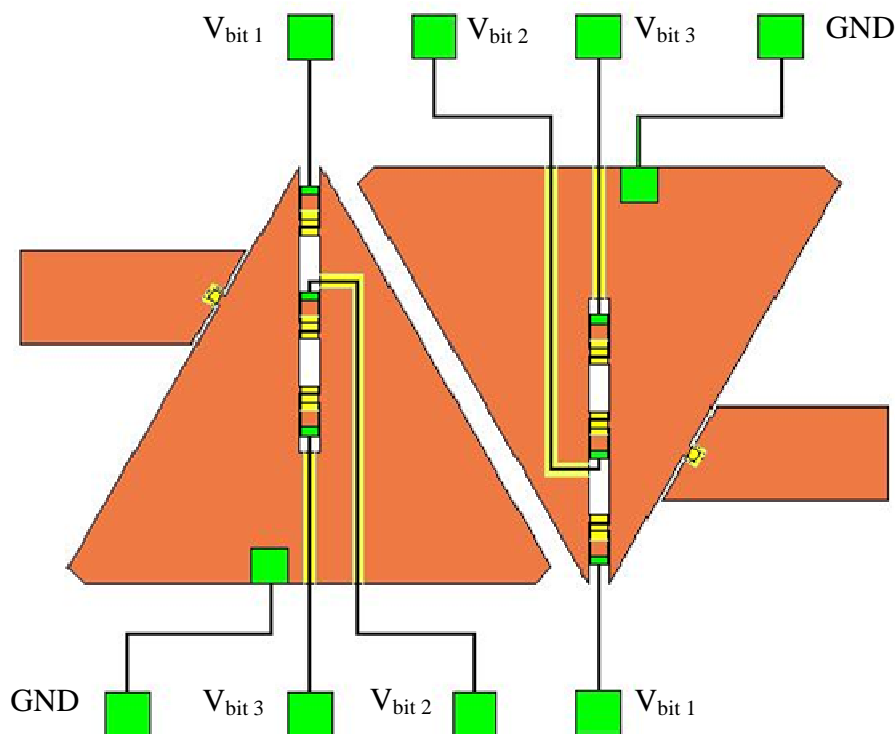


Figure II.29 : Layout du filtre deux pôles accordable par trois varactors.

Les performances de ce filtre sont montrées dans la figure II.30, on remarque que l'accordabilité obtenue avec trois varactors est 14% ( $F_{000}=10.77$  GHz et  $F_{111}= 9,35$  GHz (2 % plus l'accordabilité obtenue avec l'ancien filtre). Les pertes d'insertions sont inférieures à 3 dB dans toute la bande de fréquence, et les coefficients de réflexion sont inférieures à -15 dB sur tout le largeur de bande. Les bande passantes sont presque constantes (450 MHz), sur tout le largeur d'accord du filtre.

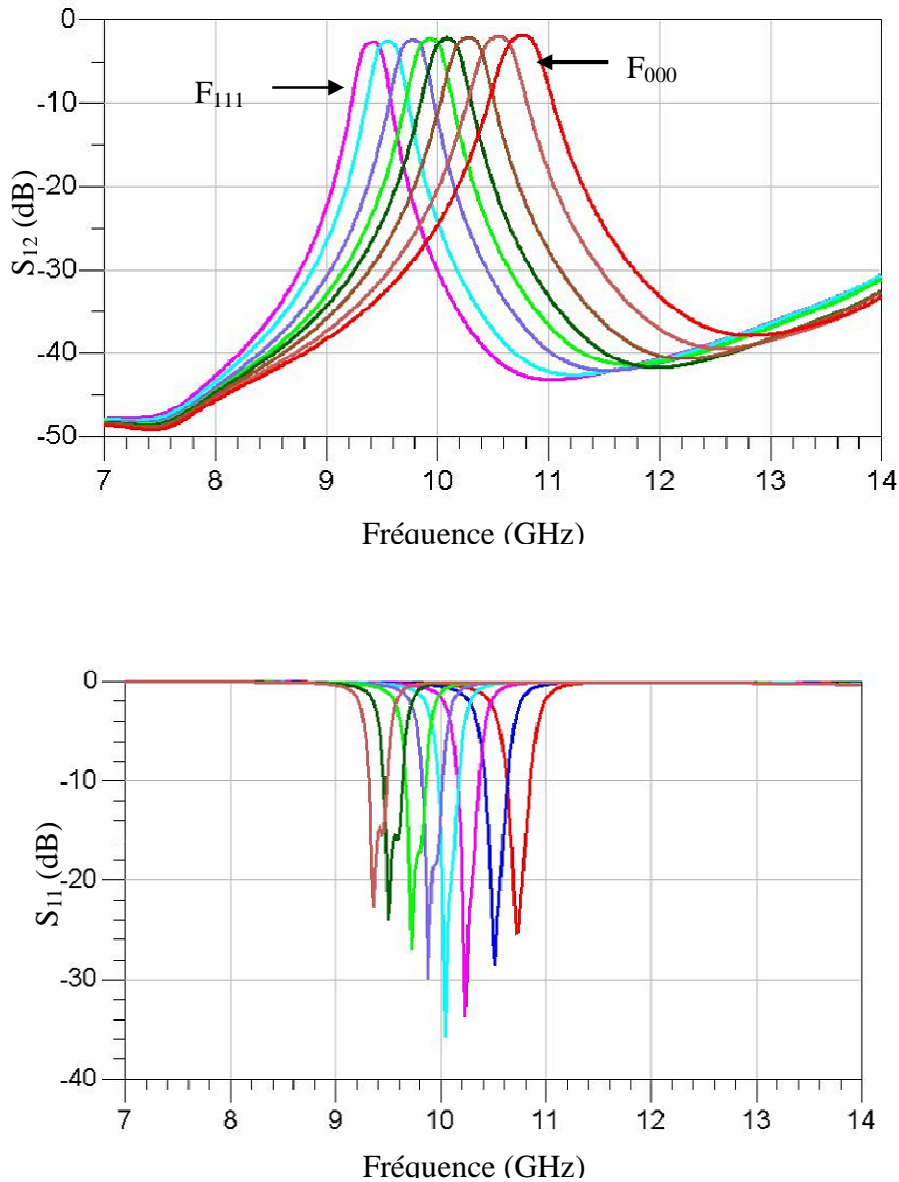


Figure II.30 : Les résultats de simulation électriques du filtre deux pôles digitaux accordable par trois varactors.



## V. Conclusion

Dans ce chapitre, le but était de concevoir et de réaliser de circuits planer à fort facteur de qualités, digitaux accordables par l'utilisation d'une nouvelle méthode de simulation. Avec cette méthode, nous avons optimisé deux résonateurs, de façon à obtenir une grande plage de variation de fréquence, avec un bon facteur de qualité.

Dans ce contexte, nous avons validé les concepts par la simulation électromagnétique. Ensuite, nous avons conçu deux filtres à deux pôles chacun, en profitant de l'efficacité de la méthode hybride de simulation, nous avons optimisé les performances de ces deux circuits.

Enfin, nous avons fabriqué un filtre deux pôles accordable par deux varactors, en utilisant de varactors sans diélectrique fabriqués dans notre laboratoire (XLIM). Les résultats de mesure sont très semblables à la simulation, le fort facteur de qualité et les très faibles pertes obtenues en mesures sont très encourageantes.



## **Références bibliographiques du Chapitre II**



**[1] L. Dussopt, G M. Rebeiz**

“Intermodulation Distortion and Power Handling in RF MEMS Switches, Varactors, and tunable filters”, IEEE, Vol. 51, No. 4, April 2003.

**[2] A. Pothier, P. Blondy, J C. Orlianges, C. Champeaux, A. Catherinot, J Papapolymerou**

“Application de micro-commutateurs MEMS à contact résistif pour le filtrage microonde reconfigurable”, JNM, NANTES, 2005.

**[3] E Fourn**

“Tunable interdigital coplanar filters using mems capacitors”, IEEE Trans on Microwave Theory Tech, vol 51, n° 1, Jan 2003.

**[4] M.van Spengen, W.M.; Puers, R.; De Wolf, I**

“The prediction of stiction failures in MEMS” , Device and Materials reliability, IEEE Transactions on Volume 3, Issue 4, Dec. 2003 Page(s):167 – 172

**[5] Xiaobin Yuan; Hwang, J.C.M.; Forehand, D.; Goldsmith, C.L**

“Modeling and characterization of dielectric-charging effects on RF MEMS capacitive switches”, Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International 12-17 June 2005 Page(s):4 pp.

**[6] S. Duffy, C. Bozler, S. Rabe, J. Knecht, L. Travis, P. Wyatt, C. Keast, M. Gouker**

“MEMS microswitches for reconfigurable microwave circuitry”, IEEE Microwave and Wireless components letters, March 2001, Vol 11, n 3, p.106-108.

**[7] J. Muldavin, R. Boisvert, C. Bozler, S. Rabe, C. Keast**

“Power handling and linearity of MEMS capacitive series switches”, IEEE International Microwave Symposium Digest, 8-13 June 2003, pp 1915 - 1918 vol.3.

**[8] E. Fourn, A.Pothier and al**

“MEMS switchable interdigitalcoplanar filter”, IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 51, N° 1, pp. 320 – 324, Jan 2003.

**[9] D. Mercier, P. Blondy et al**

“Millimeter-wave tune-all bandpass filters”, IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 52, N° 4, pp. 1175 - 1181, April 2004.

**[10] P. Blondy, A. Crunteanu, C. Champeaux, A. Catherinot, P.Trissant, O. Vendier, J. L. Cazaux, L. Marchand**

“Dielectric less capacitive MEMS switches,” 2004 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., vol. 2, pp.573-576, June 2004.

**[11] D.Mardivirin, D. Bouyge, A. Crunteanu, A. Pothier, P. Blondy**

“Study of residual charging in dielectric less capacitive MEMS switches,” IEEE MTT-S, International Microwave Symposium Digest, IMS2008.

## **CHAPITRE III**

Conception de métamatériaux à base de MEMS





## I. Introduction

Les métamatériaux, sont des matériaux construits à partir de structures périodiques avec des éléments de taille très inférieure à la longueur d'onde des signaux électromagnétiques entrants (typiquement  $\leq \lambda_g/10$ ), ces matériaux présentent des propriétés exceptionnelles non observées dans la nature. Plusieurs types de métamatériaux existent déjà, le plus célèbre est appelé matériaux main gauche ou matériaux à indice de réfraction négatif, qui présente la permittivité et la perméabilité simultanément négatives. Mais il en existe d'autres (milieu d'impédance infinie, milieu à permittivité relative inférieure à 1, etc....) [1]. Le premier concept de matériaux main gauche a été introduit par Veselago en 1968 [2], puis 30 ans plus tard, Smith et Kroll en (2000) ont présenté la réalisation de ces matériaux à partir de structures périodiques métalliques composées de fils métalliques continus et d'anneaux concentriques coupés, appelés split-ring resonators (SRR).

Les métamatériaux peuvent être utilisés dans plusieurs applications comme l'optique (lentilles) et les micro-ondes (modulateur, filtre passe bande, Antenne,...). Cependant, la plupart des métamatériaux réalisés souffrent de plusieurs effets limitant, comme les fortes pertes, les grandes largeurs, ou bien les conceptions complexes de circuits. Pour cela, grâce à leur avantage, l'utilisation des composants MEMS peut diminuer ces effets.

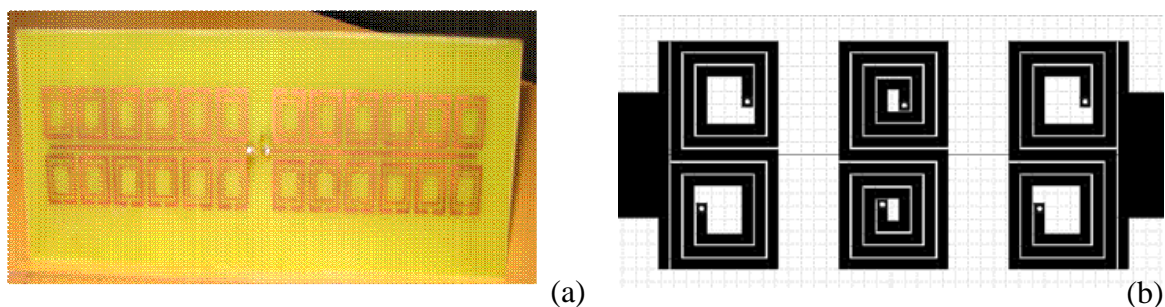


Figure III.1 : Deux exemples métamatériaux, antenne (a) [3] et filtre passe bande (b) [4].

L'idée de ce chapitre consiste à concevoir un métamatériau par l'enchaînement périodique de nombreuses cellules de taille très inférieure à la longueur d'onde du travail. Or,

les différentes façons de combiner ces éléments ou cellules, permettant la conception de dispositifs sélectifs en fréquence. L'étude de ce circuit avec de cellules passantes et non-passantes offre cette possibilité. Ces cellules peuvent être conçues selon plusieurs technologies.

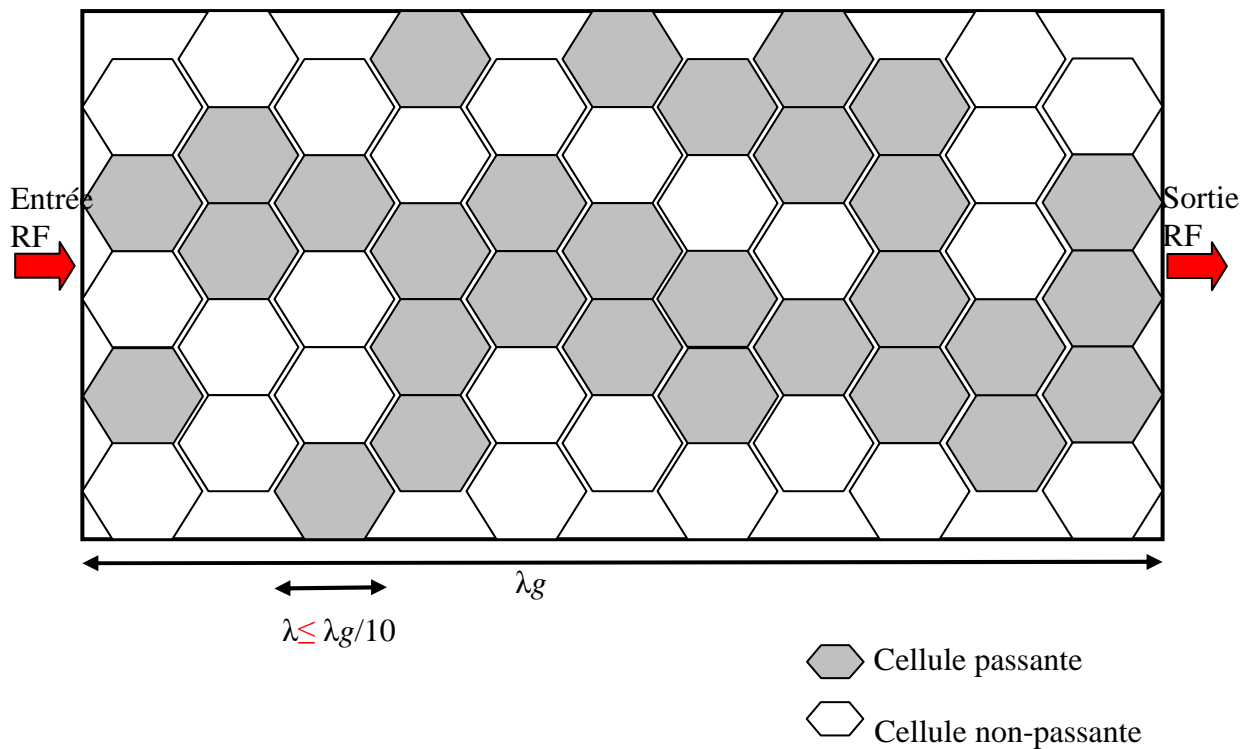


Figure III.2 : Enchainements périodiques des cellules passantes et non passantes de taille très inférieure à la longueur d'onde du travail.

