Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

TABLE DES MATIÈRES

Page

INTRODUCTION 1

CHAPITRE 1 PROBLÉMATIQUE, OBJECTIFS ET MÉTHODOLOGIE 4
1.1 Problématique 4
1.2 Objectifs 7
1.3 Méthodologie 8

CHAPITRE 2 REVUE DE LA LITTÉRATURE ET ÉTAT DE L'ART 9
2.1 Amplificateurs RF reconfigurables 9
2.2 Les commutateurs MEMS RF 18
2.2.1 Modes d'activation des commutateurs capacitifs MEMS 18
2.2.2 Comparaison entre les commutateurs MEMS et les commutateurs semi-conducteurs 19
2.2.3 Domaines d'application des commutateurs MEMS 20
2.2.4 Principe de fonctionnement d'un commutateur capacitif MEMS 22
2.2.5 Configuration parallèle d'un commutateur capacitif MEMS 26
2.2.6 Exemple de conception d'un commutateur capacitif MEMS parallèle 28
2.2.7 Paramètres S du commutateur capacitif MEMS parallèle à l'état haut 29
2.2.8 Paramètres S du commutateur capacitif MEMS parallèle à l'état bas 30
2.3 Les synthétiseurs d'impédances MEMS RF 31
2.3.1 Synthétiseur d'impédances à base de ligne de transmission chargée par des capacités 31
2.3.2 Synthétiseur d'impédances à base de la topologie simple «stub» 33
2.3.3 Synthétiseur d'impédances à base de la topologie double «stub» 35
2.3.4 Synthétiseur d'impédances à base de la topologie triple «stub» 37
2.4 Conclusion 39

CHAPITRE 3 CONCEPTION D'UN AMPLIFICATEUR RECONFIGURABLE À BASE DE SYNTHÉTISEURS D'IMPÉDANCES ÉLECTROMÉCANIQUES 40
3.1 Introduction 40
3.2 Simulation avec ADS de l'amplificateur RF non stabilisé 40
3.3 Stabilisation de l'amplificateur RF 44
3.4 Simulations de l'adaptation d'impédances sous ADS 47
3.5 Génération du masque de l'amplificateur RF 48
3.6 Réalisation pratique de l'amplificateur RF 49
3.7 Adaptation d'impédances de l'amplificateur avec les synthétiseurs d'impédances électromécaniques 49
3.8 Conclusion 55

CHAPITRE 4 CONCEPTION D'UN AMPLIFICATEUR RF RECONFIGURABLE À BASE DE SYNTHÉTISEURS D'IMPÉDANCES MEMS.....56
4.1 Introduction.....56
4.2 Conception d'un amplificateur RF non adapté en technologie des circuits intégrés (MMIC).....56
4.2.1 Transistor à effet de champ PHEMT.....56
4.2.2 Simulations sous ADS de l'amplificateur MMIC non stabilisé.....57
4.2.3 Stabilisation de l'amplificateur MMIC sur la gamme de fréquences comprises entre 0.5 GHz et 16 GHz.....60
4.2.4 Simulation avec la résistance de stabilisation.....61
4.2.5 Dessin du masque de l'amplificateur MMIC non adapté.....63
4.3 Conception de synthétiseurs d'impédances basés sur les commutateurs capacitifs MEMS RF.....64
4.3.1 Principe de l'amplificateur reconfigurable en fréquence.....64
4.3.2 Principe de fonctionnement d'un synthétiseur d'impédances MEMS en topologie DMTL.....64
4.3.3 Analyse théorique du synthétiseur d'impédances MEMS.....66
4.3.4 Conception d'un synthétiseur d'impédances MEMS hautes fréquences.....71
4.3.5 Simulations sous ADS du synthétiseur d'impédances MEMS hautes fréquences.....77
4.3.6 Simulations sous ADS de l'amplificateur RF reconfigurable.....78
4.3.7 Dimensionnement du commutateur capacitif MEMS.....82
4.4 Réalisations et tests pratiques.....86
4.4.1 Réalisation de l'amplificateur MMIC.....86
4.4.2 Mesures des paramètres S de l'amplificateur MMIC non adapté.....86
4.4.3 Dessin des masques du synthétiseur d'impédances MEMS.....90
4.5 Conclusion.....97

CONCLUSION.....99

ANNEXE I Spécifications du transistor MESFET NE76038.....102

ANNEXE II Couverture de l'abaque de Smith par le synthétiseur d'impédances MEMS.....106

ANNEXE III Schéma du synthétiseur d'impédances MEMS simulé avec ADS.....116

ANNEXE IV Schéma de l'amplificateur reconfigurable simulé avec ADS.....117

LISTE DE RÉFÉRENCES.....118

LISTE DES TABLEAUX

Page

Tableau 2.1 Longueurs des lignes de transmission selon Fukuda et Okasaki 10

Tableau 2.2 Résultats pratiques mesurés 10

Tableau 2.3 Performances de l'amplificateur tri-bandes 11

Tableau 2.4 Longueurs des lignes de transmission du réseau modifié 12

Tableau 2.5 Impédances optimales en fonction de la fréquence 14

Tableau 2.6 Valeurs des capacités fixes du premier «Stub» reconfigurable 16

Tableau 2.7 Valeurs des capacités fixes du deuxième «Stub» reconfigurable 17

Tableau 2.8 Caractéristiques des différents modes d'activations des MEMS 19

Tableau 2.9 Comparaison entre les commutateurs MEMS et les composants discrets ..20

Tableau 3.1 Résultats des simulations de l'adaptation d'impédance avec ADS 48

Tableau 3.2 Performances de l'amplificateur RF adapté avec des synthétiseurs d'impédances électromécaniques 51

Tableau 3.3 Valeurs des impédances générées par les synthétiseurs d'impédances électromécaniques pour adapter l'amplificateur RF 51

Tableau 4.1 Configuration et conditions de polarisation du transistor PH25FET 58

Tableau 4.2 Caractéristiques du synthétiseur d'impédances MEMS conçu 76

Tableau 4.3 Résultsts des simulations de l'amplificateur RF reconfigurable adapté avec des synthétiseurs d'impédances MEMS 78

Tableau 4.4 Propriétés du procédé UW-MEMS du CIRFE 82

LISTE DES FIGURES

Page

Figure 1.1 Réseau d'adaptation d'impédance à la fréquence f0. 4

Figure 1.2 Réseau d'adaptation d'impédance à la fréquence f1. 5

Figure 1.3 Réseau d'adaptation d'impédance multi-bandes 5

Figure 1.4 Réseau d'adaptation d'impédance reconfigurable. 6

Figure 2.1 Réseau d'adaptation d'impédance reconfigurable selon Fukuda et Okasaki. 9

Figure 2.2 Montage complet de l'amplificateur RF tri-bandes. 11

Figure 2.3 Réseau d'adaptation d'impédance modifié. 12

Figure 2.4 Technique d'adaptation d'impédance double «stub». 13

Figure 2.5 Réseaux d'adaptation (a) pour l'entrée (b) pour la sortie. 15

Figure 2.6 Processus de fabrication des commutateurs capacitifs MEMS. 15

Figure 2.7 Schéma d'un «Stub» reconfigurable. 16

Figure 2.8 Schéma du synthétiseur d'impédances. 17

Figure 2.9 (a) Photographie du commutateur capacitif de Raytheon (b) vue de coupe. 18

Figure 2.10 Utilisation des commutateurs MEMS dans la commutation des réseaux ...21

Figure 2.11 Chaîne d'émission-réception RF reconfigurable. 22

Figure 2.12 Commutateur MEMS en configuration coplanaire-paralléle. 23

Figure 2.13 Les deux types de commutateurs (a) résistif (b) capacitif. 26

Figure 2.14 Schéma équivalent d'un commutateur capacitif MEMS parallèle. 27

Figure 2.15 Fonctionnement du commutateur capacitif MEMS en mode passant. 29

Figure 2.16 Fonctionnement du commutateur capacitif MEMS en mode non passant. 30

Figure 2.17 Commutateur capacitif MEMS utilisé dans le synthétiseur d'impédances. 32

Figure 2.18 Schéma équivalent de la cellule élémentaire d'un synthétiseur d'impédances MEMS 33

Figure 2.19 Schéma électrique d'un synthétiseur d'impédances à base de la topologie simple «stub» 34

Figure 2.20 Photographie d'un synthétiseur d'impédances à base de la topologie simple «stub» 35

Figure 2.21 Schéma électrique d'un synthétiseur d'impédances à base de la topologie double «stub» 36

Figure 2.22 Photographie d'un synthétiseur d'impédances à base de la topologie double «stub» 37

Figure 2.23 Schéma électrique d'un synthétiseur d'impédances à base de la topologie triple «stub» 38

Figure 2.24 Photographie d'un synthétiseur d'impédances à base de la topologie triple «stub». 39

Figure 3.1 Schéma de simulation de l'amplificateur avec ses circuits de polarisation. 41

Figure 3.2 Résultats avant stabilisation: cercles de stabilité du côté charge (a), cercles de stabilité du côté source (b) et facteur de stabilité K (c) 42

Figure 3.3 Résultats avant stabilisation: coefficient de réflexion à l'entrée S11 (a) et coefficient de réflexion à la sortie S22 (b). 43

Figure 3.4 Schéma de simulation de l'amplificateur avec la résistance de stabilisation. 44

Figure 3.5 Résultats après stabilisation: cercles de stabilité du côté charge (a), cercles de stabilité du côté source (b) et facteur de stabilité K (c). 45

Figure 3.6 Résultats après stabilisation: Coefficient de réflexion à l'entrée S11 (a) et coefficient de réflexion à la sortie S22 (b). 46

Figure 3.7 Masque du circuit de l'amplificateur en technologie micro rubans 48

Figure 3.8 Amplificateur réalisé en technologie micro rubans avec ses connecteurs APC-7. 49

Figure 3.9 Amplificateur RF reconfigurable avec ses synthétiseurs d'impédances électromécaniques 50

Figure 3.10 Coefficient de réflexion S11 à l'entrée de l'amplificateur reconfigurable..52

Figure 3.11 Amplification S21 de l'amplificateur reconfigurable 53

Figure 3.12 Coefficient de réflexion S22 à la sortie de l'amplificateur reconfigurable..54

Figure 3.13 Coefficient S12 en dB de l'amplificateur reconfigurable 54

Figure 4.1 Schéma de simulation de l'amplificateur MMIC non stabilisé.....58

Figure 4.2 Résultats des simulations de l'amplificateur MMIC non stabilisé (a) facteur de stabilité K et (b) déterminant de la matrice [S]. 59

Figure 4.3 Résultats des simulations de l'amplificateur MMIC non stabilisé (a) cercle de stabilité à la charge et (b) cercle de stabilité de la source 60

Figure 4.4 Schéma de simulation de l'amplificateur MMIC avec la résistance de stabilisation. 61

Figure 4.5 Facteur de stabilité K de l'amplificateur MMIC stabilisé avec une résistance de 35Ω 62

Figure 4.6 Déterminant de la matrice [S] de l'amplificateur MMIC stabilisé.....62

Figure 4.7 Masque de l'amplificateur RF non adapté conçu en technologie MMIC 63

Figure 4.8 Schéma de principe de l'amplificateur reconfigurable en fréquence 64

Figure 4.9 Schéma de principe du synthétiseur d'impédance MEMS.....65

Figure 4.10 Schéma modifié du synthétiseur d'impédance MEMS 65

Figure 4.11 (a) Cellule élémentaire de la ligne distribuée DMTL et (b) schéma équivalent de la cellule élémentaire.....67

Figure 4.12 Évolution de la fréquence de Bragg en fonction de l'espacement 'S' 73

Figure 4.13 Couverture de l'abaque de Smith par le synthétiseur d'impédances MEMS à la fréquence f = 10 GHz 77

Figure 4.14 Adaptation d'impédance à l'entrée de l'amplificateur reconfigurable en fonction de la fréquence.....79

Figure 4.15 Coefficient S21 (dB) de l'amplificateur reconfigurable.....80

Figure 4.16 Adaptation d'impédance à la sortie de l'amplificateur reconfigurable 80

Figure 4.17 Évolution du coefficient S12 de l'amplificateur reconfigurable en fonction de la fréquence 81

Figure 4.18 Distribution de la force électrostatique au milieu de la plaque mobile d'un commutateur capacitif MEMS 83

Figure 4.19 Amplificateur MMIC non adapté 86

Figure 4.20 Gain S21(dB) de l'amplificateur MMIC non adapté 87

Figure 4.21 Phase du gain S21 de l'amplificateur MMIC non adapté 87

Figure 4.22 Module de S11 de l'amplificateur non adapté.....88

Figure 4.23 Phase de S11 de l'amplificateur non adapté.....88

Figure 4.24 Module de S22 de l'amplificateur non adapté.....89

Figure 4.25 Phase de S22 de l'amplificateur non adapté.....89

Figure 4.26 Masque Nº1 servant à réaliser la ligne de transmission coplanaire 91

Figure 4.27 Vue de la ligne de transmission coplanaire tracée sur le substrat 91

Figure 4.28 Masque Nº2 servant à réaliser les lignes de polarisation des commutateurs MEMS.....92

Figure 4.29 Masque Nº3 servant à déposer les couches du diélectrique isolant.....93

Figure 4.30 Vue de la ligne de transmission coplanaire, de la couche diélectrique et des résistances de polarisation 93

Figure 4.31 Masque Nº4 servant à réaliser les ancrages de la plaque mobile 94

Figure 4.32 Masque Nº5 servant à réaliser la plaque mobile 95

Figure 4.33 Vue de coupe du synthétiseur d'impédances MEMS après l'exécution de la sixième étape 95

Figure 4.34 Vue globale du synthétiseur d'impédances MEMS à la fin du processus de fabrication.....96

Figure 4.35 Vue de coupe du synthétiseur d'impédances MEMS à la fin du processus de fabrication.....97

Rapport-Gratuit.com

LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES

ADS	Logiciel avancé de conception, («Advance Design Software»)
AsGa	Arsénure de gallium
CIRFE	(«Center for Integrated RF Engineering»)
CPW	Ligne coplanaire , («coplanar waveguide»)
DC	Tension continue , («Direct Current»)
DMTL	Ligne MEMS distribuée , («Distributed MEMS Transmission Line»)
FET	Transistor à effet de champ , («Field Effect Transistor»)
GSM	(«Global System for Mobile Communications»)
HEMT	(«High Electron Mobility Transistors»)
MEMS	Microsystème électromécanique, («Micro-Electrical-Mechanical Systems»)
MMIC	Circuit RF Monolithique Intégré («Microwave Monolithic Integrated Circuits»)
PHEMT	(«Pseudomorphic High Electron Mobility Transistors»)
RF-MEMS	Microsystème électromécanique RF, («Radio-Frequency-Micro-Electrical-Mechanical Systems»)
RF Tuner	Synthétiseur d'impédances RF
UMS	(«United Monolithic Semiconductors»)
VSWR	Taux d'ondes stationnaires, («Voltage Standing Wave Ratio»)

LISTE DES SYMBOLES ET UNITÉS DE MESURE

Z_0	Impédance caractéristique d'une ligne de transmission
W	Largeur du conducteur central d'une ligne CPW
G	Espacement entre la masse et le conducteur central d'une ligne CPW
V_p	Tension d'activation du commutateur MEMS
t_d	Épaisseur du diélectrique isolant entre les électrodes du commutateur MEMS
g	Hauteur séparant la membrane mobile du conducteur central à l'état désactivé
ε_0	Constante diélectrique du vide
ε_{r_eff}	Constante diélectrique effective du substrat
$\varepsilon_{r_isolant}$	Constante diélectrique relative de l'isolant entre les électrodes
A	Surface de la plaque mobile du commutateur capacitif MEMS
C_{MEMS_d}	Capacitance produite par un commutateur MEMS à l'état fermé
C_{MEMS_up}	Capacitance produite par un commutateur MEMS à l'état ouvert
C_{pp}	Capacitance produite par deux plaques parallèles
R_{MEMS}	Résistance série du modèle équivalent d'un commutateur MEMS parallèle
L_{MEMS}	Inductance série du modèle équivalent d'un commutateur MEMS parallèle
Γ	Facteur de réflexion du synthétiseur d'impédances MEMS
S	Longueur de la cellule élémentaire du synthétiseur d'impédances MEMS
L_t	Inductance par unité de longueur de la cellule élémentaire
C_t	Capacité par unité de longueur de la cellule élémentaire
C_{sw}	Valeur de la capacité de la cellule élémentaire du synthétiseur MEMS
Z_{L_down}	Impédance de la ligne de transmission quand tous les commutateurs MEMS sont en position basse

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

f_B	Fréquence de Bragg
C_{ratio}	Rapport capacitif du commutateur MEMS
Tanδ	Tangente de pertes d'un matériau
H	Épaisseur du substrat
T	Épaisseur du conducteur central
K	Constante de raideur du commutateur capacitif MEMS
E	Module de Young
W	Largeur de la plaque mobile
Vds	Tension de polarisation entre le drain et la source du transistor FET
Vgs	Tension de polarisation entre la grille et la source du transistor FET
Ids	Courant de polarisation circulant entre le drain et la source du transistor FET
Z_{L_up}	Impédance de la ligne de transmission quand tous les commutateurs MEMS sont en position haute

INTRODUCTION

Au cours des dernières années, les bandes de fréquences utilisées dans le domaine des télécommunications n'ont cessé d'augmenter à cause de la saturation des bandes de fréquences traditionnelles, ce qui pousse à toujours explorer des bandes de fréquences de plus en plus élevées et pas encore utilisées. De ce fait, les techniques et architectures actuellement utilisées en radiofréquences devront être améliorées pour s'adapter aux nouvelles bandes de fréquences et aux nouvelles fonctionnalités des télécommunications.

Ainsi la majorité des téléphones portables actuellement sur le marché proposent de couvrir la plupart des bandes de fréquences avec des architectures tri-bandes ou quadri-bandes. Cette tendance impose donc la multiplication des circuits de réception et d'émission radiofréquences afin de traiter chacune de ces fréquences, ce qui fait augmenter les coûts et cause des problèmes d'ergonomie car on aura besoin de plus de place pour réaliser cette multitude de circuits. Afin de remédier à ces problèmes, il est primordial de développer des circuits reconfigurables, capables de fonctionner sur une bande de fréquences ou sur une autre, suivant le choix de l'utilisateur.

Ainsi, la reconfigurabilité de certaines sections des circuits hyperfréquences est une caractéristique nécessaire pour la réalisation des architectures futures en télécommunication. En effet, la réalisation de ce concept peut permettre de concevoir une seule chaîne de réception radiofréquence pouvant traiter suivant le choix de l'utilisateur plusieurs normes de télécommunication. Les dispositifs hyperfréquences doivent être de plus en plus rapides et doivent couvrir de larges bandes de fréquences pour pouvoir suivre les progrès réalisés dans le domaine de la téléphonie mobile avec sa multitude de protocoles (GSM, CDMA, CDMA2000… etc.), ainsi que l'évolution et le développement des réseaux locaux. Mais pour cela, il est nécessaire de développer de nouvelles architectures, en exploitant les avantages liés aux composants spécifiques tels que les capacités variables ou les commutateurs RF, qui permettent de modifier les caractéristiques radiofréquences des circuits.

Ces composants peuvent être issus non seulement des technologies usuelles des semi-conducteurs mais aussi d'une récente technologie apparue lors des quinze dernières années, soit la technologie MEMS RF. Cette technologie apporte de nombreux avantages tant en consommation de courant qu'en performances hyperfréquences. La réalisation de circuits reconfigurables sous entend de développer des techniques d'intégration des différentes technologies: la technologie des semi-conducteurs, la technologie MEMS RF, la technologie des lignes de transmission coplanaires et les circuits radiofréquences standards.

Dans ce mémoire, nous présenterons les caractéristiques des commutateurs capacitifs MEMS et leur utilisation dans la conception de synthétiseurs d'impédances qui permettent d'introduire la notion de reconfigurabilité dans les circuits radiofréquences. De cette étude, nous montrerons tout l'intérêt d'employer la technologie MEMS RF, et nous présenterons alors le concept d'un amplificateur reconfigurable grâce à l'utilisation de synthétiseurs d'impédances MEMS. Le mémoire est organisé en quatre chapitres comme suit :

Le **chapitre 1** présente la problématique qui est à l'origine de ce travail de recherche, les objectifs visés à la fin de cette étude, ainsi que la méthodologie adoptée pour atteindre ces objectifs.

Le **chapitre 2** présente une revue de la littérature décrivant les recherches effectuées dans le domaine de la conception d'amplificateurs reconfigurables en fréquence. Ce chapitre met l'accent spécialement sur les commutateurs capacitifs MEMS ainsi que sur les synthétiseurs d'impédances fabriqués à partir de lignes de transmission coplanaires et de commutateurs capacitifs MEMS.

Le **chapitre 3** est consacré à la conception et à la réalisation d'un amplificateur RF en technologie micro rubans. Cet amplificateur est non adapté en impédance et nécessitera donc l'utilisation de synthétiseurs d'impédances pour assurer son adaptation en impédance.

Les synthétiseurs d'impédances choisis sont des synthétiseurs électromécaniques commerciaux de marque Focus CCMT 1816. Les performances de l'amplificateur reconfigurable ainsi conçu ont été relevées et analysées.

Le **chapitre 4** est consacré à la conception et à la réalisation d'un amplificateur RF en technologie des semi-conducteurs (MMIC). Cet amplificateur est non adapté en impédance. Pour l'adapter, la conception de synthétiseurs d'impédances en technologie MEMS RF a été faite. Des simulations du fonctionnement de l'amplificateur reconfigurable ont été effectuées avec le logiciel ADS et les performances de l'amplificateur reconfigurable ont été relevées et analysées.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

CHAPITRE 1

PROBLÉMATIQUE, OBJECTIFS ET MÉTHODOLOGIE

1.1 Problématique

Dans le domaine des radiofréquences, quand on fait la conception d'un amplificateur RF, on est confronté au problème d'adaptation d'impédance à l'entrée et à la sortie du transistor RF à la fréquence d'opération f_0. En effet, pour optimiser les performances de l'amplificateur RF (gain en puissance), on doit adapter l'entrée du transistor à l'impédance de la source (en général 50Ω) et adapter sa sortie à l'impédance de la charge (en général 50Ω). La Figure 1.1, ci-dessous, illustre ce principe :

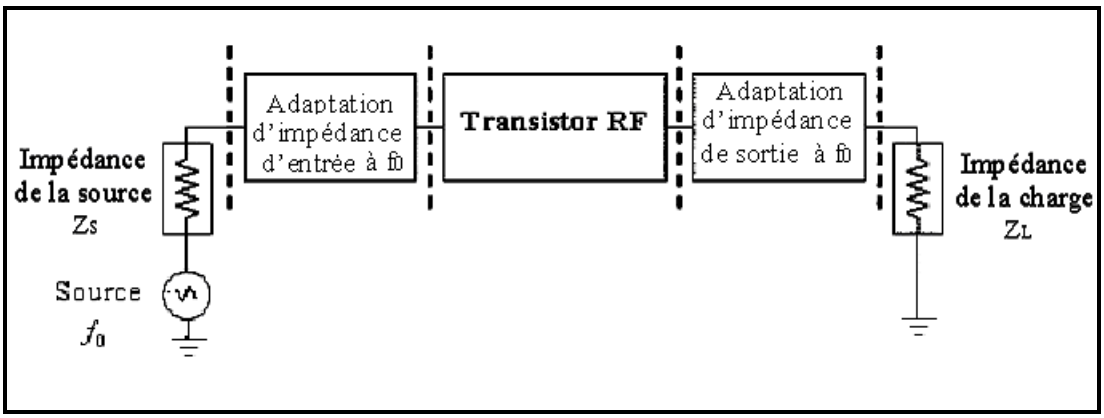


Figure 1-1 Réseau d'adaptation d'impédance à la fréquence f_0.

Si le même amplificateur doit être utilisé à une fréquence f_1 suffisamment éloignée de la fréquence f_0, les performances de l'amplificateur seront inférieures et l'amplificateur pourrait ne plus être utilisable. En effet, les adaptations d'impédances à l'entrée et à la sortie du transistor utilisées à la fréquence d'opération f_0 ne sont généralement pas les mêmes que celles nécessaires pour adapter le transistor à la fréquence d'opération f_1.

Il faut donc de nouvelles conditions d'adaptation des impédances d'entrée et de sortie du transistor pour pouvoir faire fonctionner l'amplificateur à la fréquence d'opération f_1. La Figure 1.2 illustre ce principe :

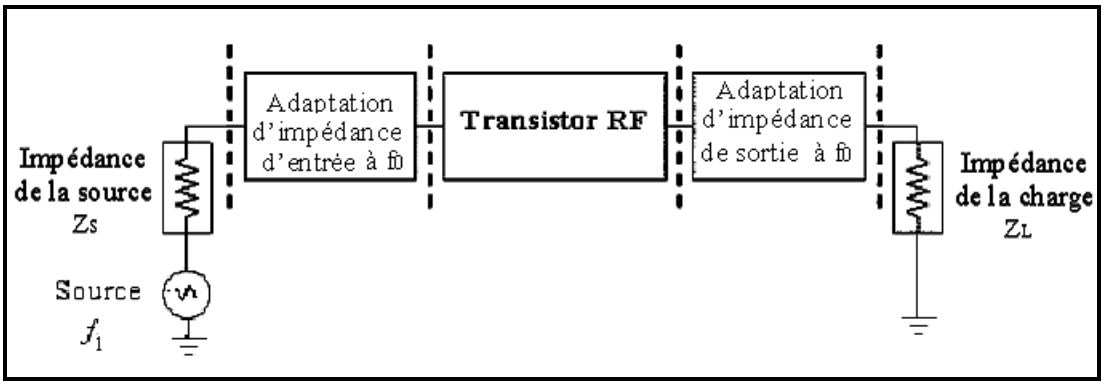


Figure 1-2 Réseau d'adaptation d'impédance à la fréquence f_1.

Et comme de nos jours la téléphonie sans fil utilise des fréquences différentes (900 MHz, 1800 MHz, 1900 MHz, 2200 MHz) alors la majorité des téléphones portables actuellement sur le marché proposent de couvrir la plupart des bandes de fréquences avec des téléphones tri-bandes ou quadri-bandes, ce qui impose la multiplication des circuits de réception et d'émission radiofréquences afin de traiter chacune de ces fréquences. La solution classique consiste à utiliser plusieurs amplificateurs adaptés à des fréquences différentes et de basculer de l'un à l'autre grâce à des commutateurs RF. La Figure 1.3 illustre ce principe :

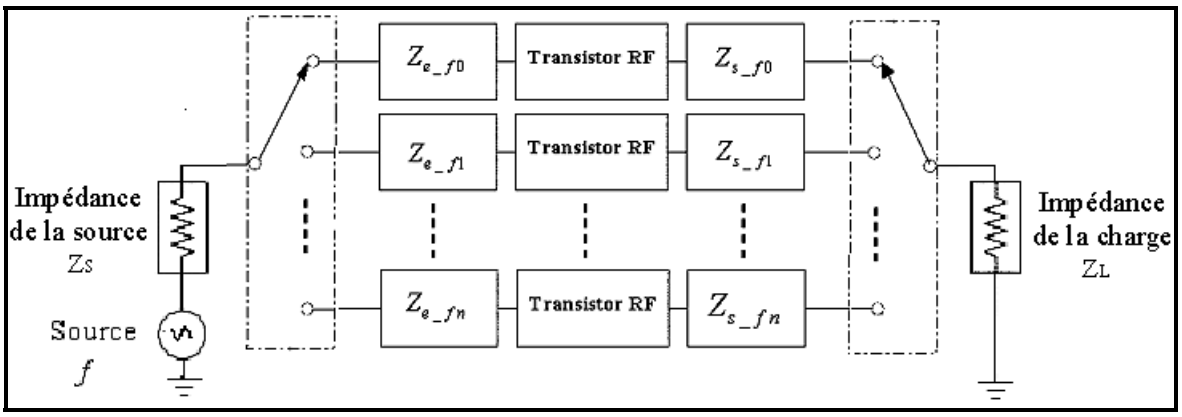


Figure 1-3 Réseau d'adaptation d'impédance multi-bandes.

Cette solution va à l'encontre de la tendance dans la fabrication des téléphones portables, qui consiste à toujours réduire les dimensions des téléphones portables et par conséquent l'espace dédié à l'amplificateur de puissance. On se propose donc de chercher des solutions pour remplacer les réseaux multiples d'adaptation d'impédances par un synthétiseur d'impédance RF. En effet, les synthétiseurs d'impédances RF («tuners») permettent de générer la valeur de l'impédance désirée à une fréquence donnée et ceci à l'intérieur de la gamme de fréquences couverte par le synthétiseur. La Figure 1.4 illustre ce principe :

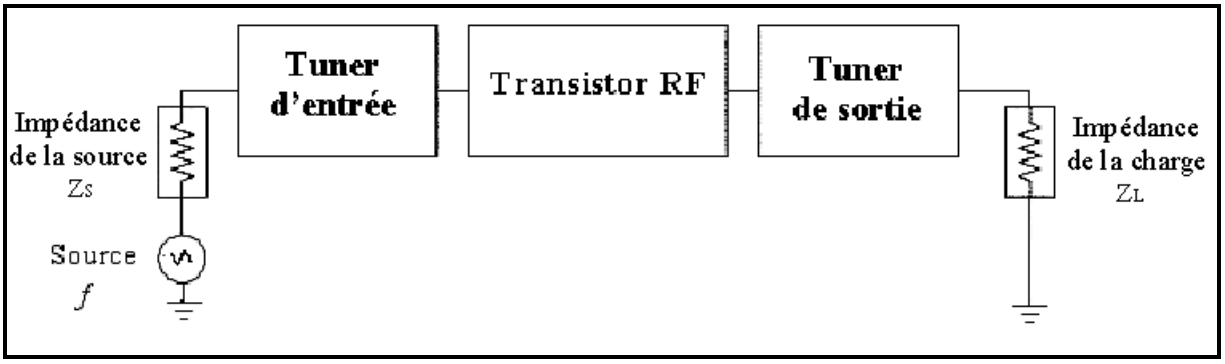


Figure 1-4 Réseau d'adaptation d'impédance reconfigurable.

Il existe plusieurs types de synthétiseurs d'impédances RF («tuners») dont les plus utilisés sont :

- Les synthétiseurs d'impédances électromécaniques basés sur les lignes coaxiales et les guides d'ondes.
- Les synthétiseurs d'impédances basés sur les lignes micro-rubans et les capacités variables («varactors»).
- Les synthétiseurs d'impédances basés sur les lignes coplanaires et les commutateurs capacitifs de la technologie MEMS RF.

Chaque type de synthétiseur d'impédances a des avantages et des inconvénients qui seront détaillés dans les chapitres qui suivent dans ce mémoire.

1.2 Objectifs

L'objectif principal de ce projet est la conception et l'intégration d'un amplificateur RF reconfigurable. Pour y arriver on doit atteindre les objectifs intermédiaires suivants:

- Étudier et concevoir des amplificateurs RF non adaptés en impédances qui serviront de noyau de base de l'amplificateur de puissance final.

- Résoudre le problème d'adaptation d'impédances des amplificateurs (cité dans la problématique) , ce qui nécessite d'étudier les différents types de synthétiseurs d'impédances RF («tuners») qui pourront solutionner notre problématique.

- Minimiser l'espace occupé par l'amplificateur afin de pouvoir être dédié aux applications embarquées. Pour cela, l'amplificateur devra donc être réalisé en technologie des semi-conducteurs (MMIC).

- Faire une analyse approfondie du système et de son fonctionnement: conception d'un amplificateur RF, adaptation d'impédances de l'entrée et de la sortie avec des synthétiseurs d'impédance MEMS, mesure des paramètres S de l'amplificateur reconfigurable.

- Résolution des problèmes de fonctionnement: problèmes de connexions entre les différentes composantes du système, problèmes de compatibilités entre les différentes technologies utilisées.

- Conception, simulation et réalisation de l'amplificateur RF reconfigurable.

Rapport-Gratuit.com

1.3 Méthodologie

La méthodologie adoptée comprend les étapes suivantes:

1. Étudier et concevoir un amplificateur RF (le transistor et son circuit de polarisation), non adapté en impédance, en technologie des micro-rubans. Cet amplificateur sera conçu avec le transistor à effet de champ NE76038.

2. Adapter l'amplificateur en utilisant des synthétiseurs d'impédances électromécaniques commerciaux et prendre des mesures des paramètres S de l'amplificateur RF adapté. Cette étape servira à démontrer la faisabilité d'un amplificateur RF reconfigurable fonctionnant sur une large bande de fréquences.

3. Étudier et concevoir un amplificateur RF (transistor avec son circuit de polarisation), non adapté en impédance, en technologie des semi-conducteurs (MMIC) à l'aide du logiciel ADS.

4. Étudier et concevoir des synthétiseurs d'impédances basés sur des lignes coplanaires et des commutateurs capacitifs MEMS.

5. Adapter l'amplificateur RF conçu en technologie des semi-conducteurs (MMIC) A l'aide des synthétiseurs d'impédances MEMS développés précédemment.

6. Assembler le transistor MMIC et les synthétiseurs d'impédances MEMS en utilisant une machine à soudure par fusion et faire des mesures pratiques des paramètres S de l'amplificateur RF adapté.

CHAPITRE 2

REVUE DE LA LITTÉRATURE ET ÉTAT DE L'ART

2.1 Amplificateurs RF reconfigurables

De nos jours, la majorité des téléphones portables fonctionnent sur des fréquences différentes, ce qui multiplie les étages amplificateurs RF. Pour minimiser l'espace occupé par la partie amplificateur RF, des études et des recherches ont été menées au cours de la dernière décennie. En effet l'étude menée par Fukuda et Okasaki (Fukuda et al., septembre 2006) a été basée sur des commutateurs MEMS RF et des stubs pour concevoir des réseaux d'adaptation d'impédances reconfigurables suivant le schéma de la Figure 2.1 :

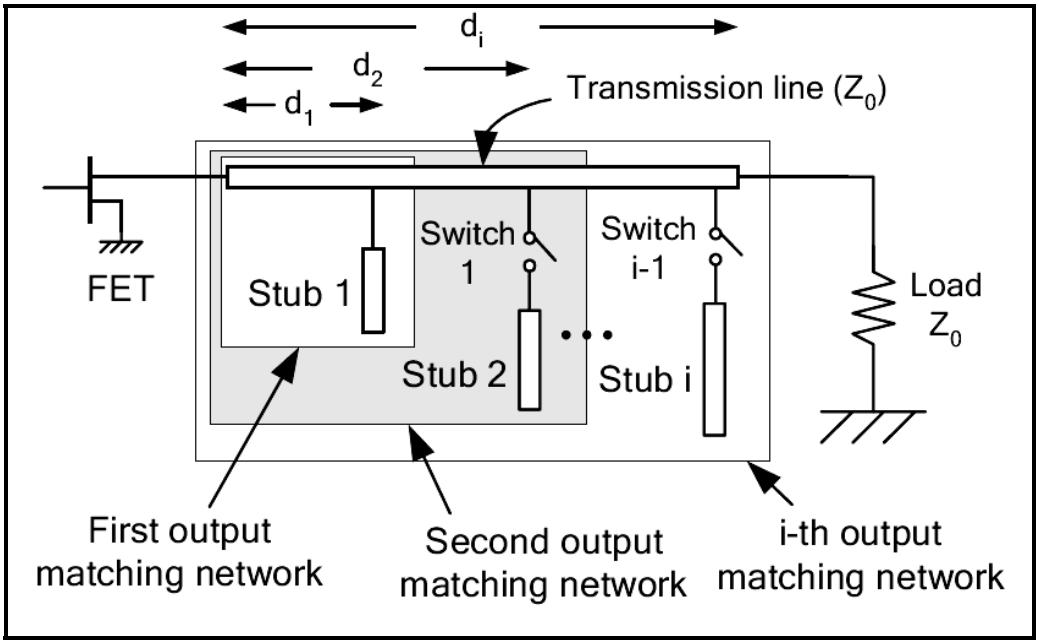


Figure 2-1 Réseau d'adaptation d'impédance reconfigurable selon Fukuda et Okasaki.
Tirée de Fukuda (2006, p. 345)

Cette étude s'est penchée sur la conception d'un amplificateur RF quadri-bandes fonctionnant aux fréquences 0.9, 1.5, 1.9 et 2.5 GHz en utilisant la technique d'adaptation

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

basée sur une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_0 et de plusieurs «stubs» dont chacun permet l'adaptation à une fréquence donnée. La reconfigurabilité est introduite par des commutateurs MEMS RF qui permettent de basculer d'un «stub» à l'autre suivant la fréquence d'opération. Le Tableau 2.1, ci-dessous, montre les longueurs des lignes de transmission utilisées suivant la méthode conventionnelle:

Tableau 2.1 Longueurs des lignes de transmission selon Fukuda et Okasaki
Tiré de Fukuda (2006, p. 345)

Fréquence (GHz)	**0.9**	**1.5**	**1.9**	**2.5**
di conventionnelle (mm)	23.2	13.2	11.0	5.9

Les coefficients de réflexion S11 et S22 ainsi que le coefficient de transmission S21 obtenus, avec une polarisation en classe AB, sont résumés au Tableau 2.2 suivant :

Tableau 2.2 Résultats des mesures en régime petit signal

Fréquence (GHz)	**0.9**	**1.5**	**1.9**	**2.5**
S21 (dB)	10	9	10	12
S11 (dB)	-10	-11	-15	-5
S22 (dB)	-13	-15	-12	-14

Une première variante de cette technique s'est penchée sur la réalisation d'un amplificateur tri-bandes fonctionnant aux fréquences 0.9 GHz, 1.5 GHz et 2 GHz (Fukuda et al., 2005).

Le montage de l'amplificateur est illustré par la Figure 2.2 :

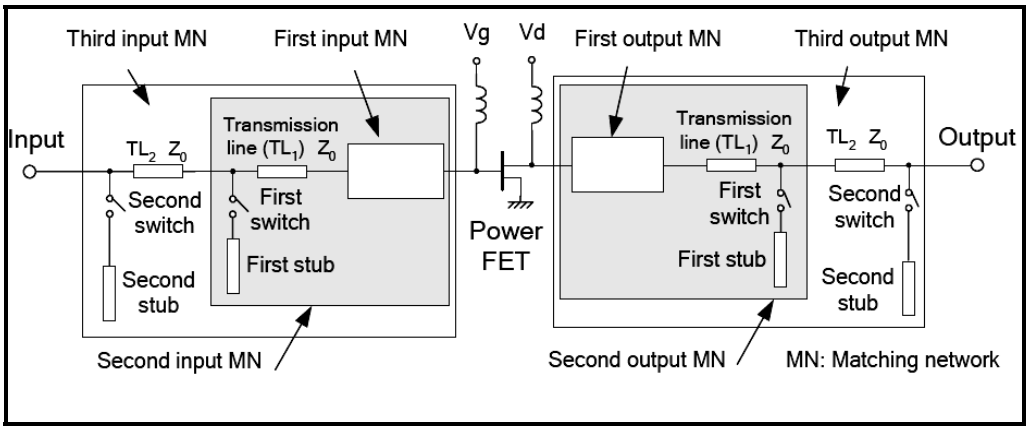


Figure 2-2 Montage complet de l'amplificateur RF tri-bandes.
Tirée de Fukuda (2005, p. 658)

Pour adapter la fréquence la plus élevée, $f_1 = 2\ GHz$, les commutateurs MEMS sont ouverts et c'est le premier réseau d'adaptation qui est fonctionnel. Pour adapter la fréquence du milieu , $f_2 = 1.5\ GHz$, le commutateur MEMS SW1 est fermé alors que le commutateur MEMS SW2 est ouvert. On se trouve alors avec une structure formée de la ligne de transmission TL1 et du «stub1» pour adapter le transistor. Pour adapter la fréquence basse, $f_3 = 0.9\ GHz$, le commutateur MEMS SW1 est ouvert et le commutateur MEMS SW2 est fermé. On se trouve alors avec une structure formée de la ligne de transmission TL1+TL2 et du «stub2» pour adapter le transistor. Les résultats obtenus avec cet amplificateur sont résumés au Tableau 2.3 suivant :

Tableau 2.3 Performances de l'amplificateur tri-bandes réalisé
Tiré de Fukuda (2005, p.660)

Fréquence (GHz)	**0.875**	**1.5**	**2**
S21 (dB)	14	12.7	14
Rendement maximum (%)	60	61	62
Puissance de sortie à rendement maximum (dBm)	29.8	29.6	29.3
Puissance de saturation (dBm)	30.2	30	30

Une deuxième variante de cette technique s'est penchée sur la réalisation d'un amplificateur quadri-bandes fonctionnant aux fréquences 0.9 GHz, 1.5 GHz, 2 GHz, 3 GHz, 4GHz et 5 GHz (Fukuda et al., juin 2006). Cette variante utilise un «stub» double comme premier réseau d'adaptation au lieu d'un «stub» simple pour réduire la longueur maximale de la ligne de transmission afin que les dimensions de l'amplificateur soient les plus petites possibles. Ce réseau d'adaptation modifié est illustré par la Figure 2.3:

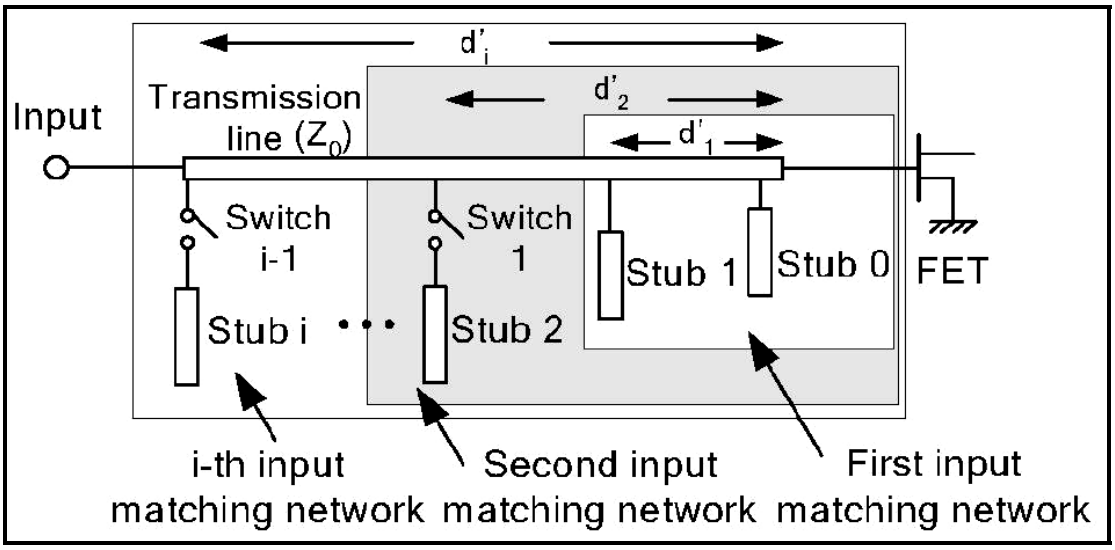


Figure 2-3 Réseau d'adaptation d'impédance modifié.
Tirée de Fukuda (2006, p.1860)

Cette nouvelle variante du réseau d'adaptation a permis de réduire les longueurs des lignes de transmission d'une façon considérable. Les résultats sont résumés au Tableau 2.4 :

Tableau 2.4 Longueurs des lignes de transmission du réseau modifié
Tiré de Fukuda (2006, p. 1861)

Fréquence (GHz)	**0.9**	**1.5**	**2**	**3**	**4**	**5**
Réseau conventionnel di (mm)	16.8	46.8	30.6	16.6	12.8	10.8
Réseau modifié d'i (mm)	13.8	6.9	3.9	18.8	8.8	3.6

Une autre méthode pour réaliser des réseaux d'adaptation d'impédances reconfigurables a été présentée par John Papapolymerou (Papapolymerou et al., 2003). Elle est basée sur la technique du double «stub» qui est une méthode très utilisée dans les réseaux d'adaptation d'impédances RF. Cette technique est illustrée par la Figure 2.4:

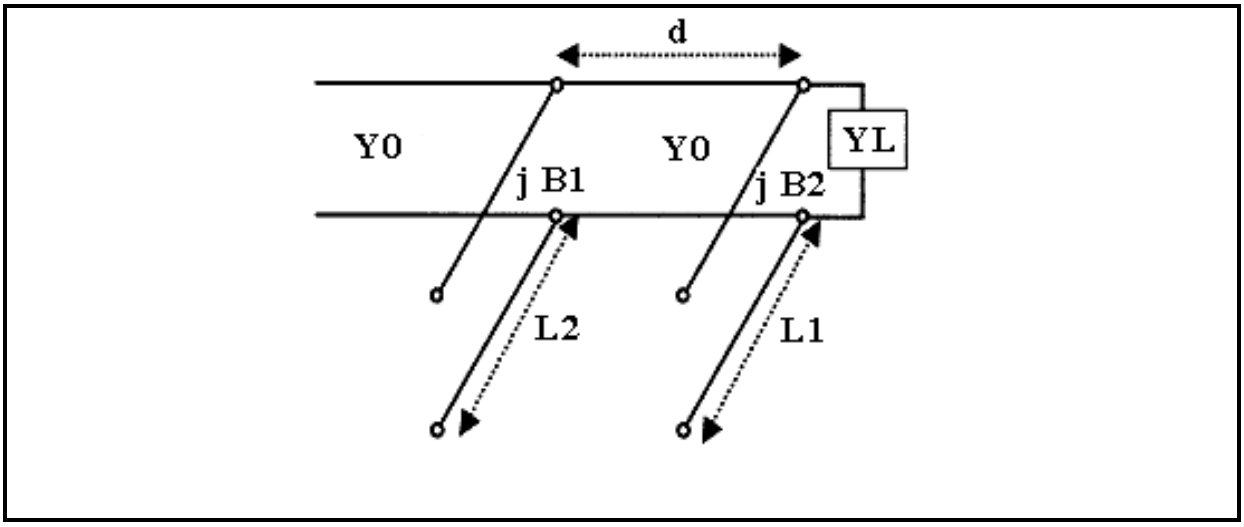


Figure 2-4 Technique d'adaptation d'impédance double «stub».
Tirée de Papapolymerou et al. (2003, p. 272)

Sachant que $Y_L = G_L + j\,B_L$, G_L étant la partie réelle de l'admittance de charge Y_L et B_L la partie imaginaire (susceptance) de l'admittance de charge Y_L, alors l'intervalle des valeurs de G_L que l'on peut adapter par cette méthode est donné par l'équation suivante (Papapolymerou et al., 2003):

$$0 \leq G_L \leq \frac{Y_0}{\sin^2(\beta\, d)} \tag{2.1}$$

Dans l'équation (2.1), d représente la distance qui sépare les deux «stubs» et β la constante de phase de la ligne de transmission ($\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$). La première étape dans la conception d'un réseau à double «stub» est de trouver la distance d, qui sépare les deux «stubs», la plus petite possible qui permet à toutes les valeurs G_L que peut prendre la charge d'être incluses dans l'intervalle d'impédances de charge adaptables.

La deuxième étape est de trouver les valeurs des susceptances B_1 et B_2 des deux «stubs» qui permettront d'adapter la charge Y_L à Y_0. Ces susceptances sont données par les équations suivantes (Papapolymerou et al., 2003):

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

$$B_1 = -B_L + \frac{Y_0 \pm \sqrt{(1+t^2)\ G_L\ Y_0 - G_L^{\ 2}\ t^2}}{t} \tag{2.2}$$

$$B_2 = \frac{\pm Y_0 \times \sqrt{(1+t^2)\ G_L\ Y_0 - G_L^{\ 2}\ t^2} + G_L Y_0}{G_L\ t} \tag{2.3}$$

Dans l'équation (2.2), G_L représente la partie réelle de Y_L, B_L la partie imaginaire de Y_L et $t = \tan(\beta\, d)$. Sachant que f est la fréquence d'opération, les valeurs des capacités associées aux «stubs» sont données par les équations suivantes (Papapolymerou et al., 2003):

$$C_1 = \frac{B_1}{2\ \pi\ f} \quad \text{et} \quad C_2 = \frac{B_2}{2\ \pi\ f} \tag{2.4}$$

Comme application à ce principe, un amplificateur fonctionnant aux fréquences 6 GHz et 8 GHz a été conçu par Yumin Lu (Lu et al., 2003), les impédances de la source et de la charge sont données au Tableau 2.5:

Tableau 2.5 Impédances optimales en fonction de la fréquence
Tiré de Lu et al. (2003, p. 438)

Fréquence (GHz)	Z_{SOURCE} **optimale (Ω)**	Z_{CHARGE} **optimale (Ω)**
6	8 - j 23	31.2 + j 5.5
8	10 - j 52	24.2 - j 0.6

Le calcul des capacités nécessaires pour réaliser les réseaux d'adaptation à l'entrée et à la sortie a permis la conception des réseaux d'adaptation montrés à la Figure 2.5:

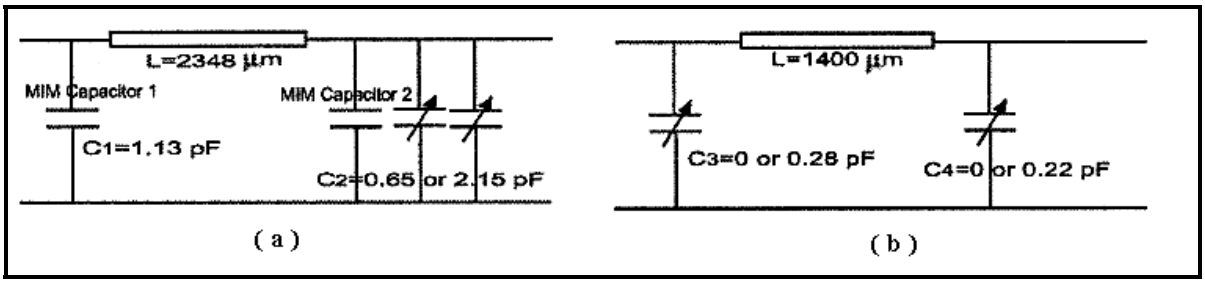


Figure 2-5 Réseaux d'adaptation (a) pour l'entrée (b) pour la sortie.
Tirée de Lu et al. (2003, p. 438)

Pour réaliser les capacités variables, des commutateurs capacitifs MEMS ont été fabriqués. Certaines étapes du processus de fabrication des commutateurs capacitifs MEMS sont montrées à la Figure 2.6:

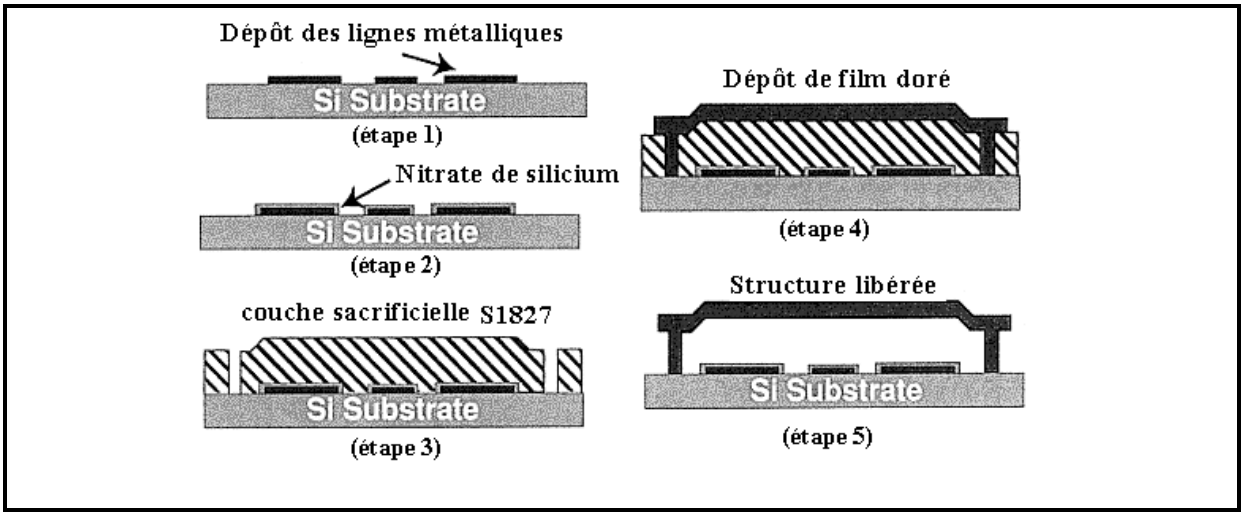


Figure 2-6 Processus de fabrication des commutateurs capacitifs MEMS.
Tirée de Lu et al. (2003, p. 438)

Une deuxième variante de la technique des «stubs» doubles a été développée par Papapolymerou (Papapolymerou et al., 2003), elle se distingue par la conception de «stubs» reconfigurables composés de capacités fixes et d'autres variables. Les capacités variables sont des commutateurs capacitifs MEMS.

La Figure 2.7 illustre le principe des «stubs» reconfigurables (Papapolymerou et al., 2003):

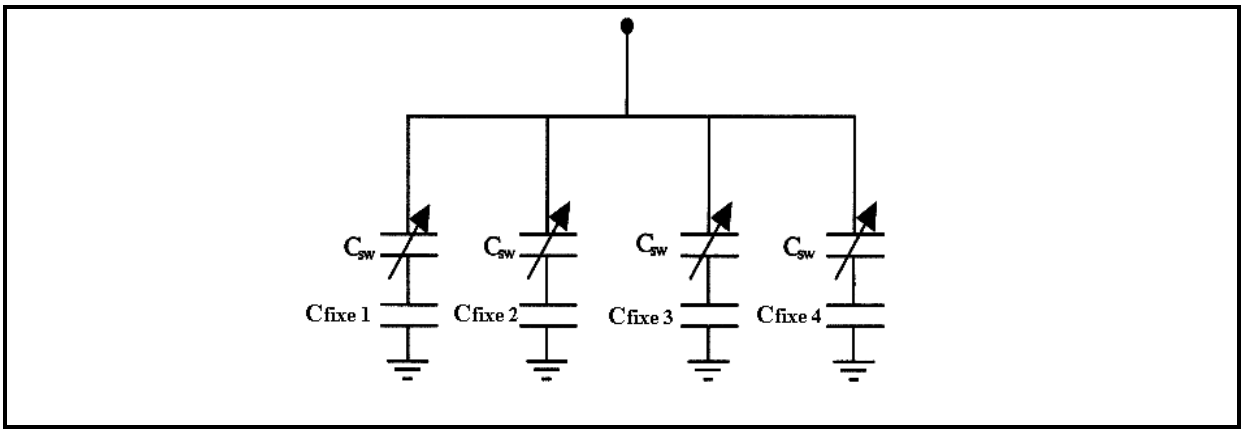


Figure 2-7 Schéma d'un «Stub» reconfigurable.
Tirée de Papapolymerou et al. (2003, p. 273)

La capacité équivalente aux deux capacités en série C_{fixe} et C_{SW} est donnée par l'équation suivante (Papapolymerou et al., 2003):

$$C_{eq} = \frac{C_{fixe}\, C_{SW}}{C_{fixe} + C_{SW}} \tag{2.5}$$

La capacité C_{SW} prend deux valeurs, quand le commutateur MEMS est activé, en position basse, la valeur de C_{SW} est approximativement 3 pF. Quand le commutateur MEMS est désactivé, en position haute, la valeur de C_{SW} est approximativement 35 fF. Les valeurs des capacités fixes utilisées pour réaliser le premier «Stub» reconfigurable sont montrées au Tableau 2.6, ci-dessous :

Tableau 2.6 Valeurs des capacités fixes du premier «Stub» reconfigurable
Tiré de Papapolymerou et al. (2003, p. 273)

Capacité	**Cfixe 1**	**Cfixe 2**	**Cfixe 3**	**Cfixe 4**
Valeur de la capacité (fF)	250	133	76	45

Sachant qu'on a quatre commutateurs MEMS, il existe donc $2^4 = 16$ combinaisons possibles pour l'ensemble des quatre commutateurs et par conséquent 16 valeurs différentes pour la capacité variable du premier «Stub» reconfigurable. De la même façon, un deuxième «Stub» reconfigurable a été réalisé. Les valeurs des capacités fixes utilisées pour réaliser le deuxième «Stub» reconfigurable sont montrées au Tableau 2.7, ci-dessous :

Tableau 2.7 Valeurs des capacités fixes du deuxième «Stub» reconfigurable
Tiré de Papapolymerou et al. (2003, p. 273)

Capacité	**Cfixe 1**	**Cfixe 2**	**Cfixe 3**	**Cfixe 4**
Valeur de la capacité (fF)	1155	506	250	133

Les deux «Stub» reconfigurables ont permis de réaliser un synthétiseur d'impédances qui couvre largement la gamme de valeurs d'impédances désirées par les concepteurs (Papapolymerou et al., 2003). La Figure 2.8 montre le synthétiseur d'impédances réalisé :

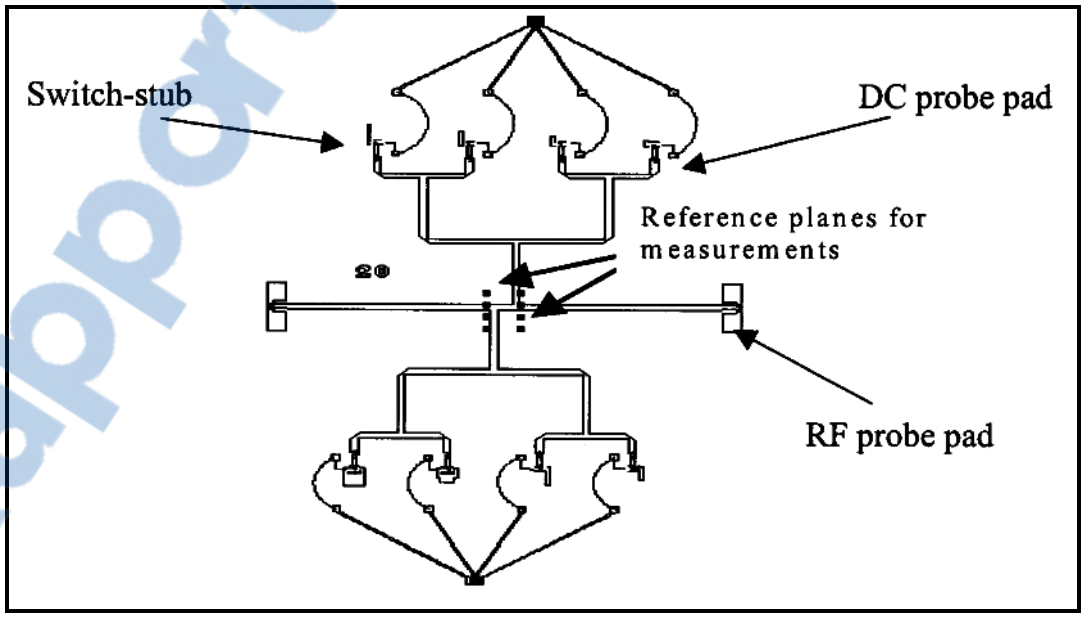


Figure 2-8 Schéma du synthétiseur d'impédances.
Tirée de Papapolymerou et al. (2003, p. 274)

Rapport-Gratuit.com

2.2 Les commutateurs MEMS RF

De ce qui précède, on déduit qu'un vecteur de la reconfigurabilité en fréquence, le plus utilisé, est le commutateur capacitif MEMS. La filière technologique MEMS RF («Micro Electro Mechanical System») est une technologie émergente en comparaison avec celle des semi-conducteurs et présente des caractéristiques et des fonctionnalités intéressantes en vue de l'intégration du principe de reconfigurabilité dans une chaîne de réception RF. Ces microsystèmes radiofréquences peuvent, sous l'effet de forces extérieures, générer un déplacement mécanique qui engendre alors des modifications de leurs propriétés électriques et radiofréquences. Parmi les composants MEMS RF les plus populaires et qui ont fait leur preuves se trouve le commutateur capacitif MEMS avec ses deux configurations série et parallèle (Rebeiz, 2003). Un exemple du commutateur capacitif MEMS est présenté sur la Figure 2.9:

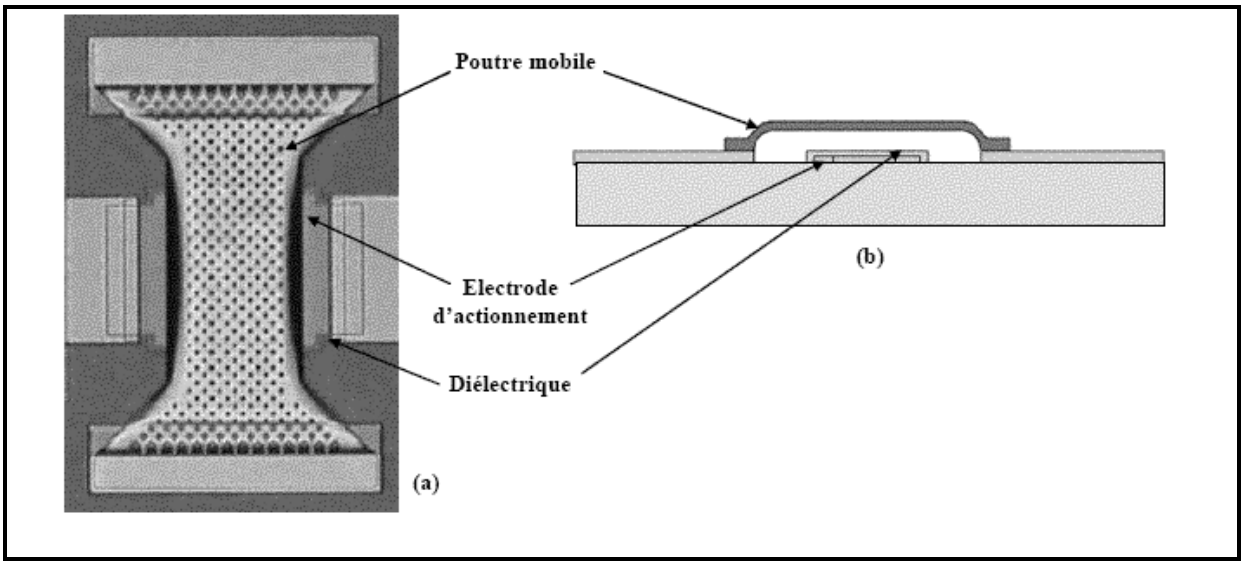


Figure 2-9 (a) Photographie du commutateur capacitif de Raytheon (b) vue de coupe.
Tirée de Rebeiz (2003, p. 122)

2.2.1 Modes d'activation des commutateurs capacitifs MEMS

Quatre modes d'activation des commutateurs capacitifs MEMS existent, il s'agit des activations électrostatique, thermique, magnétique et piézoélectrique.

Le Tableau 2.8 donne quelques caractéristiques techniques associées à chaque mode.

Tableau 2.8 Caractéristiques des différents modes d'activations des MEMS
Tiré de Rebeiz (2003, p. 4)

	Tension d'activation (V)	**Courant (mA)**	**Puissance (mW)**	**Temps de commutation (µs)**	**Force (µN)**
Électrostatique	20 à 80	0	0	1 à 200	50 à 1000
Thermique	3 à 5	5 à 100	0 à 200	300 à 10000	500 à 4000
Magnétique	3 à 5	20 à 150	0 à 100	300 à 1000	50 à 200
Piézoélectrique	3 à 20	0	0	50 à 500	50 à 200

Le mode d'activation électrostatique est le plus utilisé de nos jours à cause de sa consommation de puissance nulle (courant électrique consommé nul), des petites dimensions des ses électrodes, de son temps de commutation relativement court, de sa force de contact élevée et de la possibilité d'utilisation de lignes de transmission à grande résistance pour la commande. Cependant ce mode d'activation nécessite des tensions d'activation comprises entre 20 et 80 V, ce qui nécessite l'utilisation de convertisseurs de tensions CMOS pour transformer les tensions de commandes d'entrée généralement comprises entre 3 et 5 volts en des tension d'activation comprises entre 20 et 80 V (Rebeiz, 2003).

2.2.2 Comparaison entre les commutateurs MEMS et les commutateurs semi-conducteurs

Des comparaisons de performances hyperfréquences entre les commutateurs capacitifs issus de la filière MEMS RF et les commutateurs et capacités variables issus de la technologie classique des semi-conducteurs ont été réalisés. Le Tableau 2.9 montre un résumé de ces comparaisons.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

Tableau 2.9 Comparaison entre les commutateurs MEMS et les composants discrets
Tiré de Rebeiz (2003, p.5)

	MEMS RF	**Diode PIN**	**FET**
Tension (V)	20 à 80	± 3 à 5	3 à 5
Courant (mA)	0	3 à 20	0
Consommation (mW)	0.05 à 0.1	5 à 100	0.05 à 0.1
Temps de commutation	1 à 300 µs	1 à 100ns	1 à 100 ns
Isolation (1-10GHz)	Très élevée (~40dB)	Élevée (~30dB)	Moyenne (~20dB)
Isolation (10-40GHz)	Très élevée (~40dB)	Moyenne (~20dB)	Basse (~10dB)
Isolation (60-100GHz)	Élevée (~30dB)	Moyenne (~20dB)	Aucun
Perte d'insertion (dB)	0.05 à 0.2	0.3 à 1.2	0.4 à 2.5
Puissance maximale (W)	< 1	< 10	< 10

On remarque que malgré l'arrivée récente de la technologie MEMS RF et le fait qu'elle n'est pas encore arrivée à maturité, les composants MEMS RF présentent certaines performances qui sont meilleures que celles des composants semi-conducteurs. Cette supériorité des performances des MEMS RF est surtout remarquable au niveau des micro commutateurs RF où les pertes d'insertion des MEMS RF sont divisées par trois par rapport aux meilleurs commutateurs semi-conducteurs. De ce fait, l'utilisation des MEMS RF pour introduire la fonction de reconfigurabilité dans les circuits de télécommunication sans fil grand public s'impose d'elle même.

2.2.3 Domaines d'application des commutateurs MEMS

Il existe plusieurs domaines d'application des commutateurs MEMS RF, les plus importants sont la commutation des réseaux de circuits RF, les circuits de faible bruit et de faible puissance et les systèmes sans fil.

Commutation des réseaux

Dans ce domaine d'application les commutateurs MEMS sont utilisés pour choisir le bon filtre ou le bon amplificateur à commuter dans le réseau de circuits. Les trois types de commutateurs les plus utilisés sont les SPST («single-pole single throw»), les SPDT («single-pole double throw») et les DPDT («double-pole double throw»). La Figure 2.10 illustre ce principe:

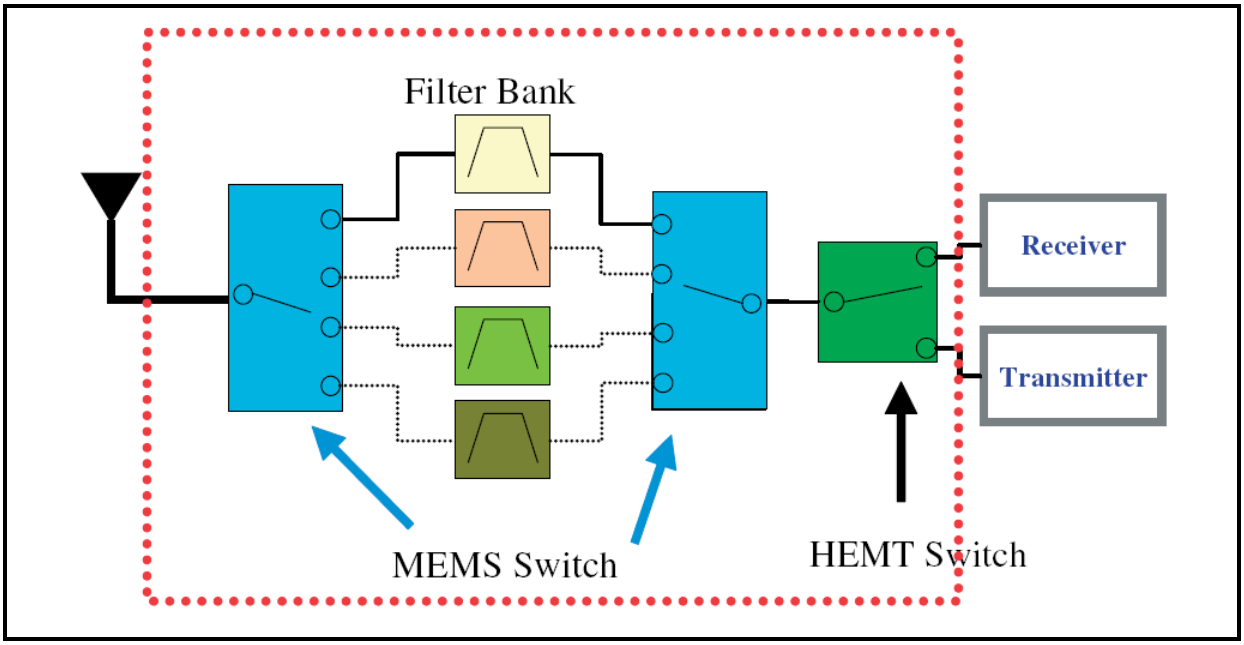


Figure 2-10 Utilisation des commutateurs MEMS dans la commutation des réseaux.
Tirée de Kim et al. (2007, p. 253)

Systèmes sans fil

Le but de l'utilisation des commutateurs MEMS dans le domaine des communications sans fil est de permettre la conception de chaînes d'émission-réception RF multi-bandes reconfigurables. En effet, les chaînes d'émission-réception RF multi-bandes conventionnelles sont constituées de plusieurs blocs d'amplificateurs et de filtres et chaque bloc est dédié à une seule fréquence. Le passage d'une fréquence d'opération à une autre se fait grâce à des commutateurs RF.

Les chaînes d'émission-réception RF reconfigurables, quand à elles, utilisent des amplificateurs et des filtres reconfigurables, grâce à des composantes MEMS, pour opérer à une fréquence d'opération ou à une autre. Malheureusement, jusqu'à ce jour, la réalisation d'une chaîne d'émission-réception RF totalement reconfigurable en technologie MEMS n'est pas encore possible et le principale obstacle n'est pas les inductances ou les commutateurs MEMS mais l'impossibilité de fabriquer des filtres sélectifs MEMS, à facteur de qualité Q élevé, reconfigurables et aussi l'impossibilité de fabriquer des oscillateurs de référence reconfigurables. Cependant les filtres reconfigurables sont actuellement fabriqués en technologie FBAR et les résonateurs MEMS pourront un jour remplacer les oscillateurs de référence (Rebeiz, 2003). La Figure 2.11 illustre le principe d'une chaîne d'émission-réception RF reconfigurable:

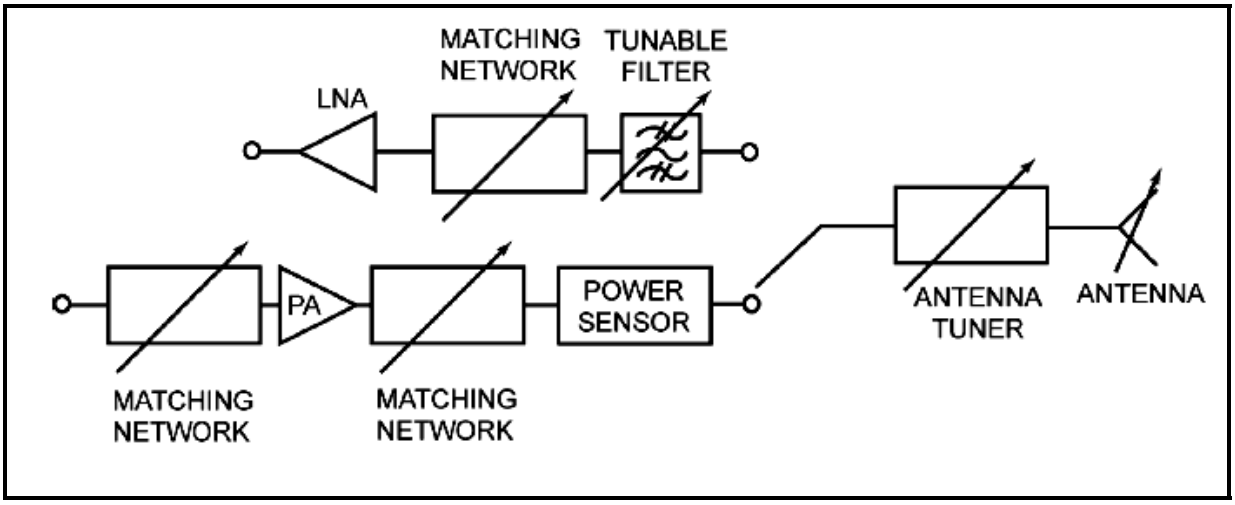


Figure 2-11 Chaîne d'émission-réception RF reconfigurable.
Tirée de Vaha-Heikkila (2006, p. 37)

2.2.4 Principe de fonctionnement d'un commutateur capacitif MEMS

Pour un commutateur capacitif MEMS, quand une tension continue est appliqué entre le conducteur central (signal) de la ligne de transmission coplanaire CPW et la masse alors le pont se courbe en direction du conducteur central. La Figure 2.12 illustre le fonctionnement d'un commutateur capacitif MEMS RF.

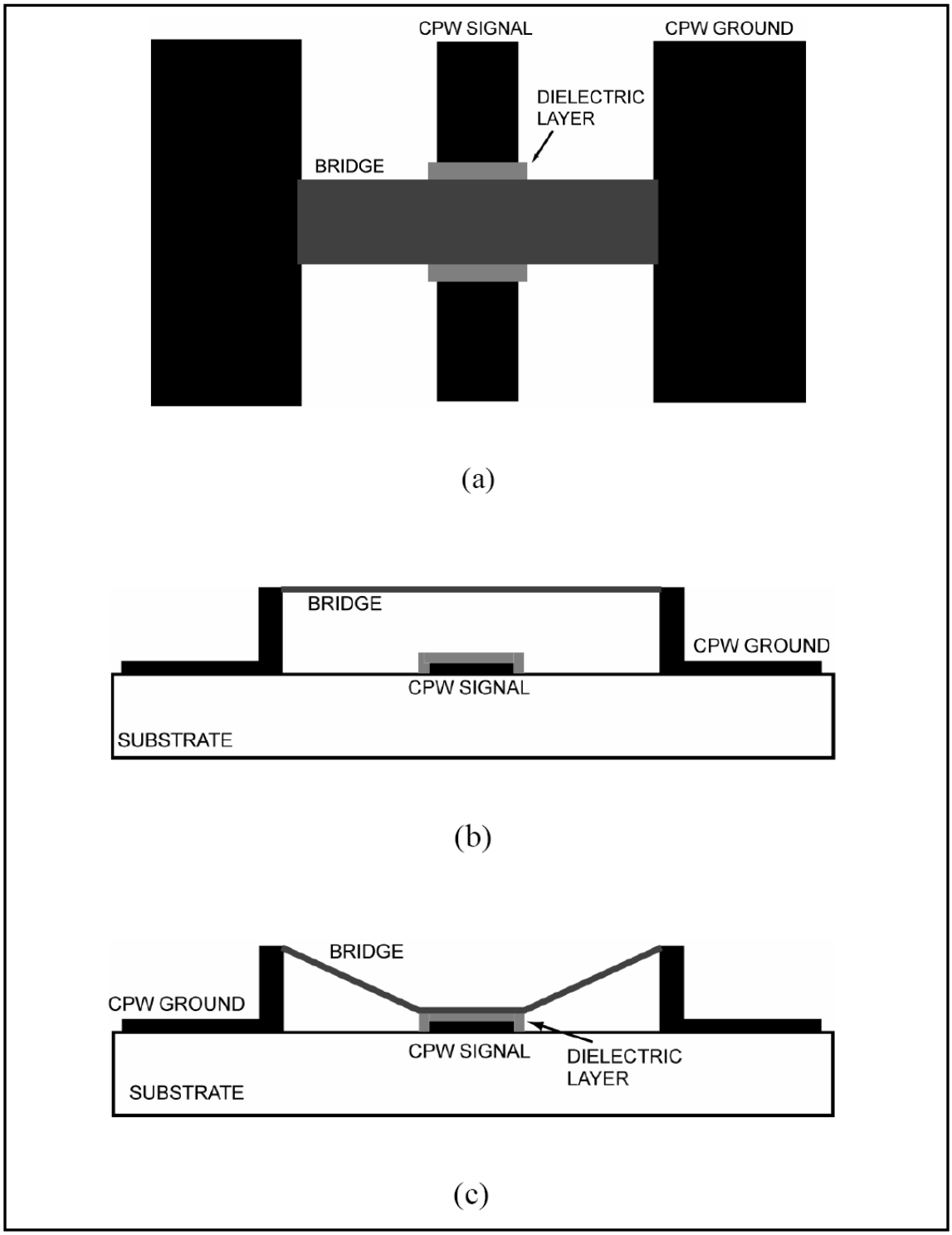


Figure 2-12 Commutateur MEMS en configuration coplanaire-parallèle (a) vue de dessus, (b) vue latérale en position haute et (c) vue latérale en position basse.
Tirée de Vaha-Heikkila (2006, p. 47)

La courbure du pont fait changer la valeur de la capacité entre le conducteur central (signal) et la masse. Si la tension augmente alors le pont va s'effondrer à la position basse (état activé) aussi appelée position de « pull-down ». Cette position basse « pull-down » est atteinte lorsque la distance entre le pont et le conducteur central de la ligne de transmission coplanaire est réduite au 2/3 de sa valeur initiale. La tension nécessaire pour atteindre la position basse « pull-down » est appelée tension de « pull-down » et son expression est donnée par l'équation ci-dessous (Vaha-Heikkila, 2006):

$$V_P = \sqrt{\frac{8\ k\ g^3}{27\ \varepsilon_0\ A}} \tag{2.6}$$

Dans l'équation (2.6), k est la constante de raideur du pont, ε_0 est la permittivité du vide, A est la surface de chevauchement des électrodes et g la distance entre les électrodes. La capacité du commutateur capacitif MEMS, à la position basse, peut être calculée avec l'équation du condensateur à plaques parallèles (Vaha-Heikkila, 2006) :

$$C_{MEMS_d} = \frac{\varepsilon_0\ \varepsilon_r\ A}{t_d} \tag{2.7}$$

Dans l'équation (2.7), ε_r est la constante diélectrique relative du matériau entre les électrodes et t_d est l'épaisseur du diélectrique. En effet, une mince couche diélectrique est déposée sur l'électrode basse du commutateur MEMS pour élever la valeur de la capacité quand le pont est à sa position basse et aussi pour prévenir un court-circuit entre la tension continue positive (électrode basse) et la masse (électrode haute). La capacité du commutateur capacitif MEMS, à la position haute, est donnée par l'équation suivante (Rebeiz, 2003) :

$$C_{MEMS_up} = C_{PP} + C_f \tag{2.8}$$

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

La capacité C_f, due à l'effet de bord, est donnée d'une façon approximative par l'équation ci-dessous (Rebeiz, 2003):

$$0.3\ C_{PP} \leq C_f \leq 0.4\ C_{PP} \tag{2.9}$$

À partir des deux équations précédentes (2.8) et (2.9), est déduite une nouvelle équation qui permet d'approximer la valeur de la capacité C_{MEMS_up} (Rebeiz, 2003):

$$1.3\ C_{PP} \leq C_{MEMS_up} \leq 1.4\ C_{PP} \tag{2.10}$$

La capacité C_{PP} est celle d'un condensateur à plaques parallèles dont les plaques ont une surface A et sont séparées par une distance g. De plus, une mince couche diélectrique de permittivité relative ε_r et d'épaisseur t_d est déposée sur une des plaques. La valeur de la capacité C_{PP} est donnée par l'équation ci-dessous (Rebeiz, 2003):

$$C_{PP} = \frac{\varepsilon_0\ A}{g + \frac{t_d}{\varepsilon_r}} \tag{2.11}$$

En remplaçant C_{PP} de l'équation (2.10) par son expression obtenue par l'équation (2.11), on déduit alors une nouvelle équation qui permet d'approximer la valeur de la capacité C_{MEMS_up} (Rebeiz, 2003):

$$\frac{1.3\ \varepsilon_0\ A}{g + \frac{t_d}{\varepsilon_r}} \leq C_{MEMS_up} \leq \frac{1.4\ \varepsilon_0\ A}{g + \frac{t_d}{\varepsilon_r}} \tag{2.12}$$

Le rapport entre les valeurs des capacités en position basse et en position haute est typiquement entre 20 et 100 et ce rapport dépend de la distance g, de l'épaisseur de la couche diélectrique t_d, de la qualité du diélectrique et la force de contact entre les surfaces en position basse (Rebeiz, 2003). Il existe deux types de commutateurs MEMS: les commutateurs résistifs et les commutateurs capacitifs, la seule différence entre eux est la présence d'une mince couche diélectrique sur le conducteur central (signal) pour le commutateur capacitif. Le commutateur résistif est caractérisé par un contact direct de métal à métal, tandis que le commutateur capacitif est caractérisé par une mince couche diélectrique entre les deux métaux (Kim et al., 2007).

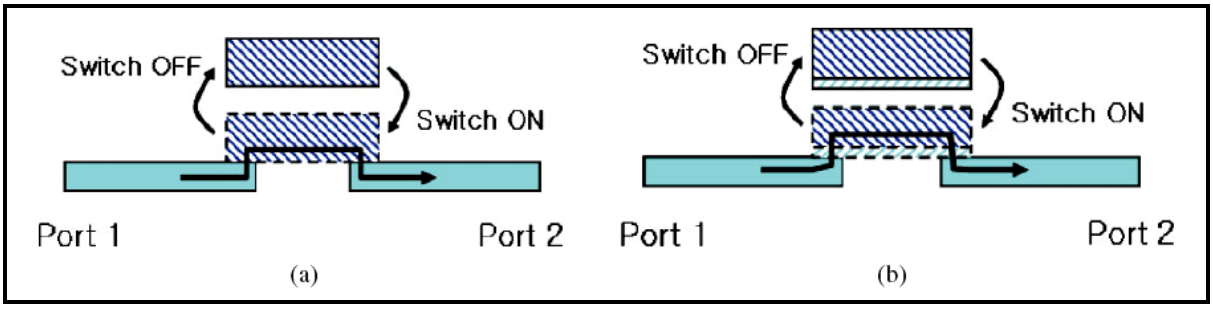


Figure 2-13 Les deux types de commutateurs (a) résistif (b) capacitif.
Tirée de Kim et al. (2007, p. 252)

2.2.5 Configuration parallèle d'un commutateur capacitif MEMS

Le schéma équivalent d'un commutateur capacitif MEMS, en configuration parallèle, est constitué d'une résistance R_{MEMS} en série avec une inductance L_{MEMS} et en série avec une capacité variable C_{MEMS}. L'impédance équivalente du commutateur capacitif MEMS est donnée par l'équation ci-dessous (Rebeiz, 2003):

$$Z_{MEMS} = R_{MEMS} + j\omega L_{MEMS} + \frac{1}{j\omega C_{MEMS}} \tag{2.13}$$

La Figure 2.14 montre le schéma équivalent d'un commutateur capacitif MEMS. Dans ce schéma, Z_0 ,β *et* l représentent respectivement, l'impédance caractéristique de la ligne de transmission, la constante de propagation et la longueur de la ligne de transmission utilisée.

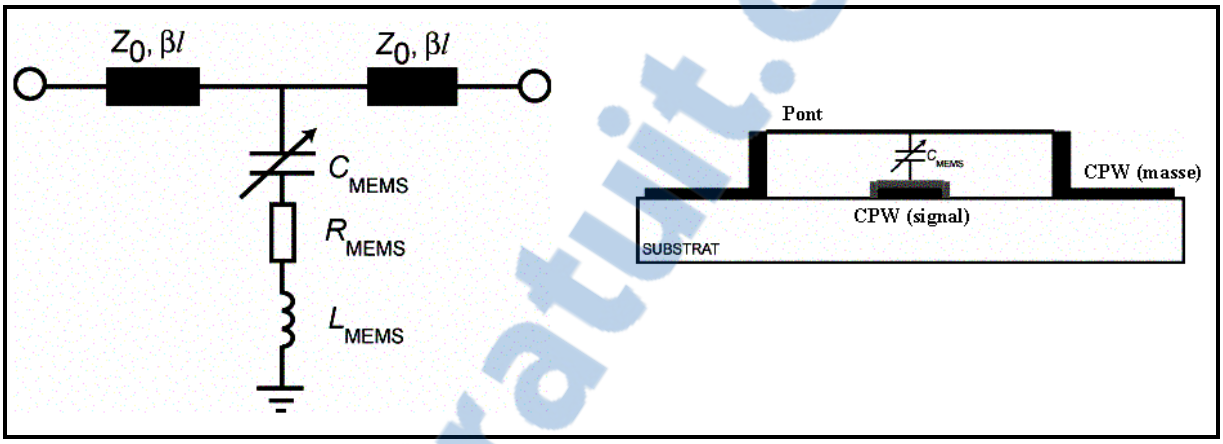


Figure 2-14 Schéma équivalent d'un commutateur capacitif MEMS parallèle.
Tirée de Vaha-Heikkila (2006, p. 47)

La fréquence de résonance est la fréquence à laquelle l'impédance équivalente du commutateur capacitif MEMS devient purement résistive $Z_{MEMS} = R_{MEMS}$. En effet, à la fréquence de résonance, le signal micro-onde est dissipé dans la résistance R_{MEMS} et ne passe plus à travers le conducteur central de la ligne de transmission CPW. La fréquence de résonance est donnée par l'équation ci-dessous (Rebeiz, 2003):

$$f_{résonance} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{L_{MEMS}\ C_{MEMS}}} \tag{2.14}$$

Dans la gamme des ondes millimétriques, $C_{d_MEMS} \cong 2.8\ pF$, $C_{u_MEMS} \cong 35\ fF$, $6pH \leq L_{MEMS} \leq 12pH$ et $0.2\ \Omega \leq R_{MEMS} \leq 0.3\ \Omega$ (Rebeiz, 2003). Dans cette gamme de fréquences, la fréquence de résonance $f_{résonance_down}$, quand le commutateur est à l'état bas, varie entre 27 GHz et 38 GHz.

Rapport-Gratuit.com

2.2.6 Exemple de conception d'un commutateur capacitif MEMS parallèle

Un exemple de conception d'un commutateur capacitif MEMS parallèle a été décrit dans la littérature (Qian et al., 2000), le substrat choisi est de l'alumine qui a une constante diélectrique de 9.8 et une épaisseur de 600 µm. La ligne de transmission coplanaire CPW a un conducteur central de largeur 100 µm et un écart entre les pistes de 50 µm. La couche diélectrique qui couvre le conducteur central est du nitrate de silicium, Si_3N_4, qui a une constante diélectrique de 7.6 et une épaisseur de 0.15 µm. La membrane mobile a une surface de 60 µm x 100 µm et est suspendue à une distance de 4 µm au dessus du conducteur centrale. Dans ces conditions, l'équation (2.11) donne la valeur de la capacité entre les plaques:

$$C_{PP} = \frac{\varepsilon_0 \ A}{g + \frac{t_d}{\varepsilon_r}} = \frac{8.854\times10^{-12}\times6\times10^{-9}}{4\times10^{-6} + \frac{0.15\times10^{-6}}{7.6}} \ (F) = 13.21 \ (fF) \tag{2.15}$$

L'équation (2.10) donne la valeur de la capacité à la position haute:

$$C_{MEMS_up} = 1.35 \ C_{PP} = 17.83 \ (fF) \tag{2.16}$$

L'équation (2.7) donne la valeur de la capacité à la position basse:

$$C_{MEMS_d} = \frac{\varepsilon_0 \ \varepsilon_r \ A}{t_d} = \frac{8.854\times10^{-12}\times7.6\times6\times10^{-9}}{0.15\times10^{-6}} (F) = 2.69 \ (pF) \tag{2.17}$$

Le rapport entre la capacité à la position basse et la capacité à la position haute est donné par l'équation ci-dessous:

$$C_{ratio} = \frac{C_{MEMS_d}}{C_{MEMS_up}} = \frac{2690}{17.83} = 150.86 \cong 150 \tag{2.18}$$

2.2.7 Paramètres S du commutateur capacitif MEMS parallèle à l'état haut

À l'état haut, le commutateur capacitif MEMS parallèle fonctionne dans son mode passant. En effet, le commutateur laisse passer le signal radiofréquences avec une certaine perte appelée perte d'insertion. La Figure 2.15 illustre le fonctionnement du commutateur en mode passant:

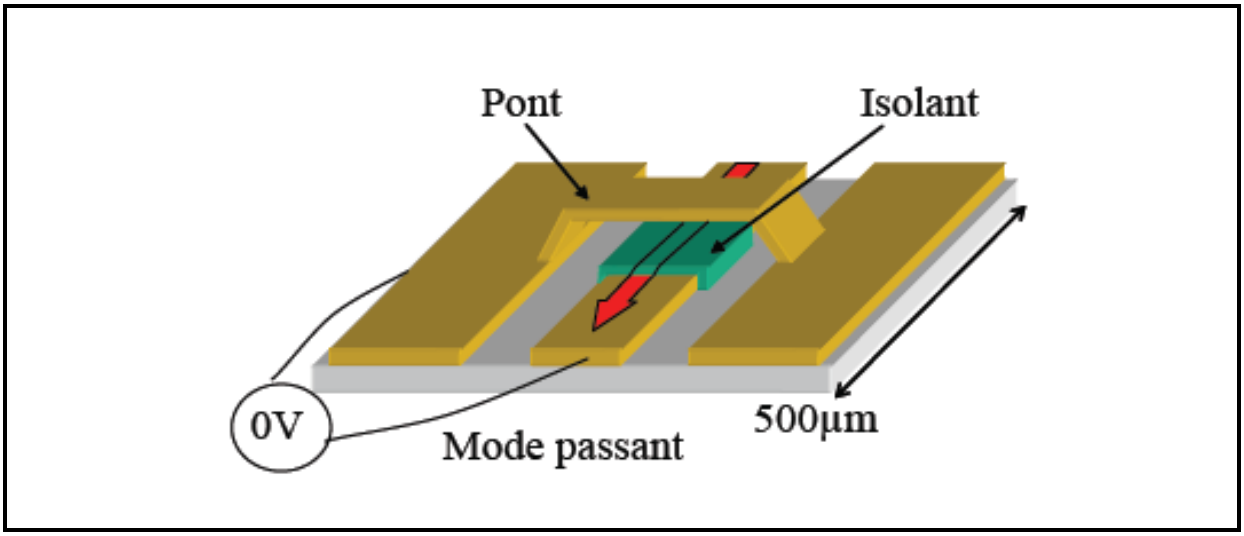


Figure 2-15 Fonctionnement du commutateur capacitif MEMS en mode passant.

L'expression du coefficient de réflexion S_{11} du commutateur capacitif MEMS parallèle à l'état haut est déduite à partir du modèle électrique équivalent. Dans cette position le coefficient de réflexion est donné par l'équation suivante (Rebeiz, 2003):

$$S_{11} = \frac{-j\,\omega\,Z_0\,C_{u_MEMS}}{2 + j\,\omega\,Z_0\,C_{u_MEMS}} \tag{2.19}$$

Cette expression est approximée dans le cas où $j\,\omega\,Z_0\,C_{u_MEMS} << 2$. Le carré du module du coefficient de réflexion S_{11} est alors donné par l'équation ci-dessous (Rebeiz, 2003):

$$|S_{11}|^2 \cong \frac{\omega^2\,Z_0^{\,2}\,C^2{}_{u_MEMS}}{4} \tag{2.20}$$

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

2.2.8 Paramètres S du commutateur capacitif MEMS parallèle à l'état bas

À l'état bas, le commutateur capacitif MEMS parallèle fonctionne dans son mode non passant. En effet, le commutateur bloque le passage du signal radiofréquences. La Figure 2.16 illustre le fonctionnement du commutateur en mode non passant:

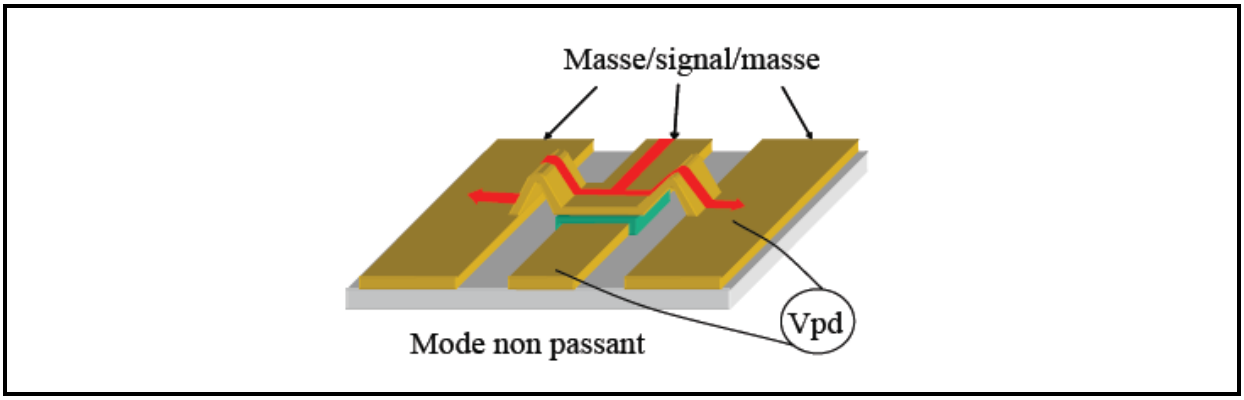


Figure 2-16 Fonctionnement du commutateur capacitif MEMS en mode non passant.