Dans ce contexte, nous avons choisi à utiliser des composants MEMS pour concevoir de tailles cellules. Elles sont composés chacune d'une ligne micro-ruban liée à deux varactors basculent sur deux autres lignes micro-ruban. Ainsi, de nombreuses cellules peuvent être arrangées dans une bande plus petite qu'une longueur d'onde, créant notre circuit final, comme dans la figure suivante.

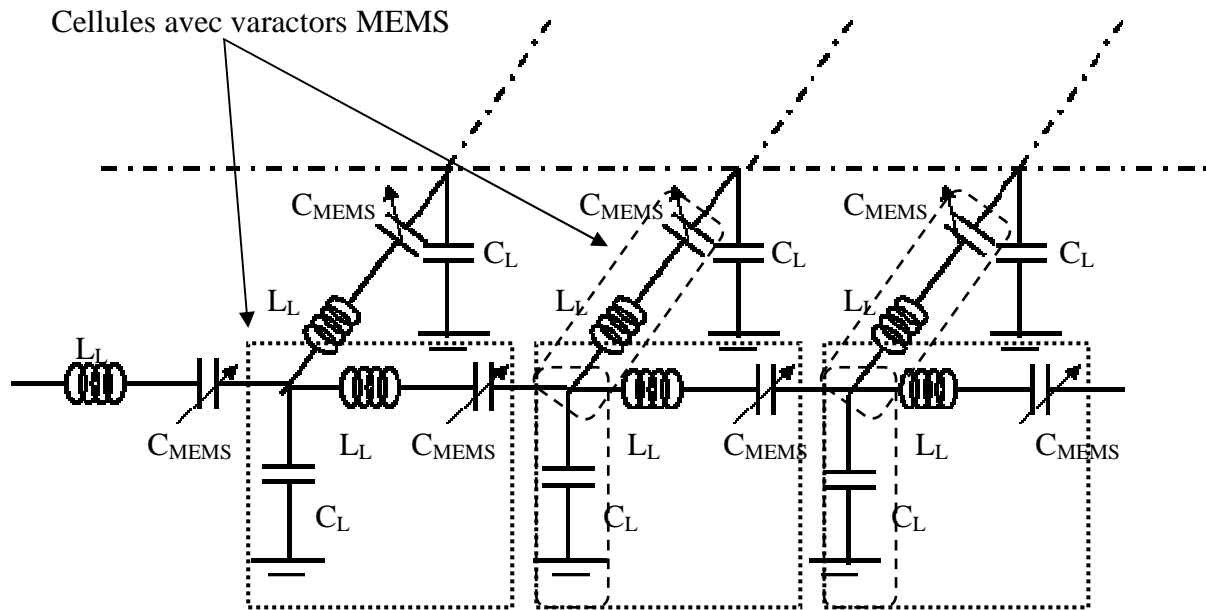


Figure III.3 : Enchaînement en série et en parallèle de lignes de transmissions par le biais des varactors MEMS.

## II. Conception de circuit de base

### II.1 Problématique

L'idée de ce chapitre est la conception et la réalisation de circuit métamatériaux en technologie microruban, à travers lequel nous sommes capables d'effectuer un très grand nombre d'applications. Ce circuit est composé de réseau de lignes sous forme de patches connectés par des lignes beaucoup plus étroites, liés entre eux périodiquement par des varactors MEMS. Dans ce contexte, nous avons conçu un circuit de  $1,484 \times 0,792 \text{ cm}^2$  sur un substrat de quartz avec 149 varactors. Or dans ce type de circuit, le très grand nombre de composants utilisés exige un temps de simulation électromagnétique et une mémoire de simulateur (Momentum) très significative. Pour cela, nous nous sommes intéressés à une démarche consistant à effectuer des prototypes de circuits électriques équivalents, afin de concevoir notre circuit final comme nous allons voir dans les parties suivantes.

## II.2 Circuit de départ

L'objectif est donc de créer une méthodologie pour produire un modèle de circuit des varactors MEMS distribués sur lignes de transmissions à partir d'une simulation hybride électromagnétique/ électrique incluant tous les varactors et les lignes ainsi que leurs interactions. Cette nouvelle méthode de conception doit en outre être efficace en termes de temps de simulation et de précision.

La structure de départ de cette étude est illustrée dans le schéma de la figure III.4-a. Il s'agit d'une ligne rectangulaire de dimensions ( $l_1 \times l_2 = 600 \times 660$ )  $\mu\text{m}^2$  branchée sur la même couche à une autre fine ligne de largeur  $l_4 = 25\mu\text{m}$  et de longueur  $l_3 = 505\mu\text{m}$ , la largeur de cette ligne étroite qui joue le rôle d'une inductance est choisie d'une manière à respecter les contraintes de fabrication. Nous avons implanté cette ligne étroite un peu décalée du milieu du patch ( $l_5 = 217\mu\text{m}$ ) pour que ce circuit soit facilement enchaîné suivant les deux directions à d'autres circuits identiques.

Ainsi, deux varactors de type poutre sont connectés au bout de la ligne étroite. Ces deux varactors de dimensions ( $l_6 \times l_7 = 220 \times 200$ )  $\mu\text{m}^2$  chacune sont séparées l'une de l'autre par une distance de  $20\mu\text{m}$ . Ces varactors basculent simultanément sur un autre patch de même dimensions que celui d'avant. Pour des raisons liées à la fabrication, nous avons choisi une distance qui sépare l'ancrage des poutres au deuxième patch de  $20\mu\text{m}$ .

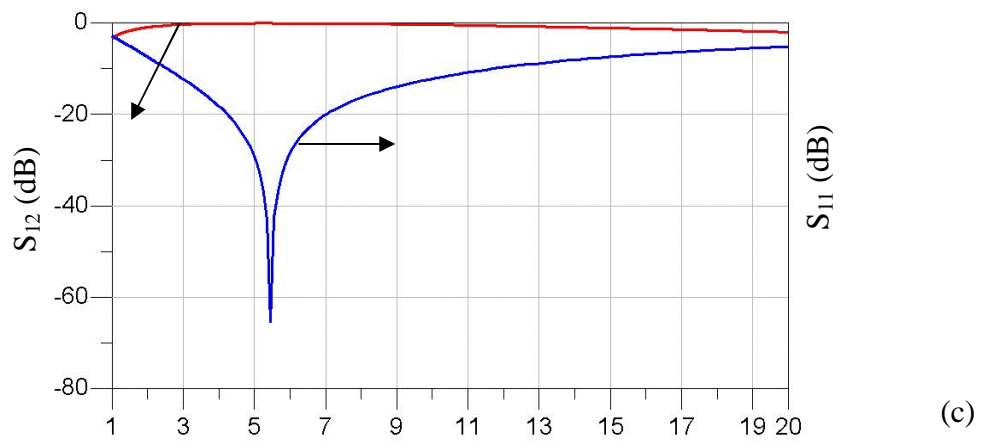
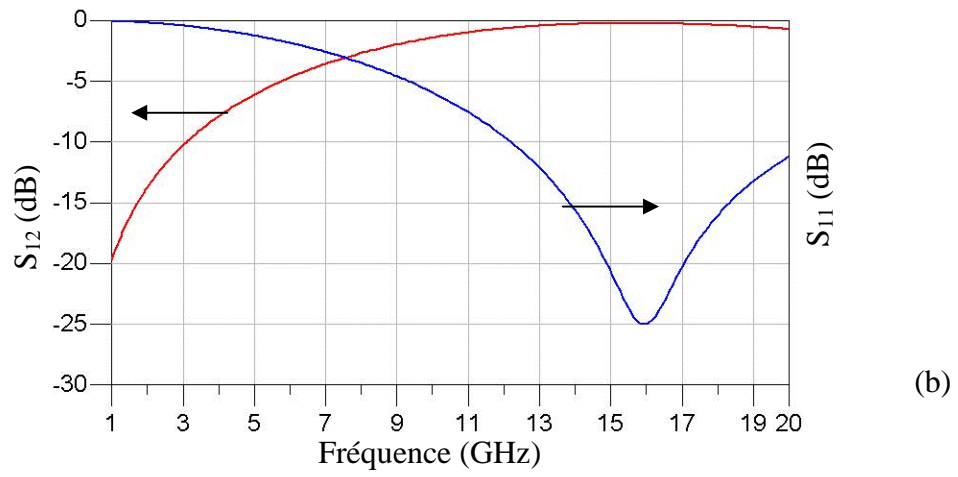
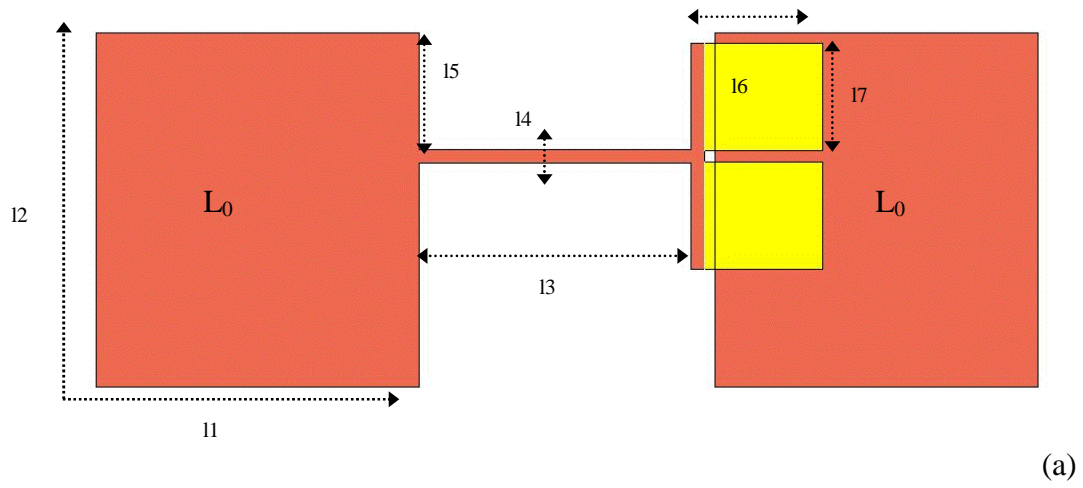


Figure III.4 : Layout du circuit conçu (a), ses performances aux deux états : haut (b) et bas (c).

Les dimensions de ce circuit ont été choisies de manière à faire un compromis entre le gabarit d'une part et la compacité d'autre part. Dans ce contexte, la fréquence de résonance de ce circuit est déterminée par les dimensions des lignes et des varactors. En changeant la capacité de varactor, la permittivité effective du circuit est changée, entraînant une variation de la fréquence de résonance. Nous avons choisi une hauteur de poutre à l'état haut de 5  $\mu\text{m}$ , le rapport  $C_{\text{bas}}/C_{\text{haut}}$  étant égal à 10.

Les performances issues de simulations électromagnétiques sur une large bande de fréquences (entre 1 et 20 GHz) sont montrées dans la figure III.4-b. La fréquence de résonance correspondant à l'état haut est environ 16 GHz tandis que l'isolation est grande pour des basses fréquences. Dans ce contexte, la longueur de la ligne étroite qui sépare les deux patches a été optimisée afin d'avoir un très faible couplage entre les deux patches et de manière à augmenter l'isolation à l'état haut, tout en conservant un circuit assez compact.

Quand il s'agit de l'état bas, la transmission est correcte sur toute la bande de fréquences, la fréquence de résonance dans ce cas est environ 5,5 GHz.

### **II.3 Schéma électrique équivalent**

L'idée ici consiste à remplacer les lignes microruban et les varactors du circuit précédent (figure III.4-a), par des éléments faciles à commander et qui nous permettent d'avoir les mêmes performances présentées par la figure III.4-b. Pour cela, nous avons remplacé les deux patches par deux lignes de type MLIN de mêmes dimensions sur ADS. Ensuite nous avons substitué les deux varactors par une simple capacité variable.

Néanmoins, en nous basant sur la théorie de ligne microruban, une ligne d'impédance  $Z_0$  très grande devant l'impédance caractéristique de deux lignes d'accès ou bien devant une ligne d'accès et un court circuit, peut être représentée par une inductance  $L$ .