L'expression du coefficient S_{21} du commutateur capacitif MEMS parallèle à l'état bas est déduite à partir du modèle électrique équivalent. Dans cette position le coefficient S_{21} est donné par l'équation suivante (Rebeiz, 2003):

$$S_{21} = \frac{2}{2 + j\,\omega\, Z_0\, C_{d_MEMS}} \tag{2.21}$$

Cette expression est approximée dans le cas où $2 << j\,\omega\, Z_0\, C_{d_MEMS}$. Le carré du module du coefficient S_{21} est alors donné par l'équation ci-dessous (Rebeiz, 2003):

$$|S_{21}|^2 \cong \frac{4}{\omega^2\, Z_0^{\,2}\, C^2{}_{d_MEMS}} \tag{2.22}$$

2.3 Les synthétiseurs d'impédances MEMS RF

Les synthétiseurs d'impédances sont utilisés comme réseaux d'adaptation d'impédances reconfigurables dans les domaines des télécommunications et de la défense. Les réseaux d'adaptation d'impédances reconfigurables sont utiles dans les systèmes multi-bandes. En effet, dans ce domaine les fréquences usuellement utilisées sont : 7, 8, 13, 15, 18, 23, 26, 28, 38, 42 et 58 GHz. Pour développer des systèmes radiofréquences multi-bandes fonctionnant à ces fréquences, il est obligatoire d'avoir recours à des réseaux d'adaptation reconfigurables (Vaha-Heikkila et Rebeiz, 2004).

2.3.1 Synthétiseur d'impédances à base de ligne de transmission chargée par des capacités

La vitesse de phase ainsi que l'impédance d'une ligne de transmission peuvent être modifiées en la chargeant avec des capacités. Ce principe est celui utilisé dans la conception de synthétiseurs d'impédances MEMS RF. En effet, la longueur électrique et l'impédance de la ligne de transmission sont modifiées et contrôlées avec précision (Collin, 1992). Pour réaliser un synthétiseur d'impédances à base d'une ligne de transmission chargée par des capacités, on peut prendre une ligne de transmission qu'on charge par des capacités qui peuvent prendre deux valeurs distinctes C1 et C2. Les capacités utilisées sont celles de commutateurs MEMS capacitifs, en série avec des capacités fixes métal-air-métal réalisées sur le même substrat que les commutateurs MEMS (Vaha-Heikkila et Rebeiz, 2005). Les synthétiseurs d'impédances MEMS ne sont utilisables que pour des fréquences supérieures à 4 GHz. En effet, La longueur électrique du synthétiseur d'impédances MEMS reste très faible autour de 4 GHz et ne permet pas de distribuer les impédances générées sur toute la surface de l'abaque de Smith. Pour avoir une couverture de l'abaque de Smith qui soit acceptable, il faut augmenter la longueur électrique du synthétiseur d'impédances MEMS, ce qui revient à augmenter la longueur physique de la ligne de transmission coplanaire.

La Figure 2.17 montre un exemple de commutateur capacitif MEMS utilisé dans les synthétiseurs d'impédances (Vaha-Heikkila , 2005):

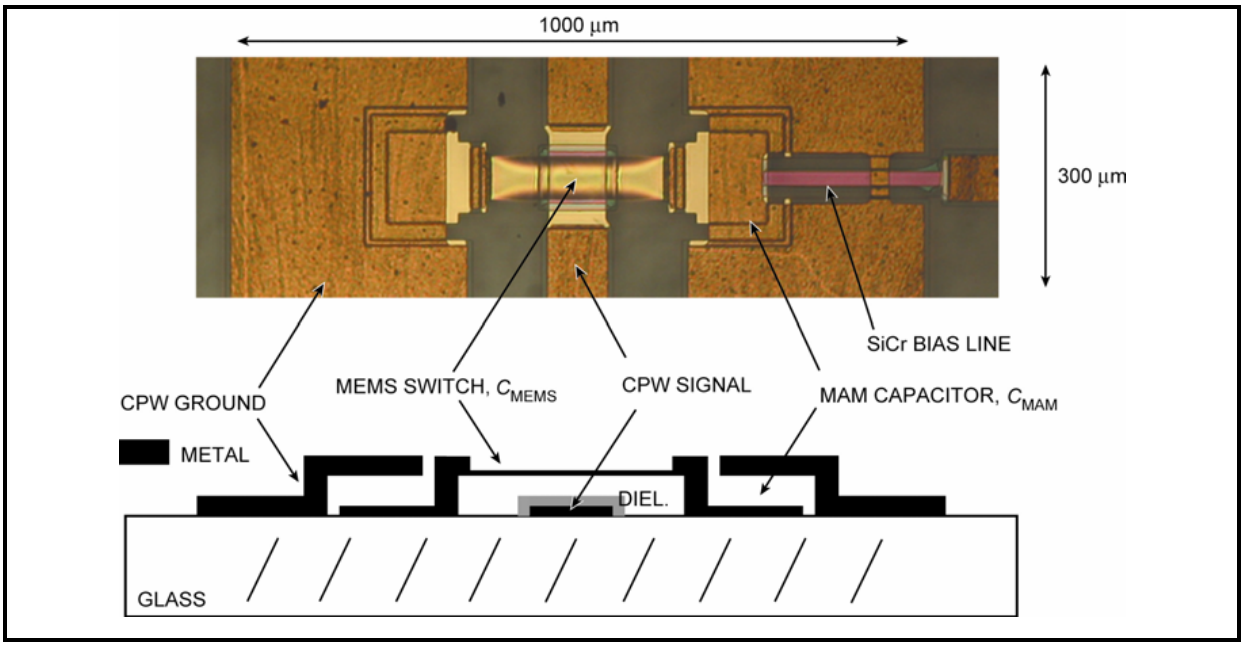


Figure 2-17 Commutateur capacitif MEMS utilisé dans le synthétiseur d'impédances.
Tirée de Vaha-Heikkila (2005, p. 206)

Les valeurs des capacités MEMS ainsi que la valeur de l'impédance de la ligne de transmission sont choisies de telle sorte que le synthétiseur d'impédances présente une impédance voisine de 50Ω quand tous les commutateurs MEMS sont en position haute. Quand un commutateur capacitif MEMS est en position basse, la charge capacitive, au voisinage du commutateur MEMS activé, augmente faisant ainsi diminuer l'impédance de la ligne de transmission et augmenter la longueur électrique de la ligne de transmission. Le synthétiseur d'impédances conçu par Vaha-Heikkila (Vaha-Heikkila et Rebeiz, 2004) est composé de 8 commutateurs capacitifs MEMS qui ont un rapport de capacité de 4 à 10 et peut fonctionner dans une gamme de fréquence allant de 4 GHz à 18 GHz avec une bonne couverture d'impédances de l'abaque de smith. En effet, le synthétiseur d'impédances peut synthétiser 256 impédances avec des pertes d'insertion de 0.5 dB quand la fréquence est égale à 4 GHz et des pertes d'insertion de 1.5 dB quand la fréquence est égale à 18 GHz (Vaha-Heikkila et Rebeiz, 2004).

Le schéma équivalent de la cellule élémentaire d'un synthétiseur d'impédances MEMS est donné sur la Figure 2.18:

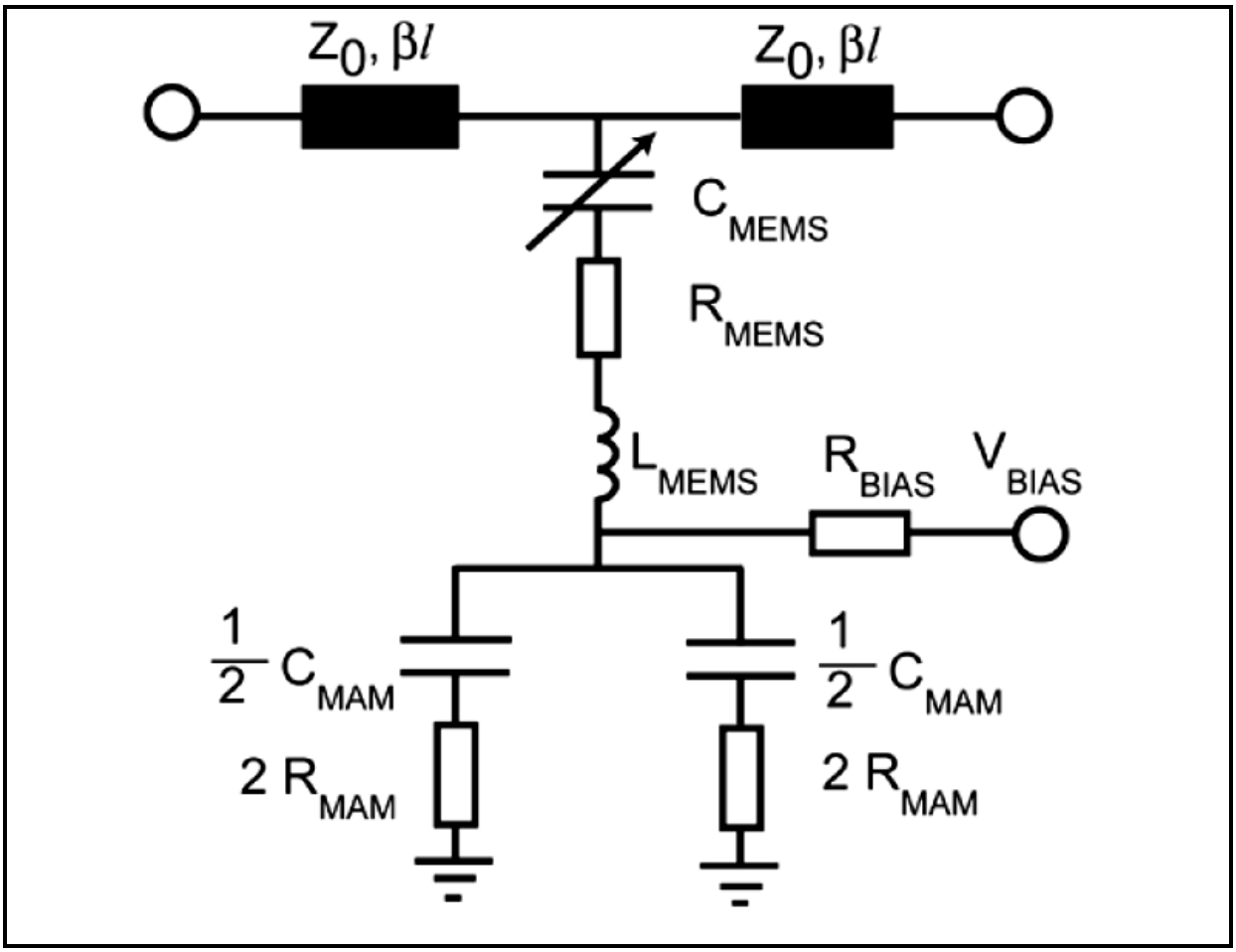


Figure 2-18 Schéma équivalent de la cellule élémentaire d'un synthétiseur d'impédances MEMS.
Tirée de Vaha-Heikkila (2005, p. 2)

2.3.2 Synthétiseur d'impédances à base de la topologie simple «stub»

Un autre type de synthétiseur d'impédances basé sur la topologie d'un «stub» unique a été développé par Vaha-Heikkila et Rebeiz (2004). La conception de ce synthétiseur d'impédances est basée sur la combinaison de la technique des lignes de transmission chargées par des capacités et de la technique de l'adaptation par «stub» unique.

Cette combinaison a permis d'obtenir une couverture large bande et un facteur de réflexion élevé. Le synthétiseur d'impédances consiste en dix commutateurs capacitifs MEMS qui produisent 1024 (2^{10}) impédances. L'association de commutateurs capacitifs et de capacités à plaques parallèles (métal-air-métal) permet de réaliser des capacités variables, ces capacités chargent périodiquement la ligne coplanaire (S1 à S6) et le «stub» (S7 à S10). La Figure 2.19 illustre le schéma électrique du synthétiseur d'impédences à base de la topologie simple «stub» (Vaha-Heikkila, 2004).

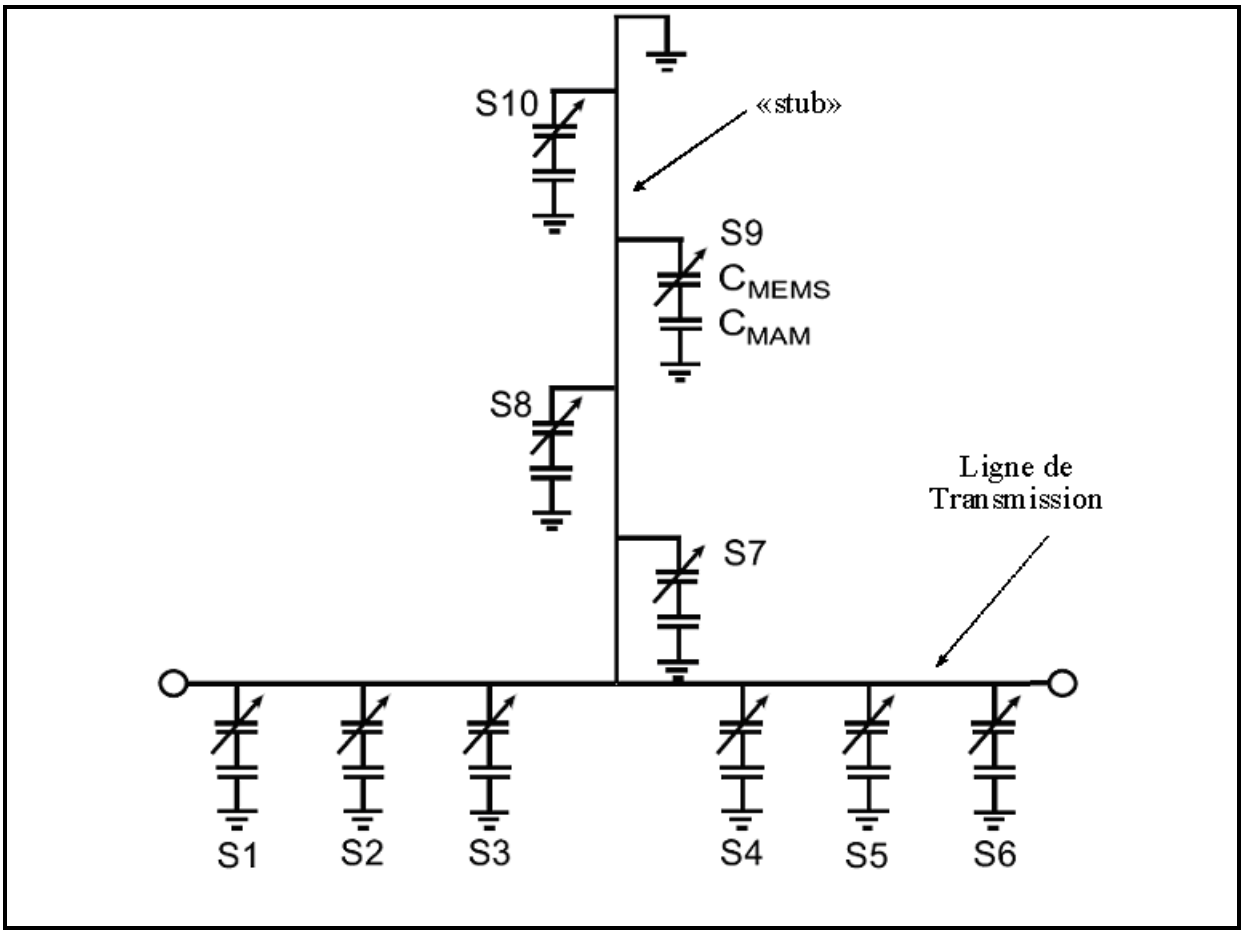


Figure 2-19 Schéma électrique du synthétiseur d'impédances à base de la topologie simple «stub».
Tirée de Vaha-Heikkila (2004, p.1302)

La Figure 2.20 montre une photographie du synthétiseur d'impédances à base de la topologie simple «stub» (Vaha-Heikkila, 2004).

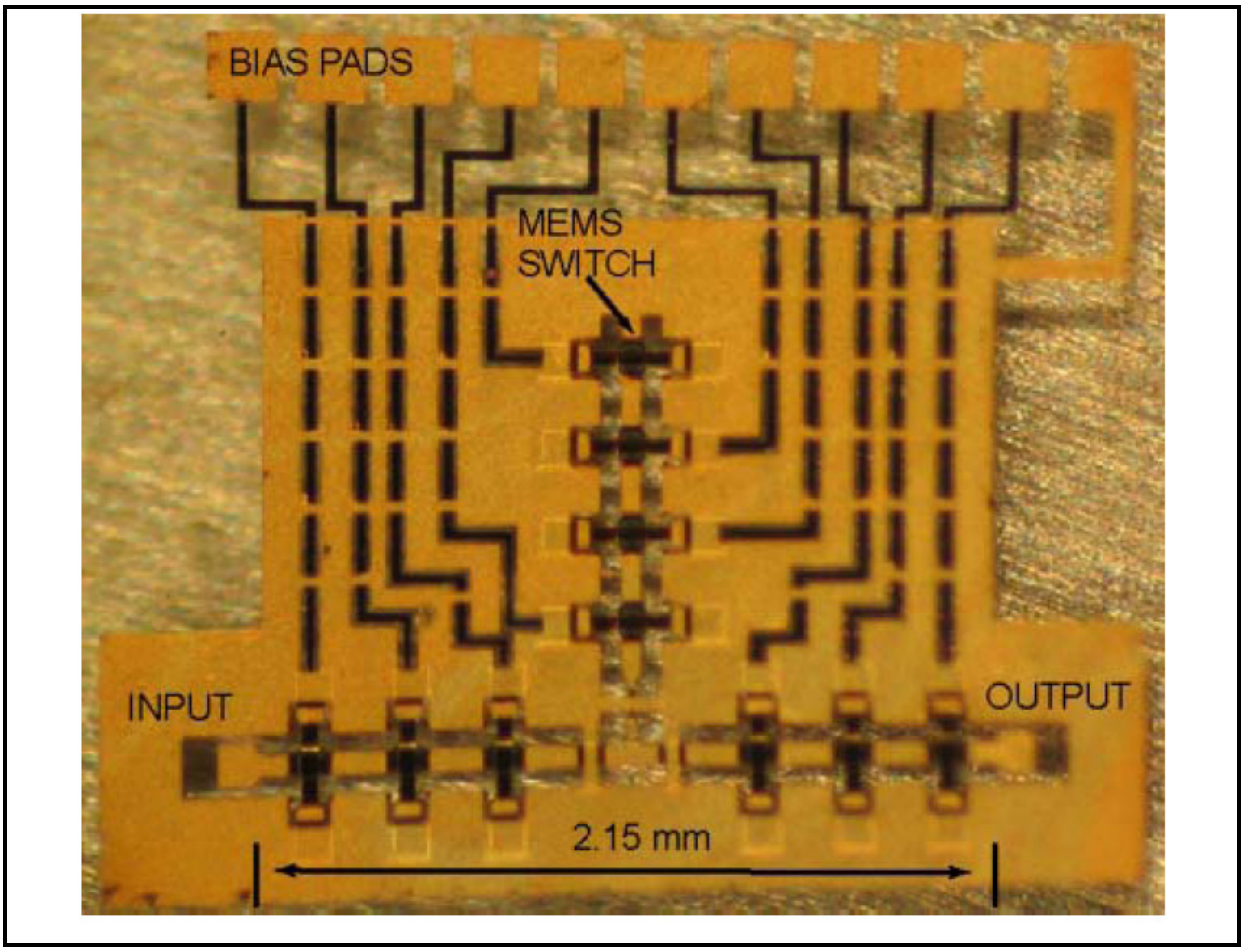


Figure 2-20 Photographie du synthétiseur d'impédances à base de la topologie simple «stub».
Tirée de Vaha-Heikkila (2004, p.1302)

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

2.3.3 Synthétiseur d'impédances à base de la topologie double «stub»

Le synthétiseur d'impédances basé sur la topologie double «stub» est semblable au simple «stub» à la différence qu'il possède deux branches au lieu d'une seule. Il a été développé par Vaha-Heikkila et Rebeiz (2005) pour des applications en bande W (75 à 110 GHz).

Le synthétiseur d'impédances consiste en onze commutateurs capacitifs MEMS qui produisent 2048 (2^{11}) impédances. L'association de commutateurs capacitifs et de capacités à plaques parallèles (métal-air-métal) permet de réaliser des capacités variables, ces capacités chargent périodiquement la ligne coplanaire (S1 à S3), le premier «stub» (S4 à S7) et le second «stub» (S8 à S11). Ce type de synthétiseur d'impédances offre un facteur de réflexion élevé avoisinant 0.92 à 75 GHz et 0.82 à 100 GHz (Vaha-Heikkila, 2005). La Figure 2.21 illustre le schéma électrique du synthétiseur d'impédances à base de la topologie double «stub».

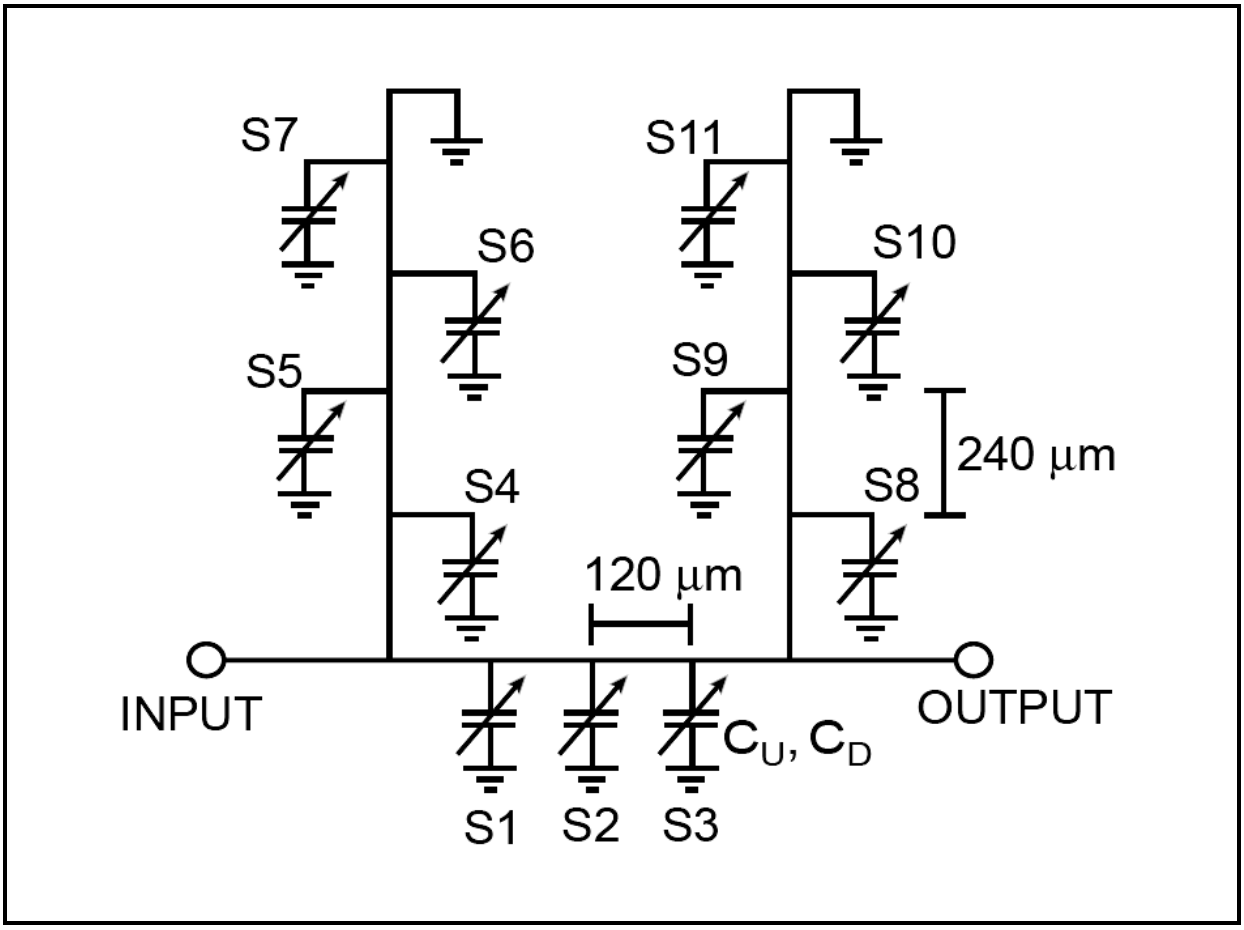


Figure 2-21 Schéma électrique du synthétiseur d'impédances à base de la topologie double «stub».
Tirée de Vaha-Heikkila (2005, p.1)

La Figure 2.22 montre une photographie du synthétiseur d'impédances à base de la topologie double «stub» (Vaha-Heikkila, 2005).

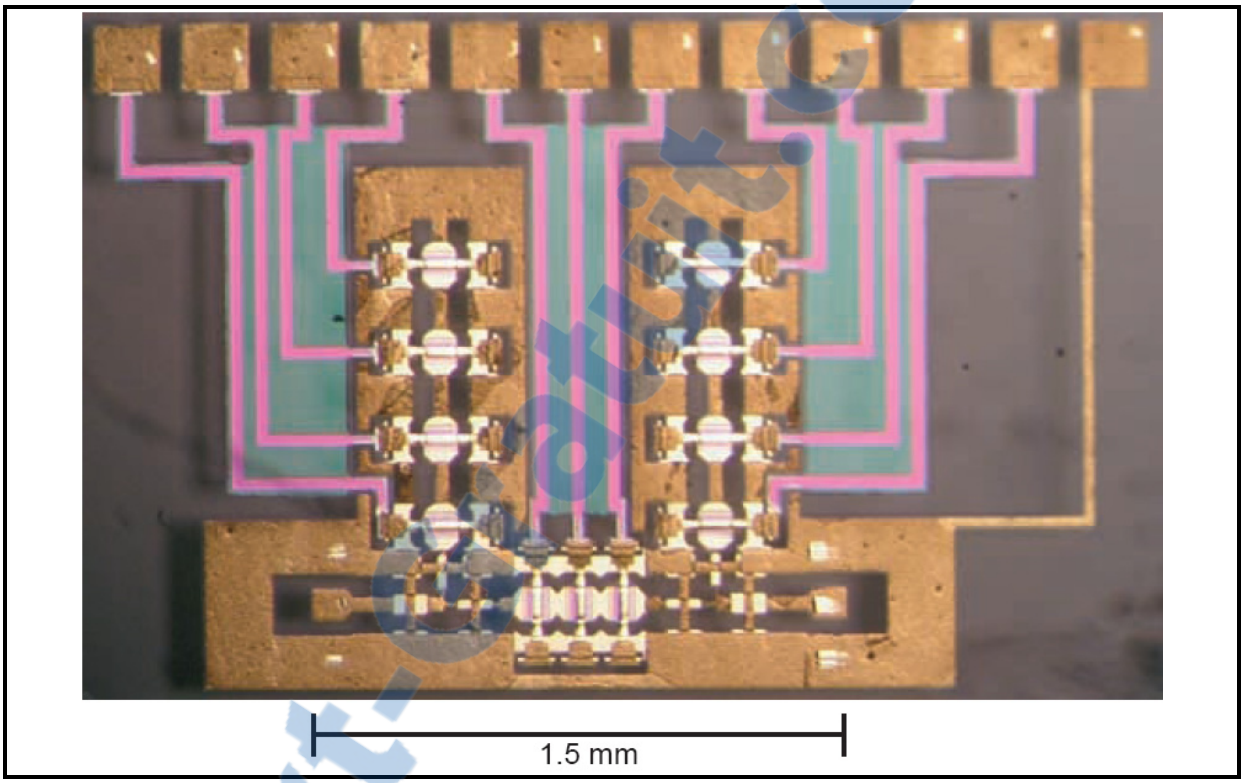


Figure 2-22 Photographie du synthétiseur d'impédances à base de la topologie double «stub».
Tirée de Vaha-Heikkila (2005, p.2)

2.3.4 Synthétiseur d'impédances à base de la topologie triple «stub»

Le synthétiseur d'impédances basé sur la topologie triple «stub» a été développé par Vaha-Heikkila et Rebeiz (2006) pour des applications dans la gamme de fréquences comprises entre 6 GHz et 24 GHz. Le synthétiseur d'impédances consiste en treize commutateurs capacitifs MEMS qui produisent 8192 (2^{13}) impédances. Les capacités variables chargent périodiquement la ligne coplanaire (S1 à S4), le premier «stub» (S5 à S7), le second «stub» (S8 à S10) et le troisième «stub» (S11 à S13).

Rapport-Gratuit.com

La Figure 2.23 illustre le schéma électrique du synthétiseur d'impédances à base de la topologie triple «stub».

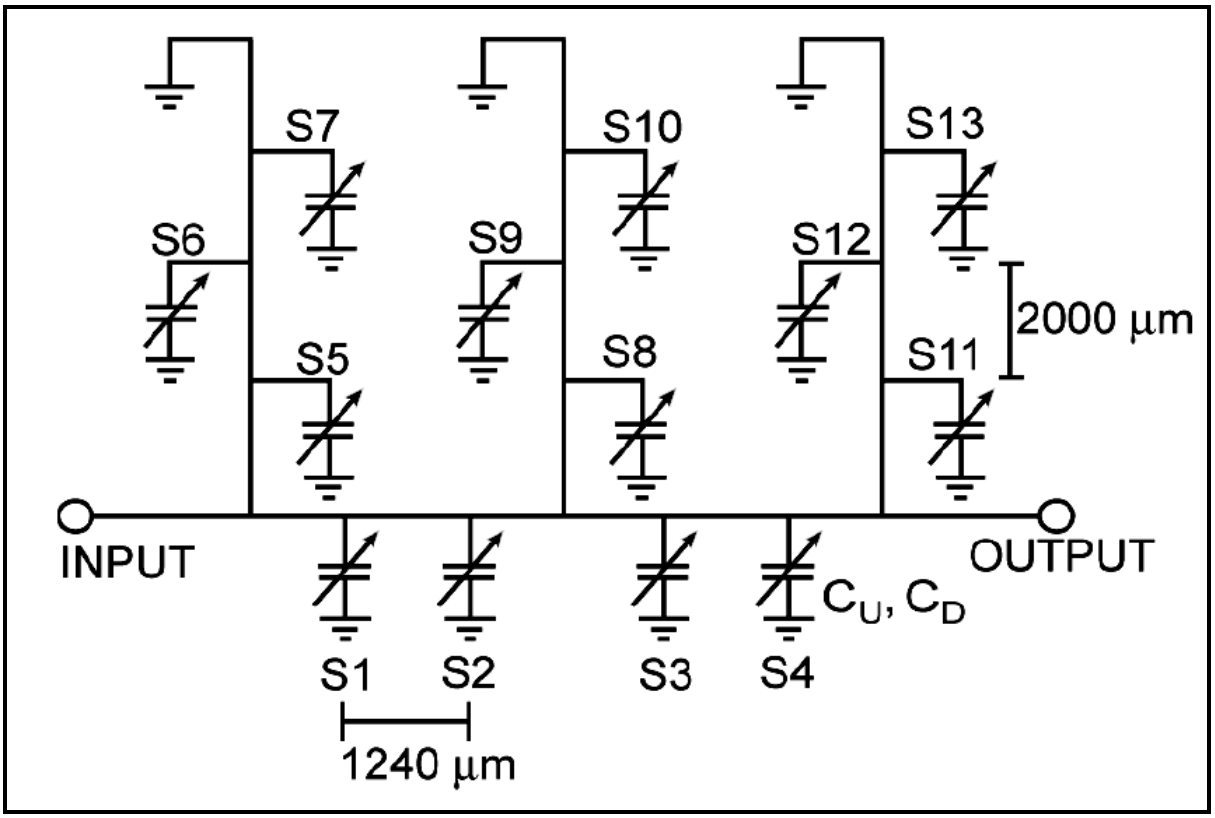


Figure 2-23 Schéma électrique du synthétiseur d'impédances à base de la topologie triple «stub».
Tirée de Vaha-Heikkila (2006, p.3)

Une réalisation du synthétiseur d'impédances à base de la topologie triple «stub» a été faite par Vaha-Heikkila (2006). La Figure 2.24 montre une photographie du synthétiseur d'impédances triple «stub» réalisé (Vaha-Heikkila, 2006).

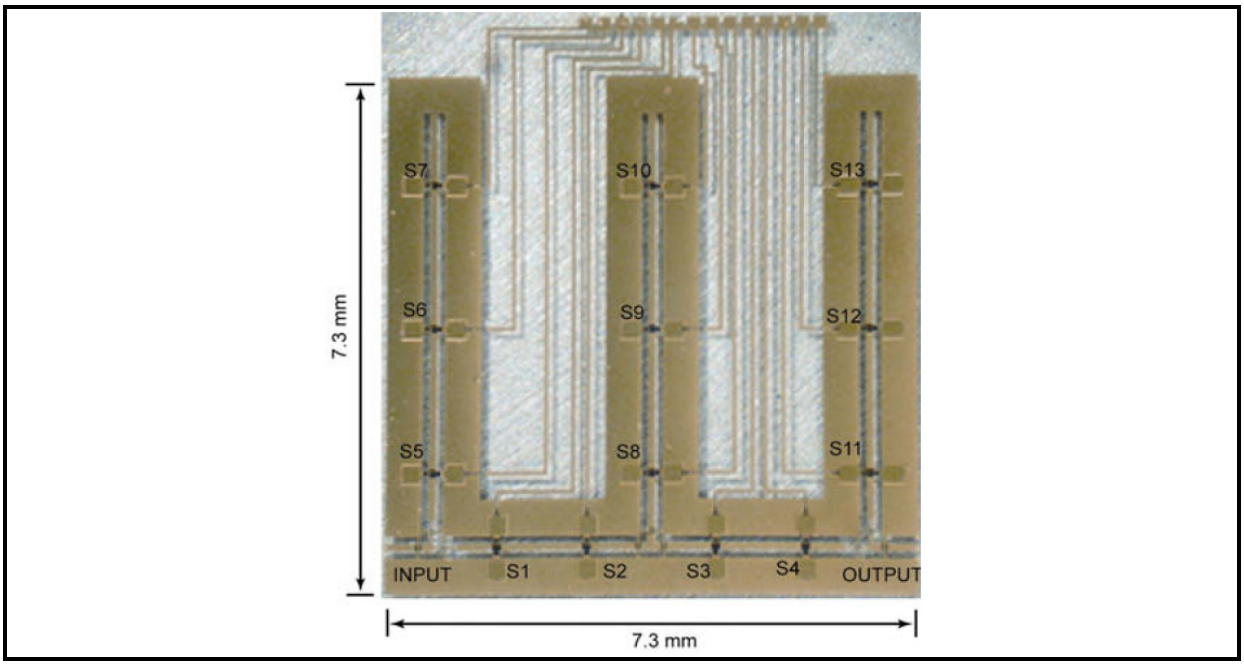


Figure 2-24 Photographie du synthétiseur d'impédances triple «stub».
Tirée de Vaha-Heikkila (2006, p.3)

2.4 Conclusion

D'après toutes les études et les réalisations sur les synthétiseurs d'impédances MEMS, effectuées par Vaha-Heikkila, on peut conclure que ces derniers sont devenus de plus en plus performants et permettent de couvrir de larges bandes de fréquences. La cellule élémentaire d'un synthétiseur d'impédances MEMS est le commutateur capacitif MEMS dans sa configuration parallèle. Les performances du synthétiseur d'impédances MEMS reposent donc sur la qualité et les performances du commutateur capacitif parallèle. Pour réussir la conception d'un synthétiseur d'impédances MEMS, il est nécessaire de bien maîtriser les techniques de conception des commutateurs capacitifs MEMS dans leur configuration parallèle. Un inconvénient des synthétiseurs d'impédances MEMS est le fait qu'ils ne sont utilisables que pour des fréquences supérieures à 4 GHz. En effet, au dessous de la fréquence de 4 GHz, Les impédances générées par le synthétiseur d'impédances ne couvrent qu'une petite partie de l'abaque de Smith, ce qui est du à la longueur électrique du synthétiseur d'impédances qui est faible en dessous de 4 GHz et qui ne permet pas d'avoir une bonne distribution des impédances autour l'abaque de Smith.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

CHAPITRE 3

CONCEPTION D'UN AMPLIFICATEUR RECONFIGURABLE À BASE DE SYNTHÉTISEURS D'IMPÉDANCES ÉLECTROMÉCANIQUES

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons la conception, en technologie des micro-rubans, d'un amplificateur RF, non adapté en impédance, basé sur le transistor FET NE76038. Cet amplificateur sera polarisé avec une tension Vds = 3V, une tension Vgs = - 0.4 V et un courant Ids =10 mA. Le transistor NE76038 est un transistor à effet de champ possédant de bonnes performances, ce qui le prédispose à être utilisé dans les amplificateurs RF opérant dans la gamme de fréquences comprises entre 1 GHz et 14 GHz. L'adaptation d'impédance de cet amplificateur sera assurée par des synthétiseurs d'impédances électromécaniques de type commercial. L'ensemble constitué du transistor à effet de champ NE76038 et des synthétiseurs d'impédances électromécaniques constituera une première solution pour l'obtention d'un amplificateur reconfigurable en fréquence. L'objectif désiré est d'obtenir des coefficients de réflexion à l'entrée S11 et à la sortie S22 dont les modules sont inférieurs à -15 dB et cela sur toute la bande de fréquences étudiée.

3.2 Simulation avec ADS de l'amplificateur RF non stabilisé

Le but de la simulation de l'amplificateur non stabilisé est de connaître ses zones de stabilité et ses zones d'instabilité à l'intérieur de l'abaque de Smith (de module égal à 1) et cela pour les fréquences comprises entre 500 MHz et 3 GHz. Une fois les zones d'instabilité déterminées, il faudra pallier à ce problème pour rendre le montage amplificateur inconditionnellement stable sur toute la gamme de fréquences utilisées. En effet, il est impossible de construire un amplificateur RF autour d'un transistor qui n'est pas stabilisé sans rencontrer des problèmes d'oscillation. Le schéma de simulation utilisé pour vérifier la stabilité de l'amplificateur RF est celui de la Figure 3.1:

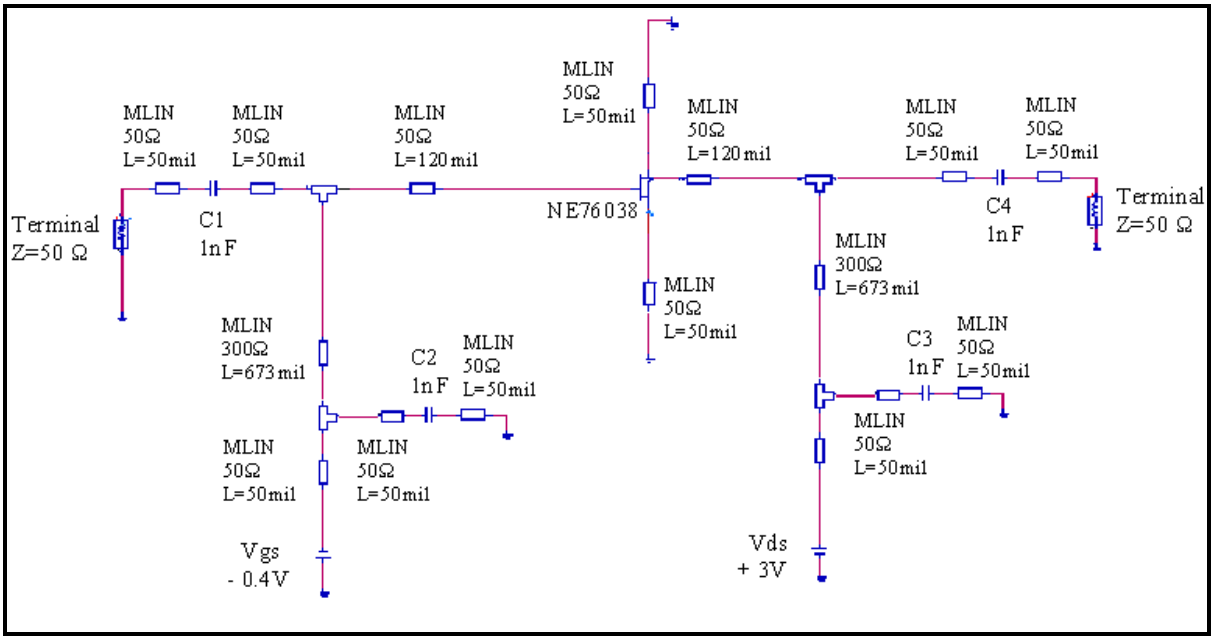


Figure 3-1 Schéma de simulation de l'amplificateur avec ses circuits de polarisation.

Le facteur de stabilité K est un nombre réel qui caractérise un quadripôle donné, il s'exprime sous la forme suivante (Pozar, 1998):

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2\,|S_{12}|\,|S_{21}|} \tag{3.1}$$

Pour assurer la stabilité inconditionnelle d'un amplificateur RF, il faut que le facteur de stabilité K soit supérieur à 1 et que le module du déterminant de la matrice [S] soit inférieur à 1 (Pozar, 1998). Les simulations de l'amplificateur RF ont été effectuées dans la gamme de fréquences comprises entre 500 MHz et 3 GHz, la limitation à la fréquence de 3 GHz a été imposée par les synthétiseurs d'impédances électromécaniques utilisés qui étaient limités à 3 GHz. Les résultats des simulations ont montré que l'amplificateur RF, non adapté en impédances, n'est pas inconditionnellement stable. En effet, les cercles de stabilité de la source et de la charge qui pénètrent dans l'abaque de Smith de module $|\Gamma|=1$, ainsi que le facteur de stabilité K qui est inférieur à 1 ($K<1$) sur toute la gamme de fréquences comprises entre 500 MHz et 3 GHz, indiquent tous que l'amplificateur n'est pas inconditionnellement stable.

La Figure 3.2 montre les différents cercles, du côté de la charge (a) et du côté de la source (b), qui montrent que l'amplificateur n'est pas inconditionnellement stable. Les valeurs des impédances de la source et de la charge présentées à l'amplificateur doivent se situer dans la zone stable de l'abaque de Smith.