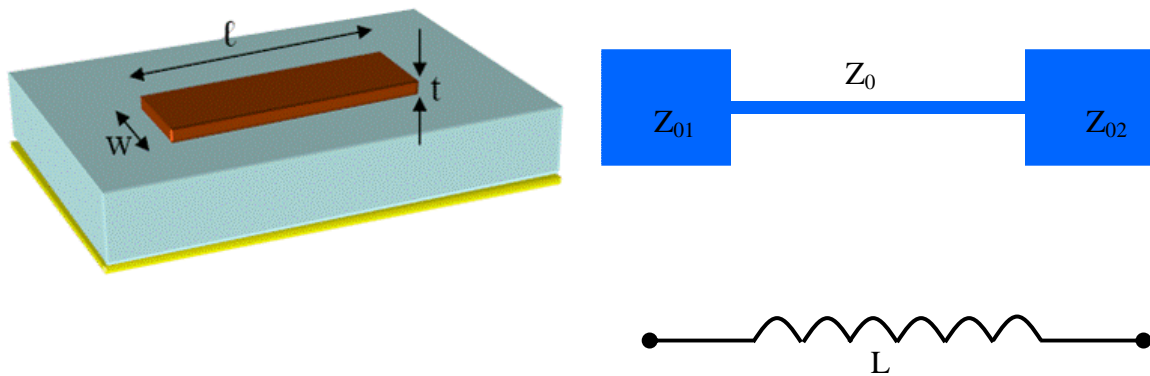
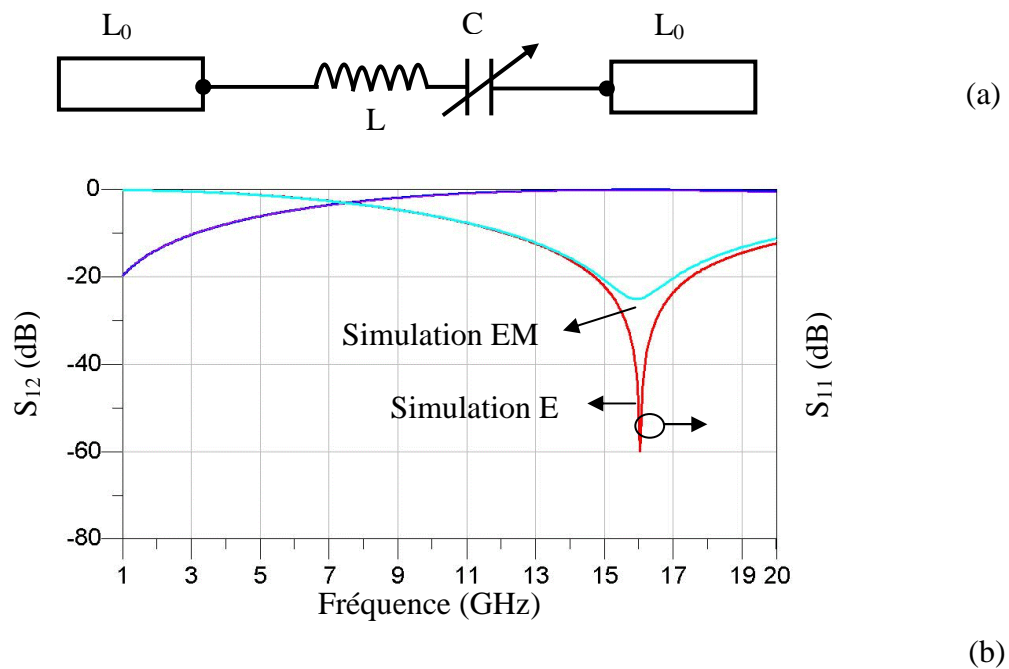


Figure III.5 : Lignes microruban étroite et son élément électrique équivalent.

Nous avons donc modélisé la ligne étroite par une inductance  $L$ . Pour valider le fonctionnement du modèle, nous avons réalisé des simulations du réglage de fréquences et de performances sur la même bande de fréquence que celle du circuit de la figure III.4-a. Finalement les valeurs des  $L$ ,  $C_{\text{bas}}$  et  $C_{\text{haut}}$  sont respectivement 492 pF, 1410 fF, 164 fF. Ces valeurs ont été extraites en faisant correspondre la réponse de deux simulations (électriques et électromagnétiques, figure III.6-b)



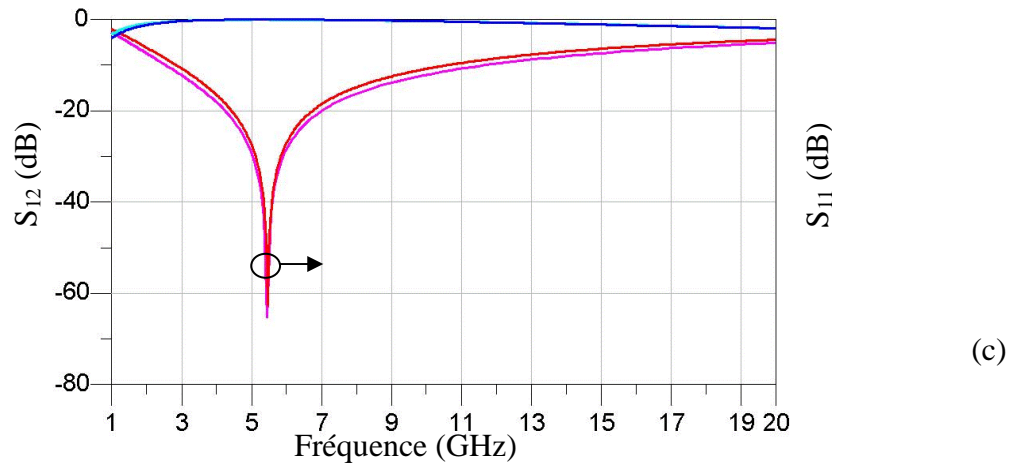


Figure III.6 : Schéma électrique équivalent de la figure III.4-a (a), comparaison entre les simulations électriques et les simulations électromagnétiques dans l'état haut(b) et bas (c).

### II.4 Circuit composé de trois varactors

Après la validation du circuit précédent et l'extraction des valeurs de l'inductance et des capacités aux deux états, nous avons commencé à appliquer le modèle par l'enchaînement de plusieurs circuits en série et en parallèle. Le but de cette étude est de valider les valeurs extraites et de commencer à chercher le modèle de circuit convenable sur lequel sera basé notre métamatériaux comme nous le montrerons plus tard.

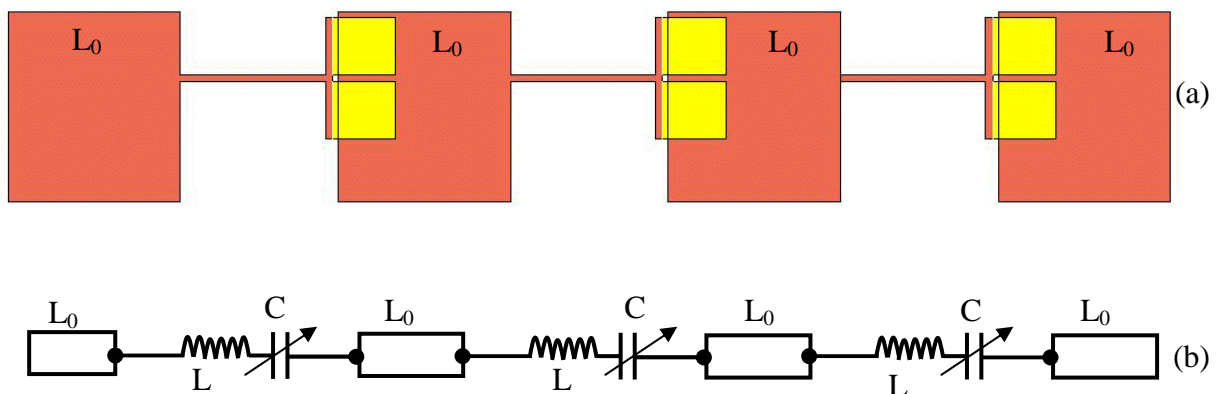


Figure III.7 : Schéma de trois varactors distribués sur lignes de transmission (a), son circuit électrique équivalent (b).



La figure III.7-a montre l'enchaînement de trois circuits identiques à celle de la figure III.5-a en série. En nous basant sur le circuit électrique équivalent (figure III.6-a), nous avons déduit le schéma électrique équivalent correspondant à la figure III.7-a. Il s'agit de quatre lignes MLIN connectées entre elles par les composante L et C comme nous montre la figure III.7-b.

Pour valider le schéma électrique équivalent il suffit de comparer les deux simulations électriques et électromagnétiques. Pour cela, nous avons simulé quand les trois varactors sont passant et bloqué. Ces deux simulations sont en très bon accord comme nous montre la figure suivante.

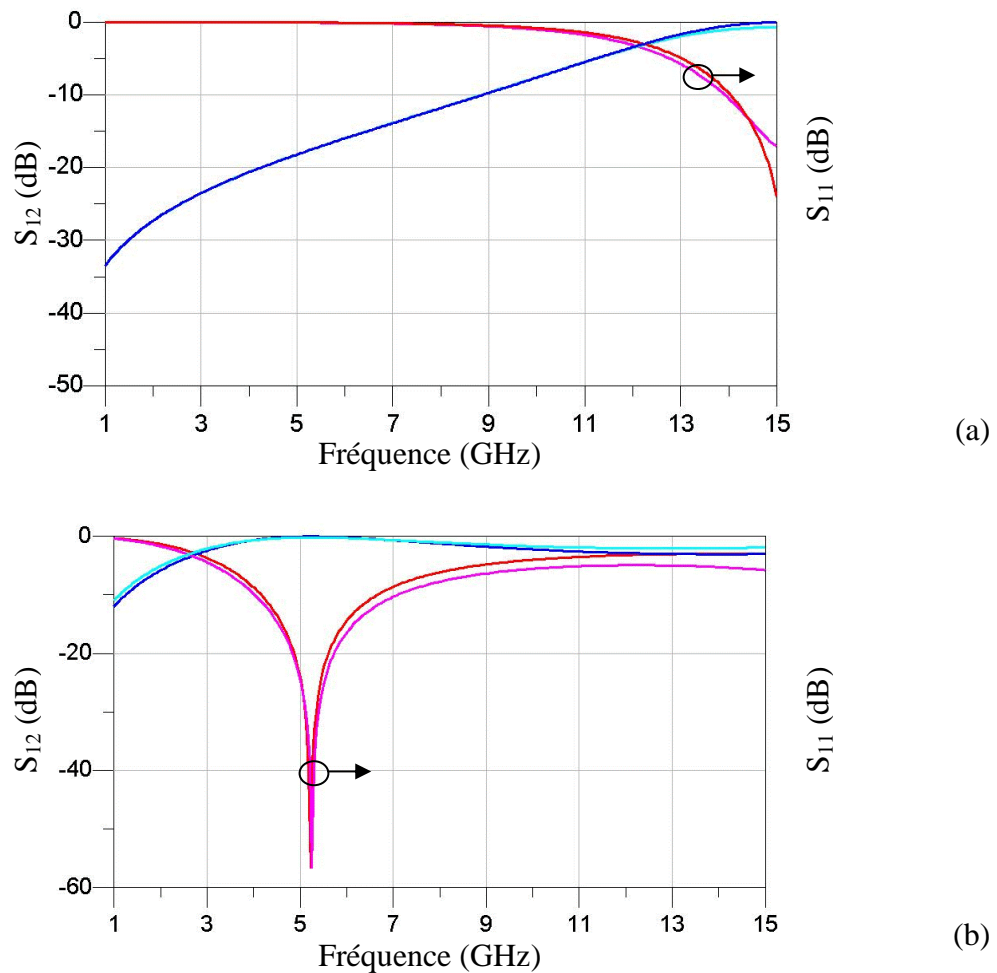


Figure III.8 : Comparaison entre les deux simulations électriques et électromagnétiques.

### III. Conception des circuits multifonctions

#### III.1 Circuit de base/ Simulation hybride

A partir des résultats précédents, nous avons choisi le circuit de la figure III.7-a comme circuit de base (figure III.9) pour tous les circuits suivants. Nous avons implanté dix accès localisés de type internal (Momentum) sur les différentes parois de lignes  $L_0$ , pour les connecter à d'autres circuits. Ce choix est le résultat de plusieurs essais sur d'autres formes possibles de circuits de base. En plus, par rapport à l'implantation de lignes de polarisations pour le circuit matrice, ce circuit montre moins de problèmes que les autres et plus de applications possibles. Ensuite nous avons effectué huit simulations électromagnétiques correspondantes aux nombres des commutateurs MEMS ( $2^3$ ) avec ces 10 accès localisés. Les résultats de simulations sont insérés dans une boîte électrique dans le ADS circuit comme nous montre la figure III.9-b.

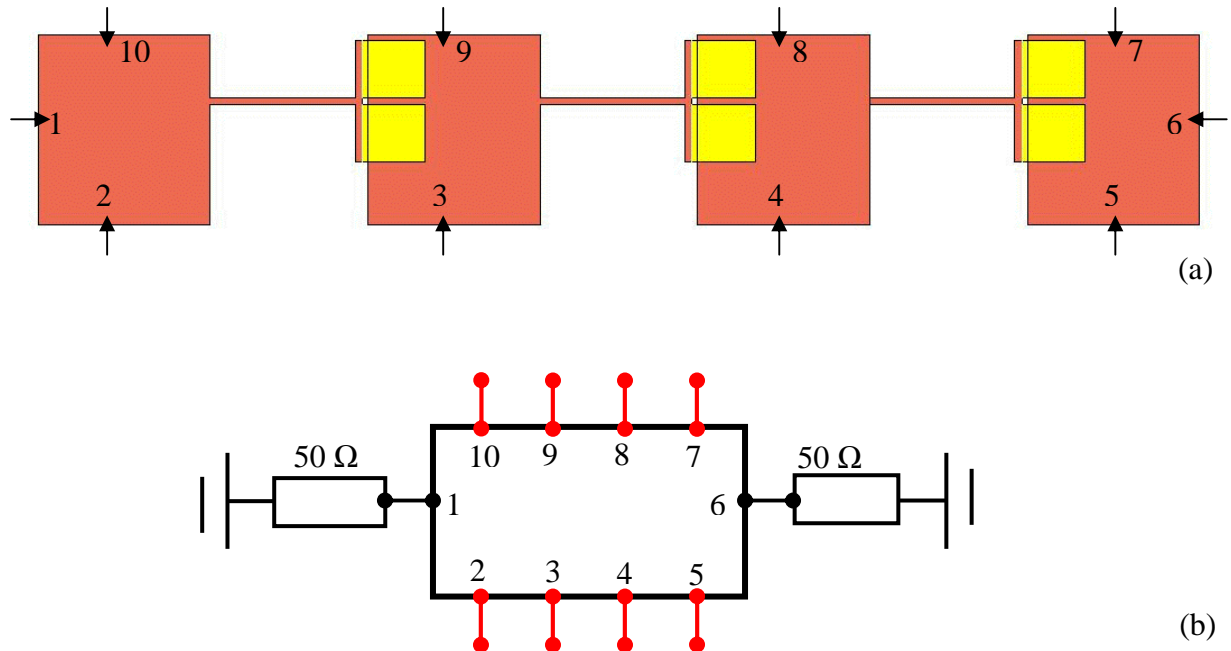


Figure III.9 : Layout de circuit de base (a), son schéma électrique équivalent (b).