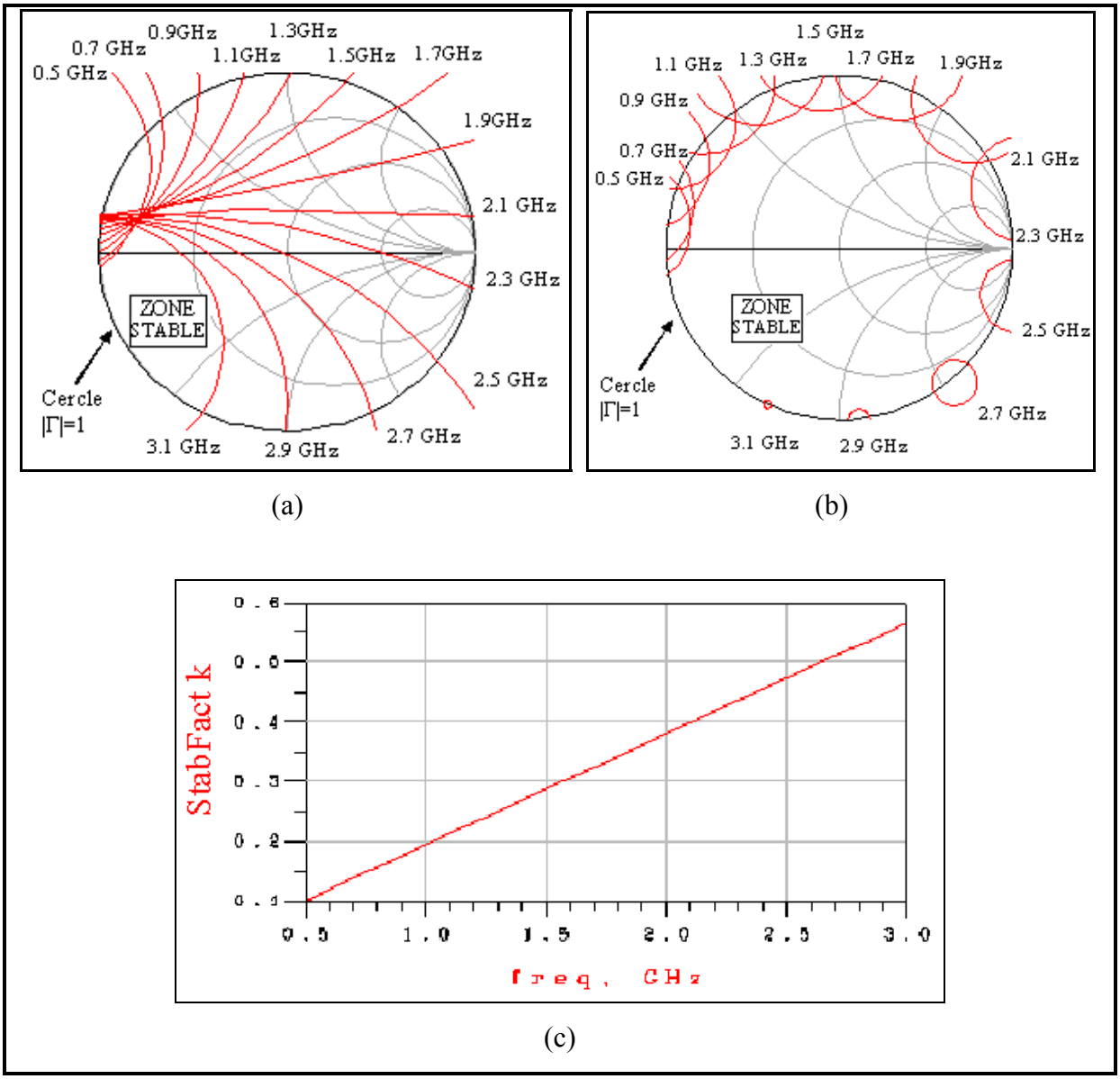
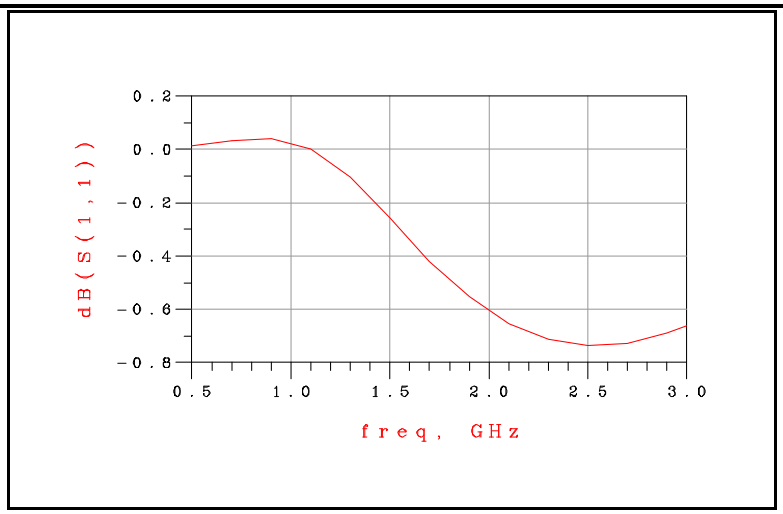
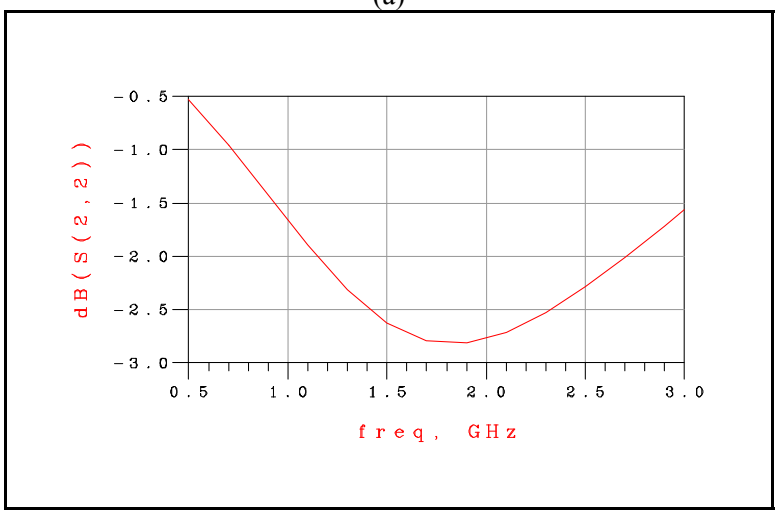


Figure 3-2 Résultats avant stabilisation : cercles de stabilité du côté charge (a), cercles de stabilité du côté source (b) et facteur de stabilité K (c).

Des simulations ont aussi été faites pour voir l'évolution du coefficient de réflexion S11 à l'entrée de l'amplificateur ainsi que l'évolution du coefficient de réflexion S22 à la sortie de l'amplificateur. Les résultats de ces simulations ont montré que le coefficient de réflexion S11 varie entre 0.05 dB et -0.75 dB alors que le coefficient de réflexion S22 varie entre -0.5 dB et -2.8 dB. Ces résultats ont montré la nécessité d'une adaptation d'impédances à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur. En effet, pour qu'un amplificateur soit adapté d'une façon acceptable, il faut que les modules des facteurs de réflexion S11 et S22 soient inférieurs à -15 dB. La Figure 3.3 montre les graphes de ces coefficients de réflexion.



(a)



(b)

Figure 3-3 Résultats avant stabilisation : coefficient de réflexion à l'entrée S11 (a) et coefficient de réflexion à la sortie S22 (b).

3.3 Stabilisation de l'amplificateur RF non adapté

Suite aux résultats précédents, il faut stabiliser l'amplificateur RF avant de pouvoir l'utiliser. La méthode de stabilisation choisie consiste en l'implantation d'une résistance entre la grille et la source du transistor. La Figure 3.4 montre le schéma de simulation de l'amplificateur avec la résistance de stabilisation:

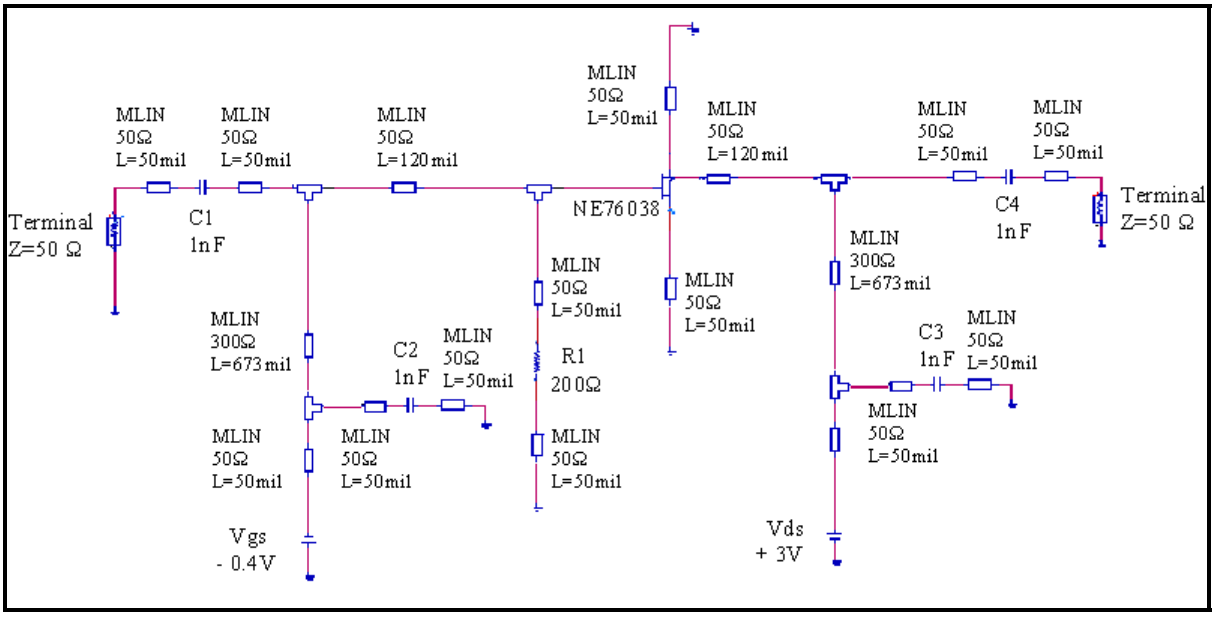


Figure 3-4 Schéma de simulation de l'amplificateur avec la résistance de stabilisation.

Les simulations avec le logiciel ADS ont montré qu'il existe un compromis à faire entre la stabilité de l'amplificateur et son gain. En effet, plus la valeur de la résistance de stabilisation R diminue plus la zone de stabilité augmente et le gain diminue. Par contre, si la résistance de stabilisation R augmente, alors la zone de stabilité diminue et le gain augmente. La valeur optimale de la résistance de stabilisation est égale à 200 ohms.

La Figure 3.5 montre les cercles de stabilité, à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur, obtenus avec la résistance de stabilisation de 200 Ω. Les différents cercles, du côté de la charge (a) et du côté de la source (b), sont maintenant inconditionnellement stables. En effet, quelque soit la valeur de l'impédance, choisie à l'intérieur de l'abaque de Smith (|Γ|=1) et présentée à la source ou à la charge, le transistor restera stable et n'entrera pas en condition d'oscillation.

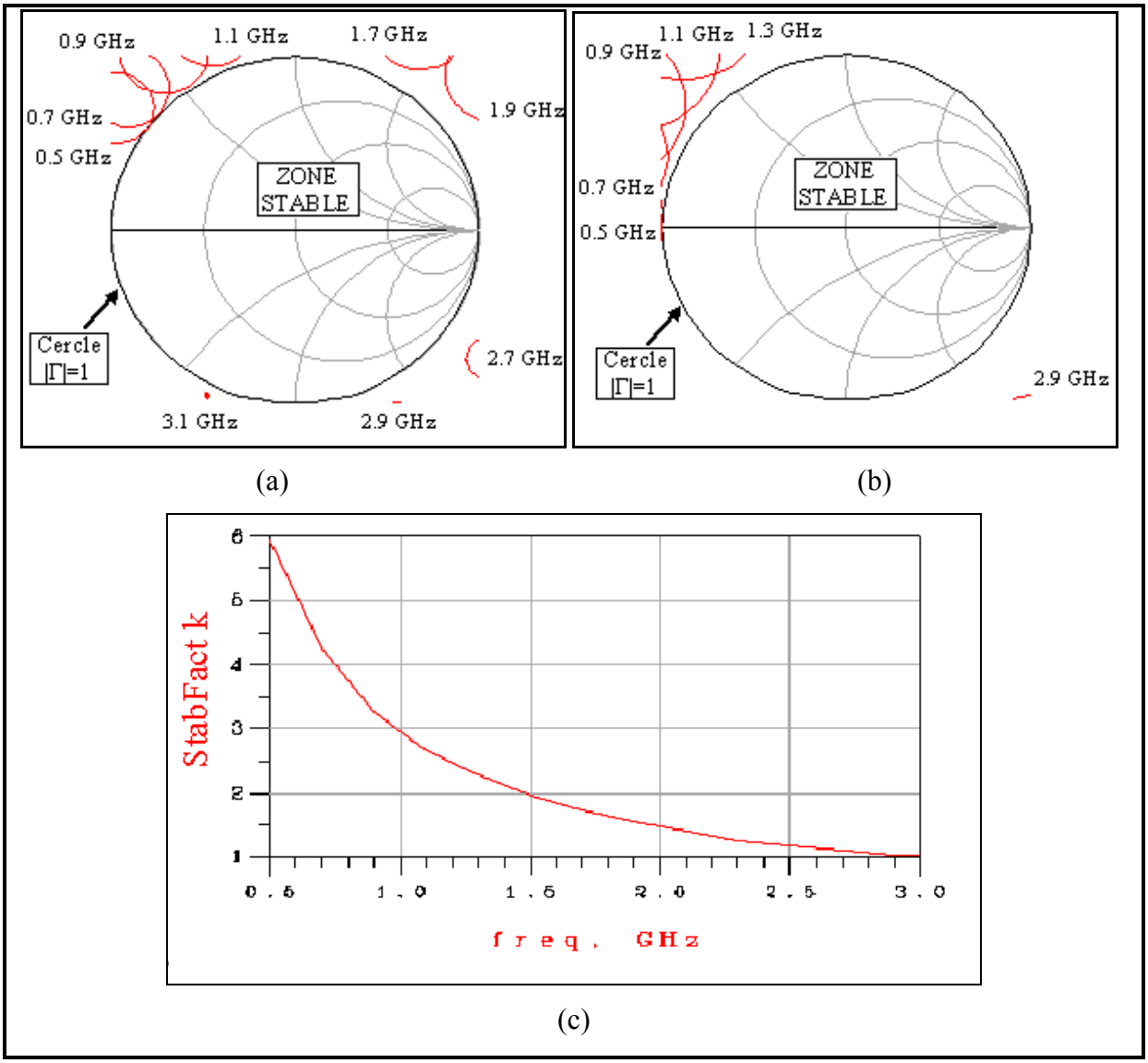
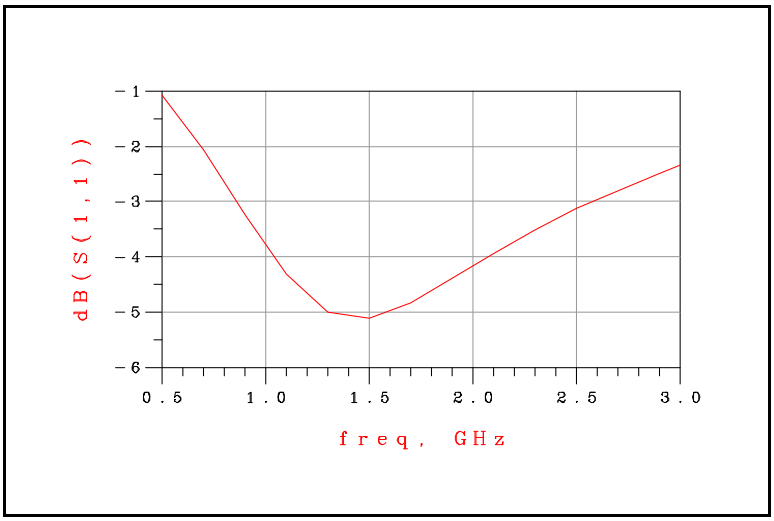
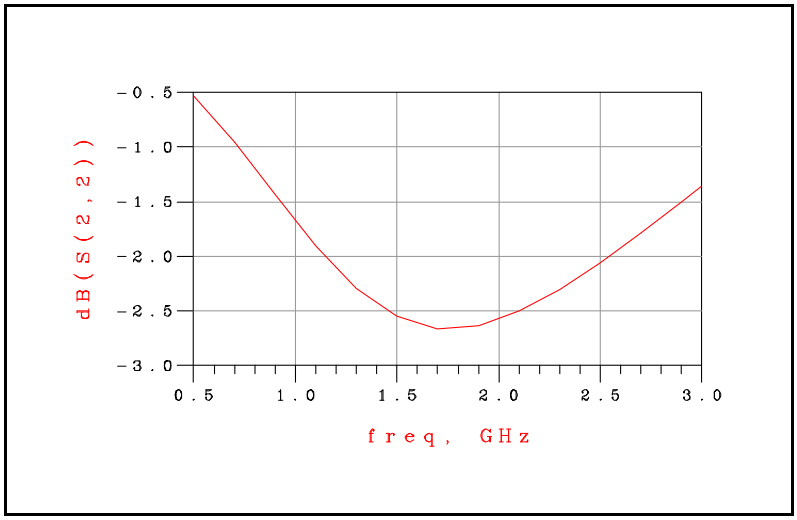


Figure 3-5 Résultats après stabilisation : cercles de stabilité du côté charge (a), cercles de stabilité du côté source (b) et facteur de stabilité K (c).

La Figure 3.6 montre les graphes des coefficients de réflexion à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur RF stabilisé. Le coefficient S11 varie entre -1 dB et -5 dB alors que le coefficient S22 varie entre -0.5 dB et -2.7 dB, ce qui montre la nécessité d'une adaptation d'impédances à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur. En effet, pour qu'un amplificateur soit adapté d'une façon acceptable, il faut que les modules de S11 et de S22 soient inférieurs à -15 dB. La Figure 3.3 montre les graphes de ces coefficients de réflexion.



(a)



(b)

Figure 3-6 Résultats après stabilisation : coefficient de réflexion à l'entrée S11 (a) et coefficient de réflexion à la sortie S22 (b).

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

3.4 Simulations de l'adaptation d'impédances sous ADS

Après avoir réglé le problème de l'instabilité de l'amplificateur qui est devenu stable sur la gamme de fréquences comprises entre 0.5 GHz et 3 GHz, des simulations d'adaptation simultanée d'impédances à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur ont été effectuées. Le principe est de trouver le circuit d'adaptation d'impédance qu'il faut mettre entre la source et l'entrée de l'amplificateur ainsi que le circuit d'adaptation d'impédance qu'il faut mettre entre la charge et la sortie de l'amplificateur pour obtenir une adaptation simultanée d'impédances de l'entrée et de la sortie.

Adaptation d'impédances à la fréquence f = 1.4 GHz

L'adaptation d'impédances à la fréquence 1.4 GHz a donné un facteur de réflexion à l'entrée $S_{11} = -43{,}21\ dB$, un facteur de réflexion à la sortie $S_{22} = -44{,}04\ dB$ et un gain $S_{21} = 13{,}12\ dB$. La valeur de l'impédance utilisée pour adapter l'entrée de l'amplificateur est $Z_{entrée} = 72.65 + j\ 81.1\ (\Omega)$ et celle utilisée pour adapter la sortie est $Z_{sortie} = 347.85 + j\ 93.6\ (\Omega)$.

Adaptation d'impédances à la fréquence f =2 GHz

L'adaptation d'impédances à la fréquence 2 GHz a donné un facteur de réflexion à l'entrée $S_{11} = -45{,}88\ dB$, un facteur de réflexion à la sortie $S_{22} = -50{,}86\ dB$ et un gain $S_{21} = 13{,}54\ dB$. La valeur de l'impédance utilisée pour adapter l'entrée de l'amplificateur est $Z_{entrée} = 11.75 + j\ 31.05(\Omega)$ et celle utilisée pour adapter la sortie est $Z_{sortie} = 15.8 + j\ 68.75\ (\Omega)$.

Adaptation d'impédances à la fréquence f = 2.2 GHz

L'adaptation d'impédances à la fréquence 2.2 GHz a donné un facteur de réflexion à l'entrée $S_{11} = -47{,}03\ dB$, un facteur de réflexion à la sortie $S_{22} = -45{,}88\ dB$ et un gain $S_{21} = 13{,}73\ dB$. La valeur de l'impédance utilisée pour adapter l'entrée de l'amplificateur est $Z_{entrée} = 8.25 + j\ 22.4\ (\Omega)$ et celle utilisée pour adapter la sortie est $Z_{sortie} = 9.35 + j\ 51.35\ (\Omega)$.

Rapport-Gratuit.com

Ces résultats sont résumés au Tableau 3.1 suivant :

Tableau 3.1 Résultats des simulations de l'adaptation d'impédances avec ADS

Fréquence (GHz)	**Impédance d'adaptation de l'entrée**	**Paramètres S de l'amplificateur adapté**				**Impédance d'adaptation de la sortie**
		S11 (dB)	S21 (dB)	S22 (dB)	S12 (dB)	
1.4	$72.65 + j\ 81.1\ (\Omega)$	-41.2	13.1	-44	-26	$347.85 + j\ 93.6\ (\Omega)$
2	$11.75 + j\ 31.05\ (\Omega)$	-45.8	13.5	-50.8	-21.8	$15.8 + j\ 68.75\ (\Omega)$
2.2	$8.25 + j\ 22.4\ (\Omega)$	-47	13.7	45.8	-20.6	$9.35 + j\ 51.35\ (\Omega)$

3.5 Génération du masque de l'amplificateur RF

Dans le but de réaliser l'amplificateur RF, non adapté en impédance, qui a été simulé, un masque du circuit a été réalisé en technologie des micro rubans à l'aide du logiciel ADS. Le masque a ensuite été optimisé afin d'en réduire les dimensions. Le masque final de l'amplificateur RF non adapté est présenté par la Figure 3.7, ci-dessous :

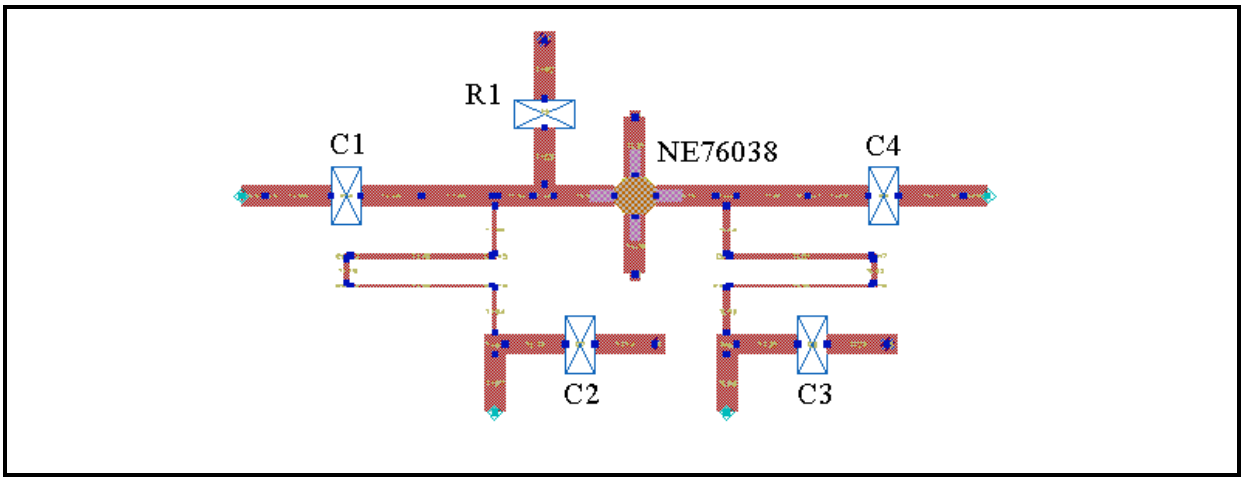


Figure 3-7 Masque du circuit de l'amplificateur en technologie micro rubans.

3.6 Réalisation pratique de l'amplificateur RF

Une réalisation de l'amplificateur RF non adapté en impédances a été faite au laboratoire LACIME de l'ÉTS. La Figure 3.8 montre une photographie du montage final de l'amplificateur avec les connecteurs de type «APC-7» nécessaires à son branchement avec les synthétiseurs d'impédances électromécaniques de type CCMT 1816.

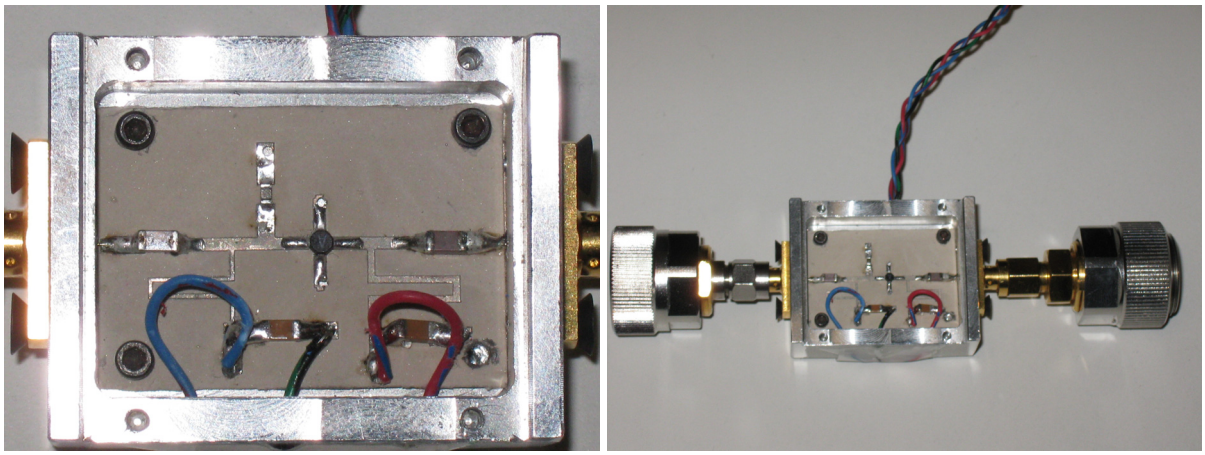


Figure 3-8 Amplificateur réalisé en technologie micro rubans avec ses connecteurs APC-7.

3.7 Adaptation d'impédances de l'amplificateur avec les synthétiseurs d'impédances électromécaniques

Des mesures pratiques ont été faites sur l'amplificateur RF non adapté en impédance. Ces mesures ont montré que le module du coefficient de réflexion S11 varie entre -0.78 dB et -2.215 dB alors que le module du coefficient de réflexion S22 varie entre -1.97 dB et -3.46 dB. Ces résultats ont montré la nécessité d'une adaptation d'impédances à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur. En effet, pour qu'un amplificateur soit adapté d'une façon acceptable, il faut que les modules des facteurs de réflexion S11 et S22 soient inférieurs à -15 dB.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

Pour améliorer l'adaptation d'impédance de l'amplificateur RF, des synthétiseurs d'impédances électromécaniques commerciaux de type FOCUS CCMT 1816 ont été connectés à son entrée et à sa sortie. Ces synthétiseurs d'impédances vont générer les impédances nécessaires à l'adaptation en impédance de l'amplificateur pour chaque fréquence comprise entre 1.4 GHz et 4 GHz. Les mesures pratiques des paramètres S de l'amplificateur RF ont été effectuées avec un analyseur vectoriel de réseaux HP 8753ES. La Figure 3.9 montre le montage de l'amplificateur RF en technologie micro-rubans adapté par des synthétiseurs d'impédances électromécaniques de type FOCUS CCMT 1816.

Figure 3-9 Amplificateur RF reconfigurable avec ses synthétiseurs d'impédances électromécaniques.

Les résultats expérimentaux sont résumés au Tableau 3.2 suivant :

Tableau 3.2 Performances de l'amplificateur RF adapté avec des synthétiseurs d'impédances électromécaniques

Fréquence (GHz)	**S11 (dB)**	**S21 (dB)**	**S22 (dB)**	**S12 (dB)**
1.4	-34.06	11.06	-46.01	-28.74
1.6	-38.53	9.14	-44	-30.02
2	-37.14	9.51	-39.27	-31.87
2.2	-35.5	9.85	-37.8	-33.82
2.4	-30.2	9.93	-36.23	-32.16
2.6	-17.18	9.73	-31.74	-32.33
2.8	-44.6	10.62	-40.6	-27.2
2.9	-33.2	10.27	-31.46	-26.74
3	-29.9	10.1	-30.56	-26.29
3.2	-34	9.91	-51	-26.33
3.4	-42	9.74	-41.17	-27.39

Un échantillon des impédances générées par les synthétiseurs d'impédances électromécaniques et qui ont permis d'adapter l'amplificateur RF à certaines fréquences est présenté au Tableau 3.3 ci-dessous :

Tableau 3.3 Valeurs des impédances générées par les synthétiseurs d'impédances électromécaniques pour adapter l'amplificateur RF

Fréquence (GHz)	**Impédance d'adaptation de l'entrée**	**Impédance d'adaptation de la sortie**
1.4	$87.61 + j\ 75.89\ (\Omega)$	$85.13 - j\ 71.24\ (\Omega)$
2	$31.33 - j\ 55.7\ (\Omega)$	$12.95 - j\ 1.9\ (\Omega)$
2.2	$201.04 - j\ 76.35\ (\Omega)$	$235.96 + j\ 42.91\ (\Omega)$
3.5	$18.79 - j\ 21.89\ (\Omega)$	$46.16 + j\ 35.93\ (\Omega)$

À partir des résultats pratiques, on trace le graphe illustrant l'évolution du coefficient de réflexion à l'entrée S11 sur toute la gamme de fréquences comprise entre 1.4 GHz et 4 GHz. La Figure 3.10 présente ce graphe :

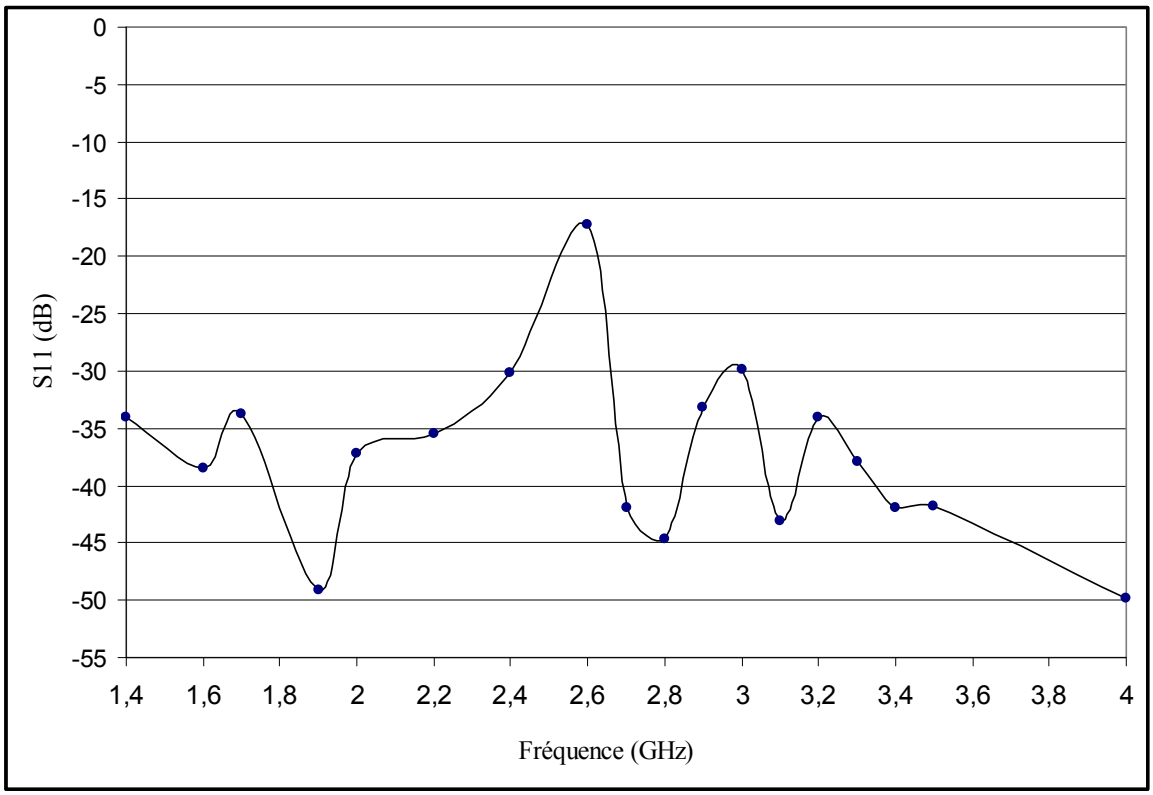


Figure 3-10 Coefficient de réflexion S11 à l'entrée de l'amplificateur reconfigurable.

On remarque que le module du coefficient de réflexion à l'entrée S11 varie entre -17.18 dB et -49.76 dB, ce qui veut dire que l'entrée de l'amplificateur est adaptée en impédance d'une façon satisfaisante. En effet, pour que l'entrée d'amplificateur soit adaptée d'une façon acceptable, il faut que le module du coefficient de réflexion S11 soit inférieur à -15 dB. C'est grâce aux synthétiseurs électromécaniques que l'on a pu obtenir ce niveau d'adaptation d'impédance. De la même façon, on trace le graphe illustrant l'évolution du coefficient de transmission de l'entrée vers la sortie S21 sur toute la gamme de fréquences comprises entre 1.4 GHz et 4 GHz. Le coefficient de transmission S21 varie entre 8.12 dB et 11.06 dB ce qui est conforme aux spécifications du transistor NE76038.

La Figure 3.11 présente le graphe du coefficient de transmission S21:

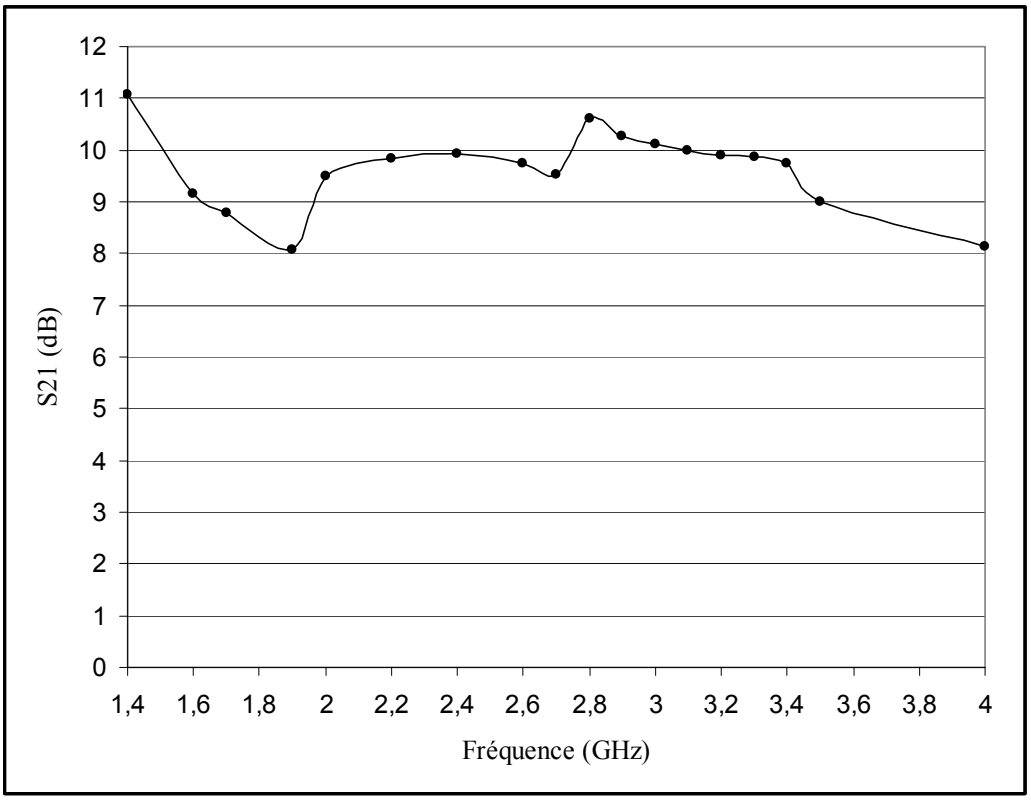


Figure 3-11 Amplification S21 de l'amplificateur reconfigurable.

L'évolution du coefficient de réflexion S22, à la sortie de l'amplificateur reconfigurable, a été relevée sur la Figure 3.12 et on remarque que le module du coefficient S22 varie entre -30.56 dB et -51 dB, ce qui veut dire que la sortie de l'amplificateur est très bien adaptée en impédance. En effet, pour que la sortie de l'amplificateur soit adaptée d'une façon acceptable, il faut que le module du coefficient de réflexion S22 soit inférieur à -15 dB. Le niveau d'adaptation d'impédances obtenu avec les synthétiseurs d'impédances électromécaniques est excellent car ils permettent une couverture d'impédances presque totale de l'abaque de Smith.

La Figure 3.12 présente le graphe illustrant l'évolution du coefficient de réflexion S22 à la sortie de l'amplificateur RF:

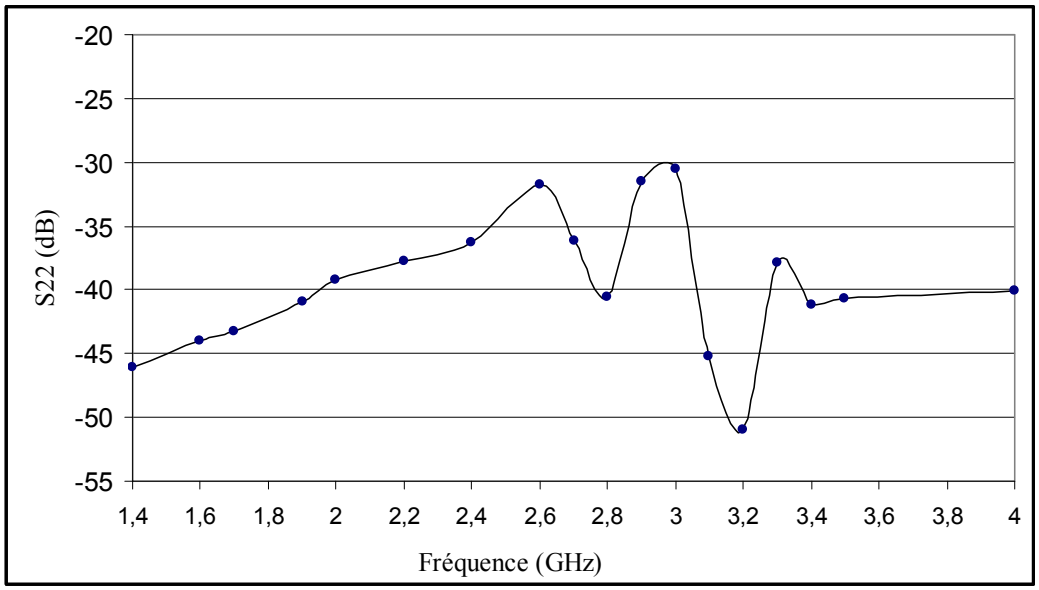


Figure 3-12 Coefficient de réflexion S22 à la sortie de l'amplificateur.

La Figure 3.13 présente le graphe du coefficient S12 de l'amplificateur RF:

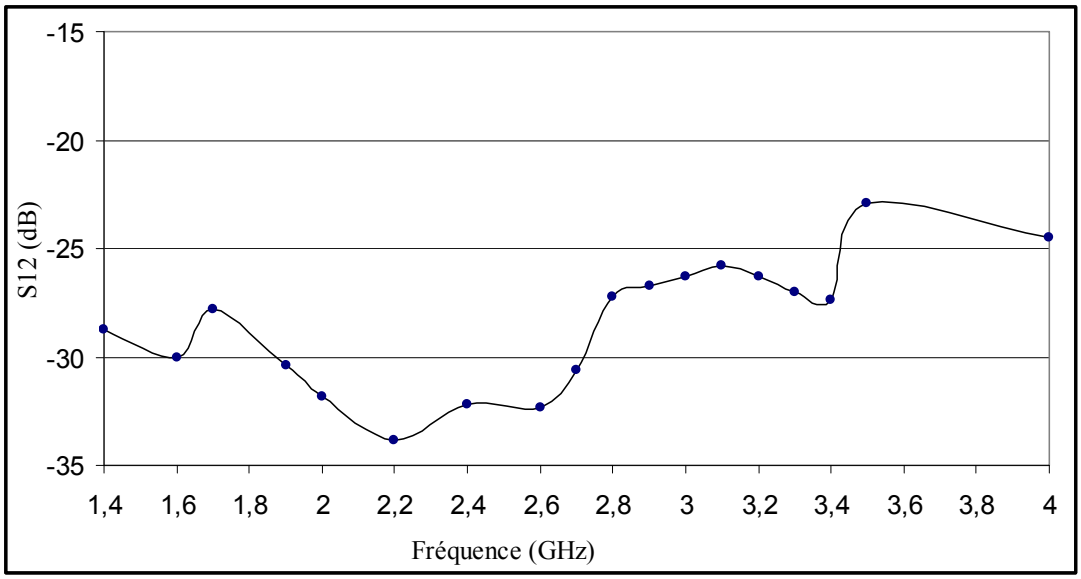


Figure 3-13 Coefficient S12 en dB de l'amplificateur reconfigurable.

3.8 Conclusion

Dans ce chapitre, la conception ainsi que la réalisation d'un amplificateur RF, reconfigurable en fréquence, ont été faites. L'amplificateur RF a été conçu en utilisant un transistor NE76038 qui est un transistor à effet de champ très performant et qui couvre la gamme de fréquences comprises entre 1GHz et 14 GHz .

L'adaptation d'impédances à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur a été réalisée par des synthétiseurs d'impédances électromécaniques commerciaux de type CCMT-1816. L'amplificateur RF réalisé a été testé sur une bande de fréquences comprises entre 1.4 GHz et 4 GHz. Les résultats de l'adaptation d'impédance à l'entrée sont compris entre -17.18 dB et -49.76 dB, les résultats de l'adaptation d'impédance à la sortie sont compris entre -31.46 dB et -46 dB et le gain de l'amplificateur varie entre 8.12 dB et 11.06 dB.

L'amplificateur RF conçu présente effectivement la caractéristique de reconfigurabilité en fréquence mais ne peut être utilisé que pour des applications en laboratoire à cause de l'adaptation d'impédance qui a été réalisée avec des synthétiseurs d'impédances électromécaniques. Une deuxième solution au problème de la reconfigurabilité en fréquence des amplificateurs RF sera élaborée dans le chapitre suivant.

CHAPITRE 4

CONCEPTION D'UN AMPLIFICATEUR RF RECONFIGURABLE À BASE DE SYNTHÉTISEURS D'IMPÉDANCES MEMS

4.1 Introduction

Dans le chapitre précèdent, une première solution à la problématique de la conception d'un amplificateur reconfigurable en fréquence a été développée. Cette solution était basée sur l'utilisation d'un transistor RF commercial utilisé dans une structure d'amplificateur en technologie des micro-rubans. L'adaptation d'impédances a été réalisée grâce à des synthétiseurs d'impédances électromécaniques commerciaux. Cette première solution avait deux inconvénients majeurs qui limitaient son utilisation. Le premier inconvénient était le coût très élevé des synthétiseurs d'impédances électromécaniques et le deuxième inconvénient découle des dimensions très grandes des synthétiseurs d'impédances. Dans ce chapitre, une deuxième solution a été élaborée pour pallier aux inconvénients de la première solution. En effet, la conception d'un amplificateur RF non adapté en technologie MMIC («Monolithic Microwave Integrated Circuits») a été réalisée comme solution miniaturisée. Le transistor MMIC remplacera donc le transistor commercial NE76038. Suivant la même logique de miniaturisation, des synthétiseurs d'impédances MEMS seront conçus et analysés par simulation, avec l'objectif de remplacer les synthétiseurs d'impédances électromécaniques commerciaux.

4.2 Conception d'un amplificateur RF non adapté en technologie des circuits intégrés (MMIC)

4.2.1 Transistor à effet de champ PHEMT

Le principe de fonctionnement du transistor à effet de champ FET est basé sur l'existence d'un canal conducteur dont la conductance peut être modulée à l'aide d'une tension appliquée sur la grille.

Le transistor à effet de champ est un composant semi-conducteur unipolaire car il ne fait intervenir qu'un seul type de porteurs dans la conduction du courant. Dans certaines applications, notamment en ce qui concerne les amplificateurs MMIC de puissance, la technologie des semi-conducteurs de type arséniure de gallium (AsGa) offre de meilleures performances qu'avec le silicium (Si). En particulier, la mobilité des électrons plus grande avec l'arséniure de gallium (AsGa) se traduit en des performances de vitesse (réponse en fréquence) supérieures à celles obtenues avec le silicium. Durant les années 1980, une nouvelle génération de transistors a été développée, ce sont les transistors à hétérojonction tels que les HEMTs («High Electron Mobility Transistors») et les PHEMTs («Pseudomorphic High Electron Mobility Transistors»). Ce sont des transistors à effet de champ qui permettent le contrôle de fortes densités de courant (I_{ds}) à l'aide d'une faible tension (V_{gs}). Il en résulte un gain important aux fréquences élevées. De plus, les transistors PHEMTs permettent d'assurer une mobilité maximale des électrons ce qui les rend particulièrement adaptés aux applications micro-ondes et millimétriques (Anderson, 2005).

4.2.2 Simulations sous ADS de l'amplificateur MMIC non stabilisé

Le transistor choisi pour être au cœur de l'amplificateur est un transistor à effet de champ de type PHEMT 0,25µm (PH25FET) qui est fabriqué par la compagnie UMS «United Monolithic Semiconductors». La configuration du transistor utilisé consiste en un nombre de doigts égal à 8, une largeur totale des doigts Wu égale à 75 µm. Les tensions de polarisation utilisées sont Vds = 3.0V et Vgs = -0.4V. Le courant de polarisation utilisé est Ids = 50 mA.

Rapport-Gratuit.com

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

Le Tableau 4.1 résume les caractéristiques de la configuration ainsi que les conditions de polarisation du transistor à effet de champ PH25FET.

Tableau 4.1 Configuration et conditions de polarisation du transistor PH25FET

Paramètre	**Valeur choisie**
Nombre de doigts	8
Largeur totale des doigts	75 µm
Tension de polarisation Vds	3.0 V
Courant de polarisation Ids	50 mA

Le schéma de l'amplificateur non stabilisé a été conçu avec le logiciel ADS. Les composantes électroniques utilisées sont issues de la compagnie UMS «United Monolithic Semiconductors». Le schéma utilisé est montré à la Figure 4.1:

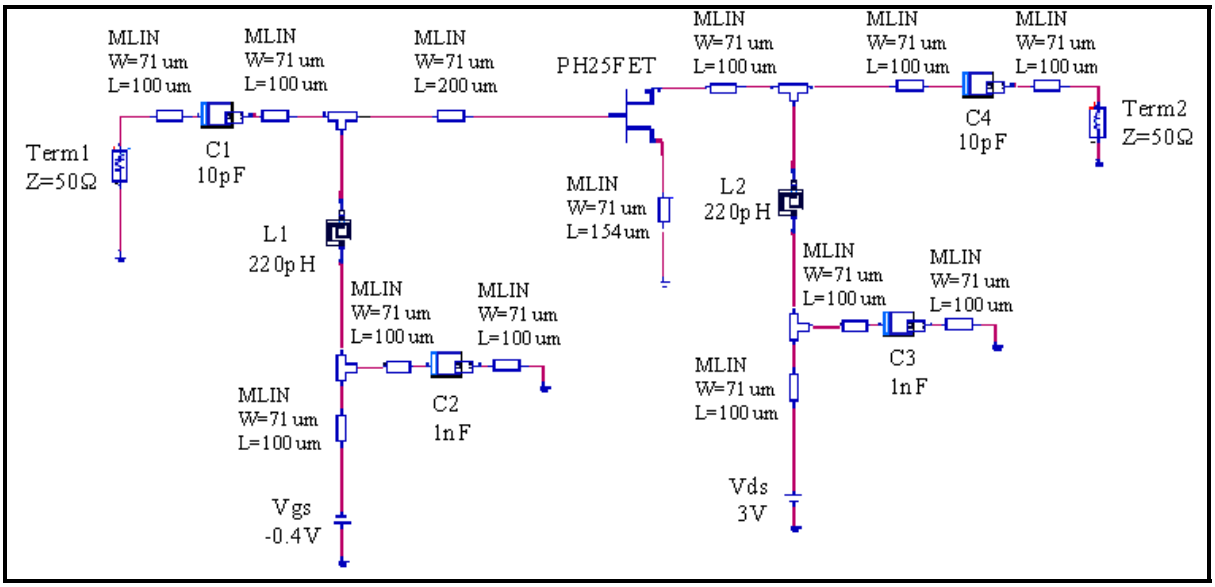


Figure 4-1 Schéma de simulation de l'amplificateur MMIC non stabilisé.