### **III.2 Circuit de 22 varactors distribués sur lignes de transmissions**

La figure III.10-a montre un réseau de circuit composé de 22 varactors placées en série et en parallèle sous forme périodique. Dans ce cas nous avons un nombre considérable de combinaisons  $2^{22}$ . Ce qui nous intéresse dans ce circuit est de permettre de tester son schéma électrique équivalent sur un circuit de grande taille (figure III.10-b). Pour cela nous avons effectué deux simulations électromagnétiques, l'une quand tous les varactors sont à l'état haut et l'autre quand elles sont à l'état bas.

Dans le cas où les varactors sont à l'état haut par exemple, il suffit de choisir les données correspondantes issues du circuit de base (circuit de trois varactors, figure III.9) et de les injecter dans les nouvelles boîtes de ce circuit (figure III.10-b).

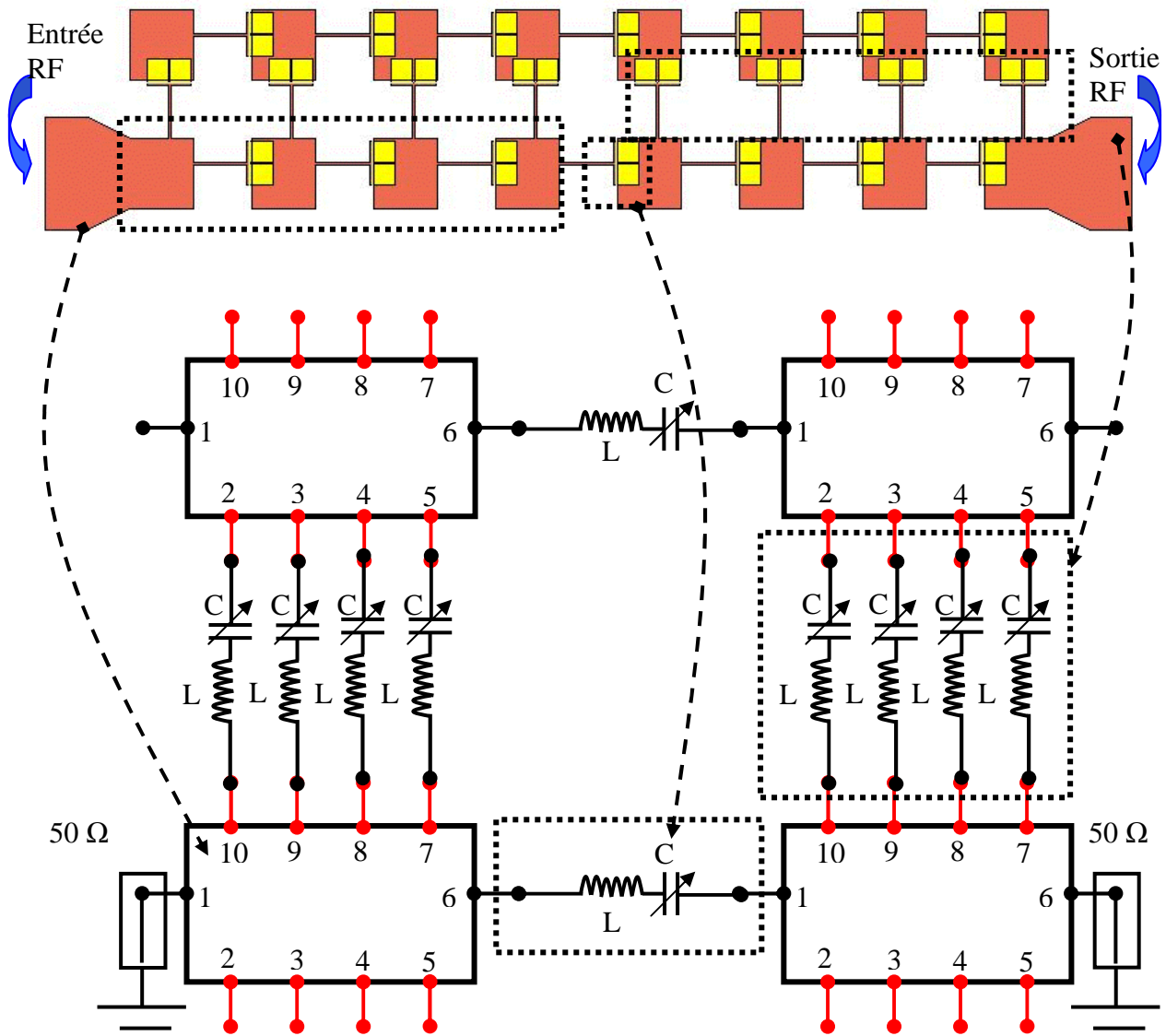


Figure III.10 : Circuit de 22 varactors et son équivalent électrique.

Les circuits de base sont connectés entre eux par des inductances  $L$  et des capacités variables  $C$ . les valeurs de deux capacités et de l'inductance  $L$  ont déjà été déduites dans l'étude de la figure III.6. La figure III.11 montre un bon accord entre les deux simulations.

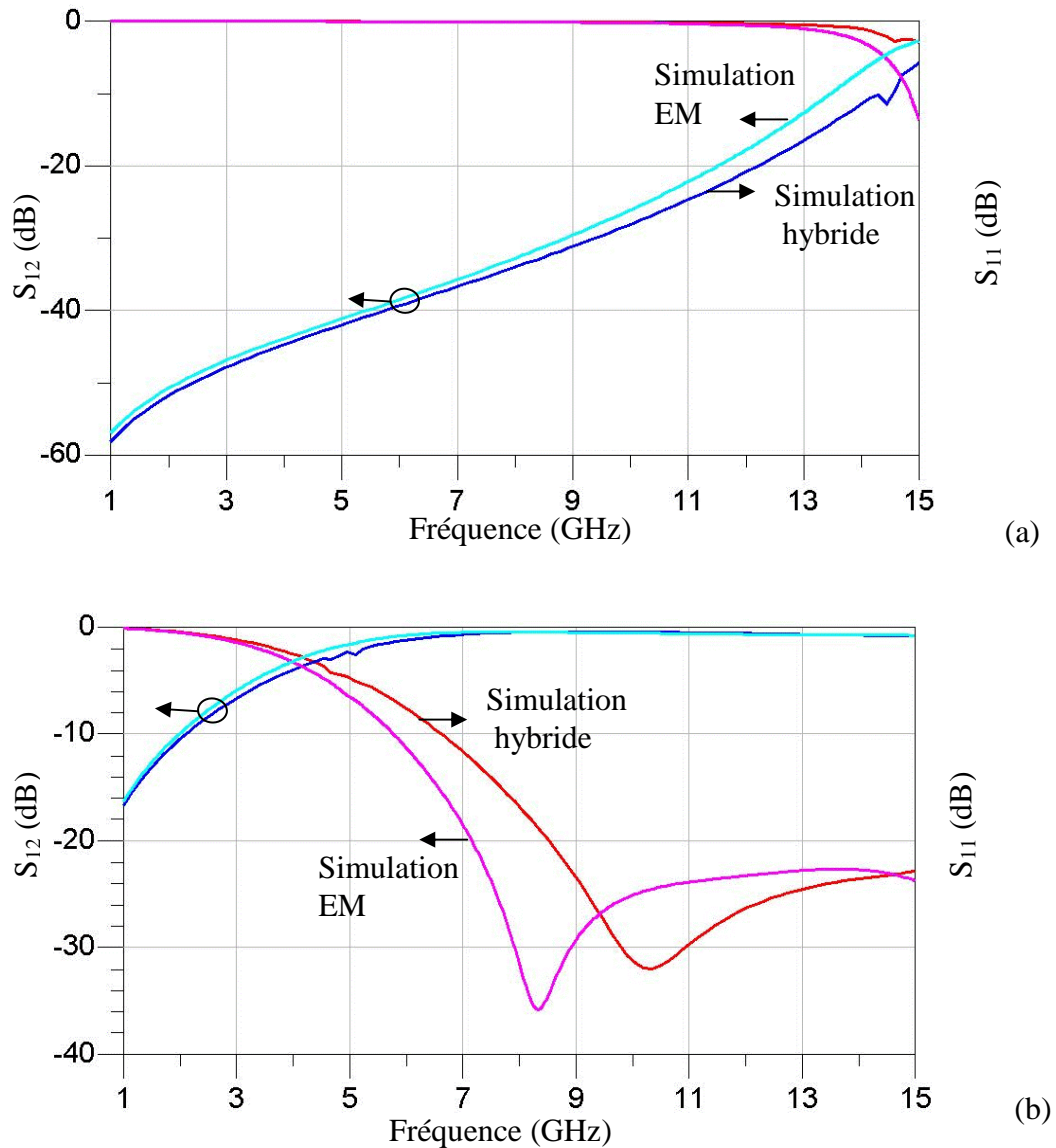


Figure III.11 : Comparaison entre les paramètres S de simulation hybride et électromagnétique aux deux états : haut (a), bas (b).

Grâce au schéma électrique équivalent du circuit de base, nous sommes arrivé à construire plusieurs circuits de tailles différentes, nous avons également effectué des dizaines de combinaisons dans chaque circuit, c'est qui aurait demandé énormément de temps et de mémoire pour une simulation électromagnétique de chaque combinaison.

Nous allons montrer dans la partie suivante le circuit métamatériau final que nous avons conçu ainsi que ses différents fonctionnements possibles.

## **IV. Topologie finale de circuit métamatériaux**

Dans premier temps, nous avons montré la démarche suivie pour arriver à construire ce type de circuit, nous avons également précisé l'intérêt de la simulation hybride en termes de temps et de précision sur les résultats.

Nous avons choisi comme topologie finale un circuit composé de 149 varactors connectés en série et en parallèle (figure III.12), la surface de circuit est  $1,484 \times 0,792 \text{ cm}^2$ . Ce circuit est identique aux circuits précédents conçus sur un substrat de quartz de  $525 \mu\text{m}$  de hauteur.

Ce métamatériaux est composé de 21 circuits de base (figure III.9). Ces circuits de base sont connectés entre eux par des inductances et des capacités variables représentant les lignes étroites et les varactors. Notre circuit est divisé en trois colonnes, chaque colonne est composée de sept lignes. Il est à noter que la simulation électromagnétique de chaque combinaison de ce circuit peut durer 78 heures. Pour cela nous avons construit le schéma électrique équivalent comme nous montre la figure III.13.

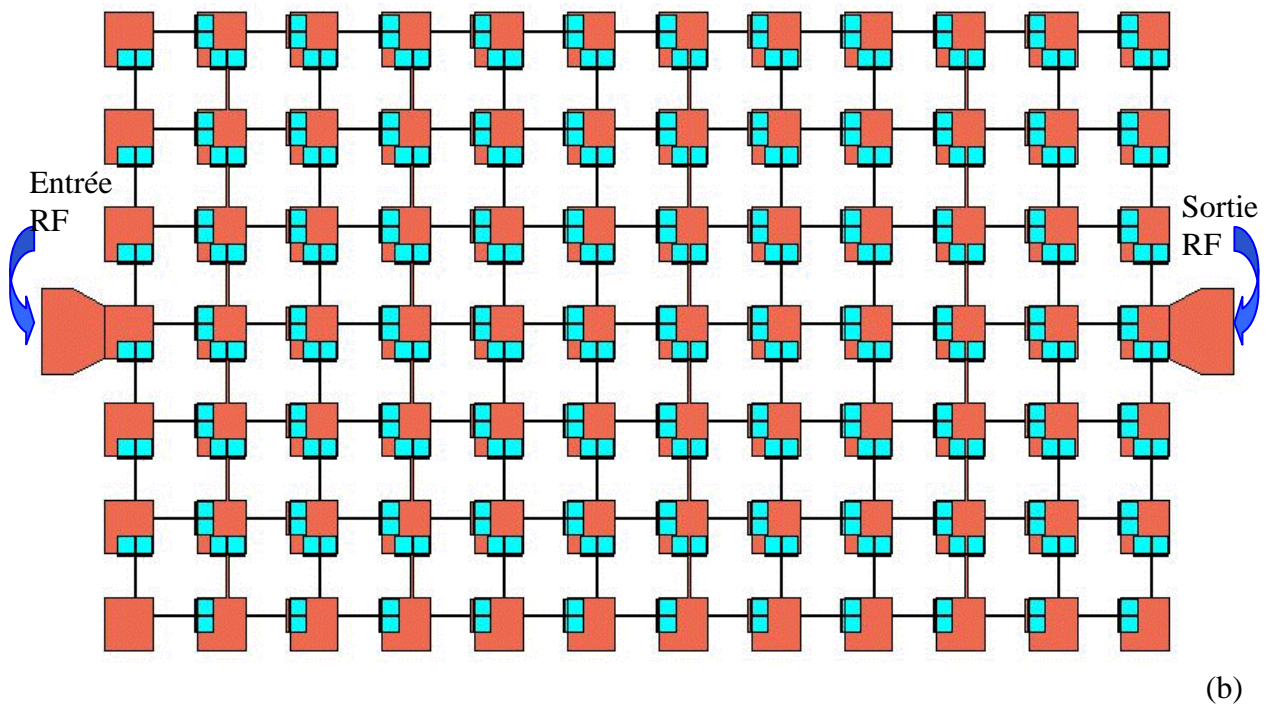
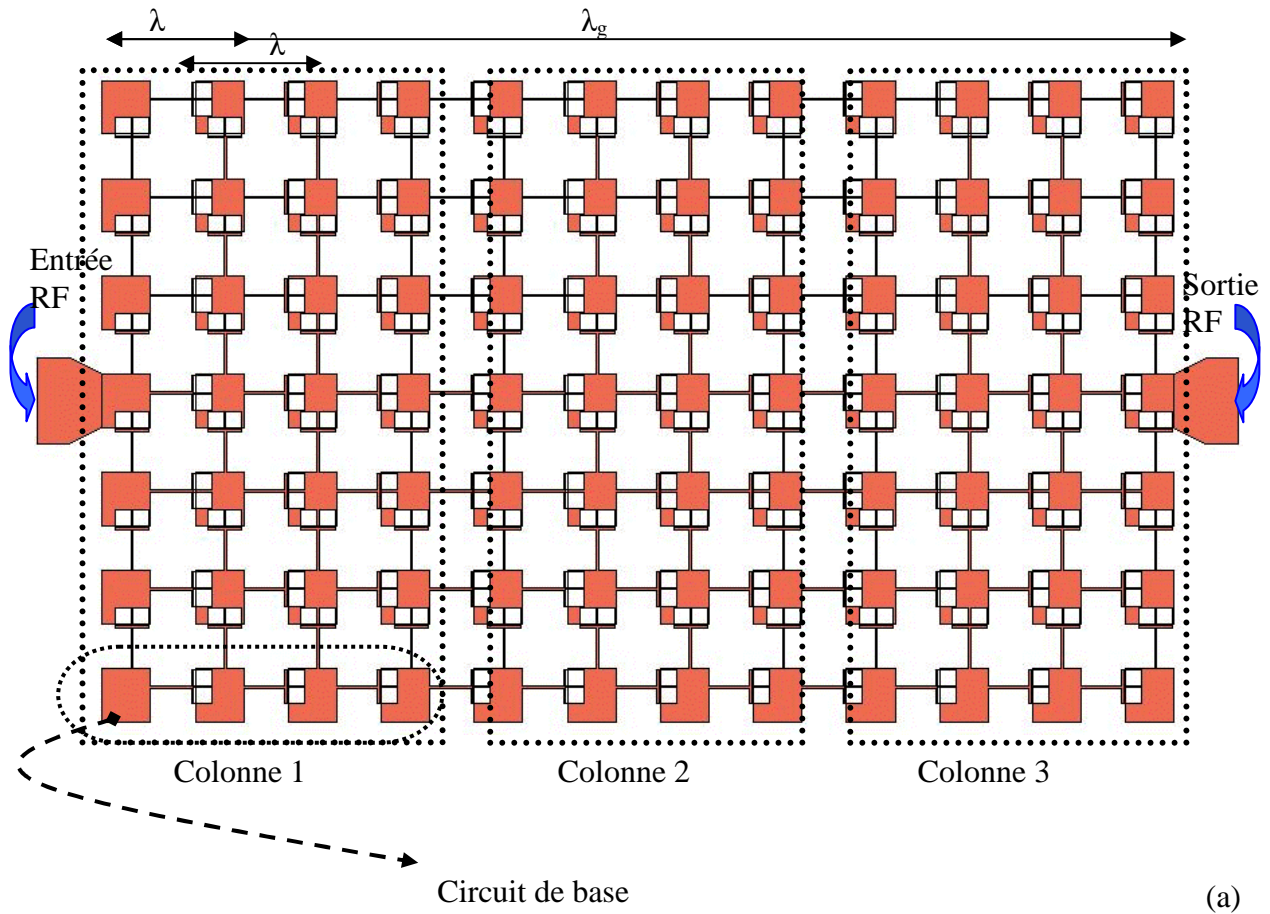


Figure III.12 : Layout de circuit métamatériaux final quand toutes les capacités variables sont à l'état haut (a), à l'état bas (b).

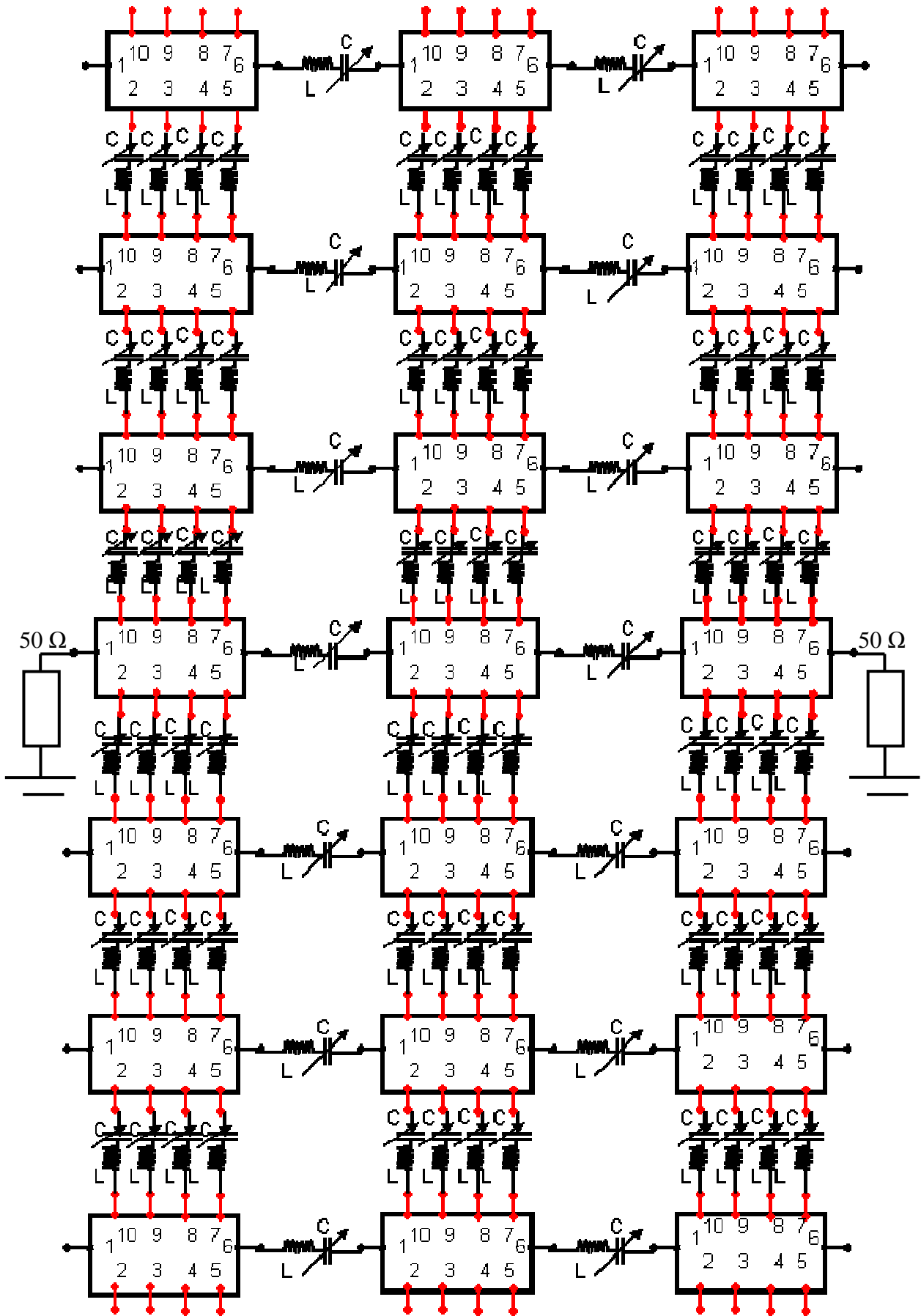


Figure III.13 : Schéma électrique équivalent du circuit métamatériaux final.



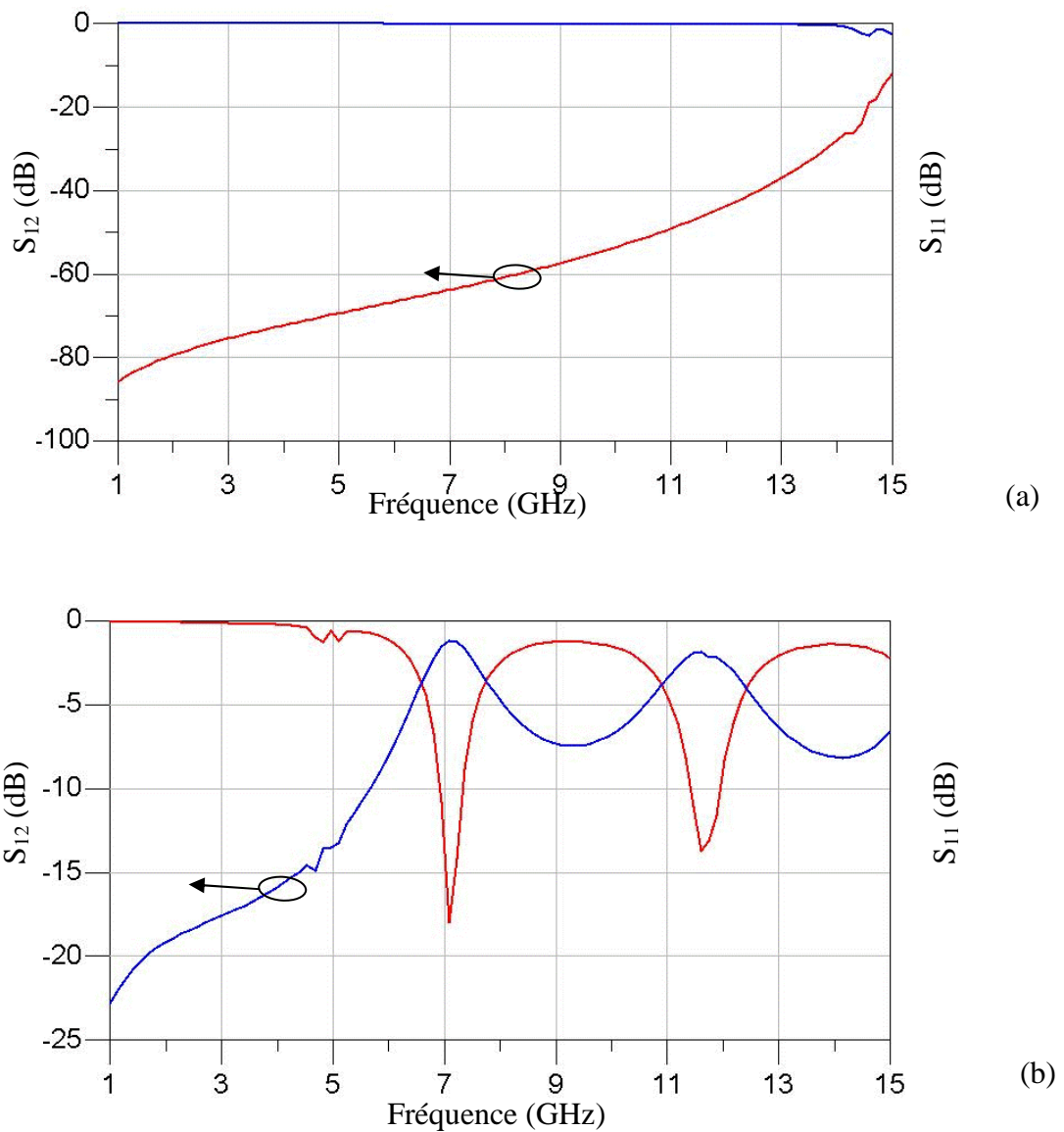


Figure III.14 : Simulations électriques des figure III.14-a, III.14-b.

Dans un premier temps, nous avons étudié le circuit aux deux états. La figure III.14-a montre le résultat de simulation hybride où tous les varactors sont à l'état haut, il s'agit alors d'une réflexion totale. En revanche, ce circuit représente une ligne de transmission à plusieurs fréquences de résonances quand les varactors sont tous basculés comme nous montre la figure III.14-b.

### IV.1 Circuit utilisé comme un filtre passe-bande

Parmi les très nombreux fonctionnements possibles, nous allons montrer la combinaison qui permet d'utiliser ce métamatériau comme un filtre passe-bande. Il s'agit d'actionner les varactors de deux colonnes 1 et 3 (figure III.12-a) et de laisser les varactors de la colonne 2 non actionnés. Dans ce cas, notre circuit ressemble à deux résonateurs représentant la colonne 1 et 3, où la distance entre eux (inter-résonateurs) est la colonne 2 non actionnée comme dans la figure suivante.

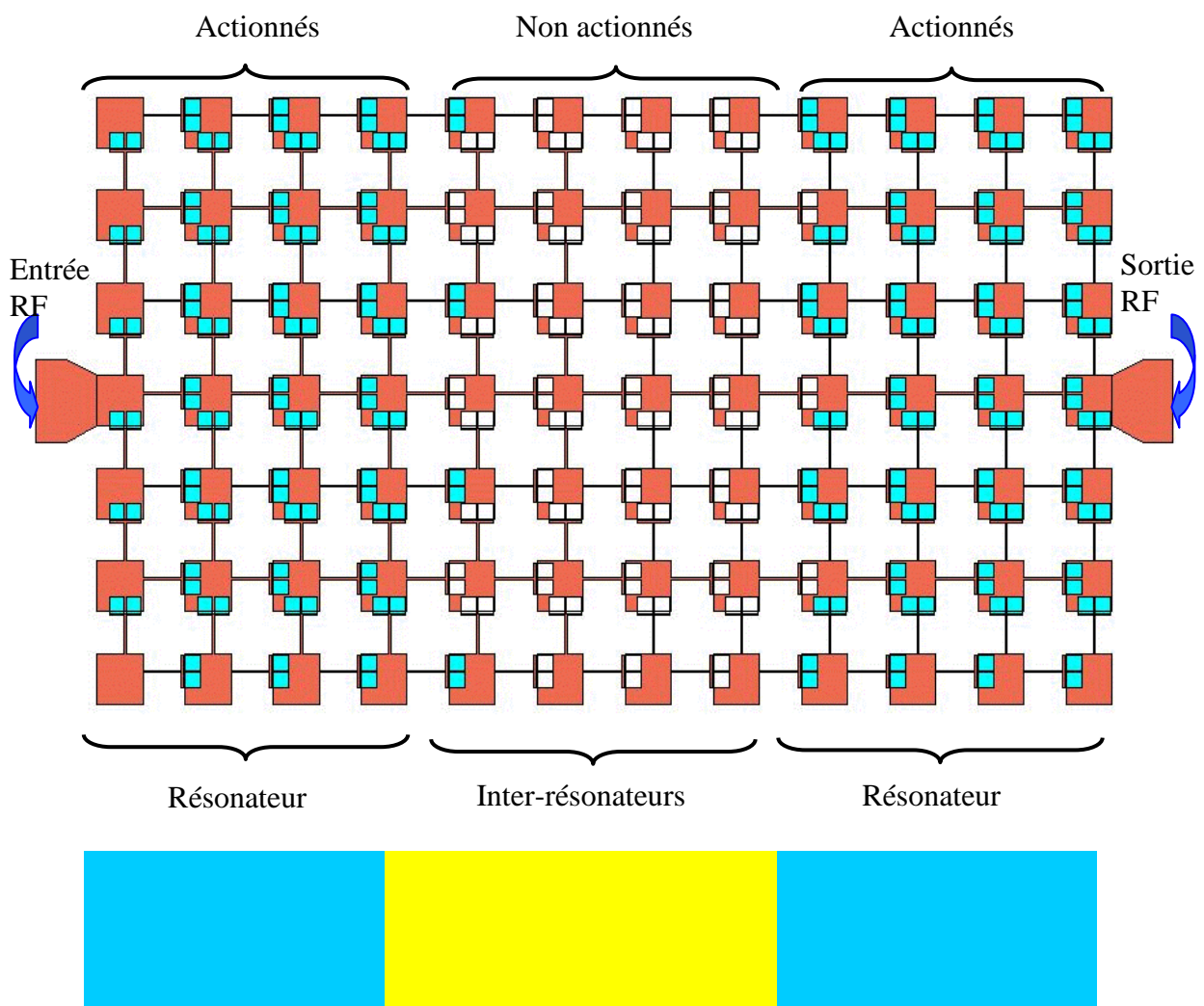


Figure III.15 : Layout présente le circuit comme un filtre passe bande.