Pour faire la conception d'un amplificateur MMIC large bande, on va faire l'étude de sa stabilité sur une large gamme de fréquence allant de 0.5 GHz jusqu'à 16 GHz. La simulation avec ADS du facteur de stabilité K et des cercles de stabilité de l'amplificateur, sans résistance de stabilité, a montré les zones de stabilité et d'instabilité de cet amplificateur. En effet, le facteur de stabilité K qui est inférieur à 1 sur toute la gamme de fréquences comprises entre 0.5 GHz et 16 GHz indique que l'amplificateur n'est pas inconditionnellement stable sur la gamme de fréquences étudiée. La Figure 4.2 montre l'évolution du facteur de stabilité K ainsi que l'évolution du déterminant de la matrice des paramètres S.

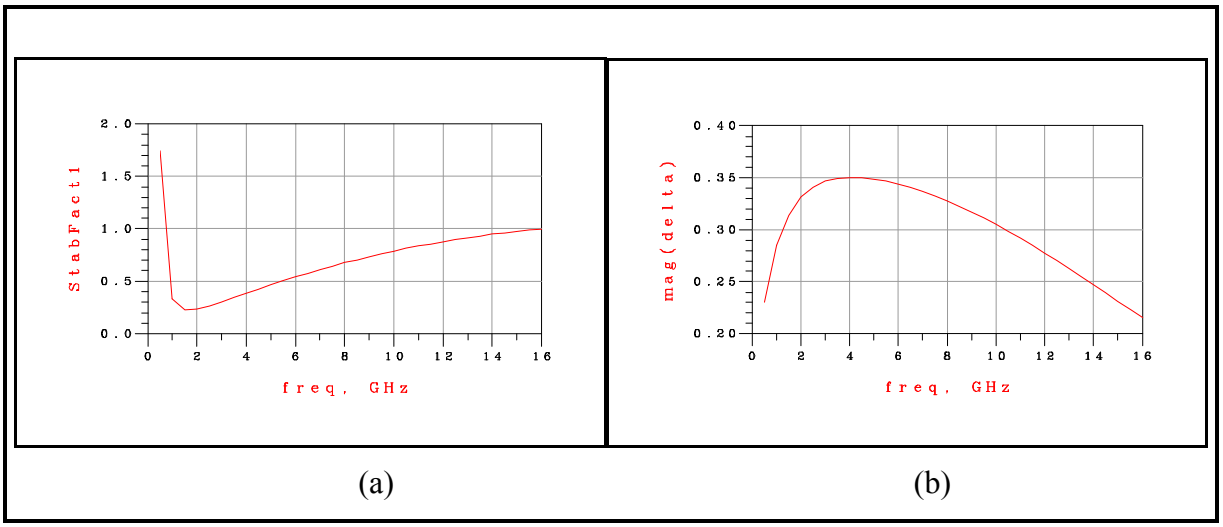


Figure 4-2 Résultats des simulations de l'amplificateur MMIC non stabilisé (a) facteur de stabilité K et (b) déterminant de la matrice [S].

Pour confirmer l'existence de zones d'instabilité de l'amplificateur, les cercles de stabilité de cet amplificateur ont été simulés avec ADS. La Figure 4.3 montre les différents cercles, du côté de la sortie de l'amplificateur (a) et du côté de l'entrée de l'amplificateur (b), qui permettent d'identifier les zones d'instabilité. Les valeurs des impédances de la source et de la charge présentées à l'amplificateur doivent se situer dans les zones stables respectives de l'abaque de Smith afin de garantir un fonctionnement stable de l'amplificateur.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

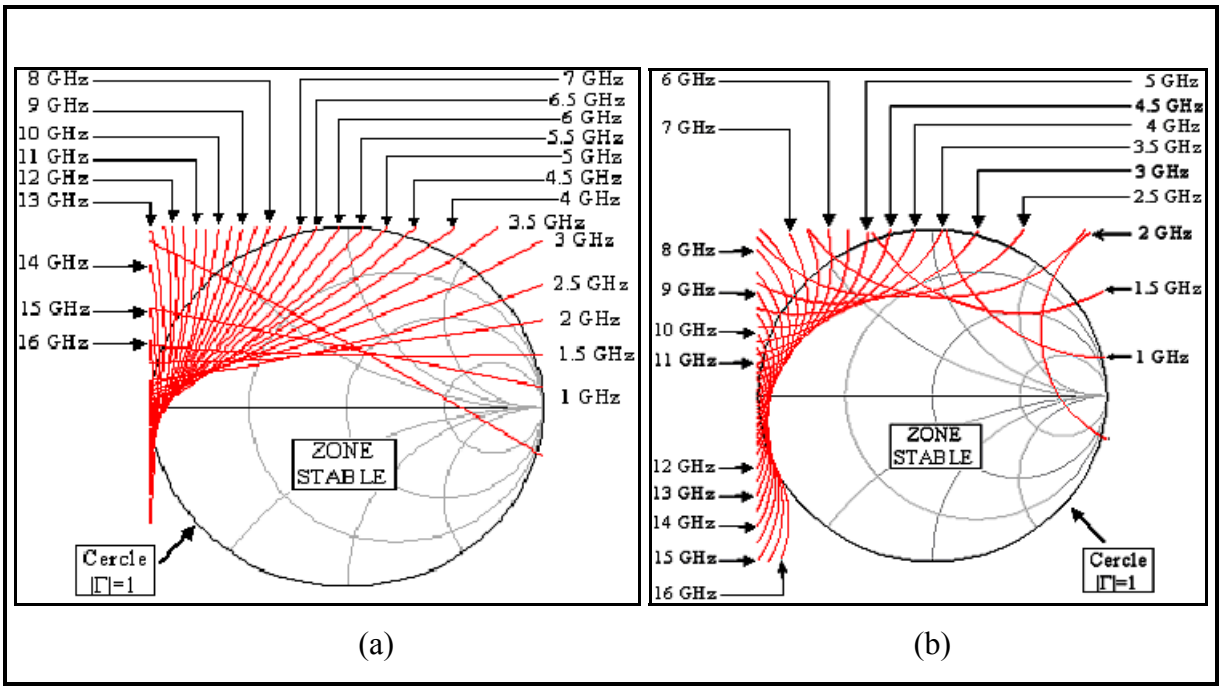


Figure 4-3 Résultats des simulations de l'amplificateur MMIC non stabilisé (a) cercle de stabilité à la charge, (b) cercle de stabilité de la source.

La Figure 4.3 montre que le transistor présente des zones d'instabilité à l'intérieur de l'abaque de Smith sur toute la gamme de fréquences comprises entre 0.5 GHz et 16 GHz.

4.2.3 Stabilisation de l'amplificateur MMIC sur la gamme de fréquences comprises entre 0.5 GHz et 16 GHz

Suite aux résultats précédents, il faut stabiliser l'amplificateur MMIC non adapté en impédance avant de pouvoir l'utiliser. Dans cette conception, la méthode choisie pour stabiliser l'amplificateur consiste en l'implantation d'une résistance entre la grille et la source du transistor à effet de champ. La Figure 4.4 montre le schéma de l'amplificateur avec la résistance de stabilisation.

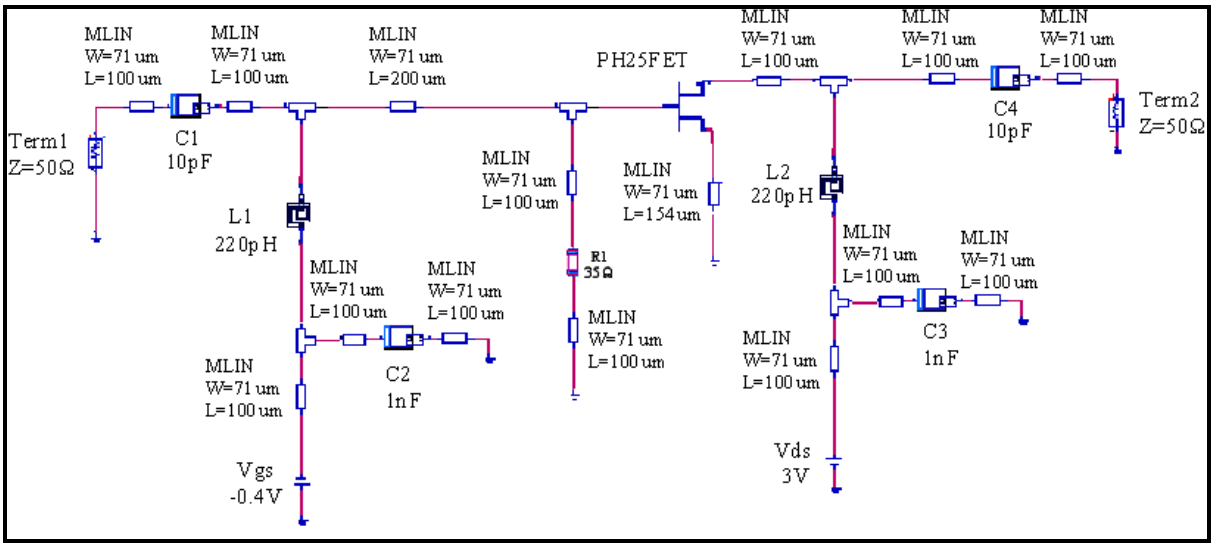


Figure 4-4 Schéma de l'amplificateur MMIC avec la résistance de stabilisation.

En faisant varier la valeur de la résistance pendant les simulations sous ADS, on relève le graphique du facteur de stabilité K ainsi que le graphique du déterminant Δ de la matrice des paramètres S de l'amplificateur MMIC non adapté en impédance. On choisit une valeur de la résistance R=35 Ω car c'est la valeur de résistance la plus élevée qui permet d'avoir un facteur de stabilité K supérieur à 1 sur toute la gamme de fréquences comprises entre 0.5 GHz et 16 GHz. Le déterminant Δ de la matrice des paramètres S de l'amplificateur MMIC est toujours inférieur à 1 sur toute la gamme de fréquences étudiée.

4.2.4 Simulation avec la résistance de stabilisation

Des simulations sous ADS, avec la résistance de stabilisation R=35 Ω , ont été effectuées pour vérifier que l'amplificateur MMIC, non adapté, est inconditionnellement stable et cela pour toute la gamme de fréquences comprises entre 0.5 GHz et 16 GHz. Les cercles de stabilité à la sortie et à l'entrée de l'amplificateur sont en dehors de l'abaque de Smith ayant pour échelle |Γ|=1, ce qui signifie que l'amplificateur MMIC est stable sur toute la gamme de fréquences étudiée. On remarque aussi que le facteur de stabilité K est supérieur à 1 et que le déterminant de la matrice [S] est inférieur à 1 ce qui confirme la stabilité

inconditionnelle sur toute la gamme de fréquences comprises entre 0.5 et 16 GHz. La Figure 4.5 montre l'évolution du facteur de stabilité K.

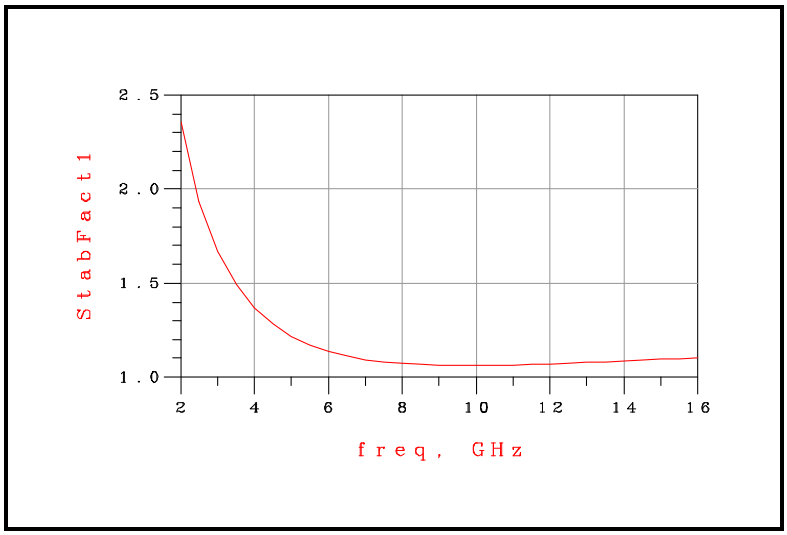


Figure 4-5 Facteur de stabilité K de l'amplificateur MMIC stabilisé avec une résistance de 35Ω.

La Figure 4.6 montre l'évolution du déterminant de la matrice [S] de l'amplificateur stabilisé.

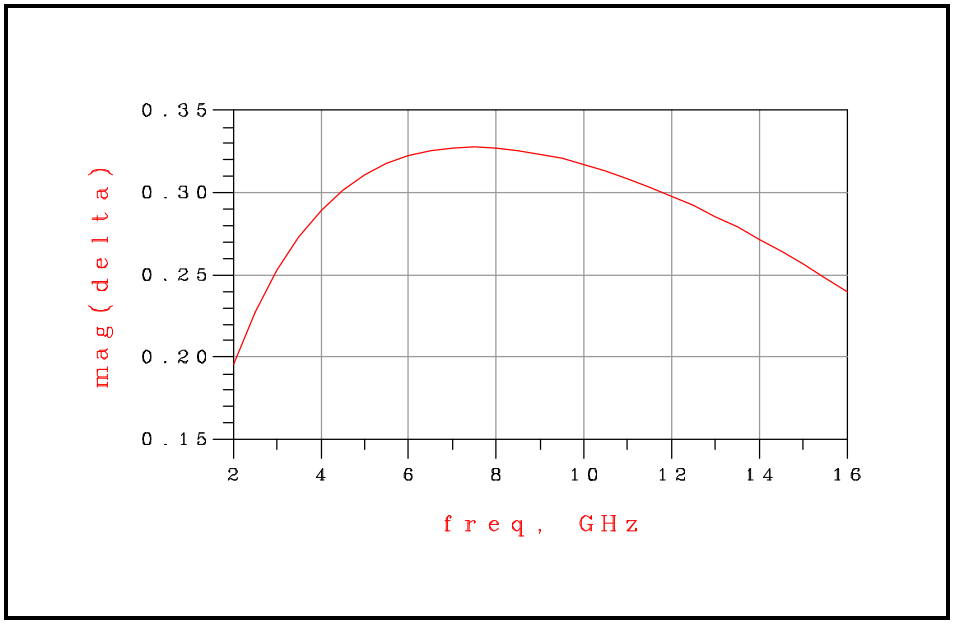


Figure 4-6 Déterminant de la matrice [S] de l'amplificateur stabilisé.

Malheureusement, le coefficient de réflexion à l'entrée S11 varie entre -7.6 dB et -3 dB, alors que le coefficient de réflexion à la sortie S22 varie entre -11.5 dB et -6.7 dB. Ces coefficients de réflexion sont insatisfaisants et expliquent la nécessité d'une adaptation d'impédances à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur MMIC. En effet, pour qu'un amplificateur soit adapté d'une façon acceptable, il faut que les modules des facteurs de réflexion S11 et S22 soient inférieurs à -15 dB.

4.2.5 Dessin du masque de l'amplificateur MMIC non adapté

Le dessin du masque de l'amplificateur MMIC non adapté a été généré avec le logiciel ADS. Le masque a été conçu suivant les directives du manuel de conception de la fonderie UMS «Design Manual, PH25 Process, United Monolithic Semiconductors». Le circuit a une longueur de 1418 µm et une largeur de 928 µm. Il est présenté à la Figure 4.7:

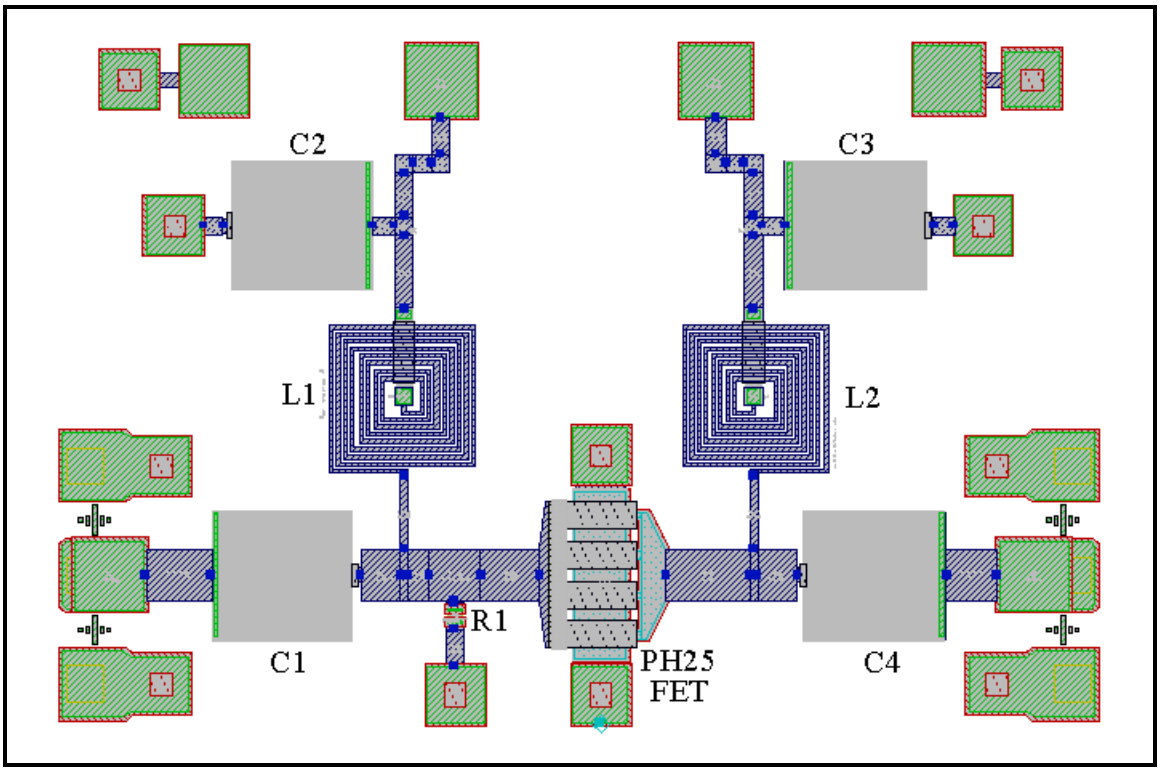


Figure 4-7 Masque de l'amplificateur RF non adapté conçu en technologie MMIC.

4.3 Conception de synthétiseurs d'impédances basés sur les commutateurs capacitifs MEMS RF

4.3.1 Principe de l'amplificateur reconfigurable en fréquence

Dans cette partie on va développer des synthétiseurs d'impédances MEMS basés sur le principe des lignes de transmission chargées avec des capacités DMTL («Distributed MEMS Transmission Lines»). Ces synthétiseurs d'impédances MEMS permettront d'adapter le transistor à effet de champ MMIC, conçu dans le paragraphe précèdent, suivant la fréquence d'opération désirée. Le schéma de la Figure 4.8 illustre le principe de l'amplificateur reconfigurable.

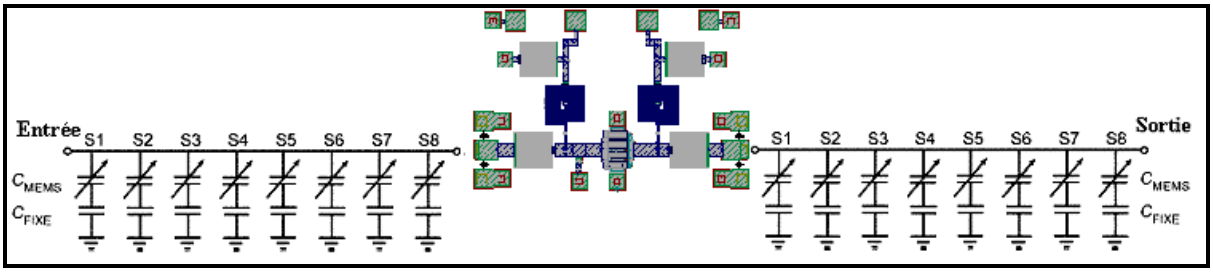


Figure 4-8 Schéma de principe de l'amplificateur reconfigurable en fréquence.

4.3.2 Principe de fonctionnement d'un synthétiseur d'impédances MEMS en topologie DMTL

Le principe choisi pour la conception des synthétiseurs d'impédances est celui des lignes de transmission chargées par des commutateurs capacitifs MEMS. Le nombre de commutateurs capacitifs MEMS a été fixé à 8, ce qui permet de générer 256 valeurs d'impédances pour chaque fréquence d'opération assurant ainsi une couverture suffisante de l'abaque de smith. L'impédance caractéristique de la ligne de transmission est choisie légèrement supérieure à 50Ω, entre 80Ω et 100Ω, de telle sorte que lorsque les huit commutateurs MEMS sont à la position haute, la ligne de transmission doit présenter

une impédance égale à 50Ω. En effet, les capacités à l'état haut des commutateurs MEMS chargent la ligne de transmission coplanaire faisant ainsi diminuer son impédance qui devient voisine de 50Ω. Le schéma de principe d'un synthétiseur d'impédances MEMS est montré à la Figure 4.9:

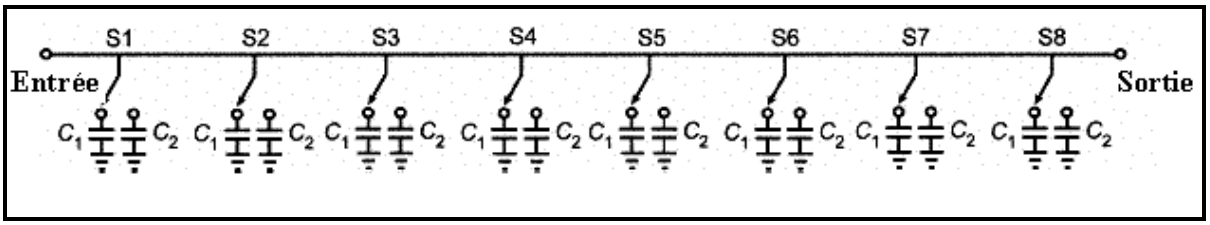


Figure 4-9 Schéma de principe du synthétiseur d'impédance MEMS.

Quand on active les commutateurs capacitifs MEMS, la charge capacitive de la ligne de transmission augmente faisant ainsi diminuer l'impédance de la ligne de transmission. Pour un synthétiseur d'impédance MEMS, le rapport capacitf $C_{ratio} = C_{MEMS_d} / C_{MEMS_up}$ entre les capacités à l'état bas et à l'état haut du commutateur capacitif MEMS doit être compris entre 4 et 30. Cependant, pour un commutateur capacitif MEMS, ce rapport est plus élevé et il est de l'ordre de 80 (Vaha-Heikkila, 2006). Pour remédier à ce problème et réduire le rapport capacitif C_{ratio}, on ajoute une capacité MEMS de valeur fixe en série avec chaque commutateur capacitif MEMS. Le schéma ainsi modifié est présenté à la Figure 4.10:

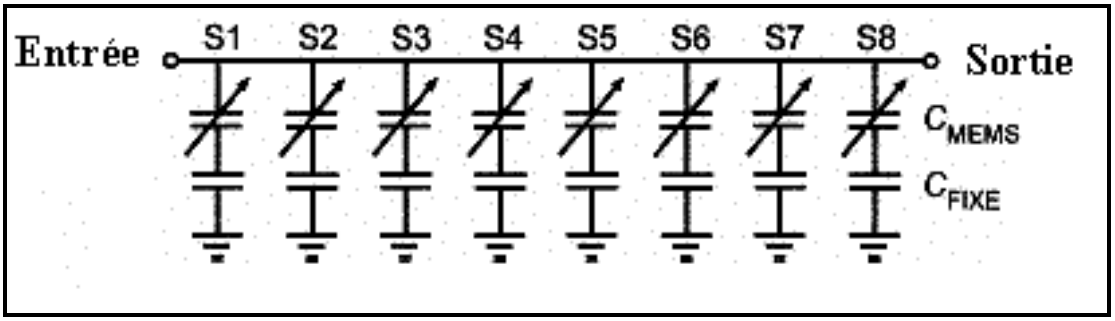


Figure 4-10 Schéma modifié du synthétiseur d'impédance MEMS.

Dans ce cas, la capacité équivalente des deux capacités en série C_{fixe} et C_{MEMS} , de chaque cellule élémentaire du synthétiseur, est donnée par l'équation suivante :

$$C_{eq} = \frac{C_{fixe}\ C_{MEMS}}{C_{fixe}\ + C_{MEMS}} \tag{4.1}$$

La capacité C_{MEMS} prend deux valeurs, quand le commutateur MEMS est activé, en position basse, la valeur de C_{MEMS} est approximativement 1 pF. Quand le commutateur MEMS est désactivé, en position haute, la valeur de C_{MEMS} est approximativement 35 fF.

4.3.3 Analyse théorique du synthétiseur d'impédances MEMS

Cellule élémentaire du synthétiseur d'impédances MEMS

Le synthétiseur d'impédance MEMS utilise le principe des DMTL («Distributed MEMS Transmission Lines»). Il s'agit d'une ligne de transmission chargée par des commutateurs capacitifs à des intervalles d'espace constants. Lorsque les commutateurs capacitifs MEMS sont actionnés, l'impédance de la ligne diminue, et la propagation de l'onde est retardée. Cette ligne distribuée DMTL est constituée de cellules élémentaires identiques qui réalisent un déphasage de l'onde transmise. La variation d'impédance de la cellule élémentaire est réalisée en faisant varier la capacité de la ligne de transmission. En effet, ce principe consiste à utiliser des commutateurs capacitifs MEMS reliées aux plans de masse (pour une ligne de transmission coplanaire) et permettant d'augmenter la capacité de la cellule élémentaire lorsque ces commutateurs sont activés et donc de diminuer l'impédance de la ligne de transmission. Si on note Lt l'inductance par unité de longueur, Ct la capacité par unité de longueur et S la longueur de la cellule élémentaire, alors on établit le schéma électrique équivalent de la cellule élémentaire (Hung et Rebeiz, 2004). La Figure 4.11 montre une cellule élémentaire de la ligne distribuée DMTL:

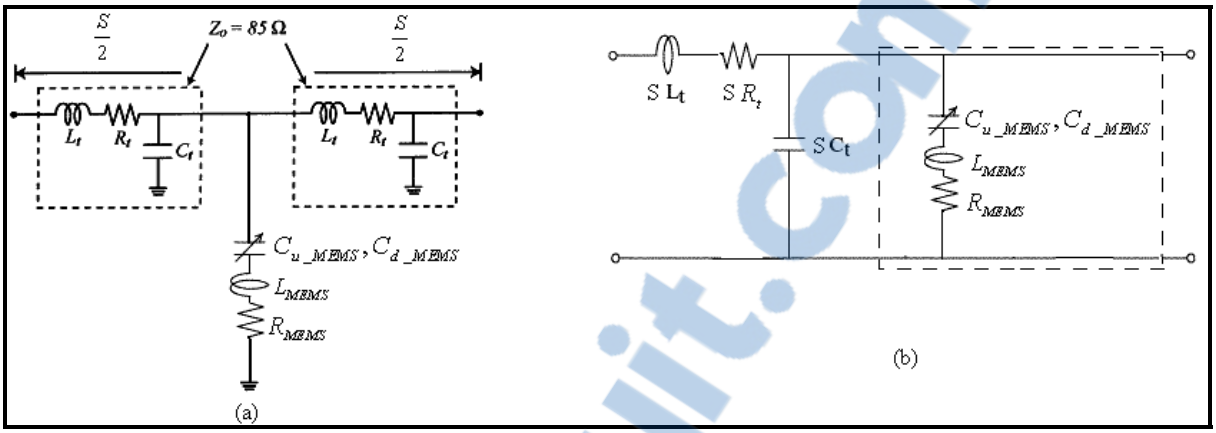


Figure 4-11 (a) Cellule élémentaire de la ligne distribuée DMTL et (b) schéma équivalent de la cellule élémentaire.

Tirée de Hung et Rebeiz (2004, p.2)

L'impédance caractéristique et la vitesse de phase de la ligne de transmission non chargée sont données par les équations suivantes (Rebeiz, 2003):

$$Z_0 = \sqrt{\frac{S\ L_t}{S\ C_t}} = \sqrt{\frac{L_t}{C_t}} \tag{4.2}$$

$$v_{P_0} = \frac{1}{\sqrt{S^2\ L_t\ C_t}} = \frac{1}{S\ \sqrt{L_t\ C_t}} \tag{4.3}$$

Une fois la ligne de transmission chargée par le commutateur capacitif MEMS, la capacité C_{MEMS} vient s'ajouter à celle de la cellule élémentaire $S\ C_t$ et par conséquent, l'impédance caractéristique ainsi que la vitesse de phase de la cellule élémentaire de la ligne de transmission chargée sont modifiées. L'impédance caractéristique et la vitesse de phase de la ligne de transmission chargée sont données par les équations suivantes (Rebeiz, 2003):

$$Z_L = \sqrt{\frac{S\ L_t}{S\ C_t + C_{MEMS}}} \tag{4.4}$$

Rapport-Gratuit.com

$$v_{P_L} = \frac{S}{\sqrt{S\ L_t\ (S\ C_t + C_{MEMS})}} \tag{4.5}$$

Ces équations sont valables à condition que la longueur de la cellule élémentaire S soit très petite devant la longueur d'onde de la fréquence d'opération (S << λ).

Fréquence de Bragg

La fréquence de Bragg est la fréquence de coupure à laquelle l'impédance caractéristique de la cellule élémentaire devient nulle et aucun transfert de puissance n'est plus possible. Pour trouver l'expression de la fréquence de Bragg, il faut développer l'expression générale de l'impédance caractéristique d'une cellule élémentaire chargée par le commutateur capacitif MEMS. L'équation ci-dessous donne l'expression de Z_L (Hung et Rebeiz, 2004):

$$Z_L = \sqrt{\frac{S\ L_t}{S\ C_t + C_{MEMS}}}\ \sqrt{1 - \frac{S\ \omega^2\ L_t\ (S\ C_t + C_{MEMS})}{4}} \tag{4.6}$$

On remarque que l'expression de Z_L peut s'annuler si le terme $\omega^2\ L_t\ S(S\ C_t + C_{MEMS})$ devient égale à 4. La pulsation à laquelle ce phénomène survient est la pulsation de Bragg (Hung et Rebeiz, 2004):

$$\omega_B{}^2 = \frac{4}{S\ L_t\ (S\ C_t + C_{MEMS})} \Rightarrow \omega_B = 2\pi\ f_B = \frac{2}{\sqrt{S\ L_t\ (S\ C_t + C_{MEMS})}} \tag{4.7}$$

L'expression de la fréquence de Bragg est donnée par l'équation (4.8) suivante (Hung et Rebeiz, 2004):

$$f_B = \frac{1}{\pi\ \sqrt{S\ L_t\ (S\ C_t + C_{MEMS})}} \tag{4.8}$$

Dans la conception de la cellule élémentaire du synthétiseur d'impédance MEMS, on considère la fréquence de Bragg la moins élevée f_{B_down} que l'on choisit de telle sorte qu'elle soit deux à trois fois plus grande que la fréquence d'opération maximale. De plus, la détermination de la valeur de la fréquence de Bragg f_{B_down} permettra de trouver la longueur S de la cellule élémentaire du synthétiseur d'impédances.

Méthodologie de conception d'un synthétiseur d'impédances MEMS

Pour faire la conception d'un synthétiseur d'impédance MEMS, il faut prendre en considération un grand nombre de paramètres classés en deux groupes distincts: les paramètres d'entrée choisis par le concepteur et les paramètres de sortie qui découlent des paramètres d'entrée. L'objectif de la conception est de trouver un compromis satisfaisant entre les différents paramètres de telle sorte que le synthétiseur d'impédance puisse avoir une couverture satisfaisante de l'abaque de Smith tout en ayant des pertes d'insertion les plus faibles possibles.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

Les paramètres d'entrée sont :

- La permittivité effective du substrat $\varepsilon_{r\,eff}$: elle peut être calculée par des logiciels spécialisés comme ADS. Pour une ligne coplanaire, elle peut être approximée par $\varepsilon_{r_eff} = (\varepsilon_r + 1)/2$.
- L'impédance de la ligne de transmission non chargée Z_0 : elle est généralement choisie arbitrairement entre 80 Ω et 100 Ω, elle sera ensuite optimisée de telle sorte à minimiser les pertes.
- La fréquence de Bragg f_{B_down} : elle est choisie supérieure à trois fois la fréquence d'opération et cela pour minimiser l'espacement S et réduire la dimension finale du synthétiseur d'impédances MEMS.
- L'impédance de la ligne de transmission chargée Z_{L_up}, quand tous les commutateurs MEMS sont en position haute. Elle est généralement choisie au voisinage de 50 Ω.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

- L'impédance de la ligne de transmission chargée Z_{L_down}, quand tous les commutateurs MEMS sont en position basse. Elle correspond à la plus petite valeur d'impédance que le synthétiseur peut atteindre.
- La valeur de la capacité C_{fixe} qui va être mise en série avec le commutateur capacitif MEMS afin de réduire le contraste capacitif de la cellule élémentaire (rapport entre la capacité à l'état haut et la capacité à l'état bas).

Les paramètres de sortie sont :

- La longueur S de la cellule élémentaire du synthétiseur d'impédances, elle est obtenue grâce à la formule suivante (Hung et Rebeiz, 2004):

$$S\ (m) = \frac{3\ \ 10^{8}\ \ Z_{L_down}}{\pi\ f_B\ Z_0\ \sqrt{\varepsilon_{r\ eff}}} \tag{4.9}$$

- La valeur de la capacité C_{eq_down} nécessaire pour obtenir l'impédance de la ligne de transmission chargée Z_{L_down} (quand tous les commutateurs MEMS sont en position basse). La capacité C_{eq_down} est obtenue par la formule suivante (Hung et Rebeiz, 2004):

$$C_{eq_down}(F) = \frac{Z_0^2 - (Z_{L_down})^2}{\pi\ f_B\ Z_0^2\ Z_{L_down}} \tag{4.10}$$

- La valeur de la capacité C_{eq_up} nécessaire pour obtenir l'impédance de la ligne de transmission chargée Z_{L_up} (quand tous les commutateurs MEMS sont en position haute). La capacité C_{eq_up} est obtenue par la formule suivante (Hung et Rebeiz, 2004):

$$C_{eq_up}(F) = \frac{\left(Z_0^2 - (Z_{L_up})^2\right)\ Z_{L_down}}{\pi\ f_B\ Z_0^2\ (Z_{L_up})^2} \tag{4.11}$$

- La valeur de la capacité C_{MEMS_up} du commutateur MEMS quand il est à la position haute. Cette valeur est déduite à partir de la valeur de C_{eq_up} et de C_{fixe}. La valeur de la capacité C_{MEMS_up} est donnée par la formule suivante:

$$C_{MEMS_up}(F) = \frac{C_{eq_up} \times C_{fixe}}{C_{fixe} - C_{eq_up}} \tag{4.12}$$

- La valeur de la capacité C_{MEMS_d} du commutateur MEMS quand il est à la position basse. Cette valeur est donnée par la formule suivante:

$$C_{MEMS_d}(F) = \frac{C_{eq_down} \times C_{fixe}}{C_{fixe} - C_{eq_down}} \tag{4.13}$$

- Le rapport entre les capacités C_{MEMS_d} et C_{MEMS_up} donné par l'expression suivante (Rebeiz, 2003):

$$C_{ratio} = \frac{C_{MEMS_d}}{C_{MEMS_up}} \tag{4.14}$$

4.3.4 Conception d'un synthétiseur d'impédances MEMS hautes fréquences

Pour adapter l'amplificateur MMIC, il faut concevoir des synthétiseurs d'impédance MEMS. Toutefois, les synthétiseurs d'impédance MEMS n'ayant pas de bonnes performances aux fréquences inférieures à 8 GHz, on va faire la conception de synthétiseurs d'impédance couvrant la gamme de fréquences comprises entre 8 GHz et 18 GHz. L'objectif est de déterminer les différentes valeurs des capacités et l'espacement S entre les cellules élémentaires, on va utiliser un substrat de quartz de permittivité relative $\varepsilon_r = 3.78$. Le quartz a été choisi comme substrat à cause de ses faibles pertes diélectriques. En effet, la tangente de perte (tanδ) du quartz est très faible, de l'ordre de 0.0009 à 20 GHz. L'épaisseur du substrat a été fixée à $H = 500\ \mu m$ et l'épaisseur du conducteur central à $T = 3\ \mu m$. La largeur du conducteur central a été fixée à $W = 100\ \mu m$ et l'écart entre le conducteur

central et la masse a été fixé à $G = 100\ \mu m$. En utilisant le module «Linecalc» du logiciel ADS, on trouve la permittivité relative efficace du substrat de quartz qui est égale à $\varepsilon_{r\,eff} = 2.333$, ainsi que l'impédance caractéristique de la ligne coplanaire non chargée qui est égale à $Z_0 = 93.17\ \Omega$.

Détermination de la fréquence de Bragg

La fréquence de Bragg est la fréquence de coupure à laquelle l'impédance caractéristique de la cellule élémentaire devient nulle et aucun transfert de puissance n'est plus possible. Dans la conception de la cellule élémentaire du synthétiseur d'impédance MEMS, on choisit la fréquence de Bragg de telle sorte qu'elle soit deux à trois fois plus grande que la fréquence d'opération maximale du synthétiseur d'impédances MEMS. Dans notre cas, on veut concevoir un synthétiseur d'impédances qui peut opérer jusqu'à une fréquence maximale de 18 GHz. On choisit la fréquence de Bragg légèrement supérieure à deux fois la fréquence maximale du synthétiseur d'impédances, ce qui donne une fréquence de Bragg qui est égale à 36,68 GHz.

Détermination de l'espacement entre les commutateurs 'S'

Pour déterminer l'espacement entre les commutateurs S, on choisit l'impédance de la ligne de transmission chargée, quand tous les commutateurs MEMS sont en position haute Z_{L_up} égale à 47.55 Ω. Cette valeur doit être voisine de 50 Ω de telle sorte que le synthétiseur d'impédance se comporte comme une ligne de transmission dont l'impédance caractéristique est égale à 50 Ω. L'impédance de la ligne de transmission chargée, quand tous les commutateurs MEMS sont en position basse, Z_{L_down} est choisie égale à 19.67 Ω. Le choix de cette valeur est dicté par le fait que la majorité des amplificateurs RF, non adaptés en impédances, ont une impédance de sortie comprise entre 10 Ω et 20 Ω.

L'espacement S est donné par l'équation suivante (Hung et Rebeiz, 2004):

$$S\ (m) = \frac{3\ \ 10^{8}\ \ Z_{L_down}}{\pi\ f_B\ Z_0\ \sqrt{\varepsilon_{r\ eff}}} \tag{4.15}$$

En développant l'équation (4.12), on trouve la valeur de l'espacement S:

$$S = \frac{3\ \times\ 10^{8} \times 19.67}{\pi\ \times 36{,}68 \times 10^{9}\ \times 93.17\ \times \sqrt{2.333}} = 360\ (\mu m) \tag{4.16}$$

La valeur trouvée de l'espacement S, qui est de 360 µm, permet de réduire les pertes d'insertion ainsi que les coûts de production qui augmentent tous les deux avec la longueur du synthétiseur d'impédances MEMS. De plus, il est recommandé de choisir une longueur S comprise entre 300 µm et 600 µm pour concevoir un synthétiseur d'impédances MEMS opérant dans la gamme de fréquences comprises entre 6 GHz et 24 GHz (Vaha-Heikkila, 2004). L'évolution de la fréquence de Bragg en fonction de l'espacement S est donnée par le graphe de la Figure 4.12. On remarque que plus la longueur de l'espacement S est petite, plus le synthétiseur peut opérer en hautes fréquences.

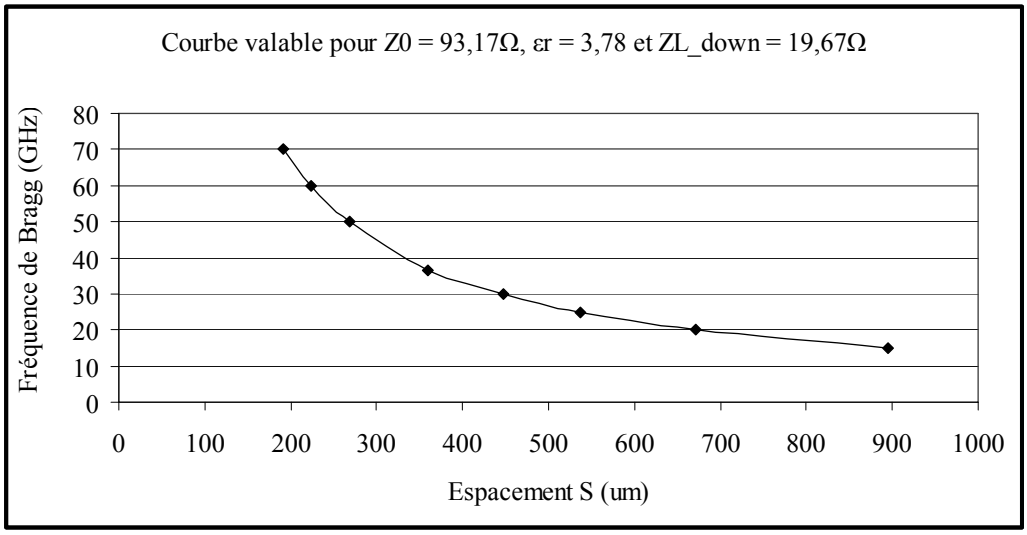


Figure 4-12 Évolution de la fréquence de Bragg en fonction de l'espacement 'S'.

Détermination de la valeur de la capacité C_{eq_down}

C'est la valeur de la capacité nécessaire pour obtenir l'impédance de la ligne de transmission chargée Z_{L_down} (quand tous les commutateurs MEMS sont en position basse). La capacité C_{eq_down} est obtenue par l'équation suivante :

$$C_{eq_down}(F) = \frac{Z_0^2 - (Z_{L_down})^2}{\pi\, f_B\, Z_0^2\, Z_{L_down}} \tag{4.17}$$

Dans notre cas $Z_0 = 93.17\ \Omega$, $Z_{L_down} = 19.67\Omega$ et $f_B = 36.68\ GHz$. L'équation (4.18) donne la valeur de C_{eq_down} :

$$C_{eq_down} = 421.3\ (fF) \tag{4.18}$$

Détermination de la valeur de la capacité C_{eq_up}

C'est la valeur de la capacité nécessaire pour obtenir l'impédance de la ligne de transmission chargée Z_{L_up} (quand tous les commutateurs MEMS sont en position haute). La capacité C_{eq_up} est obtenue par l'équation suivante :

$$C_{eq_up}(F) = \frac{\left(Z_0^2 - (Z_{L_up})^2\right) Z_{L_down}}{\pi\, f_B\, Z_0^2\, (Z_{L_up})^2} \tag{4.19}$$

Dans notre cas $Z_0 = 93.17\ \Omega$, $Z_{L_up} = 47.55\ \Omega$, $Z_{L_down} = 19.67\Omega$ et $f_B = 36.68\ GHz$. L'équation (4.20) donne la valeur de C_{eq_up} :

$$C_{eq_up} = 55.85\ (fF) \tag{4.20}$$

Détermination de la valeur de la capacité C_{MEMS_d} du commutateur MEMS

La valeur de la capacité C_{MEMS_d} du commutateur MEMS quand il est à la position basse est obtenue à partir des valeurs de C_{eq_down} et de C_{fixe}, elle est donnée par l'équation suivante :

$$C_{MEMS_d}(F) = \frac{C_{eq_down} \times C_{fixe}}{C_{fixe} - C_{eq_down}} \tag{4.21}$$

Pour trouver la valeur de la capacité C_{MEMS_d}, il faut connaître la valeur de C_{fixe}. Pour faciliter la conception des masques des synthétiseurs d'impédances MEMS et sachant que la capacité C_{fixe} se réalisera en mettant deux capacités en parallèle dont chacune aura une valeur de $\frac{C_{fixe}}{2}$, le choix de la valeur de C_{fixe} s'est porté sur une valeur de 1600 (fF). L'équation (4.22) donne la valeur de C_{MEMS_d} :

$$C_{MEMS_d} = 572 \ (fF) \tag{4.22}$$

Détermination de la valeur de la capacité C_{MEMS_up} du commutateur MEMS

La valeur de la capacité C_{MEMS_up} du commutateur MEMS quand il est à la position haute est obtenue à partir des valeurs de C_{eq_up} et de C_{fixe}, elle est donnée par l'équation (4.23).

$$C_{MEMS_up}(F) = \frac{C_{eq_up} \times C_{fixe}}{C_{fixe} - C_{eq_up}} \tag{4.23}$$

Sachant que $C_{eq_up} = 55.85 \ (fF)$ et que $C_{fixe} = 1600 \ (fF)$, on trouve alors :

$$C_{MEMS_up} = 57{,}9 \ (fF) \tag{4.24}$$

Tableau récapitulatif des caractéristiques du synthétiseur d'impédances MEMS

Le Tableau 4.2, ci-dessous, résume les caractéristiques du synthétiseur d'impédances conçu:

Tableau 4.2 Caractéristiques du synthétiseur d'impédances MEMS conçu

Paramètre	**Valeur**
ε_r	3.78
Z_0	93.17 Ω
Z_{L_up}	47.55 Ω
Z_{L_down}	19.67 Ω
Fréquence maximale	18 GHz
Fréquence de Bragg	36.68 GHz
Espacement S	360 µm
C_{MEMS_d}	572 fF
C_{MEMS_up}	57.9 fF
C_{fixe}	1600 fF
$C_{r_MEMS} = C_{MEMS_d} / C_{MEMS_up}$	9.88
C_{eq_up}	55.85 fF
C_{eq_down}	421.3 fF
$C_{r_TUNER} = C_{eq_down} / C_{eq_up}$	7,54

4.3.5 Simulations sous ADS du synthétiseur d'impédances MEMS hautes fréquences

Une fois tous les paramètres du synthétiseur d'impédances trouvés, des simulations ont été effectuées avec le logiciel ADS. Le but des simulations est de déterminer la gamme de fréquences pour lesquelles le synthétiseur d'impédances MEMS a une bonne couverture de l'abaque de Smith. Les résultats complets des simulations du synthétiseur d'impédances MEMS sont présentés en Annexe II. On remarque que la couverture de l'abaque de Smith par le synthétiseur d'impédances MEMS est satisfaisante pour les fréquences comprises entre 8 GHz et 18 GHz. Par contre, cette couverture est très insuffisante pour les fréquences comprises entre 4 GHz et 7 GHz, ce qui prédestine ce genre de synthétiseurs d'impédances MEMS à des utilisations en hautes fréquences. La Figure 4.13 présente la couverture de l'abaque de Smith par le synthétiseur d'impédances MEMS à la fréquence f = 10 GHz.