Pour valider le schéma électrique équivalent de ce circuit, nous avons comparé la simulation électromagnétique et la simulation hybride dans la figure III.16. Cette comparaison nous montre un petit décalage en fréquence entre les deux simulations dû à la grande surface de circuit et aux grands nombres de varactors d'une part, et le fait que le schéma électrique équivalent ne tient pas en compte le couplage électromagnétique qui existe entre les lignes d'autre part.

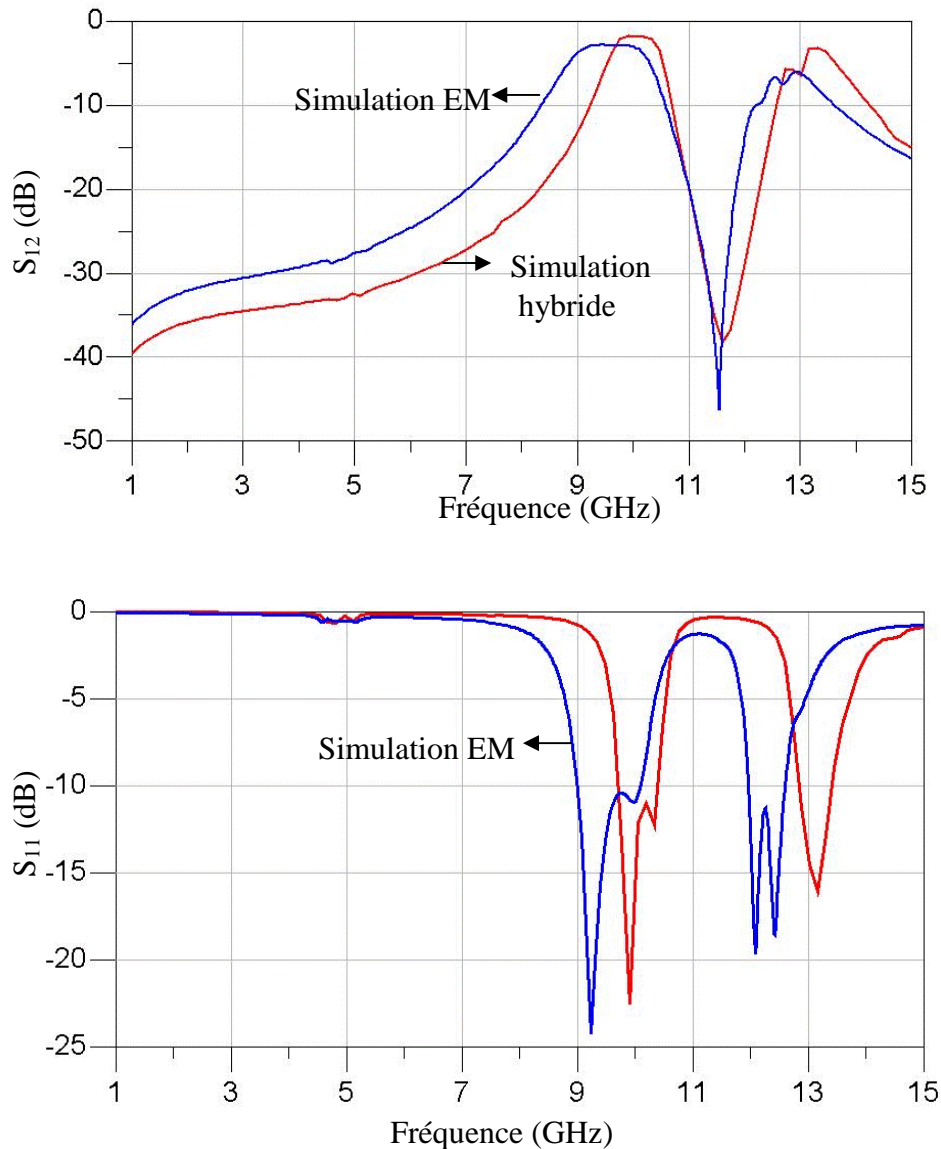
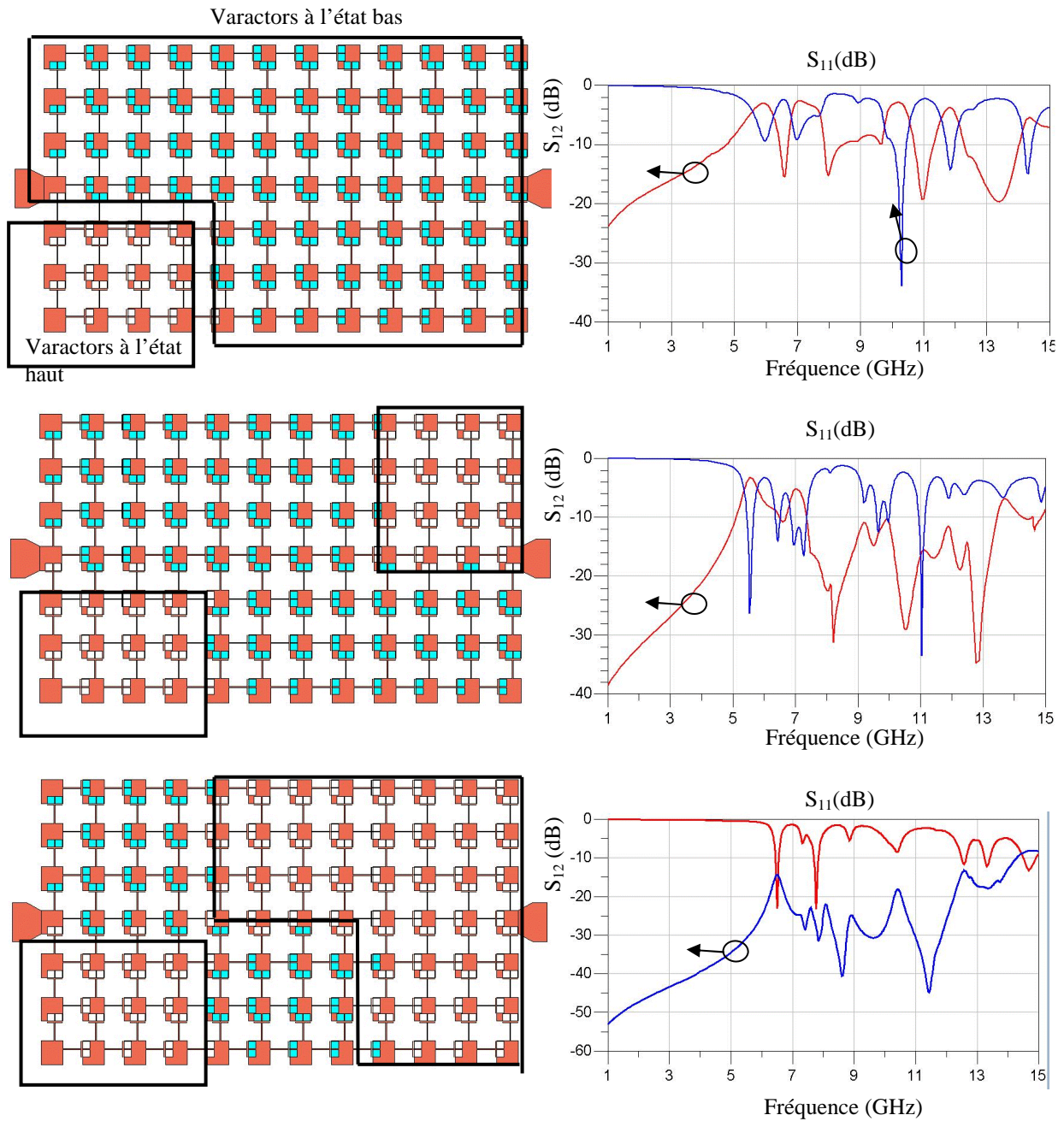


Figure III.16 : Comparaison entre les simulations EM et hybride.

Malgré ce petit décalage, la méthode de simulation hybride nous permet de savoir précisément et avec un temps très court la nature du circuit à choisir pour telle ou telle combinaison. Dans ce contexte, nous avons effectué plusieurs simulations hybrides

correspondantes aux combinaisons différentes pour connaître les réponses de circuit comme dans l'ensemble de schémas suivantes :



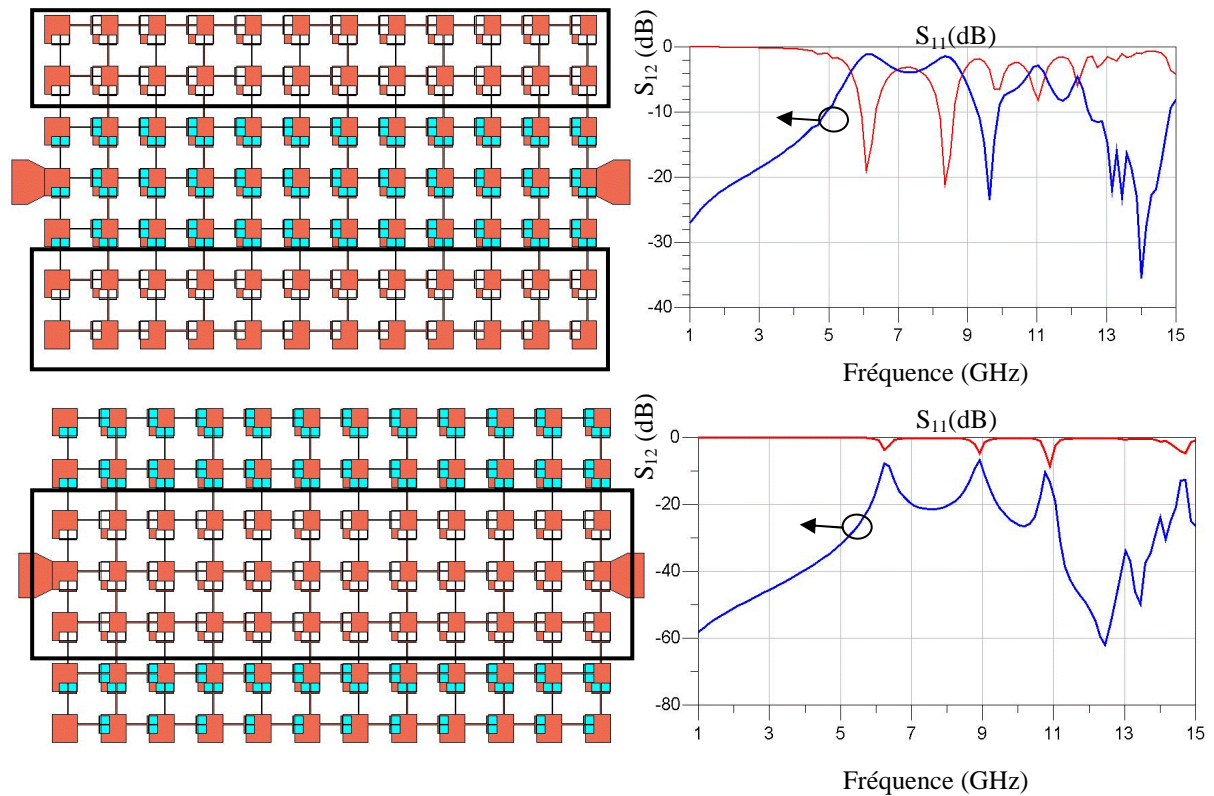
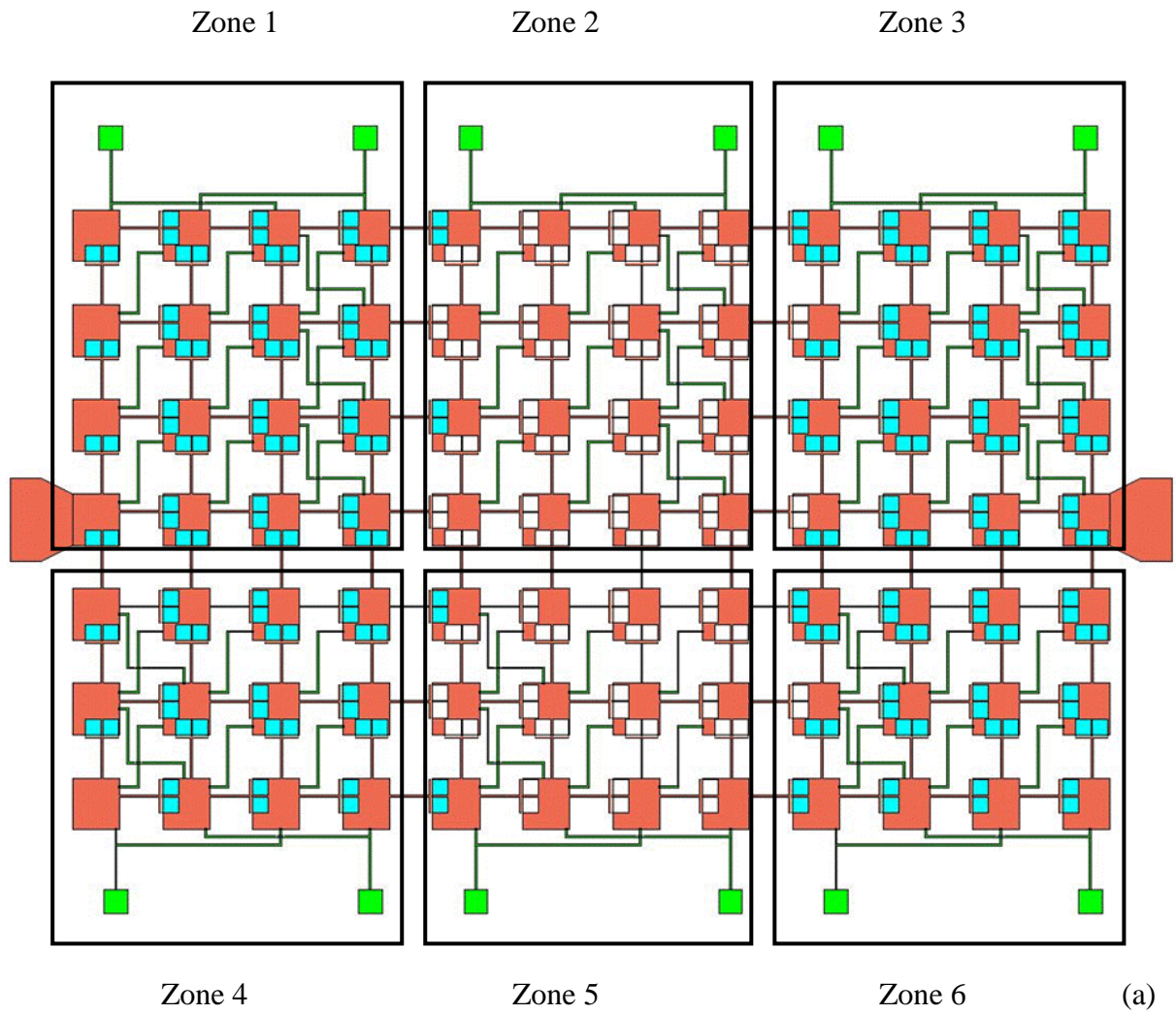
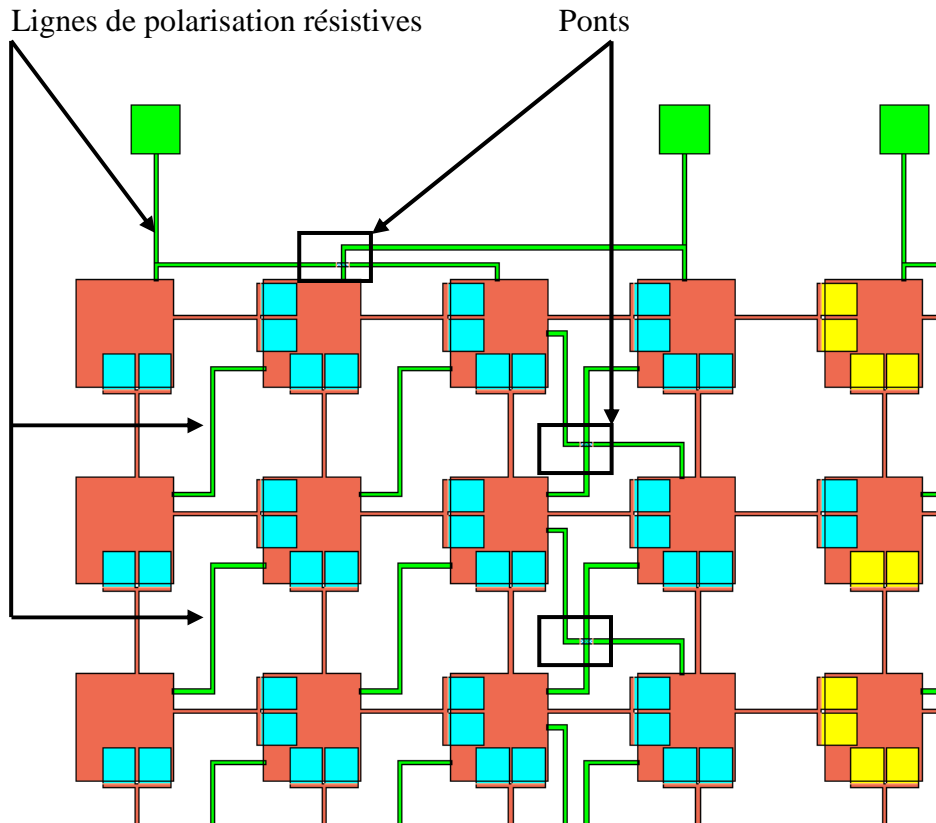