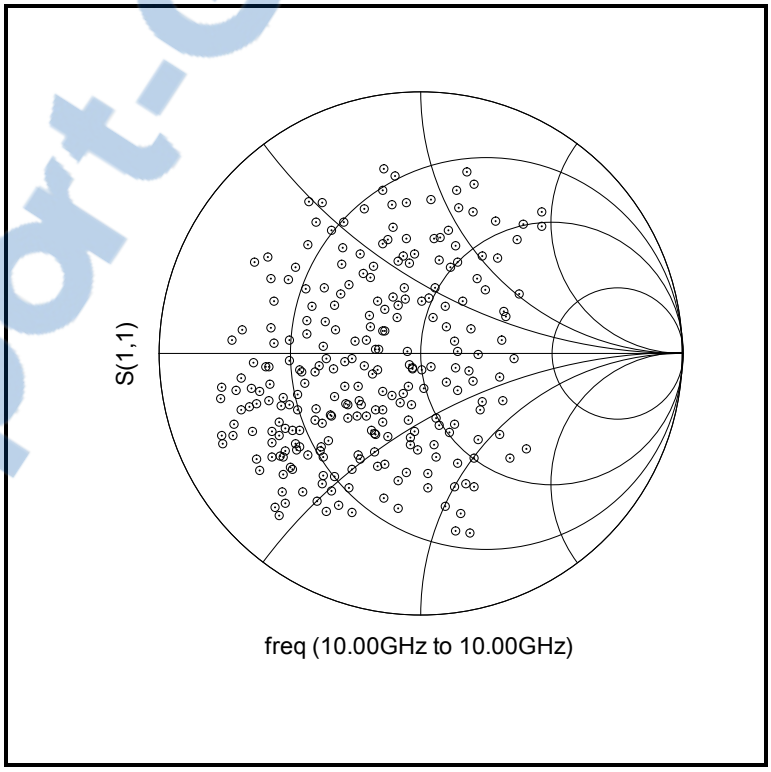


Figure 4-13 Couverture de l'abaque de Smith par le synthétiseur d'impédances MEMS à la fréquence f =10 GHz.

Rapport-Gratuit.com

4.3.6 Simulations sous ADS de l'amplificateur RF reconfigurable

À l'aide de deux synthétiseurs d'impédances MEMS identiques à celui conçu au paragraphe précédent, on a adapté en impédances l'entrée et la sortie de l'amplificateur RF non adapté conçu en technologie des semi-conducteurs (MMIC). Une série de simulations a été effectuée sur l'amplificateur pour déterminer les positions des commutateurs capacitifs MEMS qui permettent d'adapter le transistor à l'entrée et à la sortie et cela pour des fréquences comprises entre 8 GHz et 12 GHz. Le Tableau 4.3 résume les commandes à appliquer aux synthétiseurs d'impédances ainsi que les performances de l'amplificateur qui en découlent.

Tableau 4.3 Résultats des simulations de l'amplificateur RF reconfigurable
Adapté avec des synthétiseurs d'impédances MEMS

Freq (GHz)	**Commande du «tuner» d'entrée**								**Performances de l'amplificateur**				**Commande du «tuner» de sortie**							
	s8	s7	s6	s5	s4	s3	s2	s1	S11 (dB)	S21 (dB)	S22 (dB)	S12 (dB)	s8	s7	s6	s5	s4	s3	s2	s1
8	0	1	0	0	0	1	1	1	-13.9	11.8	-11.0	-17.4	1	1	1	0	0	1	1	1
8.4	1	0	0	0	1	1	1	1	-18.3	11.6	-12.4	-17.4	1	1	0	0	0	0	1	1
8.8	0	0	0	0	0	1	0	1	-16.5	11.3	-11.4	-17.0	1	0	1	0	0	1	1	1
9.2	1	0	0	0	1	1	1	1	-17.9	11.1	-12.9	-16.5	1	0	0	1	0	0	1	1
9.6	1	1	0	0	1	1	1	0	-13.8	10.8	-13.0	-16.1	1	0	0	0	0	0	0	1
10	1	0	0	1	0	1	1	1	-15.6	10.6	-12.7	-15.7	1	0	0	0	0	0	1	0
10.4	1	1	0	0	1	1	0	1	-19.3	10.4	-19.7	-15.4	0	0	1	0	0	1	1	1
10.8	0	1	1	1	1	1	1	1	-22.7	10.2	-42.6	-14.9	1	0	0	1	1	0	1	0
11.2	1	1	0	0	1	0	1	0	-22.4	9.92	-24.9	-14.7	0	0	0	1	0	0	1	1
11.6	1	0	1	0	0	1	0	1	-27.1	9.72	-21.6	-14.4	0	0	1	0	0	1	1	0
12	1	1	1	0	1	0	0	1	-26.2	9.52	-32.9	-14.1	1	0	0	0	1	0	0	0

En utilisant les résultats du Tableau 4.3, on trace les graphes indiquant l'évolution des paramètres S de l'amplificateur en fonction de la fréquence. La Figure 4.14, ci-dessous, montre l'évolution du facteur de réflexion S11 à l'entrée de l'amplificateur:

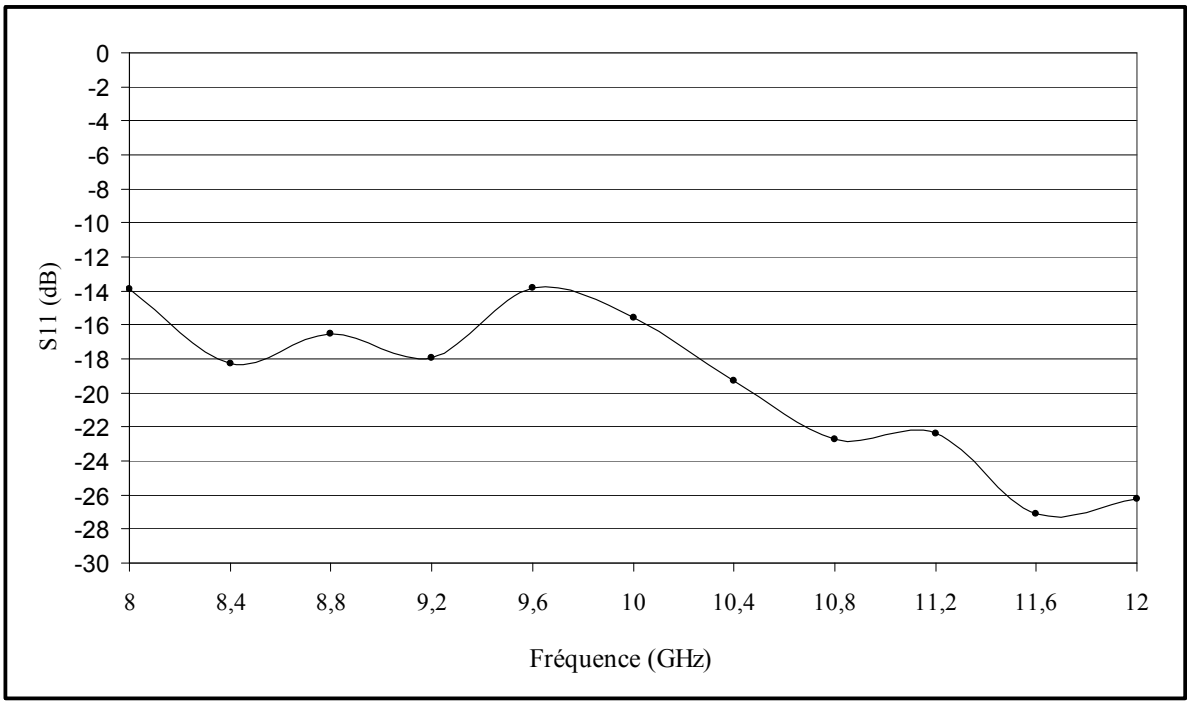


Figure 4-14 Adaptation d'impédance à l'entrée de l'amplificateur reconfigurable en fonction de la fréquence.

Le coefficient de réflexion S11 est compris entre -13.8 dB et -27.1 dB ce qui permet d'adapter l'entrée de l'amplificateur d'une façon acceptable sur l'intervalle de fréquences comprises entre 8 GHz et 12 GHz. De plus, on remarque que l'adaptation d'impédances de l'entrée de l'amplificateur s'améliore au fur et à mesure que la fréquence augmente ce qui est du au fait que la couverture d'impédances du synthétiseur d'impédances MEMS est plus étendue en hautes fréquences ce qui permet d'améliorer l'adaptation d'impédances de l'amplificateur.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

De la même façon, la Figure 4.15, ci-dessous, montre l'évolution du paramètre S21:

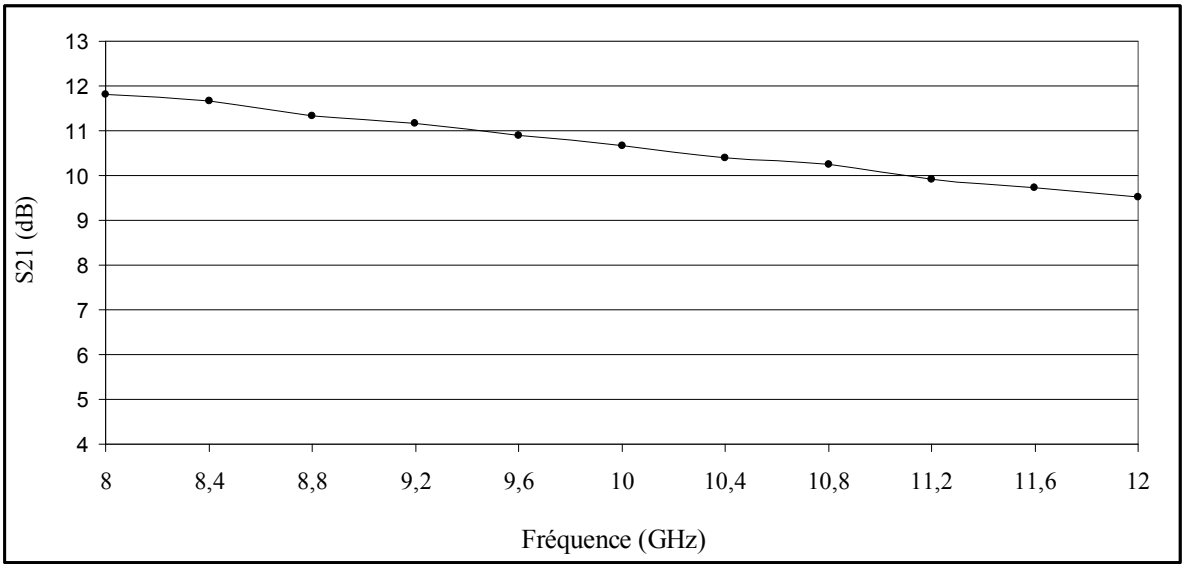


Figure 4-15 Coefficient S21 (dB) de l'amplificateur reconfigurable.

Le gain de l'amplificateur varie entre 11.82 dB à 8 GHz et 9.52 dB à 12 GHz. Cette diminution du gain est due aux pertes d'insertion dans les synthétiseurs d'impédances MEMS ainsi que dans le transistor à effet de champ qui augmentent avec la fréquence. La Figure 4.16 présente l'adaptation d'impédances à la sortie de l'amplificateur.

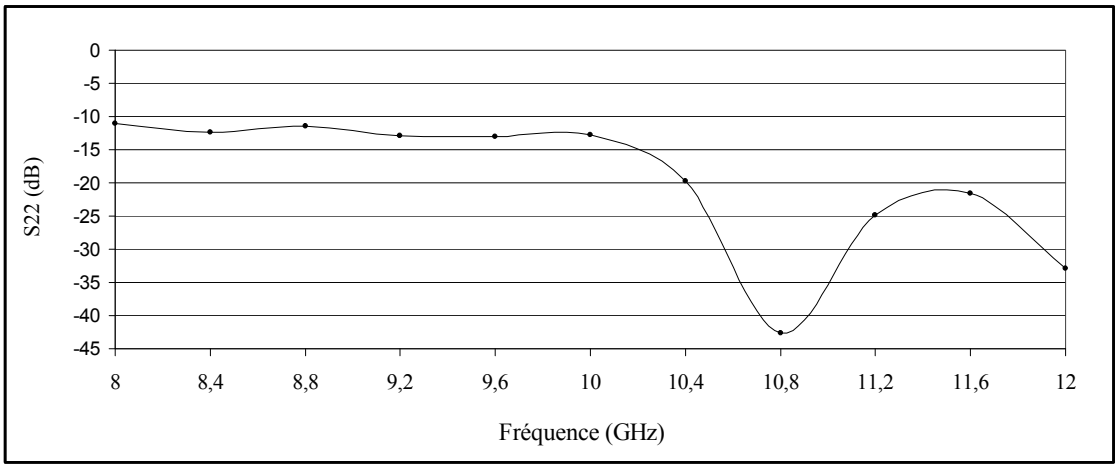


Figure 4-16 Adaptation d'impédance à la sortie de l'amplificateur reconfigurable.

Le coefficient de réflexion S22 est compris entre -11 dB et -42.6 dB ce qui permet d'adapter la sortie de l'amplificateur d'une façon acceptable sur l'intervalle de fréquences comprises entre 8 GHz et 12 GHz. De la même façon que pour l'entrée de l'amplificateur, l'adaptation d'impédances à la sortie s'améliore au fur et à mesure que la fréquence augmente ce qui est du au fait que la couverture d'impédances du synthétiseur d'impédances MEMS est plus étendue en hautes fréquences. Finalement, le graphe de la Figure 4.17 montre l'évolution du coefficient S12 de l'amplificateur reconfigurable:

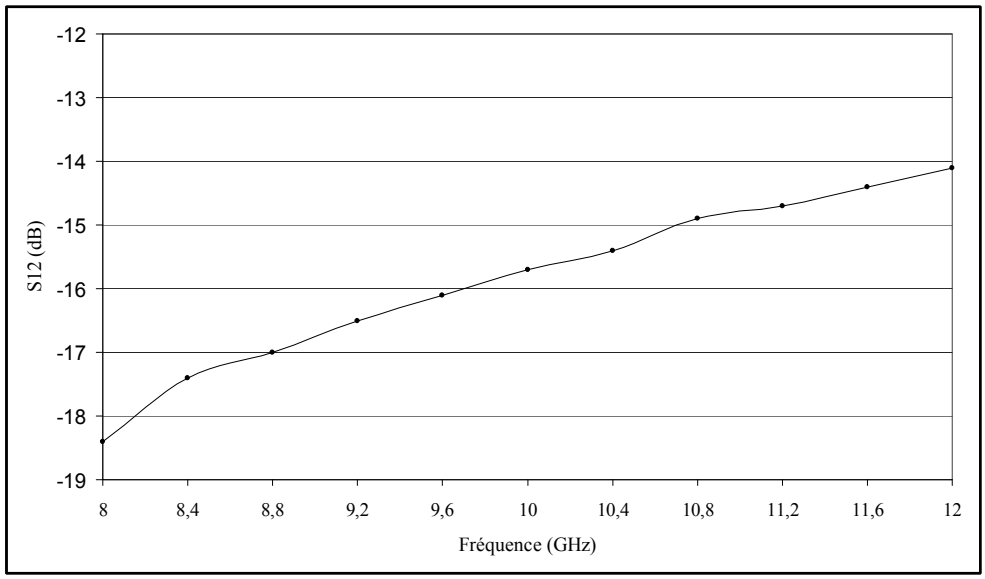


Figure 4-17 Évolution du coefficient S12 de l'amplificateur reconfigurable en fonction de la fréquence.

Les résultats des simulations de l'amplificateur MMIC dans la gamme de fréquences comprise entre 8 GHz et 12 GHz ont montré que le coefficient de réflexion S11 varie entre -13.8 dB et -27.1 dB alors que le coefficient de réflexion S22 varie entre -11 dB et -42.6 dB. On remarque que l'adaptation d'impédance de l'amplificateur s'améliore au fur et à mesure que la fréquence augmente. En effet, pour les fréquences comprises entre 10.4 GHz et 12 GHz, les modules des coefficients de réflexion S11 et S22 sont tous les deux inférieurs à -19 dB, ce qui veut dire que l'amplificateur est bien adapté en impédance. En effet, pour qu'un amplificateur soit adapté en impédance d'une façon acceptable, il faut que les modules de ces coefficients de réflexion soient inférieurs à -15 dB.

4.3.7 Dimensionnement du commutateur capacitif MEMS

Dans cette partie, on va faire le calcul des dimensions du commutateur capacitif MEMS du synthétiseur d'impédances. En effet, dans le but de faire une réalisation pratique du synthétiseur d'impédances MEMS conçu, il faudra calculer la surface de la plaque mobile des commutateurs MEMS et faire le dessin des masques nécessaires à sa réalisation. Le procédé de fabrication envisagé est le procédé UW-MEMS du CIRFE «Center for Integrated RF Engineering», les propriétés de ce procédé sont décrites au Tableau 4.4 ci-dessous:

Tableau 4.4 Propriétés du procédé UW-MEMS du CIRFE

Paramètre	**Valeur**
Épaisseur du métal 1	1 µm
Épaisseur du métal 2	1.25 µm
Épaisseur de la couche sacrificielle	2.5 µm
Épaisseur de l'isolant S_iO_2	0.7 µm
Constante diélectrique de l'isolant	3.9

L'objectif est de trouver la surface de la membrane mobile qui va permettre d'obtenir la valeur de la capacité $C_{MEMS_d} = 572\ (fF)$. Il faudra donc résoudre l'équation suivante:

$$C_{MEMS_d} = \frac{\varepsilon_{r_isolant} \times \varepsilon_0 \times A}{t_d} = 572\ (fF) \tag{4.19}$$

Sachant que $\varepsilon_0 = 8.854\ \times 10^{-12}$, $\varepsilon_{r_isolant} = 3.9$ et $t_d = 0.7\ \times 10^{-6}$, l'équation devient :

$$C_{MEMS_d} = \frac{3.9 \times 8.854 \times 10^{-12} \times A}{0.7 \times 10^{-6}} = 572\ (fF) \tag{4.20}$$

Finalement, on obtient la surface de la plaque mobile :

$$A = 11.595 \times 10^{-9} \ (m^2) = 11595 \ (\mu m \times \mu m) \tag{4.21}$$

Pour avoir une plaque rectangulaire, on choisit une longueur de la plaque mobile $L = 100 \ (\mu m)$ et une largeur de la plaque mobile $w = 116 \ (\mu m)$.

Calcul de la constante de raideur de la plaque mobile

La constante de raideur K est le paramètre le plus influent dans le comportement mécanique d'un commutateur capacitif MEMS. En effet, la constante de raideur K est la somme de deux composantes distinctes K' et K''. La première composante K' provient de la raideur de la poutre et dépend des caractéristiques des matériaux utilisés. La deuxième composante K'' provient de la contrainte résiduelle σ dans la structure de la plaque mobile du commutateur (Song et al., 2006). La Figure 4.18 montre la distribution de la force électrostatique au milieu de la membrane mobile d'un commutateur capacitif MEMS.

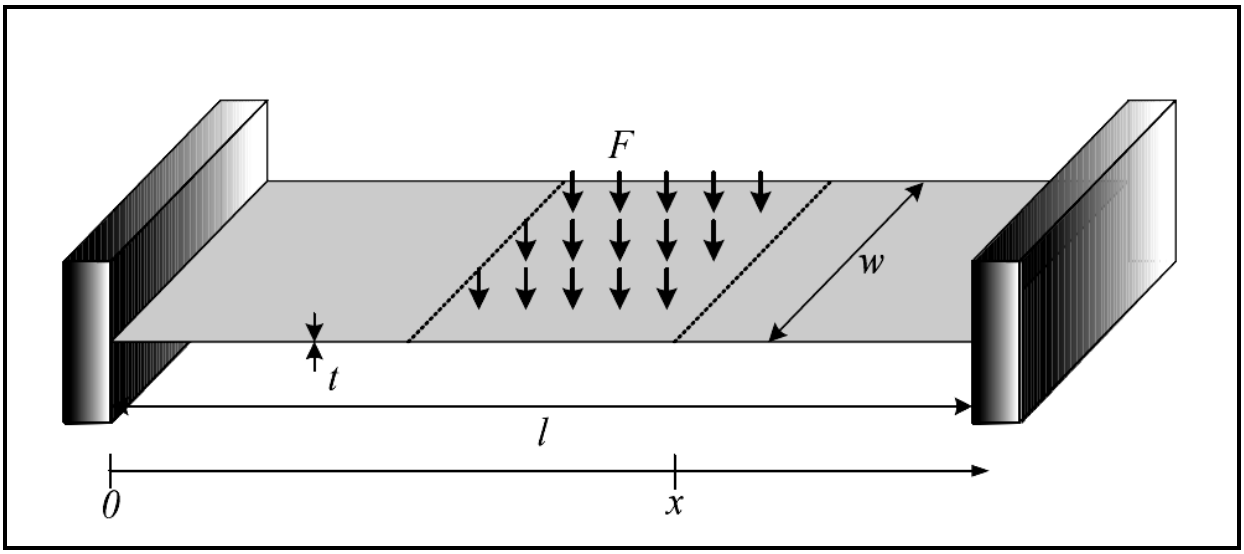


Figure 4-18 Distribution de la force électrostatique au milieu de la plaque mobile d'un commutateur capacitif MEMS.
Tirée de Song (2006, p. 1881)

Dans le cas d'une pression uniforme distribuée sur une zone centrale du pont, la composante K' de la constante de raideur K est donnée par l'équation suivante (Song et al., 2006):

$$K' = 32 \times E \times w \times \left(\frac{t}{l}\right)^3 \times \frac{1}{8 \times \left(\frac{x}{l}\right)^3 - 20 \times \left(\frac{x}{l}\right)^2 + 14 \times \left(\frac{x}{l}\right) - 1} \tag{4.22}$$

Dans cette équation l, w et t désignent respectivement la longueur totale, la largeur et l'épaisseur de la plaque mobile. Tandis que E désigne le module de Young du matériau constituant la plaque mobile. La composante K'' de la constante de raideur K est donnée par l'équation suivante (Song et al., 2006):

$$K'' = 8 \times \sigma \times w \times (1 - \nu) \times \left(\frac{t}{l}\right) \times \frac{1}{3 - 2 \times \left(\frac{x}{l}\right)} \tag{4.23}$$

Dans cette équation l, w et t désignent respectivement la longueur totale, la largeur et l'épaisseur de la plaque mobile. Tandis que σ désigne la contrainte résiduelle dans la plaque mobile et ν est le coefficient de Poisson du matériau constituant la plaque mobile. Le procédé de fabrication envisagé est le procédé UW-MEMS du CIRFE «Center for Integrated RF Engineering», ce procédé spécifie que la plaque mobile sera réalisée en or avec une épaisseur de 1.25 µm. Le module de Young de l'or est $E = 78.5\ GPa$, le coefficient de Poisson de l'or est $\nu = 0.44$ et la contrainte résiduelle dans la plaque mobile est $\sigma = 20\ MPa$. Le développement des équations de K' et de K'' donne la valeur totale de la constante de raideur K.

$$K = K' + K'' = \ 28.09\ (N/m) \tag{4.24}$$

Calcul de la tension d'actionnement des interrupteurs MEMS

La tension d'actionnement des interrupteurs MEMS est calculée en utilisant l'équation ci-dessous (Vaha-Heikkila, 2006) :

$$V_P = \sqrt{\frac{8\ k\ g^3}{27\ \varepsilon_0\ A}} \tag{4.25}$$

La constante de raideur K du pont a une valeur de $28.09\ (N/m)$, la permittivité du vide ε_0 a une valeur de $8.854\ \times 10^{-12}$, la surface de chevauchement des électrodes A a une valeur de $11600\ (\mu m^2)$ et la distance entre les électrodes g a une valeur de $2.5\ (\mu m)$. La valeur calculée de la tension d'actionnement des interrupteurs MEMS est donnée par l'équation ci-dessous :

$$V_P = 35.58\ (V) \tag{4.26}$$

Calcul des dimensions de la capacité $\frac{C_{fixe}}{2}$

L'objectif est de trouver la surface de la plaque qui va constituer la capacité $\frac{C_{fixe}}{2}$ mise en série avec le commutateur capacitif MEMS. Il faudra donc résoudre l'équation suivante:

$$\frac{C_{fixe}}{2} = \frac{\varepsilon_{r_isolant} \times \varepsilon_0 \times A_{C_fixe}}{t_d} = 800\ (fF) \tag{4.27}$$

Sachant que $\varepsilon_0 = 8.854\ \times 10^{-12}$, $\varepsilon_{r_isolant} = 3.9$ et $t_d = 0.7\ \times 10^{-6}$, l'équation devient :

$$\frac{C_{fixe}}{2} = \frac{3.9 \times 8.854 \times 10^{-12} \times A_{C_fixe}}{0.7 \times 10^{-6}} = 800\ (fF) \tag{4.28}$$

Finalement, on obtient la surface de la plaque de la capacité $\frac{C_{fixe}}{2}$:

$$A_{C_fixe} = 16217\ (\mu m \times \mu m) = \ 134\ (\mu m) \times\ 121\ (\mu m) \tag{4.29}$$

4.4 Réalisations et tests pratiques

4.4.1 Réalisation de l'amplificateur MMIC

La réalisation pratique de l'amplificateur RF conçu en technologie des semi-conducteurs (MMIC) a été faite dans la fonderie de la compagnie UMS «United Monolithic Semiconductors». L'amplificateur réalisé est non adapté en impédance pour qu'il puisse être utilisé avec des synthétiseurs d'impédances MEMS. La Figure 4.19 montre l'amplificateur RF réalisé:

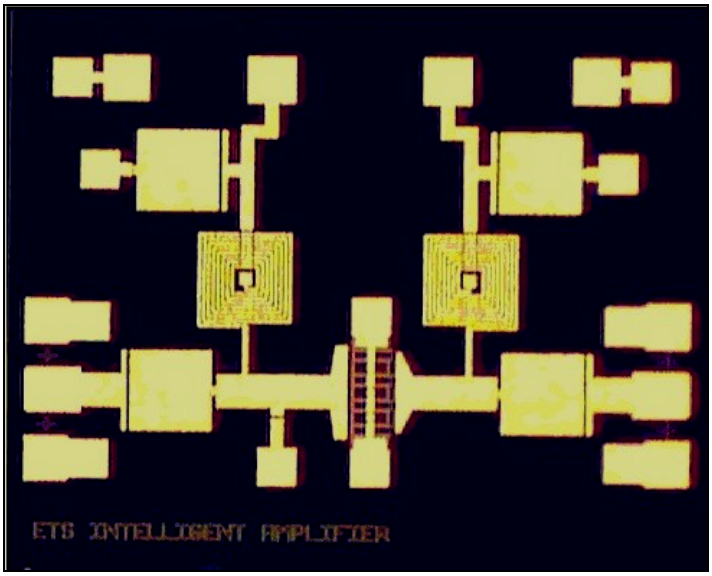


Figure 4-19 Amplificateur MMIC non adapté.

4.4.2 Mesures des paramètres S de l'amplificateur MMIC non adapté

En utilisant les équipements de la salle blanche de l'ETS, on a pu faire une série de mesures sur l'amplificateur reconfigurable MMIC. En effet, des mesures sous pointes ont été effectuées à l'aide de la station de test Cascade 9000. La tension de polarisation de la grille est fixée à Vgs = -0.4V pour un courant Igs = 8 mA, alors que la tension de polarisation du drain est fixée à Vds = 3 V pour un courant Ids = 50 mA.

La Figure 4.20 illustre le graphe du module en dB du gain S21 de l'amplificateur non adapté:

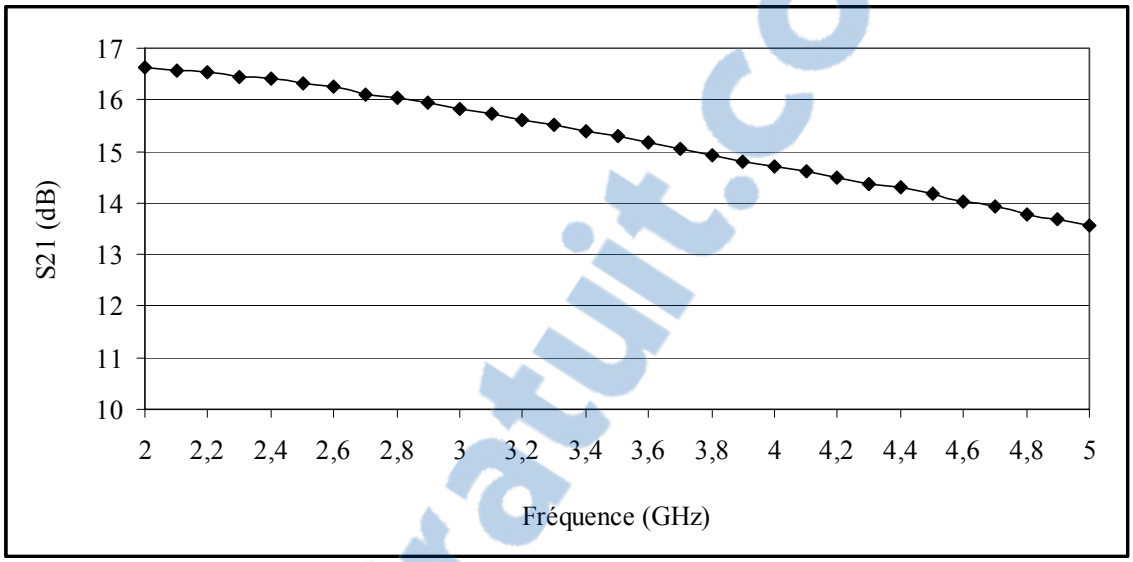


Figure 4-20 Gain S21(dB) de l'amplificateur MMIC non adapté.

La phase du gain S21 de l'amplificateur MMIC, non adapté en impédances, est illustrée par le graphe de la Figure 4.21 ci-dessous:

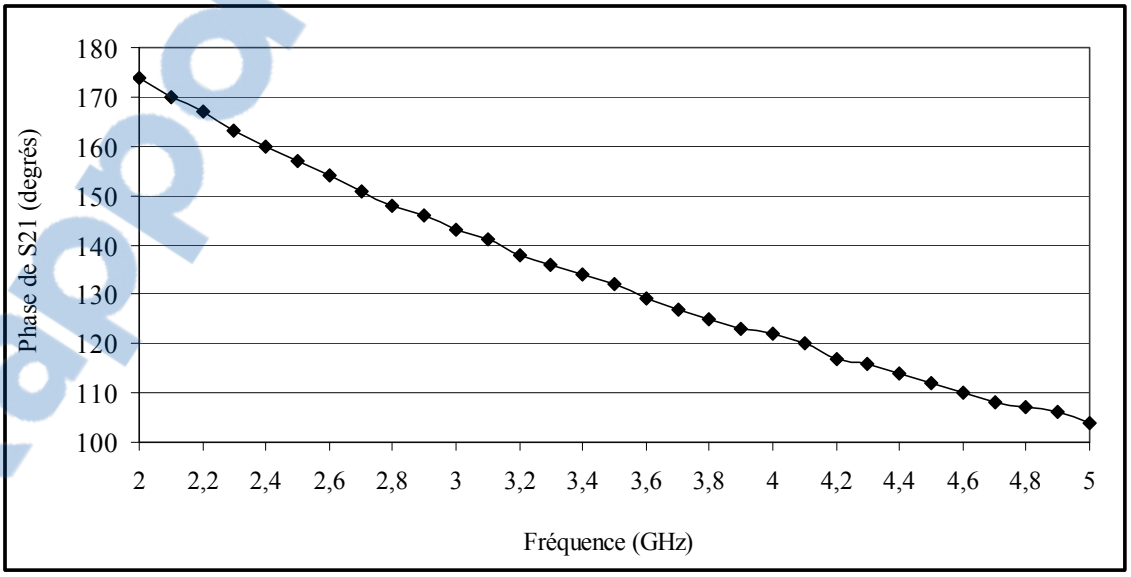


Figure 4-21 Phase du gain S21 de l'amplificateur MMIC non adapté.

Rapport-Gratuit.com

De la même façon, les graphes du module et de la phase du coefficient de réflexion S11 à l'entrée de l'amplificateur MMIC, non adapté, ont été relevés. La Figure 4.22 montre le graphe du module du coefficient S11 en dB:

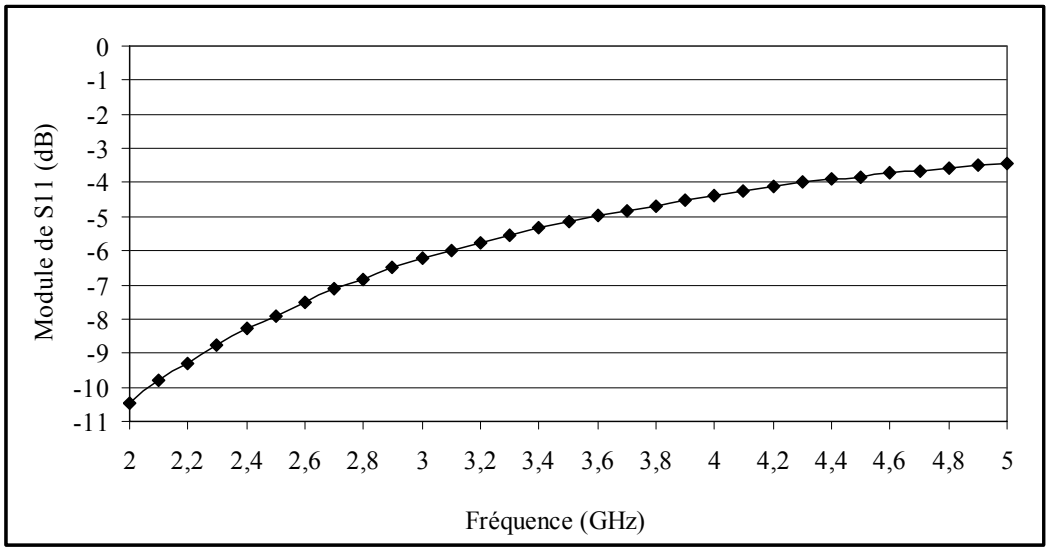


Figure 4-22 Module de S11 de l'amplificateur non adapté.

La Figure 4.23 illustre la phase de S11 à l'entrée de l'amplificateur non adapté:

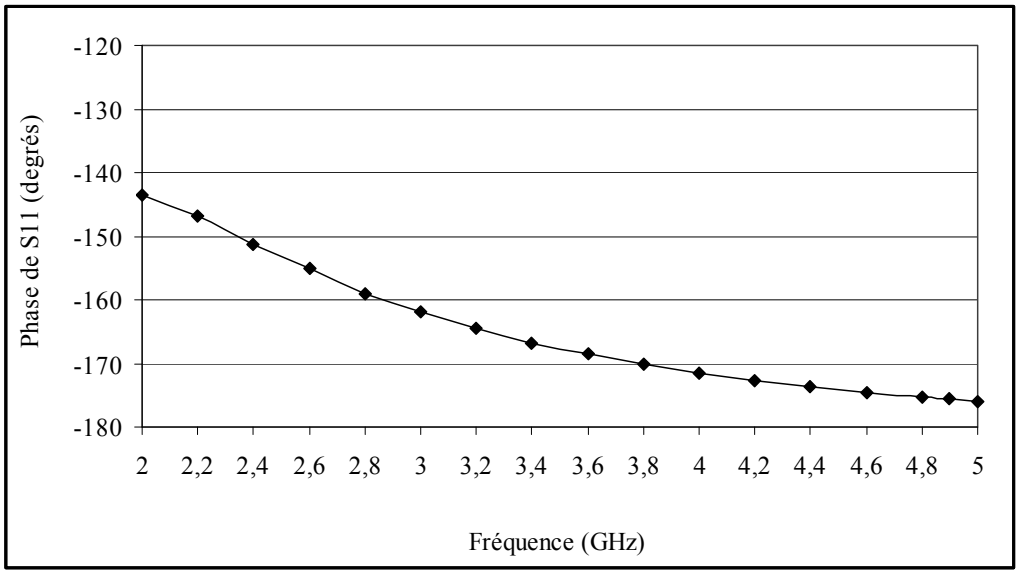


Figure 4-23 Phase de S11 de l'amplificateur non adapté.

Finalement, les graphes du module et de la phase du coefficient de réflexion S22 à la sortie de l'amplificateur MMIC, non adapté, ont été relevés. La Figure 4.24 montre le graphe du module du coefficient S22 en dB:

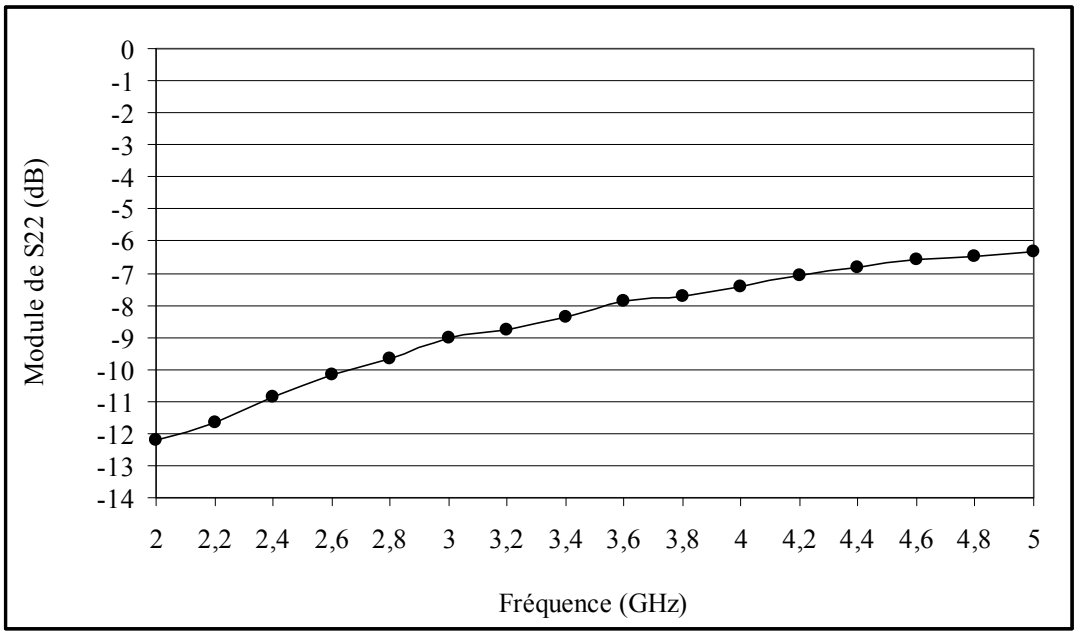


Figure 4-24 Module de S22 de l'amplificateur non adapté.

La Figure 4.25 illustre la phase de S22 à la sortie de l'amplificateur non adapté :

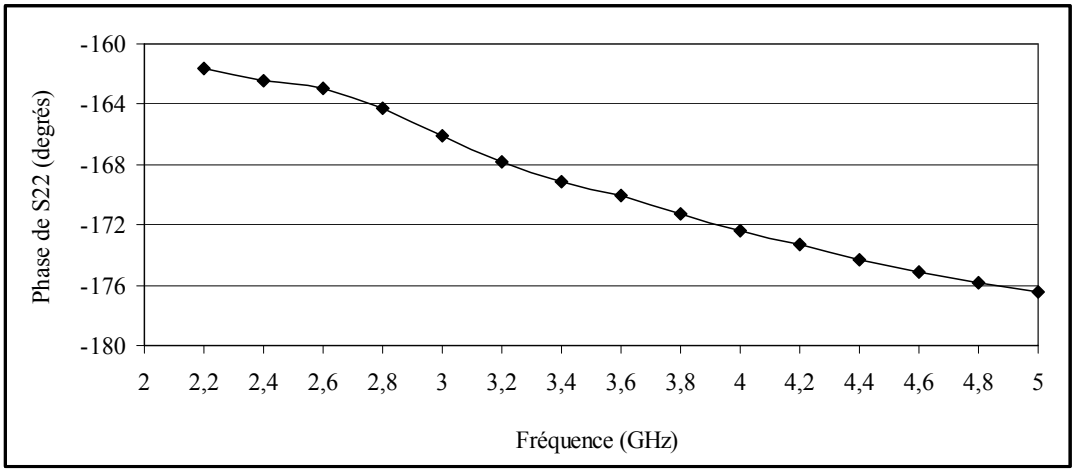


Figure 4-25 Phase de S22 de l'amplificateur non adapté.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

On remarque que le gain S21 de l'amplificateur MMIC non adapté varie entre 16.62 dB à la fréquence 2 GHz et 13.55 dB à la fréquence 5 GHz. La variation du gain S21 est presque linéaire et est due principalement à l'atténuation, dans les lignes de transmission ainsi que dans le transistor, qui augmente avec la fréquence. De même, le module du coefficient de réflexion S11 à l'entrée de l'amplificateur non adapté varie entre -10.46 dB à la fréquence 2 GHz et -3.45 dB à la fréquence 5 GHz. Alors que, le module du coefficient de réflexion S22 à la sortie de l'amplificateur non adapté varie entre -12.18 dB à la fréquence 2 GHz et -6.31 dB à la fréquence 5 GHz. On remarque que les coefficients de réflexion à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur MMIC ne sont pas satisfaisants, ce qui est normal car l'amplificateur n'est pas adapté en impédances. Pour résoudre ce problème, on doit utiliser des synthétiseurs d'impédances pour adapter l'entrée et la sortie de l'amplificateur suivant la fréquence d'opération désirée.

4.4.3 Dessin des masques du synthétiseur d'impédances MEMS

Les masques ont été développés conformément aux directives de la procédure UW-MEMS du CIRFE. Le procédé de fabrication est constitué de plusieurs étapes qu'il faudra exécuter dans un ordre chronologique.

Étape 1 :

Cette étape sert à réaliser la ligne de transmission coplanaire. En effet, une couche d'or de 1µm d'épaisseur est déposée sur un substrat poli des deux côtés. Une couche adhésive de chrome de 40 nm d'épaisseur est déposée sur la couche en or. Le conducteur central a une largeur de 100 µm et une longueur de 2880 µm, l'espacement entre le conducteur central et la masse est de 100 µm. Le masque à utiliser pour réaliser l'étape Nº1 est de type «Light», il a été dessiné suivant les directives du manuel de conception du CIRFE «UWMEMSDesignHandbookv2.3». Le masque est montré à la Figure 4.26:

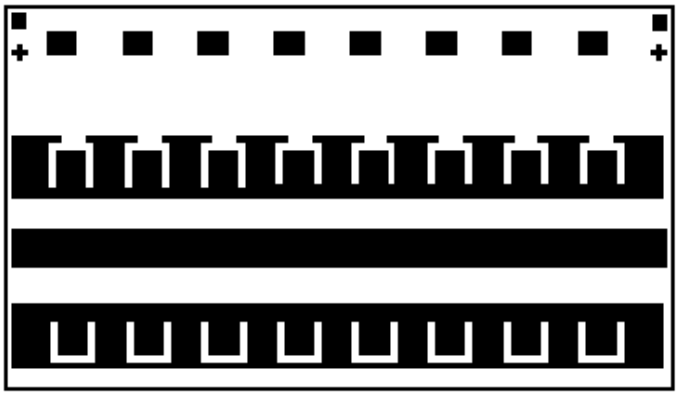
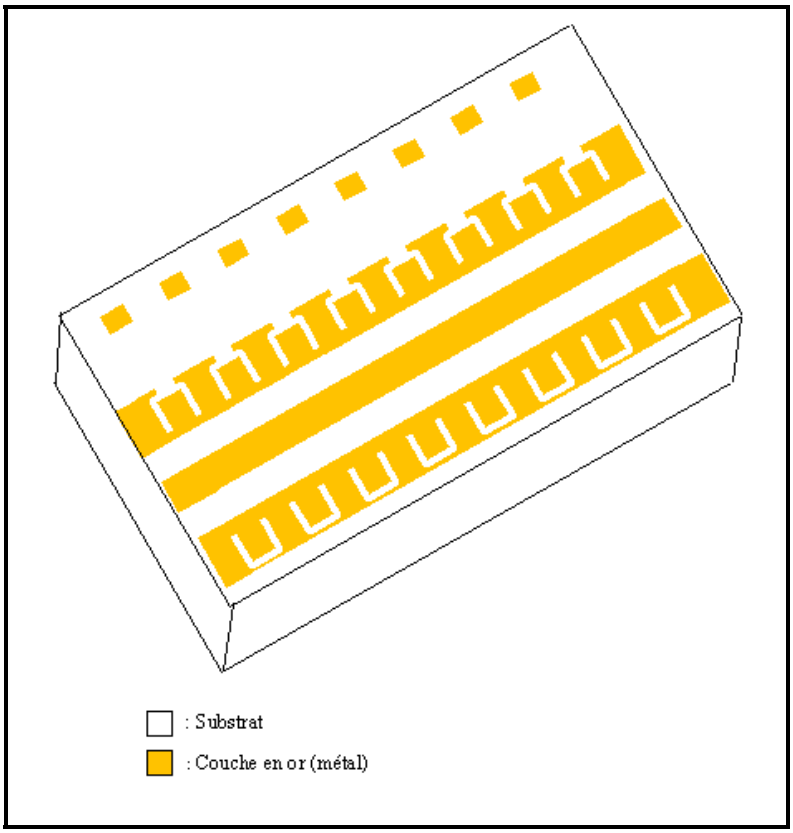


Figure 4-26 Masque N°1 servant à réaliser la ligne de transmission coplanaire.