Figure III.17 : Plusieurs simulations hybrides correspondantes aux différentes combinaisons possibles.

## IV.2 Réseaux des lignes de polarisation

L'implantation de ligne de polarisation pour chaque varactor dans ce circuit composé de 149 varactors est presque impossible surtout au niveau de fabrication. Plus le nombre de combinaisons est grand, plus le réseau de polarisation est compliqué, puisque cela demande une polarisation à chaque varactor. Pour cela le choix de ce réseau doit être un compromis entre le nombre de combinaisons et la simplicité de ce dernier. Plusieurs possibilités à ce niveau ont été étudiées. Finalement, nous avons choisi de diviser notre circuit en six zones (figure III.18), chaque zone ayant son propre réseau de polarisation. Dans ce cas tous les varactors de chaque zone sont dans le même état, ils sont tous passants ou bloqués.





(b)

Figure III.18 : Topologie finale avec ces lignes de polarisations (a), agrandissement de la zone 1 (b).

Grace à ces réseaux de lignes de polarisation, nous pouvons effectuer 64 combinaisons possibles ( $2^6$ ), dont nous en avons présenté quelques unes dans les parties précédentes. Dans le cas où le métamatériau se comporte comme un filtre passe-bande par exemple (figure III.15), il suffit d'actionner les zones 1, 3, 4 et 5 et laisser les zones 2 et 5 sans actionnement. Nous avons utilisé des lignes de polarisations de matériaux résistifs ( $4k\Omega$ ) ce qui empêche la fuite du signal RF et conserve les performances de notre circuit.

## V. Conclusion

Nous avons étudié à travers ce chapitre, les différents domaines d'applications de composants MEMS dans les circuits multiéléments à plusieurs fonctions. La première partie a été consacrée à l'état de l'art dans ce domaine, nous avons relaté plusieurs exemples à ce stade en montrant l'importance de ce type de circuits dans le monde d'aujourd'hui.

Ensuite, l'objectif de notre travail a été la conception d'un circuit reconfigurable capable de jouer le rôle de plusieurs autres circuits en même temps. Nous avons exposé la démarche qui nous a amené à concevoir notre circuit multifonctions. Dans ce contexte, nous avons déduit et validé le schéma électrique équivalent qui nous permet d'effectuer toutes les combinaisons dans des temps courts.

L'implantation de lignes de polarisation pour les varactors et la difficulté envisagée ont été montrées dans la troisième partie de ce chapitre. Finalement, nous avons présenté le circuit final avec ses lignes de polarisation en montrant la solution prise.

L'implantation de lignes de polarisations pour les varactors et la difficulté envisagée ont été montrées dans la troisième partie de ce chapitre. Finalement, nous avons présenté le circuit final avec ses lignes de polarisation en montrant la solution prise.

Ce circuit métamatériaux est en cours de fabrication dans notre laboratoire. Des comparaisons entre les résultats de simulations et de mesures seront effectuées pour valider notre travail.



## **Références Bibliographiques du Chapitre III**



[1] [www.wikipedia.org](http://www.wikipedia.org)

[2] **Jonathan s.varsanik**

"Design and analysis of MEMS-based metamaterials" thesis of doctorate, Massachusetts institute of technology, june 2006.

[3] **R. siragusa, P. lemaître-auger, L. guilloton, T.P. vuong, S. tedjini**

"Antennes méta-matériaux pour la traçabilité par RFID" LCIS Grenoble INP-ESISAR.

[4] **Vasa Radonic, Branka Jokanovic,, Vesna crnojevic-bengin**

"Different approaches to the design of metamaterials" Mikrotalasna revijia, Dec 2007.



## **CONCLUSION GENERALE**



## CONCLUSION GENERALE

Grâce à leurs bonnes performances, les composants MEMS sont désormais intégrés dans nombreux circuits sous différentes technologies. En se basant sur ces composants, nous avons conçu, fabriqué et modélisé des circuits planaires agiles en fréquences dédiés aux applications du domaine des télécommunications.

Dans le premier chapitre, nous avons montré l'état de l'art des différents composants semi conducteurs, des commutateurs et des capacités variables MEMS. Afin de montrer les avantages importants de ces composants, nous avons détaillé leurs problèmes de fiabilité en décrivant sur les différents types de défaillances existantes, en montrant les solutions possibles. Dans cette voie, nous avons montré la solution proposée par notre laboratoire qui consiste à utiliser les capacités MEMS à diélectrique air, afin de résoudre le problème de piégeage dans la couche diélectrique utilisable dans les capacités conventionnelles.

Nous avons également montré par une étude théorique l'effet non linéaire des composants MEMS, cette étude sera la base pour modéliser la capacité MEMS utilisée ultérieurement dans notre filtre. Nous avons cité les principaux filtres accordables basés sur les MEMS réalisés et fabriqués dans plusieurs laboratoires. Dans ce contexte, nous avons montré des filtres accordables par l'utilisation des capacités variables micro électromécaniques à accord continu ou discret, en montrant leurs principaux intérêts.

L'idée du deuxième chapitre était de concevoir et de réaliser des filtres planaires aux forts facteurs de qualité, accordables par pas par l'utilisation d'une nouvelle méthode hybride de simulation. Cette méthode consiste à insérer des accès localisés dans des layouts des circuits planaires étudiés, de simuler ces circuits électromagnétiquement et ensuite injecter les données issues dans un circuit 1D du simulateur électrique ADS. Nous avons validé cette méthode par comparaison les résultats de simulations électromagnétiques / hybrides obtenus. Ensuite nous avons optimisé deux résonateurs, d'une telle façon à obtenir une grande plage de variation de fréquence, avec toujours un bon facteur de qualité.

Pour construire nos filtres, nous avons combiné ces deux résonateurs optimisés en tête-bêche. A l'aide de la méthode hybride de simulation, nous avons optimisé deux filtres deux pôles accordables, l'un avec deux varactors et l'autre avec trois varactors. Afin de

valider leurs bonnes performances, nous avons fabriqué le filtre deux pôles accordable par deux varactors à air fabriqué dans notre laboratoire (XLIM). Les résultats de mesure sont très semblables à la simulation, le fort facteur de qualité et les très faibles pertes que présentent les mesures du filtre sont très encourageantes.

Nous avons ensuite, modélisé l'effet non linéaire de la capacité MEMS utilisée pour accorder notre filtre fabriqué. Cette modélisation nous a permis de simuler l'intermodulation d'ordre 3 de notre filtre, cette dernière montre la forte linéarité des composants MEMS utilisés.

Le chapitre 3 a été consacré à la conception des circuits métamatériaux par l'utilisation des composants MEMS. Nous avons relaté dans la première partie l'état de l'art dans ce domaine, nous avons montré plusieurs exemples en montrant l'importance de ce type de circuits dans le monde d'aujourd'hui.

Ensuite, nous nous sommes intéressés dans la deuxième partie à trouver le circuit de base pour notre circuit final. Ce circuit final sera composé de 149 varactors montés sur un substrat de quartz de 525  $\mu\text{m}$  de hauteur. Or, le grand nombre des varactors exige un temps et une mémoire de simulation considérable à chaque combinaison. Pour cela, nous avons développé une méthode de simulation hybride pour envisager ce problème. Ensuite, nous avons déduit et validé le schéma électrique équivalent qui nous permet d'effectuer toutes les combinaisons dans des temps courts. Nous avons montré les simulations de plusieurs combinaisons possibles, dont une est un filtre passe-bande.

La dernière partie de ce chapitre montre l'implantation de lignes de polarisations des varactors. Dans ce contexte, nous avons choisi de diviser notre circuit en six zones, les varactors de chaque zone ont le même état d'actionnement. Les nombres de combinaisons possibles dans ce cas est  $2^6$ .

La perspective naturelle de ce travail est d'utiliser la méthode de simulation hybride développée dans le deuxième chapitre, pour accorder et optimiser rapidement de nouveaux circuits reconfigurables en fréquences. L'utilisation de ce modèle permet de déterminer les non linéarités. Finalement la validation de notre circuit métamatériaux par la fabrication est très prometteuse, ce circuit multifonctions peut remplacer de nombreux circuits reconfigurables.



## **Annexes**



# Annexe 1

## Etude sur la distribution de charges sur le cantilever

La figure 1-a nous montre la distribution uniforme du potentiel électrostatique sur une longueur  $L$  de la membrane, l'expression de la force électrostatique qui incline la membrane est :

$$F_{\text{électrostatique}} = \frac{\epsilon S V^2}{2d^2} \quad \text{A1.1}$$

$S$  est la surface des électrodes,  $V$  est le potentiel électrostatique et  $\epsilon$  la permittivité de l'air. La force d'attraction va augmenter car la distance entre les électrodes diminue. La force électrostatique dans ce cas dépend de la nouvelle distribution de la charge sur l'électrode poutre qui est proportionnelle à la distance  $d$  (Figure 1-b).

$$F = \frac{\epsilon A V^2}{2(d - \delta(x))^2} \quad \text{A1.2}$$

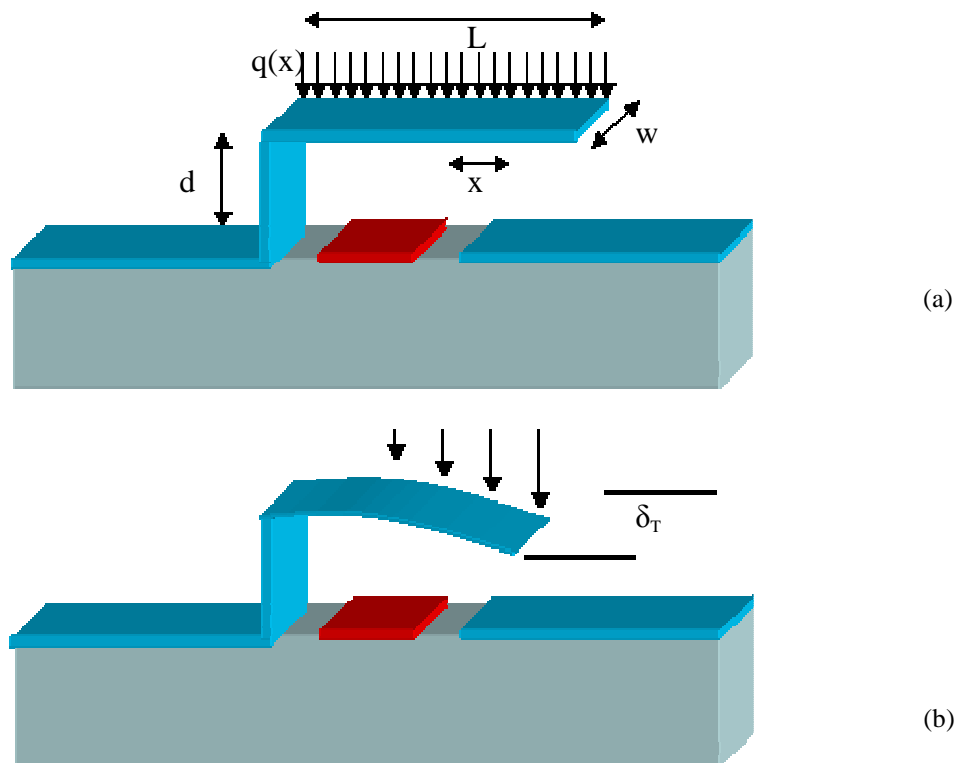


Figure 2: Distribution de charge avant (a) et durant (b) l'inclinaison

L'inclinaison de la membrane en fonction de  $x$  s'écrit :

$$\delta(x) = \left( \frac{x^2}{6EI} \right) (3L - x) w q(x) dx \quad A1.3$$

Où  $I$  est le moment quadratique de la membrane,  $q(x)$  est le chargement linéique de la force électrostatique,  $w$  est la largeur de la membrane,  $E$  le module de Young de celle-ci.