Après l'exécution de la première étape, on obtient une ligne de transmission coplanaire en or tracée sur le substrat. La figure 4.27 montre cette ligne de transmission :



Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

Figure 4-27 Vue de la ligne de transmission coplanaire tracée sur le substrat.

Étape 2 :

Cette étape sert à réaliser les lignes résistives de polarisation qui serviront à activer les commutateurs MEMS sans perturber le fonctionnement hyperfréquences. Ces lignes résistives sont fabriquées en déposant une couche de chrome d'une épaisseur de 40 nm. Le masque à utiliser pour réaliser l'étape Nº2 est de type «Light» », il a été dessiné suivant les directives du manuel de conception du CIRFE «UWMEMSDesignHandbookv2.3». Le masque est montré à la Figure 4.28:

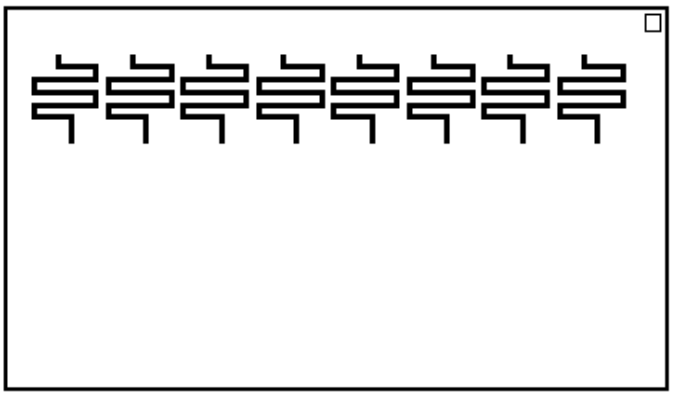


Figure 4-28 Masque Nº2 servant à réaliser les lignes de polarisation.

Étape 3 :

Cette étape sert à réaliser la couche d'isolant diélectrique nécessaire au fonctionnement capacitif des commutateurs MEMS. Pour ce faire, une couche de chrome d'une épaisseur de 30 nm est déposée suivie d'une couche d'oxyde de silicium S_iO_2 d'une épaisseur de 0.7µm. Le masque à utiliser pour réaliser l'étape Nº3 est de type «Light» », il a été dessiné suivant les directives du manuel de conception du CIRFE «UWMEMSDesignHandbookv2.3». Le masque est montré à la Figure 4.29:

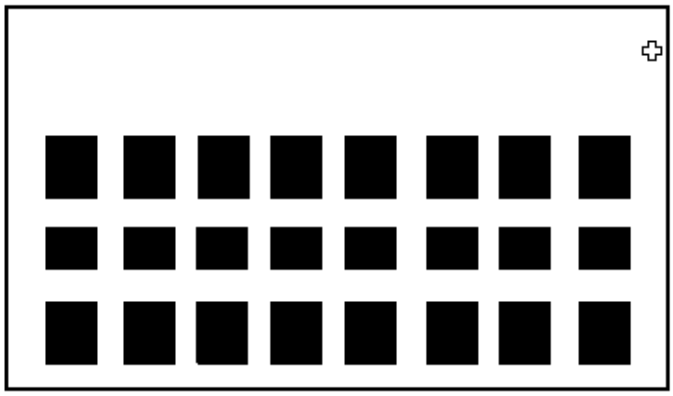


Figure 4-29 Masque N°3 servant à déposer les couches du diélectrique isolant.

L'exécution de la deuxième et de la troisième étape permet la fabrication des résistances de polarisation ainsi que le dépôt de la couche diélectrique isolante. La figure 4.30 montre le résultat obtenu après la troisième étape :

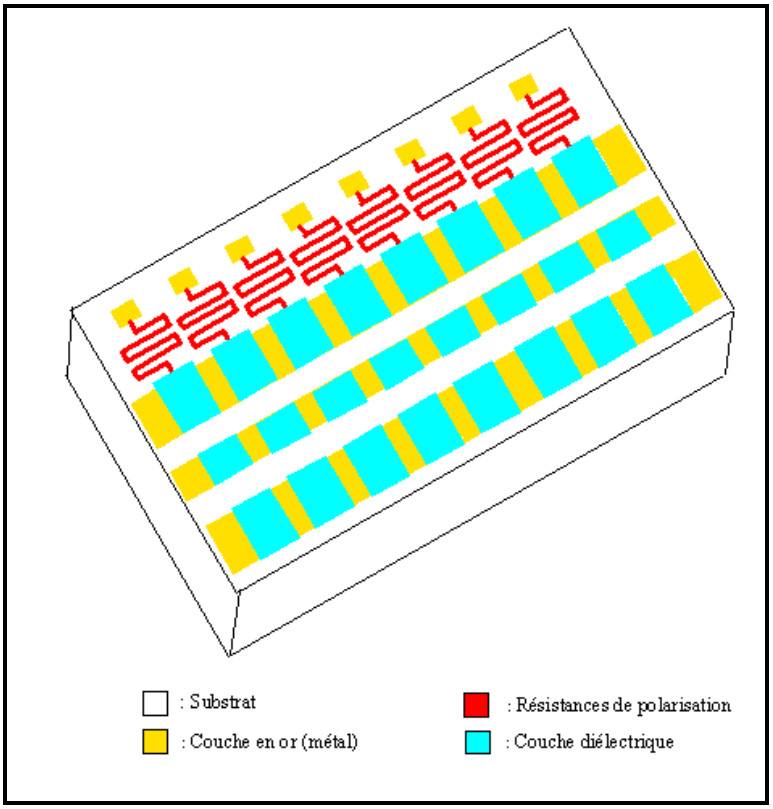


Figure 4-30 Vue de la ligne de transmission, de la couche diélectrique et des résistances de polarisation.

Étape 4 :

Lors de cette étape une couche sacrificielle de polyimide d'une épaisseur de 2.5 µm est déposée sur le substrat. Aucun masque n'est nécessaire pour cette opération.

Étape 5 :

Cette étape sert à réaliser les ancrages qui serviront à supporter la membrane mobile. Pour cela, on utilise le masque Nº4 qui permet de créer les ouvertures pour les ancrages à l'intérieur de la couche sacrificielle. Le masque à utiliser pour réaliser l'étape Nº5 est de type «Dark» », il a été dessiné suivant les directives du manuel de conception du CIRFE «UWMEMSDesignHandbookv2.3». Le masque est montré à la Figure 4.31:

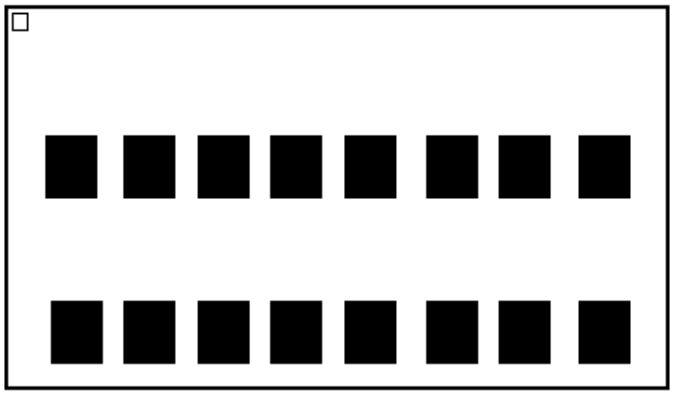


Figure 4-31 Masque Nº4 servant à réaliser les ancrages de la plaque mobile.

Étape 6 :

Cette étape sert à réaliser la plaque mobile qui sera suspendue à une hauteur de 2.5 µm au dessus du conducteur central de la ligne de transmission coplanaire. La plaque mobile a une largeur de 116 µm et sera fabriquée avec une couche en or d'une épaisseur de 1.25 µm. Le masque à utiliser pour réaliser l'étape 6 est de type «Light», il a été dessiné suivant les directives du manuel de conception du CIRFE «UWMEMSDesignHandbookv2.3». Le masque est montré à la Figure 4.32:

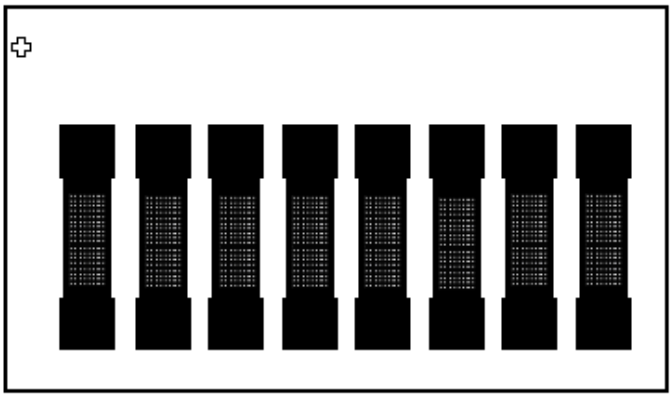


Figure 4-32 Masque N°5 servant à réaliser la plaque mobile.

La Figure 4.33 montre une vue de coupe du synthétiseur d'impédance MEMS après l'exécution de la sixième étape :

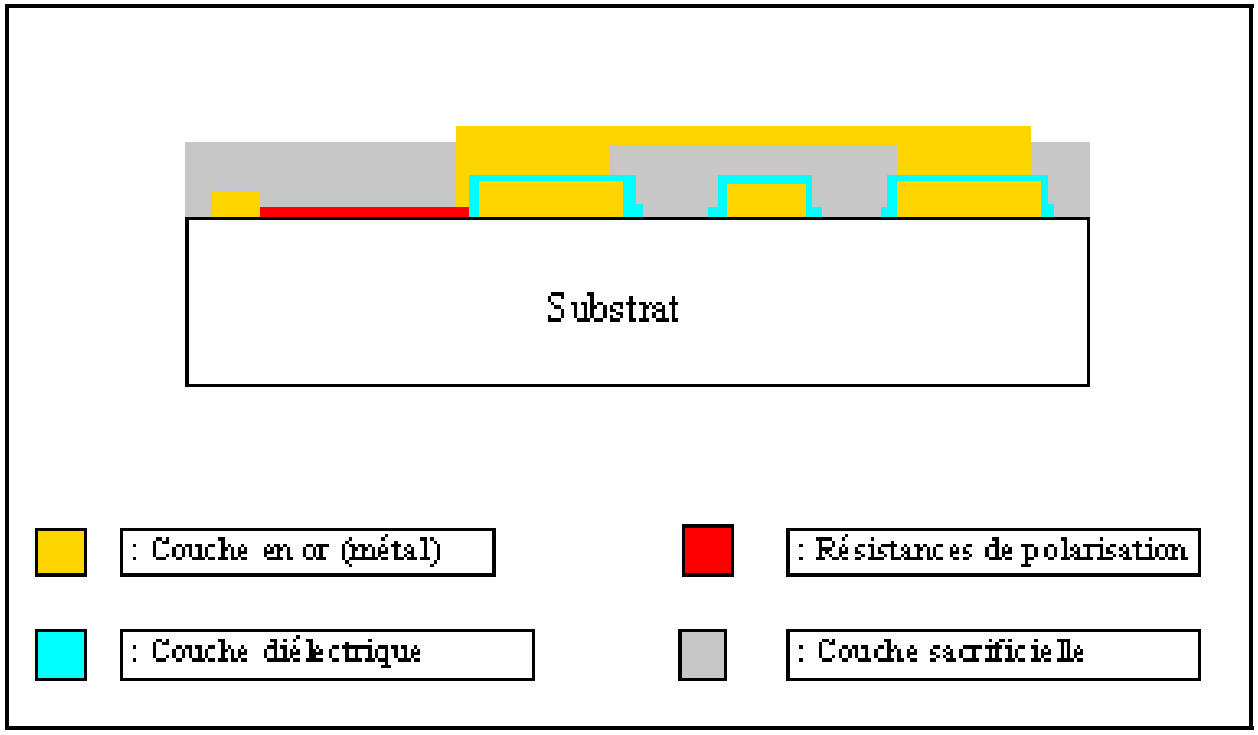


Figure 4-33 Vue de coupe du synthétiseur d'impédances MEMS après l'exécution de la sixième étape.

Étape 7 :

Lors de cette étape, la couche sacrificielle est enlevée en utilisant la gravure sèche suivant les directives du manuel de conception du CIRFE «UWMEMSDesignHandbookv2.3». La Figure 4.34 montre une vue globale du synthétiseur d'impédances MEMS à la fin du processus de fabrication :

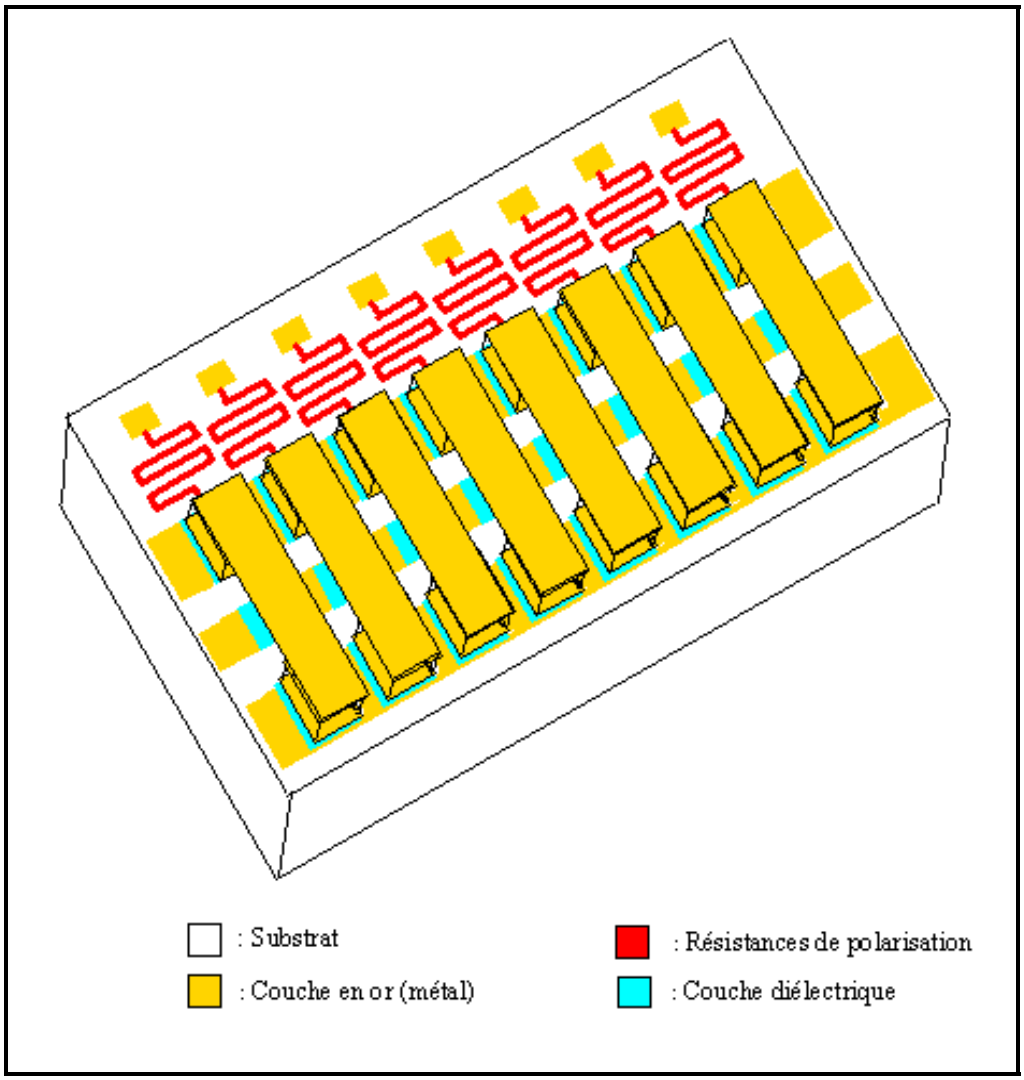


Figure 4-34 Vue globale du synthétiseur d'impédances MEMS à la fin du processus de fabrication.

La Figure 4.35 montre une vue de coupe du synthétiseur d'impédance MEMS à la fin du processus de fabrication :

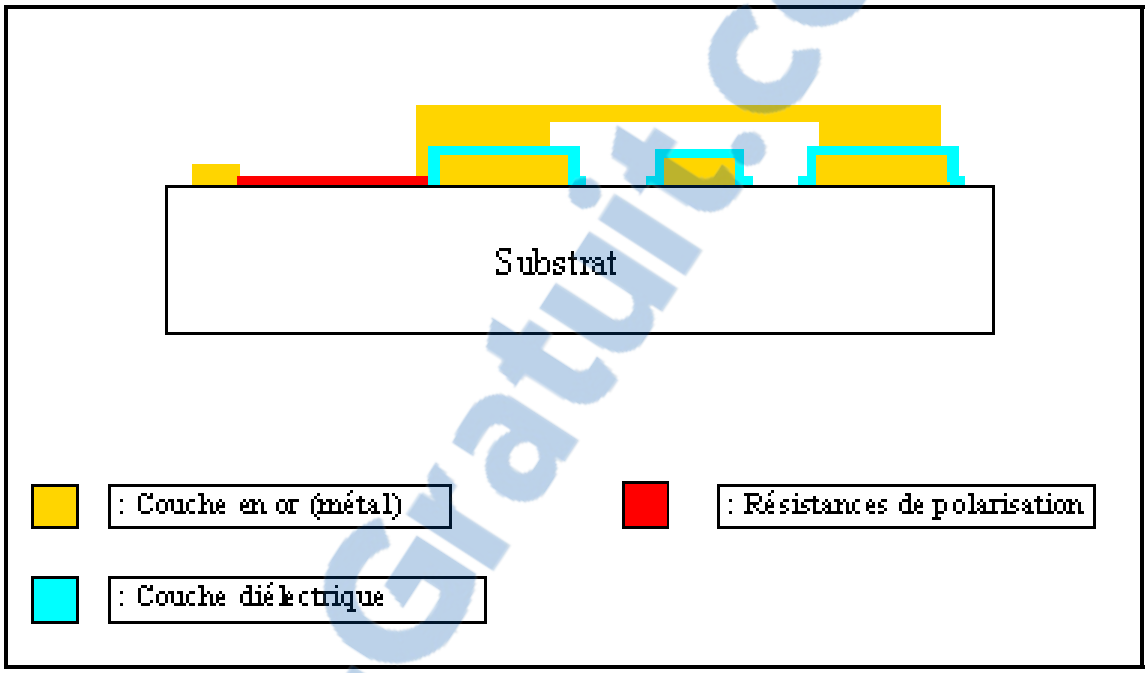


Figure 4-35 Vue de coupe du synthétiseur d'impédances MEMS à la fin du processus de fabrication.

On remarque qu'à la fin du processus de fabrication du synthétiseur d'impédances MEMS, la couche sacrificielle a été éliminée et les plaques mobiles deviennent libres et peuvent effectuer des mouvements vers le bas une fois que les commutateurs MEMS sont activés par des tensions de commande.

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, la conception ainsi que la réalisation d'un amplificateur RF reconfigurable ont été faites. L'amplificateur RF est basé autour d'un transistor à effet de champ PHEMT réalisé en technologie des semi-conducteurs (MMIC).

Rapport-Gratuit.com

La réalisation de l'amplificateur RF non adapté a été réalisée dans la fonderie de la compagnie UMS «United Monolithic Semiconductors». L'adaptation d'impédances à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur a été réalisée par des synthétiseurs d'impédances MEMS. Les synthétiseurs d'impédances MEMS ont été conçus et simulés grâce au logiciel ADS mais ils n'ont pas été réalisés en pratique. L'amplificateur RF a été simulé sur une bande de fréquences comprises entre 8 GHz et 12 GHz, Les résultats de l'adaptation d'impédance à l'entrée sont compris entre -13.8 dB et -27.1 dB, tandis que les résultats de l'adaptation d'impédance à la sortie sont compris entre -11 dB et -42.6 dB. Le gain de l'amplificateur varie entre 9.52 dB et 11.82 dB.

L'amplificateur RF conçu en technologie des semi-conducteurs (MMIC) et adapté par des synthétiseurs d'impédances MEMS couvre toute la gamme de fréquences comprises entre 8 GHz et 12 GHz avec des performances très satisfaisantes en matière d'adaptation d'impédances mais présente une chute du gain de l'amplification au fur et à mesure que la fréquence augmente ce qui est du aux pertes d'insertion qui augmentent avec la fréquence. Pour des raisons de non disponibilité des équipements de fabrication de MEMS à l'ETS, la fabrication des synthétiseurs d'impédances RF-MEMS n'a pas été faite. Toute fois, cette fabrication sera faite ultérieurement lorsque tous les équipements nécessaires à la fabrication des MEMS seront installés dans la salle blanche de l'ETS. De plus, une carte de commande sera développée pour générer les signaux de commandes des commutateurs MEMS. Cette carte contiendra principalement des convertisseurs de tension continu-continu qui transformeront les niveaux de tension 5V en des niveaux de tension plus élevés qui permettront d'activer les commutateurs capacitifs MEMS.

CONCLUSION

La multiplication des fréquences utilisées dans les communications sans fil ainsi que les multiples applications qui en découlent ont crée un besoin urgent en matière de composantes radio fréquences reconfigurables en fréquences. Parmi les composantes radiofréquences reconfigurables les plus en demande et les plus recherchés par les industriels figurent les amplificateurs RF de puissance ainsi que les amplificateurs à faible bruit («LNA»). En effet, le souci de fabriquer des amplificateurs RF reconfigurables est motivé par un objectif plus grand qui est celui de concevoir une chaîne d'émission et de réception radiofréquences complètement reconfigurable.

La solution pour rendre les amplificateurs RF reconfigurables réside dans les synthétiseurs d'impédances qui sont des composantes radiofréquences capables de générer différentes impédances complexes qui serviront à adapter en impédance l'entrée et la sortie des amplificateurs suivant la fréquence d'opération. Il existe plusieurs types de synthétiseurs d'impédances RF, on en a étudié deux types dans le cadre de ce mémoire, il s'agit des synthétiseurs d'impédances électromécaniques et les synthétiseurs d'impédances MEMS.

Les synthétiseurs d'impédances électromécaniques sont les plus performants car ils couvrent de larges bandes de fréquences et peuvent couvrir tout l'abaque de Smith sauf la zone délimitée par le module du facteur de réflexion qui est égal 0.95 et le module du facteur de réflexion qui est égal à 1, autrement dit une mince bande qui est interdite à la frontière du cercle de module égale à 1. De plus, les synthétiseurs d'impédances électromécaniques ont une bonne tenue en puissance et peuvent supporter des puissances maximales comprises entre 100 W et 200 W. Toute fois, les synthétiseurs d'impédances électromécaniques ont quelques inconvénients majeurs qu'on peut résumer dans leur poids élevé (quelques kilogrammes), leur grand volume (quelques milliers de cm^3) et finalement leur prix élevé (quelques dizaines de milliers de dollars).

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

Au cours de ce mémoire, on a fait la conception d'un amplificateur RF reconfigurable basé autour du transistor NE76038 et qui a été adapté en impédances à l'entrée et à la sortie par des synthétiseurs d'impédances électromécaniques commerciaux de type CCMT-1816. L'amplificateur RF a été opéré sur une bande de fréquences comprises entre 1.4 GHz et 4 GHz, les résultats de l'adaptation d'impédance à l'entrée sont compris entre -17.18 dB et -49.76 dB. Les résultats de l'adaptation d'impédance à la sortie sont compris entre -31.46 dB et -46 dB. Quand au gain de l'amplificateur, il varie entre 8.12 dB et 11.06 dB. L'amplificateur RF conçu a bel et bien développé la caractéristique de reconfigurabilité en fréquence mais ne peut être utilisé que pour des applications en laboratoire à cause de son volume et de sa masse élevés.

Il a donc fallu concevoir un deuxième type d'amplificateur reconfigurable miniature dans lequel le transistor NE76038 a été remplacé par un transistor à effet de champ MMIC. Les synthétiseurs d'impédances électromécaniques seront remplacés par des synthétiseurs d'impédances MEMS. En effet, un amplificateur RF, basé autour du transistor à effet de champ PH25FET, a été conçu en technologie des semi-conducteurs (MMIC). Cet amplificateur a été polarisé via un circuit LC, stabilisé avec une résistance insérée entre la grille du transistor et la masse. Cependant, cet amplificateur n'a pas été adapté en impédances à son entrée et à sa sortie. La réalisation pratique de cet amplificateur RF non adapté a été sous-traitée avec la fonderie de l'agence spatiale canadienne.

Une étude théorique a été effectuée pour concevoir des synthétiseurs d'impédances MEMS qui serviront à adapter en impédances l'amplificateur RF conçu en technologie des semi-conducteurs (MMIC). En effet, grâce au logiciel ADS, des simulations des synthétiseurs d'impédances MEMS ont été effectuées afin d'optimiser le choix des valeurs des capacités à l'état haut et à l'état bas du commutateur capacitif MEMS ainsi que l'espacement entre les cellules élémentaires et l'impédance caractéristique de la ligne de transmission coplanaire.

Cette optimisation des paramètres critiques du synthétiseur d'impédances MEMS avait pour objectif d'obtenir une adaptation en impédance simultanée de l'entrée et de la sortie de l'amplificateur RF. Une fois le choix des paramètres critiques du synthétiseur d'impédances MEMS effectué, le fonctionnement de l'amplificateur RF a été simulé sur une bande de fréquences comprises entre 8 GHz et 12 GHz.

Les résultats de l'adaptation d'impédance à l'entrée sont compris entre -13.8 dB et -27.1 dB, tandis que les résultats de l'adaptation d'impédance à la sortie sont compris entre -11 dB et -42.6 dB. Le gain de l'amplificateur varie entre 9.52 dB et 11.82 dB. On remarque que l'amplificateur RF (MMIC) adapté par des synthétiseurs d'impédances MEMS couvre toute la gamme de fréquences comprises entre 8 GHz et 12 GHz avec des performances satisfaisantes en matière d'adaptation d'impédances mais présente une chute du gain de l'amplification au fur et à mesure que la fréquence augmente ce qui est du aux pertes d'insertion dans les lignes de transmission et dans le transistor qui augmentent avec la fréquence.

En comparant les deux types de synthétiseurs d'impédances étudiés, on remarque que les synthétiseurs d'impédances MEMS sont moins performants que les synthétiseurs d'impédances électromécaniques car ils ne couvrent qu'une partie de l'abaque de Smith et ceci pour des fréquences supérieures à 8 GHz. En effet, l'utilisation des synthétiseurs d'impédances MEMS à des fréquences voisines de 2 GHz nécessite l'augmentation du nombre de commutateurs capacitifs MEMS, ce qui augmente la longueur totale de la ligne de transmission coplanaire causant ainsi une augmentation des pertes dans le synthétiseur. De plus, les synthétiseurs d'impédances MEMS ont une faible tenue en puissance qui ne dépasse pas 1 à 2 W. Par contre, les synthétiseurs d'impédances MEMS ont un grand avantage qui consiste en leurs dimensions miniatures qui leur permettent d'être utilisés dans des applications pour lesquelles l'espace alloué à l'amplificateur RF est réduit.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

ANNEXE I

Spécifications du transistor MESFET NE76038

NEC

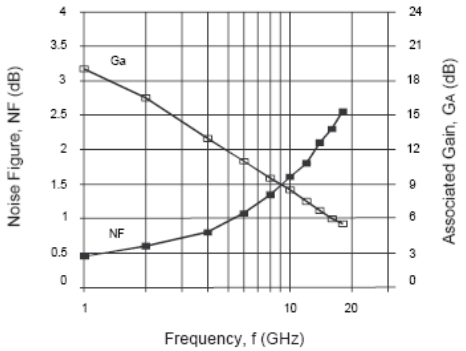
LOW NOISE L TO Ku-BAND GaAs MESFET

NE76038

FEATURES

- **LOW NOISE FIGURE:** 1.8 dB typical at 12 GHz
- **HIGH ASSOCIATED GAIN:** 7.5 dB typical at 12 GHz
- **L_G = 0.3 μm, W_G = 280 μm**
- **LOW COST PLASTIC PACKAGING**
- **TAPE & REEL PACKAGING OPTION AVAILABLE**

NOISE FIGURE & ASSOCIATED GAIN vs. FREQUENCY
V_{DS} = 3 V, I_{DS} = 10 mA



DESCRIPTION

NE76038 is a high performance gallium arsenide metal semiconductor field effect transistor housed in a plastic package. Its low noise figure makes this device appropriate for use in the second or third stages of low noise amplifiers operating in the 1 - 14 GHz frequency range. The device is fabricated using ion implantation for improved RF and DC performance, reliability, and uniformity. These devices feature a recessed 0.3 micron gate and triple epitaxial technology.

NEC's stringent quality assurance and test procedures ensure the highest reliability and performance.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C)

PART NUMBER PACKAGE OUTLINE			NE76038 38		
SYMBOLS	PARAMETERS AND CONDITIONS	UNITS	MIN	TYP	MAX
NF_{OPT}[1]	Optimum Noise Figure at V_{DS} = 3 V, I_{DS} = 10 mA f = 4 GHz f = 12 GHz	 dB dB		 0.8 1.8	 1.2
G_A	Associated Gain at V_{DS} = 3 V, I_{DS} = 10 mA f = 4 GHz f = 12 GHz	 dB dB	 12.0	 13.0 7.5	
I_{DSS}	Saturated Drain Current at V_{DS} = 3 V, V_{GS} = 0 V	mA	15	30	50
V_P	Pinch-off Voltage at V_{DS} = 3 V, I_{DS} = 0.1 mA	V	-3.0	-0.8	-0.5
g_m	Transconductance at V_{DS} = 3 V, I_{DS} = 10 mA	mS	30	40	70
I_{GSO}	Gate to Source Leakage Current at V_{GS} = -3 V	μA			10

Note:
1. Typical values of noise figures are those obtained when 50% of the devices from a large number of lots were individually measured in a circuit with the input individually tuned to obtain the minimum value. Maximum values are criteria established on the production line as a "go-no-go" screening test with the fixture tuned for the "generic" type but not for each specimen.

Figure-A I-1 Caractéristiques électriques du transistor NE76038.

NE76038

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS[1] (T_A = 25°C)

SYMBOLS	PARAMETERS	UNITS	RATINGS
V_{DS}	Drain to Source Voltage	V	5
V_{GD}	Gate to Drain Voltage	V	-5
V_{GS}	Gate to Source Voltage	V	-3
I_{DS}	Drain Current	mA	I_{DSS}
P_{IN}	RF Input (CW)	dBm	+15
T_{CH}	Channel Temperature	°C	150
T_{STG}	Storage Temperature	°C	-65 to +150
P_T	Total Power Dissipation	mW	240
R_{TH}[2, 3]	Thermal Resistance	°C/W	1250

Notes:
1. Operation in excess of any one of these parameters may result in permanent damage.
2. R_{TH} for plastic package mounted on glass epoxy substrate is 965°C/W.
3. R_{TH} for chip mounted on copper heat sink is 190°C/W.

TYPICAL NOISE PARAMETERS (T_A = 25°C)

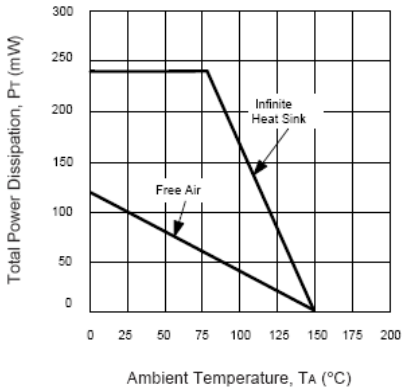
V_{DS} = 3 V, I_{DS} = 10 mA

FREQ. (GHz)	NF_{OPT} (dB)	G_A (dB)	Γ_{OPT}		Rn/50
			MAG	ANG[1]	
0.5	0.40	21.67	0.84	5	0.79
1.0	0.45	20.01	0.82	10	0.75
2.0	0.60	18.88	0.76	28	0.70
4.0	0.80	15.53	0.66	58	0.61
6.0	1.10	13.24	0.55	101	0.50
8.0	1.35	11.32	0.50	152	0.40
10.0	1.60	9.49	0.48	-166	0.31
12.0	1.80	8.15	0.54	-130	0.25
14.0	2.10	7.11	0.63	-105	0.20
16.0	2.30	6.54	0.70	-87	0.15
18.0	2.55	5.68	0.77	-75	0.12

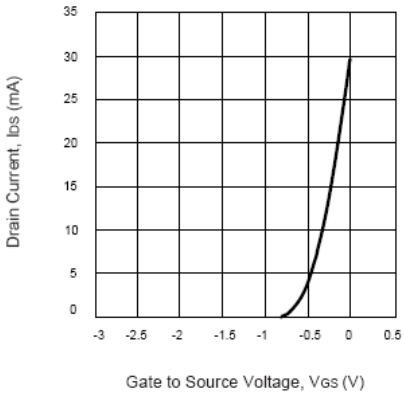
Note:
1. Γ_{OPT} is referenced to the bend of the lead, as shown on back page.

TYPICAL PERFORMANCE CURVES (T_A = 25°C)

TOTAL POWER DISSIPATION vs. AMBIENT TEMPERATURE



DRAIN CURRENT vs. GATE TO SOURCE VOLTAGE V_{DS} = 3 V



DRAIN CURRENT vs. DRAIN TO SOURCE VOLTAGE

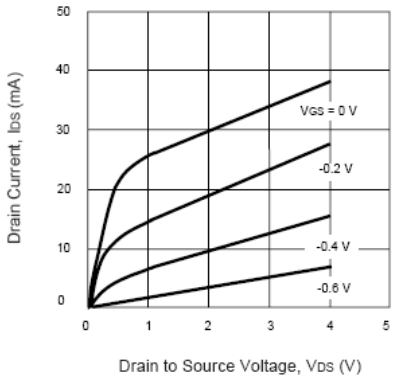


Figure-A I-2 Courbes des caractéristiques typiques du transistor NE76038.

NE76038

TYPICAL SCATTERING PARAMETERS[1] (T_A = 25°C)

V_{DS} = 3 V, I_{DS} = 10 mA

FREQUENCY	S_{11}		S_{21}		S_{12}		S_{22}		K	MAG[2]
(GHz)	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG		(dB)
0.1	0.99	-2	3.29	178	0.006	101	0.63	-2	0.174	27.390
0.5	0.99	-9	3.29	171	0.013	82	0.63	-6	0.183	24.033
1.0	0.99	-17	3.25	163	0.02	78	0.62	-12	0.127	22.109
1.5	0.97	-25	3.25	155	0.03	71	0.61	-18	0.249	20.348
2.0	0.95	-34	3.22	147	0.04	66	0.60	-24	0.297	19.058
3.0	0.90	-51	3.15	131	0.06	57	0.58	-35	0.392	17.202
4.0	0.84	-68	3.07	115	0.08	47	0.54	-46	0.500	15.840
5.0	0.77	-86	2.97	99	0.09	37	0.50	-58	0.638	15.185
6.0	0.70	-106	2.83	84	0.10	28	0.45	-70	0.763	14.518
7.0	0.64	-126	2.66	69	0.11	21	0.41	-81	0.866	13.835
8.0	0.61	-145	2.51	55	0.11	16	0.37	-92	0.981	13.583
9.0	0.58	-165	2.37	42	0.11	10	0.33	-104	1.116	11.264
10.0	0.57	175	2.21	27	0.11	7	0.30	-118	1.228	10.152
11.0	0.58	156	2.05	15	0.12	3	0.27	-136	1.217	9.514
12.0	0.60	139	1.87	2	0.12	-0	0.27	-157	1.282	8.737
13.0	0.64	125	1.72	-10	0.12	-1	0.27	-178	1.301	8.274
14.0	0.67	114	1.57	-20	0.12	-2	0.30	164	1.325	7.756
15.0	0.71	104	1.45	-32	0.13	-4	0.34	150	1.175	7.941
16.0	0.74	95	1.32	-41	0.13	-8	0.39	135	1.158	7.653
17.0	0.77	86	1.19	-52	0.13	-12	0.44	122	1.127	7.453
18.0	0.78	80	1.09	-61	0.14	-17	0.46	111	1.094	7.043

V_{DS} = 3 V, I_{DS} = 30 mA

0.1	0.99	-2	4.36	178	0.004	94	0.57	-2	0.335	30.374
0.5	0.99	-10	4.36	171	0.011	82	0.57	-6	0.174	25.981
1.0	0.98	-19	4.30	161	0.02	78	0.57	-12	0.198	23.324
1.5	0.96	-28	4.27	153	0.03	72	0.56	-18	0.265	21.533
2.0	0.93	-37	4.19	144	0.04	67	0.55	-24	0.347	20.202
3.0	0.86	-56	4.02	127	0.05	58	0.52	-35	0.526	19.053
4.0	0.79	-74	3.83	111	0.07	49	0.48	-45	0.614	17.381
5.0	0.71	-93	3.62	95	0.08	41	0.44	-56	0.754	16.556
6.0	0.64	-114	3.37	80	0.08	35	0.39	-67	0.954	16.245
7.0	0.58	-134	3.13	66	0.09	29	0.35	-78	1.052	14.015
8.0	0.55	-154	2.91	52	0.09	26	0.32	-88	1.191	12.451
9.0	0.53	-173	2.71	39	0.10	22	0.29	-100	1.213	11.546
10.0	0.53	167	2.51	26	0.10	20	0.26	-114	1.324	10.587
11.0	0.55	149	2.31	14	0.11	16	0.23	-132	1.304	9.918
12.0	0.58	133	2.11	1	0.11	13	0.23	-155	1.362	9.237
13.0	0.63	120	1.94	-9	0.12	10	0.24	-178	1.259	9.023
14.0	0.66	110	1.77	-20	0.13	8	0.27	163	1.206	8.599
15.0	0.70	101	1.65	-31	0.14	3	0.31	149	1.083	8.955
16.0	0.73	92	1.50	-41	0.14	-2	0.36	134	1.078	8.600
17.0	0.76	84	1.35	-51	0.15	-7	0.41	121	1.007	9.034
18.0	0.78	78	1.23	-59	0.15	-12	0.45	110	1.006	8.680

Note:
1. S-Parameters are de-embedded to the bend of the lead as shown on back page.
2. Gain calculations:

$MAG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}\left(K \pm \sqrt{K^2 - 1}\right)$. When $K \leq 1$, MAG is undefined and MSG values are used. $MSG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}$, $K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2\,|S_{12}S_{21}|}$, $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}$

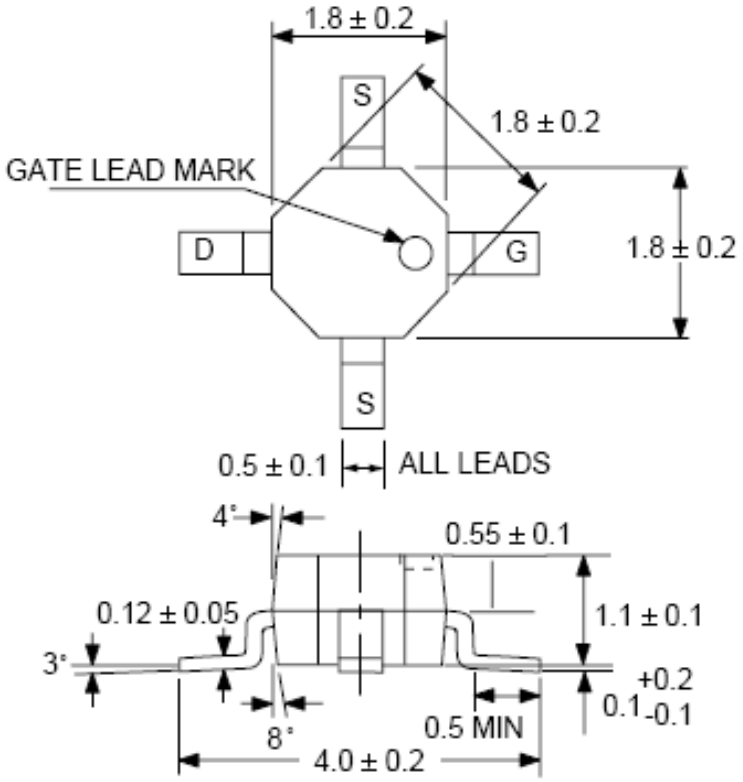
MAG = Maximum Available Gain
MSG = Maximum Stable Gain

Figure-A I-3 Paramètres S typiques du transistor NE76038.

NE76038

OUTLINE DIMENSIONS (Units in mm)

PACKAGE OUTLINE 38



ORDERING INFORMATION

PART NUMBER	AVAILABILITY	PACKAGE OUTLINE
NE76038	Bulk up to 1 K	38
NE76038-T1	1K/Reel	38

Figure-A I-4 Dimensions du boîtier du transistor NE76038.

ANNEXE II

Couverture de l'abaque de Smith par le synthétiseur d'impédances MEMS

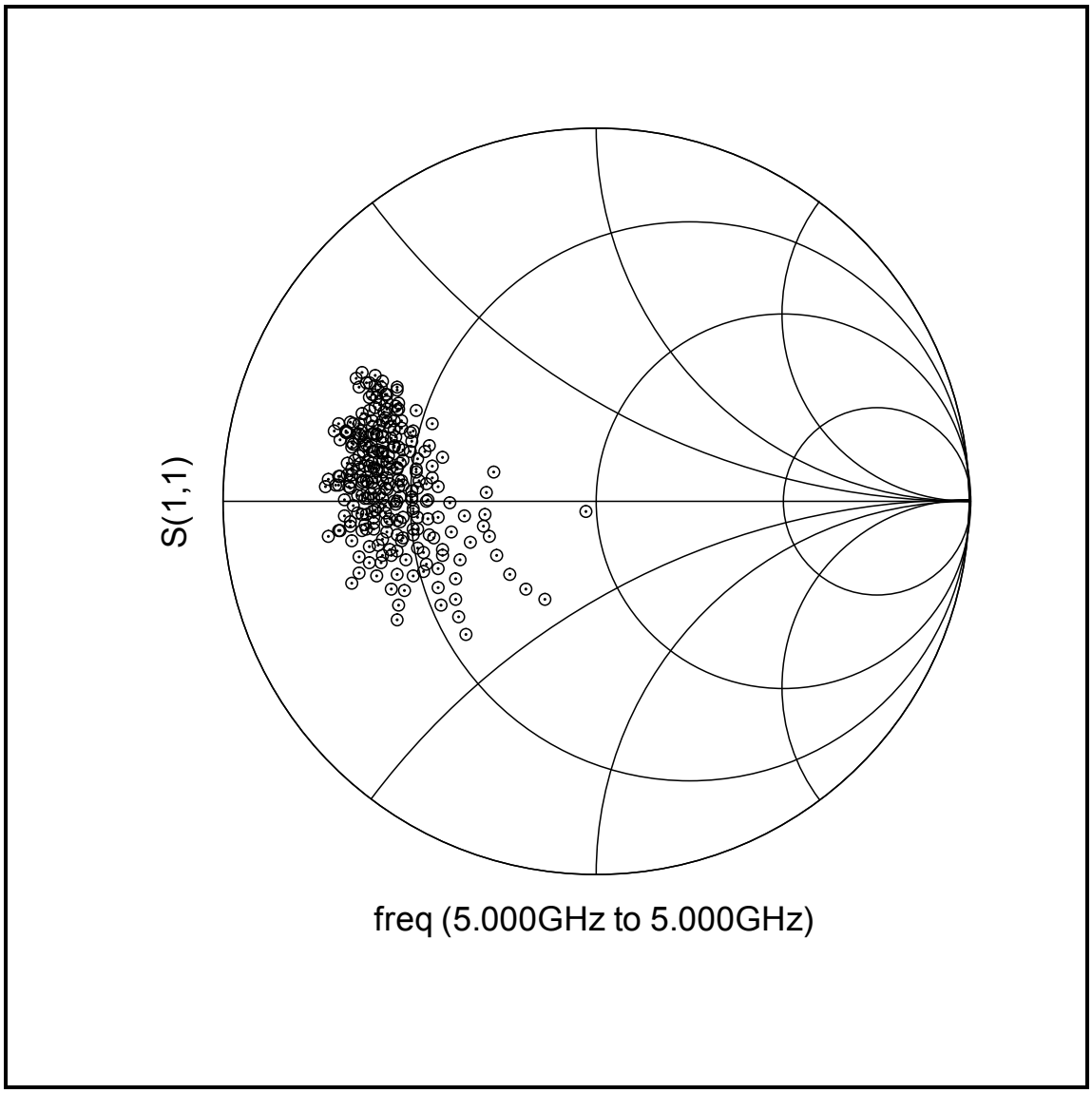


Figure-A II-1 Couverture de l'abaque de Smith par le synthétiseur d'impédances MEMS à la fréquence f = 5 GHz.

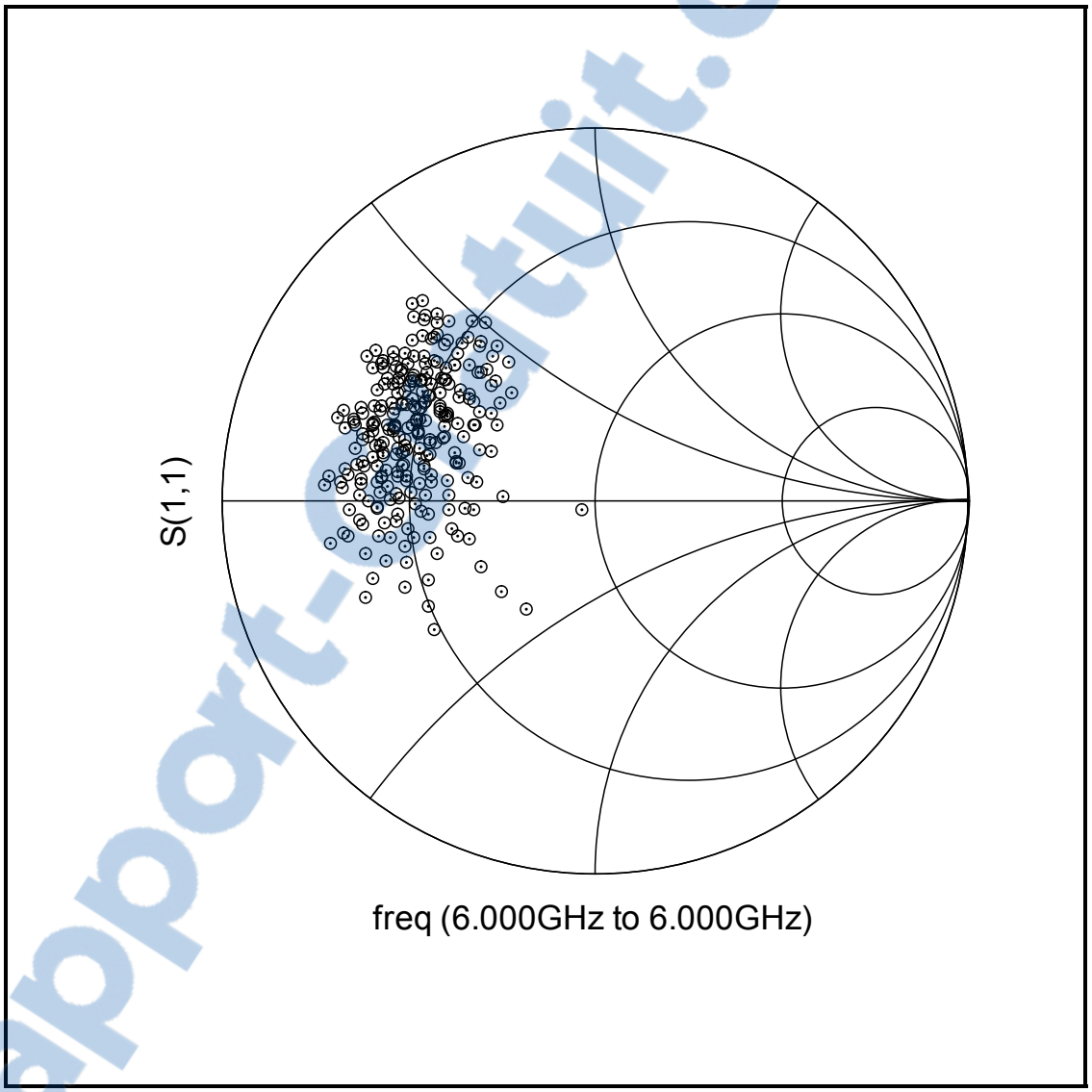


Figure-A II-2 Couverture de l'abaque de Smith par le synthétiseur d'impédances MEMS à la fréquence f = 6 GHz.

Rapport-Gratuit.com

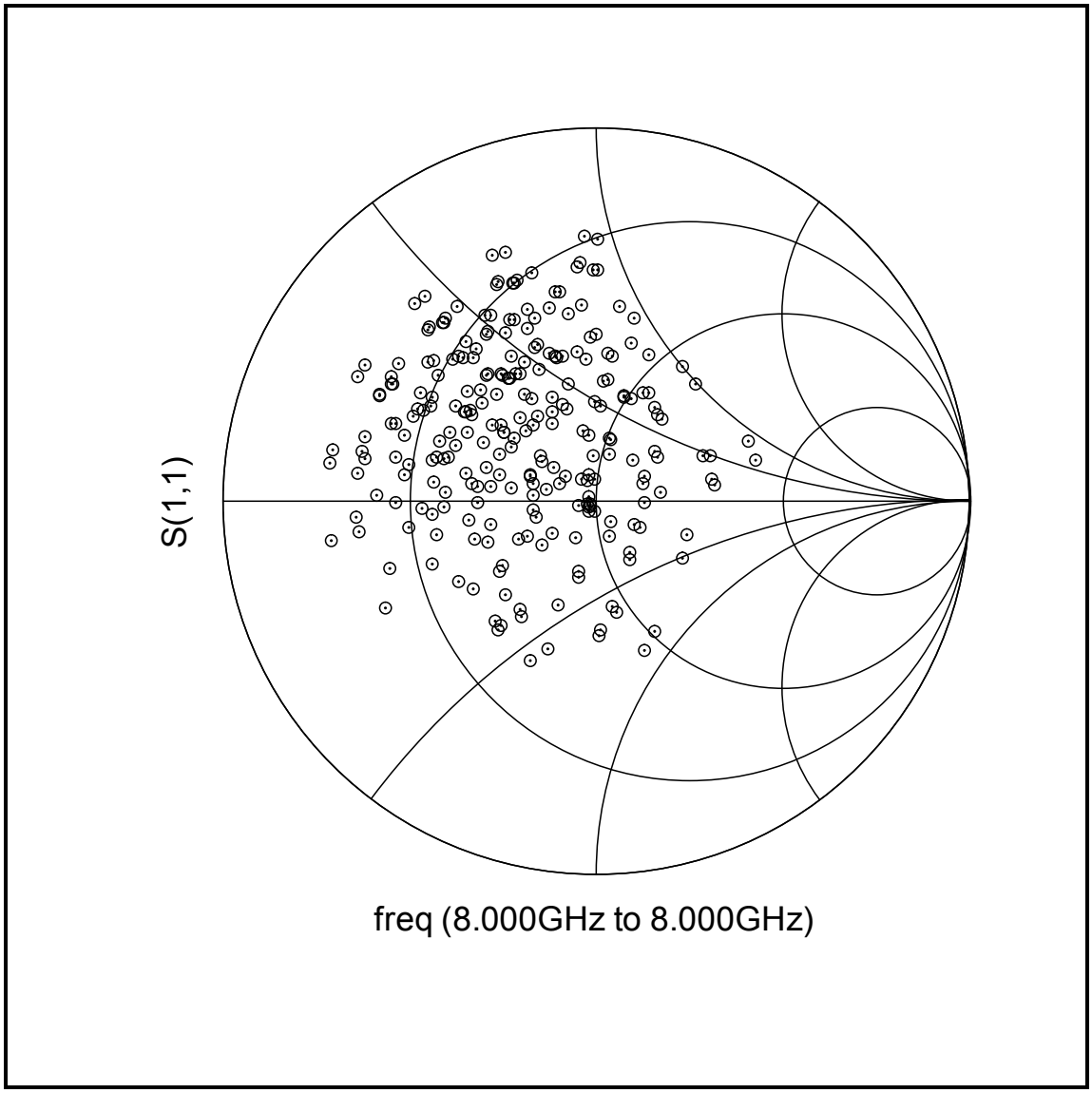


Figure-A II-3 Couverture de l'abaque de Smith par le synthétiseur d'impédances MEMS à la fréquence f = 8 GHz.

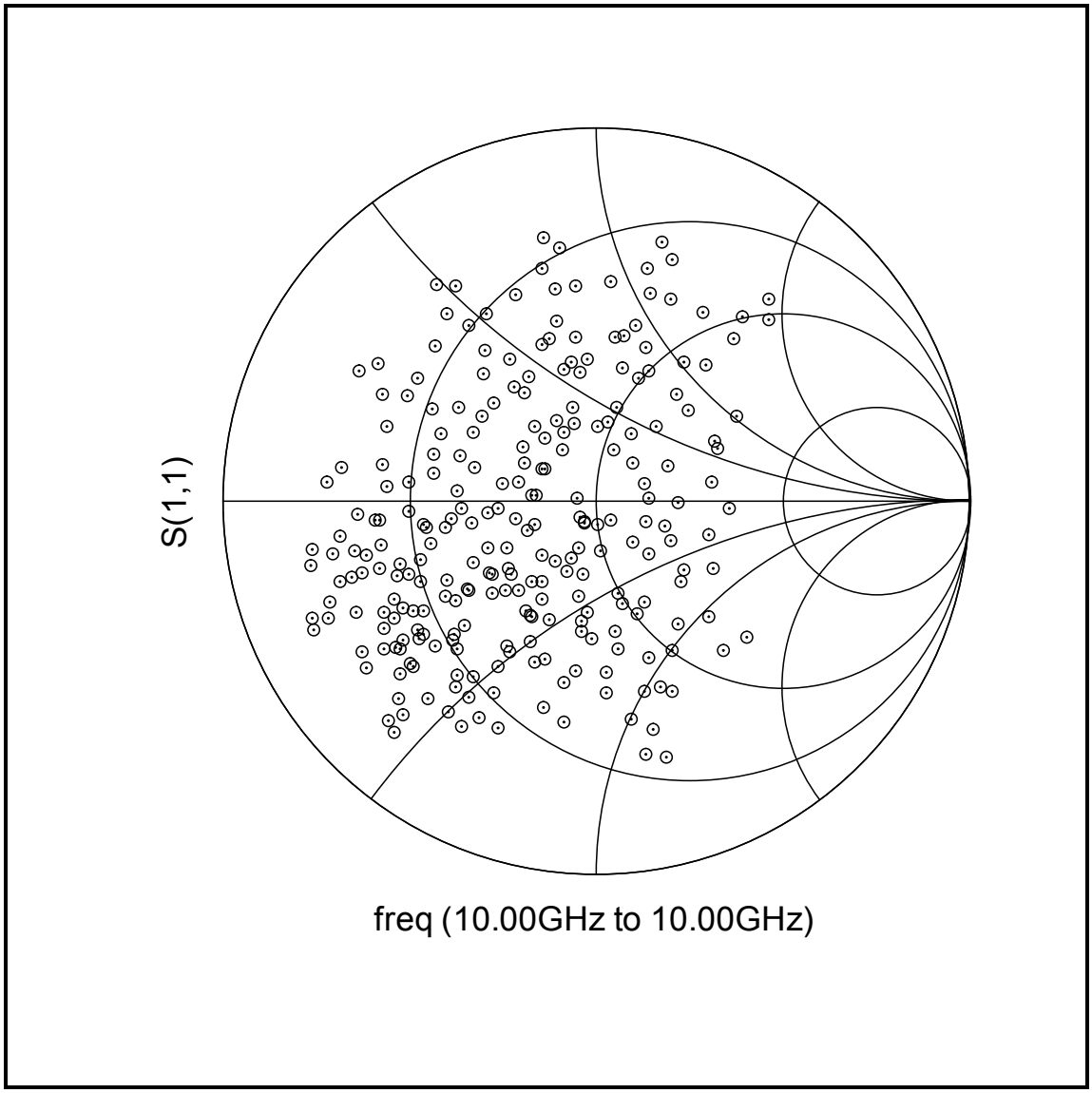


Figure-A II-4 Couverture de l'abaque de Smith par le synthétiseur d'impédances MEMS à la fréquence f = 10 GHz.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

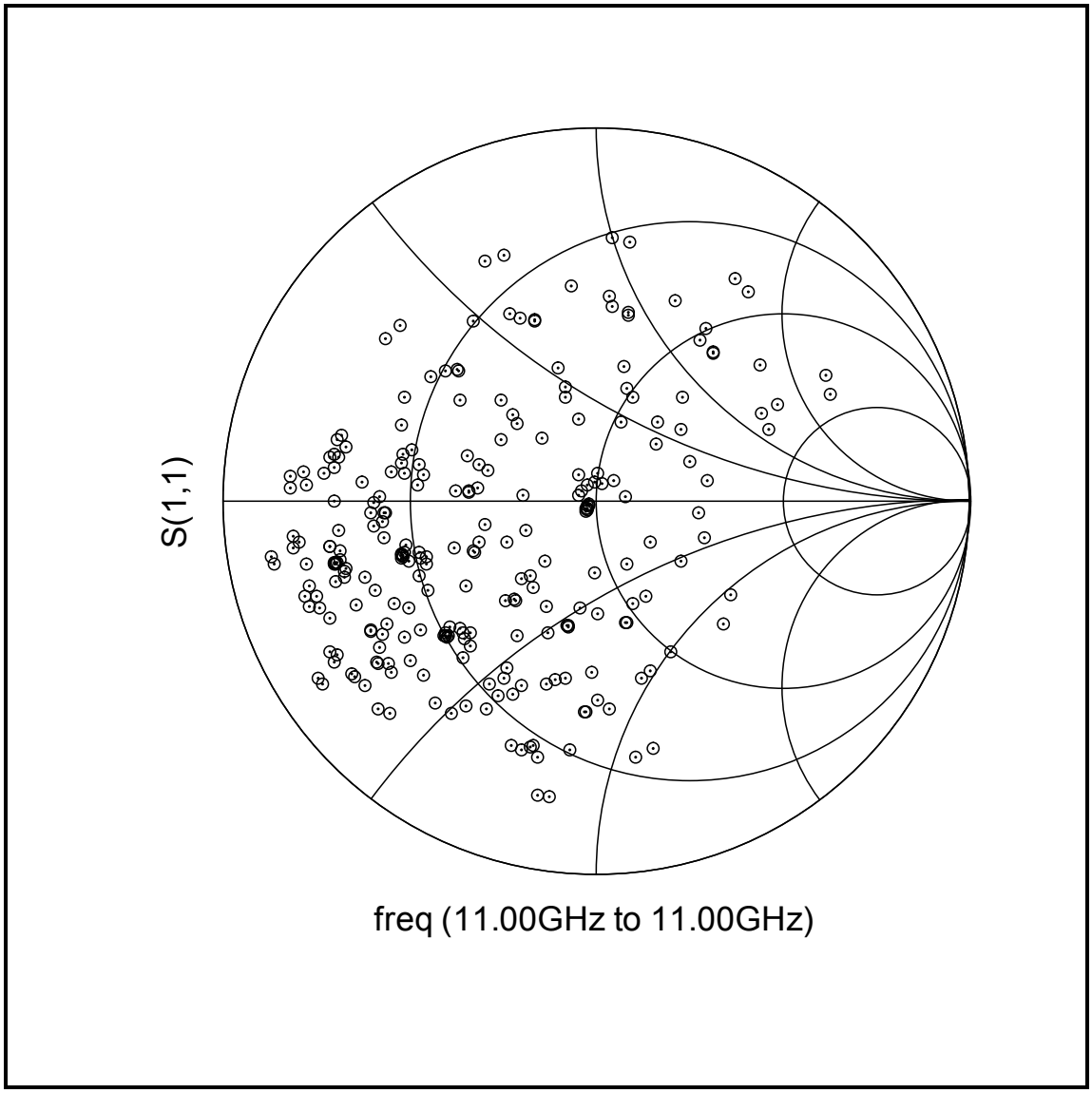


Figure-A II-5 Couverture de l'abaque de Smith par le synthétiseur d'impédances MEMS à la fréquence f = 11 GHz.

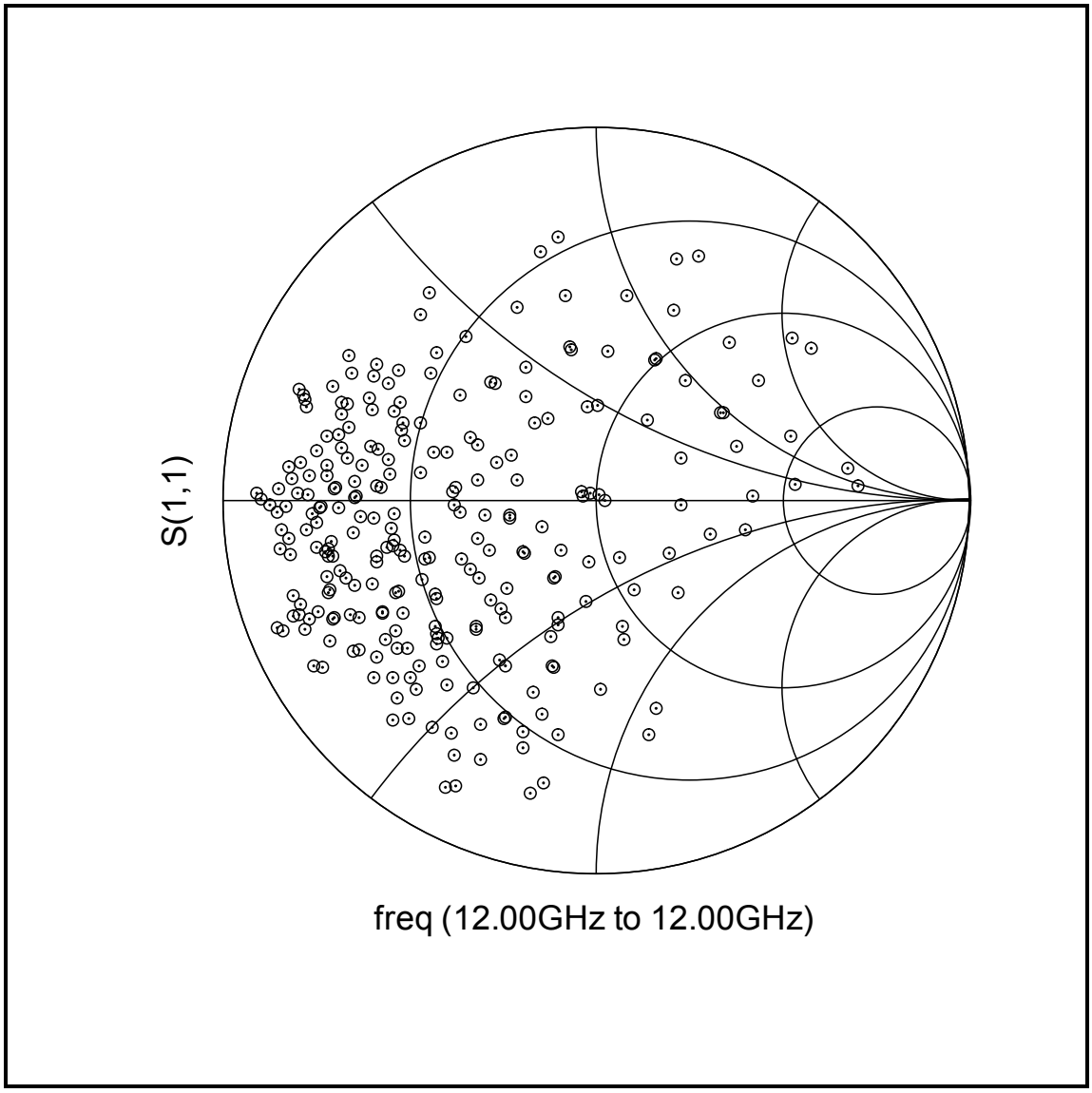


Figure-A II-6 Couverture de l'abaque de Smith par le synthétiseur d'impédances MEMS à la fréquence f = 12 GHz.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

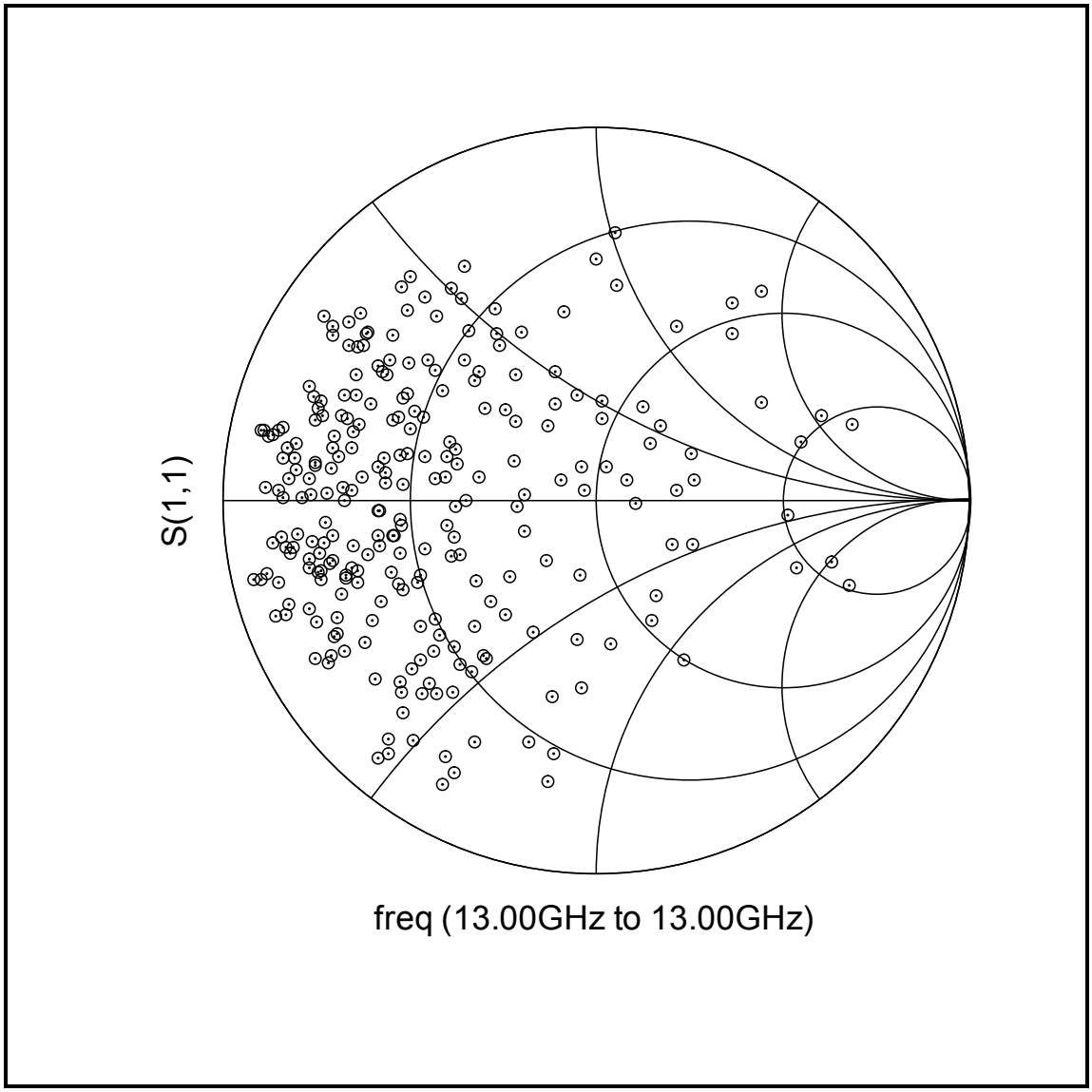


Figure-A II-7 Couverture de l'abaque de Smith par le synthétiseur d'impédances MEMS à la fréquence f = 13 GHz.

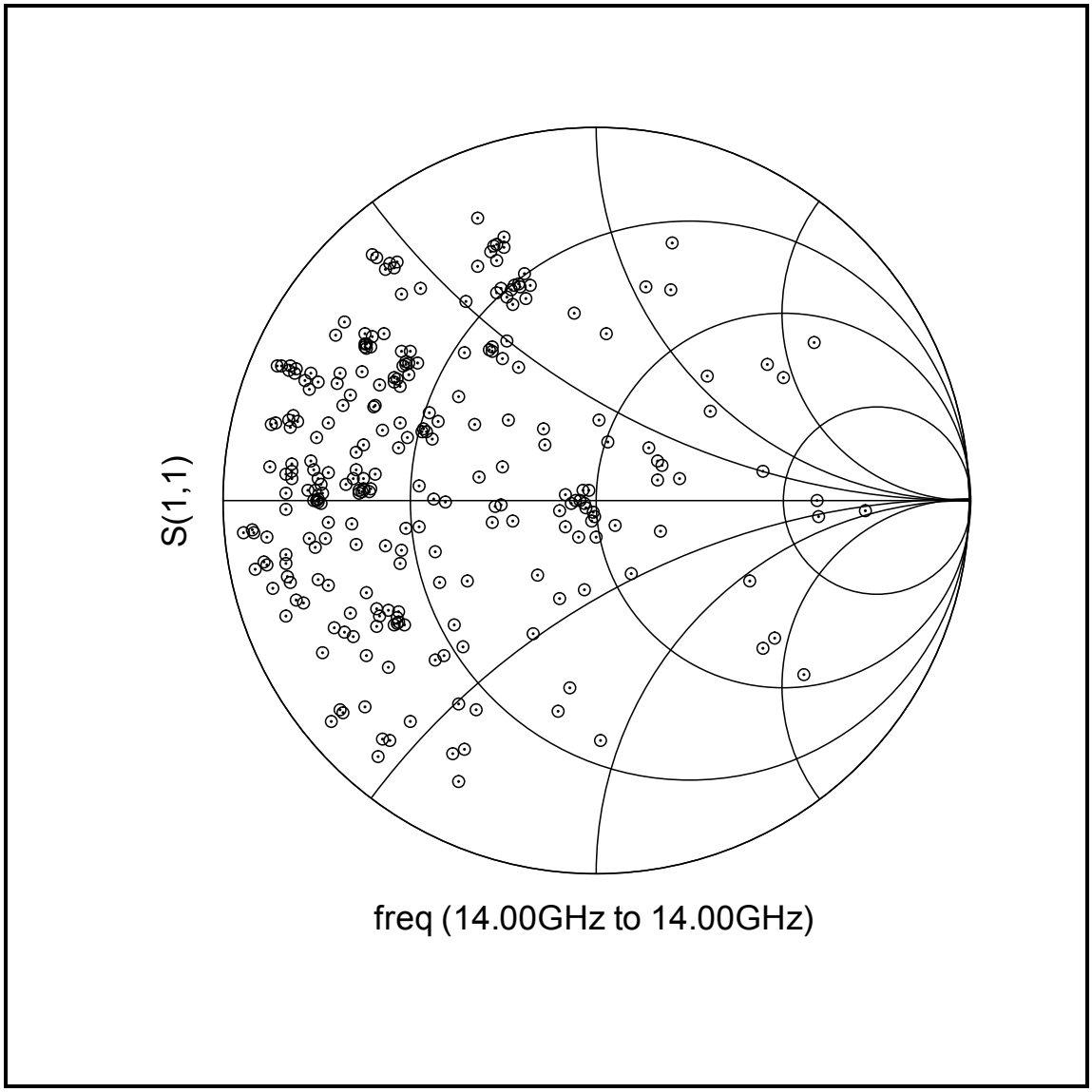


Figure-A II-8 Couverture de l'abaque de Smith par le synthétiseur d'impédances MEMS à la fréquence f = 14 GHz.

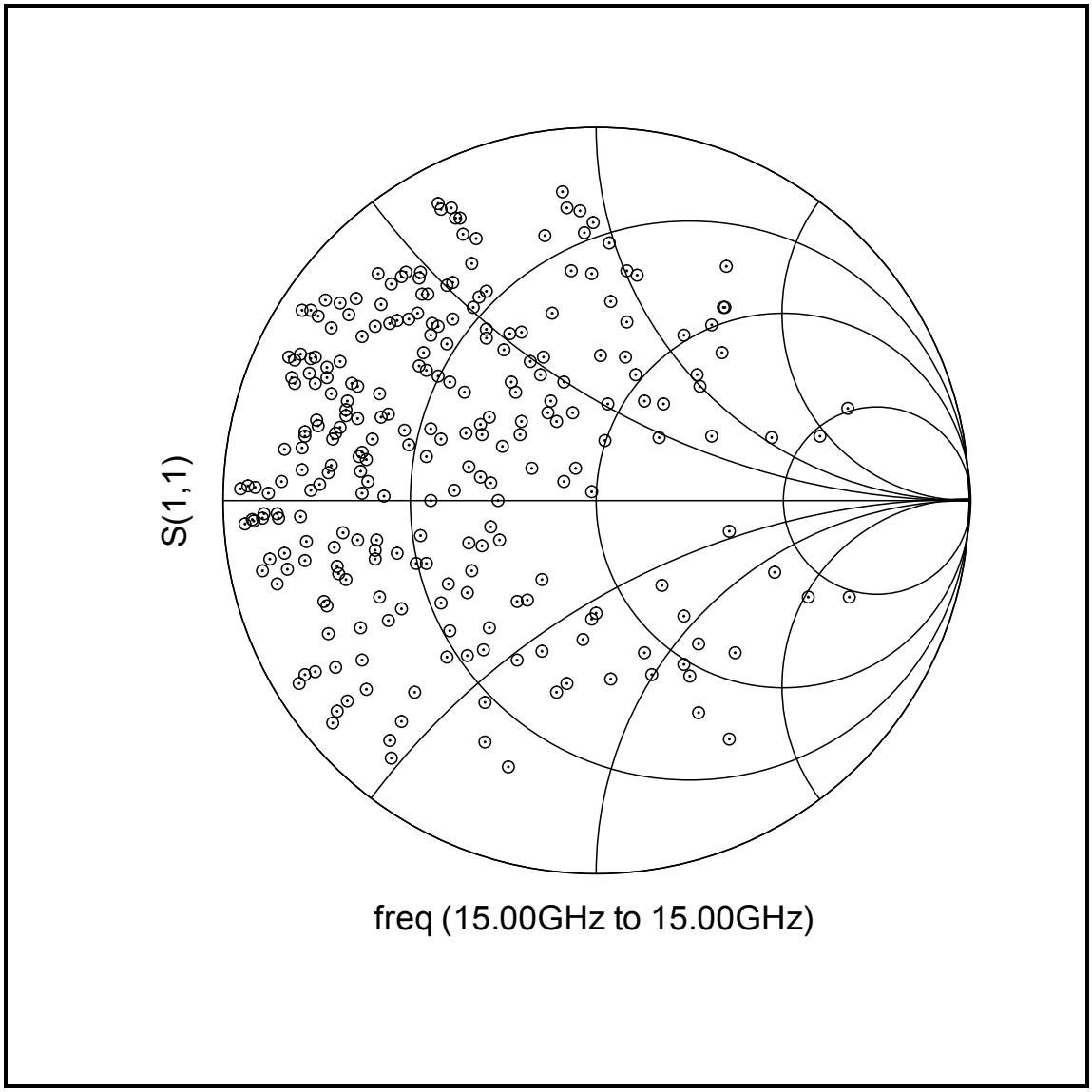


Figure-A II-9 Couverture de l'abaque de Smith par le synthétiseur d'impédances MEMS à la fréquence f = 15 GHz.

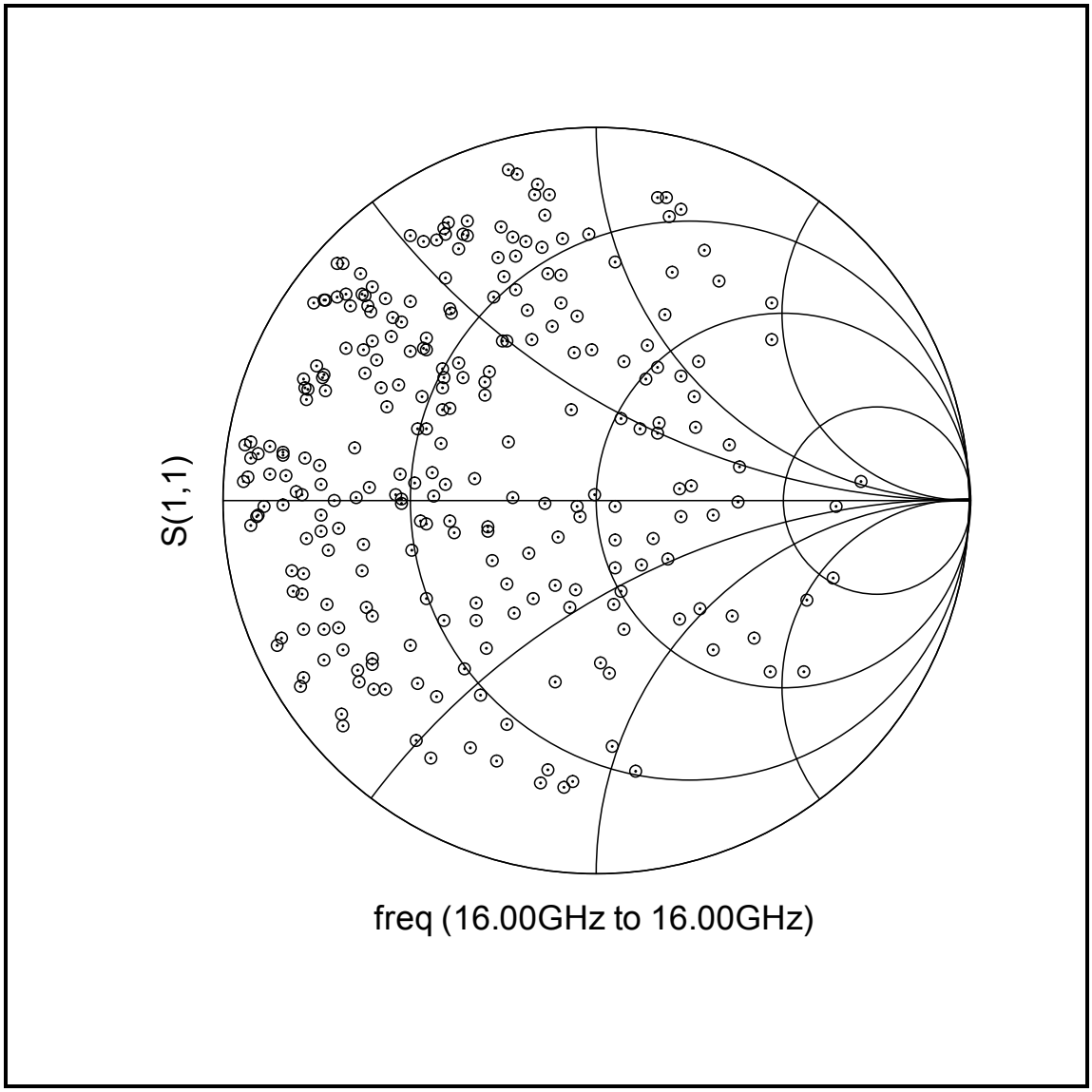


Figure-A II-10 Couverture de l'abaque de Smith par le synthétiseur d'impédances MEMS à la fréquence f = 16 GHz.

ANNEXE III

Schéma du synthétiseur d'impédances MEMS simulé avec ADS

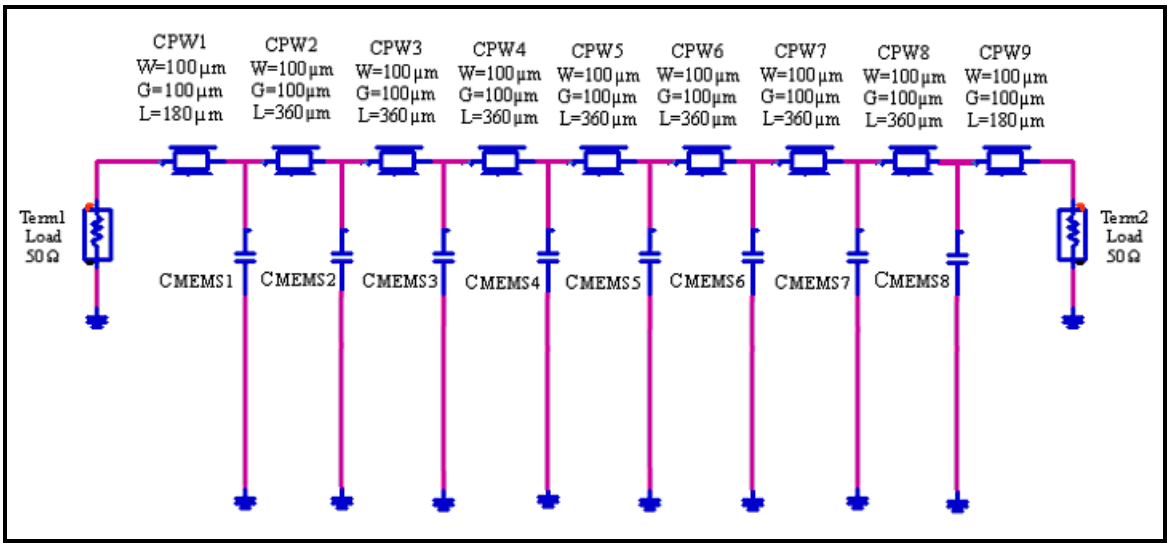


Figure-A III-1 Schéma du synthétiseur d'impédances MEMS simulé avec ADS.

ANNEXE IV

Schéma de l'amplificateur reconfigurable simulé avec ADS

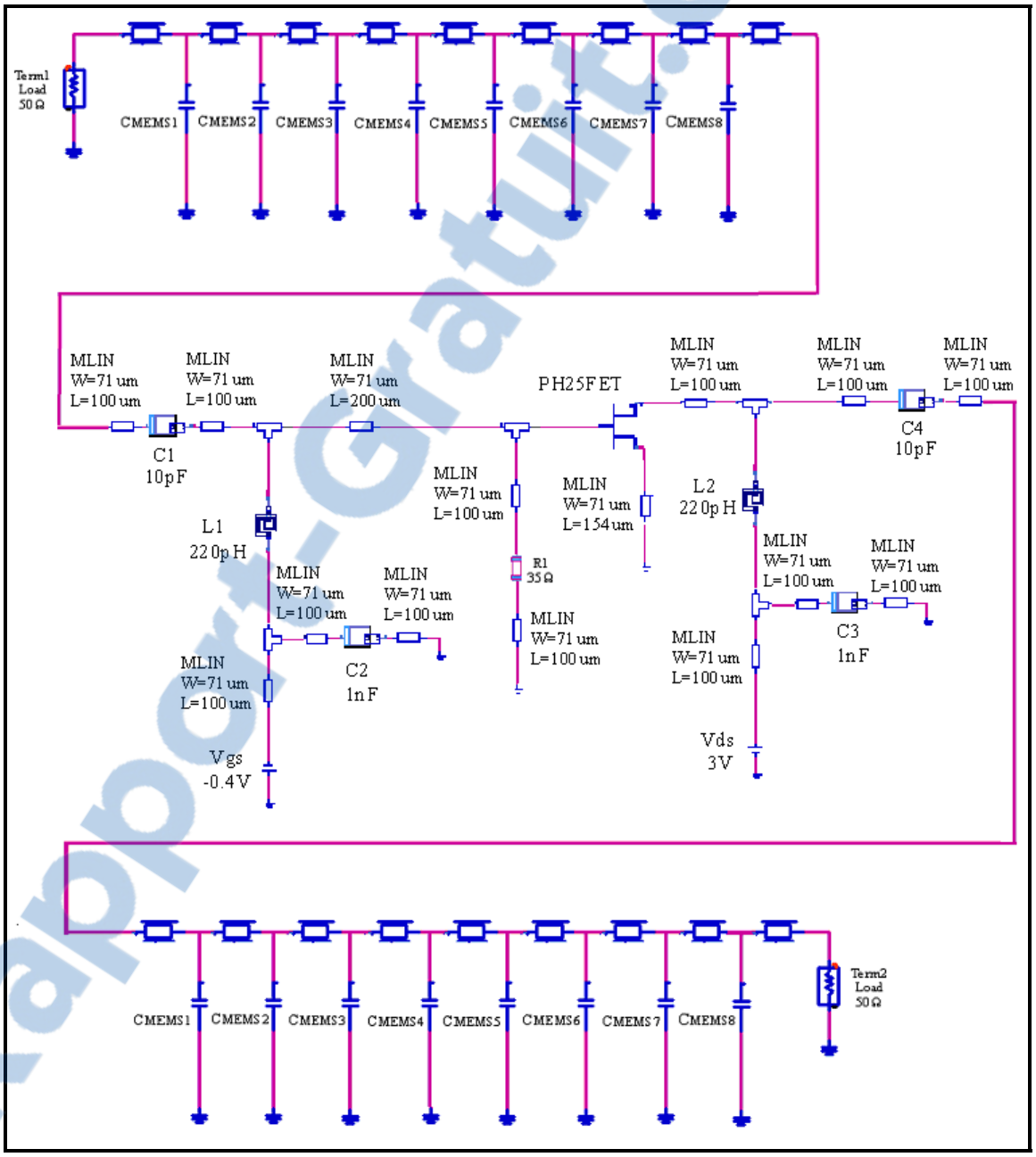


Figure-A IV-1 Schéma de l'amplificateur reconfigurable simulé avec ADS.

Rapport-Gratuit.com

LISTE DE RÉFÉRENCES

Anderson, Richard. 2005. *Fundamentals of semiconductor devices,* NewYork : McGraw Hill, 800 p.

Centre for integrated RF engineering. 2009. «UW-MEMS DESIGN HANDBOOK». En ligne. <http://www.cirfe.uwaterloo.ca/documents/UWMEMSDesignHandbookv2.3>. Consulté le 15 Mars 2009.

Collin, Robert. 1992. *Foundations for Microwave Engineering*, NewYork : McGraw Hill, 944 p.

Focus microwaves. 2009. «iCCMT1808 Intelligent Computer Controlled Microwave Tuner». En ligne. <http://focus-microwaves.com/template.php?unique=237>. Consulté le 7 janvier 2009.

Fouladi. S, A. Fomani et R. Mansour. 2008. "A Novel Reconfigurable Impedance Matching Network Using DGS and MEMS Switches for Millimeter-Wave Applications", IEEE 2008, pp. 145-148.

Fukuda. A, H. Okazaki et S. Narahashi. 2006. "A Novel Compact Reconfigurable QuadBand Power Amplifier Employing RF-MEMS switches", 36th European Microwave Conference, September 2006, pp. 344-347.

Fukuda. A, H. Okazaki, S. Narahashi, T. Hirota et Y. Yamao. 2005. "A 900/1500/2000 MHz Triple Band Reconfigurable Power Amplifier Employing RF-MEMS switches", IEEE IMS 2005, pp. 657-660.

Fukuda. A, T.Furuta, H. Okazaki et S. Narahashi. 2006. "A 0.9 – 5 GHz Wide Range 1W Class Reconfigurable Power Amplifier Employing RF-MEMS switches", MTTS International Microwave Symposium Digest, pp. 1859-1862, June 2006.

Girard, Michel. 1990. *Composants actifs discrets 2,* Paris : McGraw-Hill, 524 p.

Gonzalez, Guillermo. 1984. *Microwave Transistor Amplifiers, Analysis and Design*, Englewood Cliffs : Prentice Hall, 245 p.

Hacker. J, R. Mihailovich, M. Kim, A. Sovero, J. Studer et A. Higgins. 2001. "MEM Relay for Reconfigurable RF Circuits", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 11, pp. 53-55.

He. X, K. Tang, Y. Wang et H. Zhu. 2008. "Analysis and Design of MEMS Capacitive Switch for Microwave distributed phase shifter", Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp. 746-749.

Hung. J, L. Dussopt et G. Rebeiz. 2004. "Distributed 2 and 3 Bit W-Band MEMS Phase Shifters on Glass Substrates", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.52, nº2, pp. 600-606.

Kim. H, S. Jung, K. Kang, J. Park, Y. Kim et Y. Kwon. 2001. "Low-Loss Analog and Digital Micromachined Impedance Tuners at the Ka-Band", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 49, pp. 2394-2400.

Kim. H et K. Chun. 2007. "RF MEMS Technology", IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering, vol. 2, pp. 249-261.

Lange. K, J. Papapolymerou, C. Goldsmith et J. Kleber. 2001. "A Reconfigurable Double Stub Tuner Using MEMS Devices", IEEE MTT-S Digest, pp. 337-340.

Lu. Y, L. Katehi et D. Peroulis. 2005. "High-Power MEMS Varactors and Impedance Tuners for Millimeter-Wave Applications", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.53, pp. 3672-3678.

Lu. Y, L. Katehi et D. Peroulis. 2005. "A Novel MEMS Impedance Tuner Simultaneously Optimized for Maximum Impedance Range and Power Handling", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.53, pp. 927-930.

Lu. Y, D.Peroulis, S. Mohammadi et L. Katehi. 2003. "A MEMS Reconfigurable Matching Network for a Class AB Amplifier", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol.13, pp. 437-439.

Maury microwaves. 2009. «Device Characterization With Harmonic Source and Load Pull». En ligne. < http://www.maurymw.com/support/pdfs/5C-044.pdf>. Consulté le 18 janvier 2009.

Memsnet. 2009. «The Beginner's Guide to MEMS Processing- Lithography». En ligne. < http://www.memsnet.org/mems/processes/lithography.html >. Consulté le 11 mai 2009.

Pozar, David. 1998. *Microwave Engineering* , second edition. USA : John Wiley & Sons. 716 p.

Papapolymerou. J, K.Lange, C. Goldsmith et J.Kleber. 2003. "Reconfigurable double Stub Tuners using MEMS switches for Intelligent RF front-ends", IEEE Transactions on Microwave theory and techniques, Vol.51, pp. 271-278.

Qian. J, G. Li et F. Flaviis. 2000. "A parametric Model of MEMS Capacitive Switch Operating at Microwave Frequencies", IEET MTT-S DIGEST, pp. 1229-1232.

Rapport-gratuit.com
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

Rebeiz, Gabriel. 2003. *RF MEMS, Theory, Design and Technology*, Hoboken : John Wiley & Sons, 483 p.

Shen. Q et S. Barker. 2006. "Distributed MEMS Tunable Matching Network Using Minimal Contact RF-MEMS Varactors", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.54, pp. 2646-2658.

Song. Q, H. LEE et M. ESASHI. 2006. "Low Actuation Voltage Capacitive Shunt RF-MEMS Switch Having a Corrugated Bridge", IEICE Transactions Electronics, vol.E89-C, nº12, pp. 1880-1887, December 2006.

Suss Micrtec. 2009. « LITHOGRAPHY - MANUAL MASK ALIGNER MJB4». En ligne. <http://suss.com/products/lithography/mask_aligner/mjb4 >. Consulté le 5 juin 2009.

Unlu. M, K. Topalli et H. I. Atasoy. 2006. "A Reconfigurable RF MEMS Triple Stub Impedance Matching Network", European Microwave Conference, pp.1370-1373.

Vaha-Heikkila. T. 2006. *MEMS tuning and matching circuits, and millimeter wave on wafer measurements*, Finland : VTT Technical Research Centre of Finland, 165 p.

Vaha-Heikkila. T, J. Varis et G. Rebeiz. 2004. "A 4-18 GHz Reconfigurable RF MEMS Matching Network for Power Amplifier Applications", International Journal of RF and Microwave Computer Aided Engineering, Vol.14, pp. 356-372.

Vaha-Heikkila. T et G. Rebeiz. 2004. "A 20-50 GHz Reconfigurable Matching Network for Power Amplifier Applications", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 717–721.

Vaha-Heikkila. T, J. Varis, J. Tuovenin et G. Rebeiz. 2006. "RF MEMS Impedance Tuners for 6-24 GHz Applications", International Journal of RF and Microwave Computyer-Aided Engineering, Vol. 17, pp. 265-278.

Vaha-Heikkila. T, J. Varis, J. Tuovenin et G. Rebeiz. 2005. "A 20-50GHz RF MEMS Single Stub Impedance Tuner", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 15, pp. 205-207.

Vaha-Heikkila. T, J. Varis, J. Tuovenin et G. Rebeiz. 2004. "A V-Band Single Stub RF MEMS Impedance Tuner", European Microwave Conference, pp. 1301-1304.

Vaha-Heikkila. T, J. Varis, J. Tuovenin et G. Rebeiz. 2005. "W-Band RF MEMS Double and Triple Stub Impedance Tuners", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 923-926.