$$q(x) = \frac{\varepsilon}{2} \left( \frac{V}{d - \delta(x)} \right)^2 \quad A1.4$$

Le fléchissement au bout de la membrane s'écrit à partir des deux équations précédentes sous la forme suivante :

$$\delta_T = w \int_0^L \frac{x^2 (3L - x) q(x)}{6EI} dx \quad A1.5$$

L'intégrale de l'expression précédente nous permet de calculer la charge normalisée  $l$  au bout de la poutre, ce dernier correspond à une flexion normalisée  $\Delta$ .

$$l = \frac{\varepsilon w L^4 V^2}{2EI d^3} \quad A1.6$$

$$\Delta = \frac{\delta_T}{d} \quad A1.7$$

L'expression I.6 et I.7 sont liées par la formule suivante :

$$l = 4\Delta^2 \left[ \left( \frac{2}{3(1-\Delta)} \right) - \frac{\tanh^{-1} \sqrt{\Delta}}{\sqrt{\Delta}} - \frac{\ln(1-\Delta)}{3\Delta} \right]^{-1} \quad A1.8$$

## Annexe 2

### I. Modélisation du mouvement de la membrane

Ce phénomène apparaît lorsqu'on applique à l'entrée deux signaux de fréquences voisines  $f_1$  et  $f_2$ . La non linéarité génère dans ce cas une multitude de raies indésirables en sortie. Or, le mouvement mécanique de la membrane des composants MEMS peut être modélisé par l'équation de vibration d'un ressort :

$$m \frac{d^2x}{dt^2} + b \frac{dx}{dt} + kx = F_{el} \quad \text{A2.1}$$

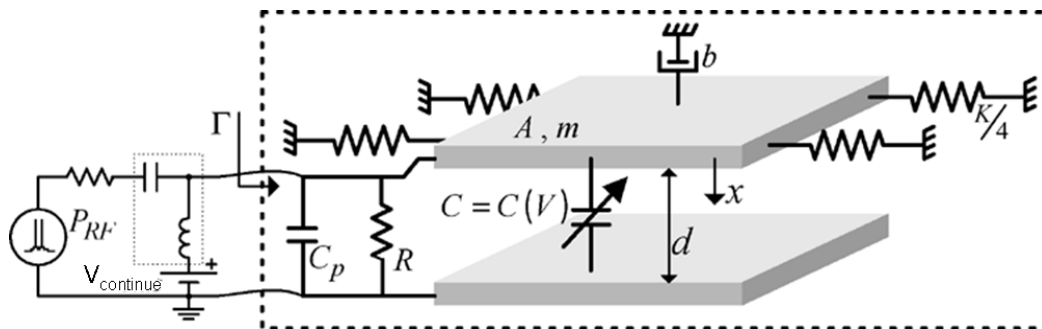


Figure 1: Modèle électrique et mécanique pour une capacité MEMS composé de deux plaques en parallèles.

Où  $A$  est la surface des électrodes.  $m$ ,  $b$  et  $k$  sont respectivement la masse, le coefficient d'amortissement et la constante de raideur de la membrane. Si le dispositif est parcouru par un signal incluant trois composants : continue, modulant basse fréquence à  $f_1$  et RF à  $f_2$ , la tension peut s'écrire :

$$V = V_{continue} + V_1 \sin(w_1 t) + V_2 \sin(w_2 t) \quad \text{A2.2}$$

Le carré de cette tension sera :

$$V^2 \approx V_{continue}^2 + \frac{V_1^2}{2} + \frac{V_2^2}{2} + 2V_{continue} V_1 \sin(w_1 t) - \frac{V_1^2}{2} \cos(2w_1 t) \quad A2.3$$

Les hautes fréquences sont négligées à cause du caractère de filtre passe-bas du MEMS où  $w_0 = \sqrt{\frac{k}{m}} \ll w_1, w_2$ ,  $w_0$  représente la fréquence de résonance mécanique de la membrane. La tension finale s'écrit :

$$V^2 = V_{DC} + 2V_{continue} V_1 \sin(w_1 t) - \frac{V_1^2}{2} \cos(2w_1 t) \quad A2.4$$

Où

$$V_{DC} = V_{continue}^2 + \frac{V_1^2}{2} + \frac{V_2^2}{2}$$

Avec cette approximation, le petit déplacement  $x(t)$  de la membrane peut être calculé comme des solutions indépendantes et instantanées. Or, en régime statistique, l'expression de la force électrostatique peut s'écrire :

$$F_{el} = \frac{1}{2} \frac{\epsilon A V^2}{d^2} \quad A2.5$$

Pour calculer le petit déplacement à l'équilibre où  $F_{el} = kx(t)$ , il suffit de remplacer l'expression de l'équation A2.4 dans l'équation de la force d'électrostatique :

$$x(t) = \frac{C}{2kd} \left[ V_{DC} + 2V_{continue} V_1 \sin(w_1 t) - \frac{V_1^2}{2} \cos(2w_1 t) \right] \quad (m) \quad A2.6$$

Où  $C = \frac{\epsilon A}{d}$  (F) est la capacité sans tenir en compte de la non linéarité, par contre cela sera  $C(t)$  dans le cas de petits déplacement  $x(t) \ll d$ ,

$$C(t) = C + \Delta C(t) = \frac{\epsilon_0 A}{d + x(t)} = C \left( 1 - \frac{x(t)}{d} \right) \quad (F) \quad A2.7$$

L'équation de la tension RF en sortie de la capacité s'écrit de la manière suivante :

$$V_s(t) = V_2 \sin(\omega_2 t + \phi(t)) = V_2 \sin(\omega_2 t + \phi) \pm V_{continue} V_1 V_2 \frac{\phi C}{2kd^2} \sin[(\omega_2 \pm \omega_1)t + \phi] + \frac{V_1^2 V_2}{4} \frac{\phi C}{2kd^2} \cos[(\omega_2 \pm 2\omega_1)t + \phi] \quad (V) \quad A2.8$$

Où  $\phi(t) = \phi + \Delta\phi = \phi(1 - \frac{x(t)}{d})$  (rad) est la phase de la tension produit par la faible vibration (x(t)) dans la membrane, par contre la phase initiale  $\phi$  dépend de la nature du dispositif :

$$\phi = -\frac{CwZ_0}{2} \quad (rad) \quad \text{Pour le dispositif parallèle} \quad A2.9$$

$$\phi = -2CwZ_0 \quad (rad) \quad \text{Pour le dispositif série} \quad A2.10$$

## II. Modulation et Intermodulation

La non linéarité produit divers raies indésirables en sortie du dispositif, les fréquences de ces raies sont des combinaisons linéaires des deux fréquences d'entrée  $f_1$  et  $f_2$  ( $f_1$  est la fréquence du signal modulant et  $f_2$  est la fréquence de signal RF) et sont données par la relation suivante :  $\pm mf_1 \pm nf_2$  (m et n sont des entiers), l'ordre d'intermodulation est la quantité :  $|m| + |n|$

Les raies de modulation autour de la fréquence porteuse  $f_1$  sont montrées par la figure suivante :

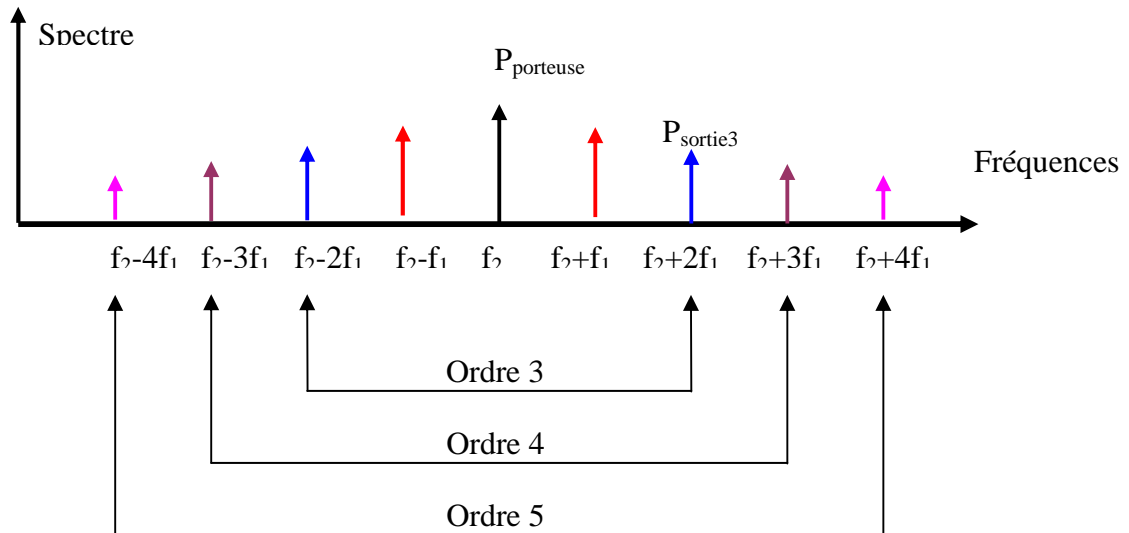


Figure 2 : Raies de modulations.

Les spectres aux fréquences harmoniques peuvent être éliminés par filtrage de type passe-bande en sortie. En revanche, les raies d'intermodulation proches des fréquences porteuses  $f_1$  et  $f_2$  ne peuvent être éliminées facilement par filtrage. Les raies d'ordre élevé (5, 7..) ont souvent des puissances faibles tandis que les raies les plus gênantes sont les raies d'intermodulation d'ordre trois, qui sont plus proches des fréquences fondamentales et dont des puissances peuvent être importantes.

### III. Point d'interception d'ordre 3

La puissance d'entrée correspondant à l'intersection entre les harmoniques fondamentale et du troisième ordre est appelée IIP3 (Figure 3-a). Dans les distorsions harmoniques, un signal d'entrée sinusoïdal de fréquence fondamentale  $f_0$  engendre dans le cas de composants non-linéaires des harmoniques au signal de sortie (Figure 3-b).



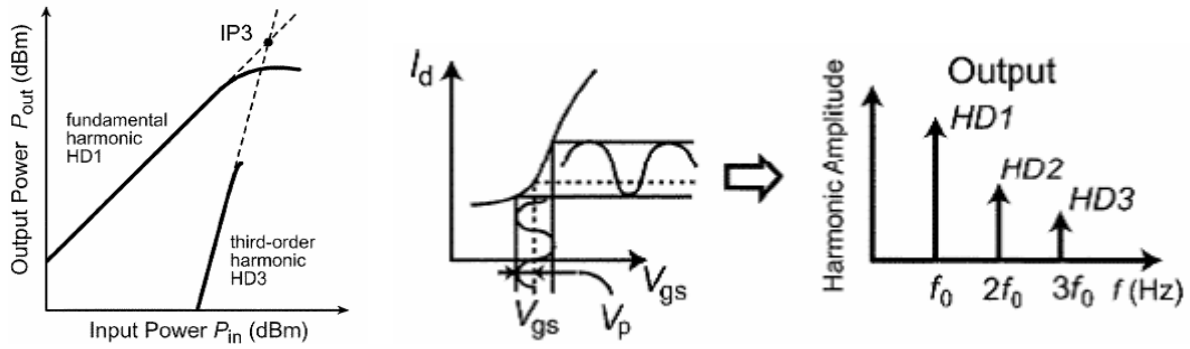


Figure 3 : (a) schéma de la méthode d'extraction du point IIP3, (b) principe de la distorsion harmonique.

Pour savoir l'effet non linéaire, il est intéressant de mesurer les distorsions harmoniques qui déterminent le point d'interception d'ordre 3 ou l'IIP3.



## **Bibliographie personnelle**



## Bibliographie personnelle

- **A 2-pole digitally tunable filter using local one bit varactors**  
15-20 juin 2008  
**Auteurs** : HOUSSINI Mohamad , POTHIER Arnaud , CRUNTEANU STANESCU Aurelian , BLONDY Pierre  
**Conférence** : IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, IMS 2008, TU3B-05  
**Lieu** : Atlanta, Georgie, USA
  
- **Design of a 2-pole digitally tunable RF MEMS filter based on a hybrid simulation approach**  
26-29 juin 2007  
**Auteurs** : HOUSSINI Mohamad , POTHIER Arnaud , BLONDY Pierre , CRUNTEANU STANESCU Aurelian , TRISTANT P.  
**Conférence** : 8th International Symposium on RF MEMS and RF Microsystems, MEMSWAVE 2007  
**Lieu** : Barcelone, Espagne
  
- **Conception de filtres accordables à fort coefficient de qualité par intégration de varactors MEMS RF pour des applications spatiales**  
23-24-25 mai 2007  
**Auteurs** : HOUSSINI Mohamad , BLONDY Pierre , POTHIER Arnaud  
**Conférence** : 15èmes Journées Nationales Microondes, Session Poster : 4E  
**Lieu** : Toulouse, Centre de Congrès Pierre Baudis
  
- **RF-MEMS Reconfigurable Filters on Low Loss Substrates for Flexible Front Ends**  
11-14 Decembre 2007  
**Auteurs**: Blondy, P.; Palego, C.; Houssini, M.; Pothier, A.; Crunteanu, A.;  
**Conférence**: Microwave Conference, 2007. APMC 2007. Asia-Pacific



## **Résumé :**

Ce travail présente la conception de circuits reconfigurables à base de MEMS RF de forts facteurs de qualités et multifonctions en technologies microruban. Or ce type de circuits nécessite un temps de simulation et de mémoire de simulateur assez grand. Nous avons donc développé une méthode de simulation hybride afin de répondre à ces désagréments. Une modélisation électromécanique non-linéaire des MEMS utilisés a également été développée pour simuler l'intermodulation du filtre de Tchebychev fabriqué. Nous présentons ensuite la démarche suivie pour concevoir et optimiser un circuit métamatériau à base de varactors MEMS RF. Nous concevons et optimisons ensuite un circuit métamatériau pourvu de 149 varactors multifonction.

## **Abstract:**

This work presents the conception of reconfigurable circuits based on MEMS RF with strong quality factors and multifunction in microstrip technologies. This type of circuits requires a rather long time of simulation and large simulator memory. Therefore, we developed a method of hybrid simulation so as to find a response to these shortcomings. We conceived a non-linear electromechanic model for the used MEMS, in order to simulate the intermodulation of the Tchebychev filter that was made. Then, we present the steps followed to conceive and optimize a metamaterial circuit base on MEMS RF varactors. Finally, a metamaterial circuit with 149 multifunction varactors is conceived and optimized.