



HAL
open science

Modélisation et conception de dispositifs accordables sur substrat semi-conducteur : étude d'une nouvelle démarche de co-conception

Rozenn Allanic

► To cite this version:

Rozenn Allanic. Modélisation et conception de dispositifs accordables sur substrat semi-conducteur : étude d'une nouvelle démarche de co-conception. Electronique. Université de Bretagne occidentale - Brest, 2015. Français. NNT : 2015BRES0075 . tel-02005716

HAL Id: tel-02005716

<https://theses.hal.science/tel-02005716>

Submitted on 4 Feb 2019

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



THÈSE / UNIVERSITÉ DE BRETAGNE OCCIDENTALE

sous le sceau de l'Université européenne de Bretagne

pour obtenir le titre de
DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE BRETAGNE OCCIDENTALE

Mention : Electronique

**École Doctorale Santé, Information, Communication,
Mathématique, Matière ED SICMA 373**

présentée par

Rozenn ALLANIC

Préparée au Lab-SCTICC,
Laboratoire des Sciences et Techniques de
l'information, de la Communication et de la
Connaissance

6, avenue Le Gorgeu - CS 93837 - 29238 Brest Cedex 3

Modélisation et conception de dispositifs accordables sur substrat semi-conducteur : étude d'une nouvelle démarche de co-conception

Thèse soutenue le 02 décembre 2015

Devant le jury composé de :

Christian PERSON

Pr., Lab-STICC, Telecom Bretagne, Plouzané / Président

Eric KERHERVE

Pr., IMS, Université de Bordeaux, Talence / Rapporteur

Serge VERDEYME

Pr., XLIM, Université de Limoges, Limoges / Rapporteur

Cédric QUENDO

Pr., Lab-STICC, Université de Bretagne Occidentale, Brest /
Directeur de Thèse

Yves QUERE

Maître de conférences, Lab-STICC, Université de Bretagne
Occidentale, Brest / Co-encadrant

Denis LE BERRE

Maître de conférences, Lab-STICC, Université de Bretagne
Occidentale, Brest / Co-encadrant

Jérôme BILLOUE

Maître de conférences, GREMAN, Université de Tours, Tours /
Examineur

Fabrice ROQUETA

Ing., ST Microelectronics, Tours / Examineur

Jean François VILLEMAZET

Ing., Thales Alenia Space, Toulouse / Invité

Johann LE NEZET

Ing. DGA MI, Bruz / Invité

Rémi SEGALEN

Ing., Thales Systèmes Aéroportés, Brest / Invité

« Il est bien des choses qui paraissent impossibles que tant qu'on ne les a pas tentées. »

D' André Gide.

A Yoann,

A Ludivine et Tyfen,

A ma famille,

A mes amis...

Remerciements

Ce travail a été réalisé au sein du Laboratoire des Sciences et Techniques de l'Information, de la Communication et de la Connaissance (Lab-STICC, UMR CNRS 6285) de l'Université de Bretagne Occidentale (UBO). Je remercie son directeur, Monsieur **Laurent NANA**, de m'avoir accueillie au sein du laboratoire.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur **Christian PERSON**, Professeur à Telecom Bretagne, qui m'a fait l'honneur d'accepter la présidence du jury.

J'exprime ma profonde gratitude à Monsieur **Éric KERHERVE**, Professeur à l'université de Bordeaux, et Monsieur **Serge VERDEYME**, Professeur à l'université de Limoges, pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant de rapporter sur mon travail de thèse.

Je souhaite également remercier Monsieur **Jérôme BILLOUE**, Maître de Conférences à l'université de Tours, Monsieur **Fabrice ROQUETA**, Ingénieur de Recherche à ST Microelectronics, Monsieur **Jean-François VILLEMAZET**, Monsieur **Johann LE NEZET**, Ingénieur de Recherche à la DGA et Monsieur **Rémi SEGALEN**, Ingénieur de Recherche à Thalès Systèmes Aéroportés, d'avoir accepté d'examiner ce mémoire et de participer à ce jury de thèse.

Je ne remercierai jamais assez **Cédric QUENDO**, Professeur à l'UBO, mon directeur de thèse, pour m'avoir offert cette chance de travailler non seulement sur un sujet passionnant mais avec un encadrement exceptionnel, tant par ses qualités scientifiques que humaines.

Ainsi, je souhaite également dire un grand merci à **Yves QUERE**, Maître de Conférences, et **Denis LE BERRE**, Maître de Conférences, avec qui j'ai beaucoup appris. Leurs compétences et leur esprit critique m'ont beaucoup aidé. Je leur dis merci pour leur soutien et leur disponibilité. Ils ont transformé ces années de thèse en une expérience inoubliable.

Ce travail n'aurait pu se faire sans toutes les personnes qui ont contribué à la fabrication des circuits. Ainsi, je remercie sincèrement toute l'équipe du laboratoire du GREMAN, à savoir **Virginie GRIMAL**, **Damien VALENTE**, **David CHOUTEAU** et **Gaël GAUTHIER**, pour leur réactivité et leur investissement dans les diverses réalisations.

Je remercie sincèrement **Eric RIUS** pour sa culture scientifique, sa sympathie et son humour, ainsi que tous mes collègues du Lab-STICC pour leurs échanges que nous avons eu durant ces trois années.

Merci à tous les doctorants et post-doctorants et en particulier ceux de la C115 pour leur aide, leur soutien et leurs gâteaux.

Enfin, **Yoann**, je te dis merci de m'avoir soutenue pendant cette longue reprise d'études, de m'avoir encouragée pendant mes moments de doute, d'avoir cru en moi. Merci à mes chéries, **Ludivine** et **Tyfen**, pour leur joie de vivre et leur amour. Un grand merci à **mes parents** et à toute **ma famille** de m'avoir apporté leur aide durant toutes ces années. Et enfin merci à **Mickou**, **Orlane**, **Aude** et tous mes amis.

Table des Matières

Introduction générale	1
Chapitre 1 Etat de l'art – Vers des dispositifs accordables totalement intégrés	5
1.1 Introduction	7
1.2 Les composants d'accord et les dispositifs accordables	8
1.2.1 L'accordabilité dans les dispositifs hyperfréquences	8
1.2.2 Les éléments d'accord.....	12
1.2.3 Etat de l'art des dispositifs hyperfréquences accordables.....	21
1.2.4 Bilan.....	27
1.3 Caractéristiques des substrats semi-conducteurs et des lignes de transmission	28
1.3.1 Propriétés semi-conductrices du silicium	29
1.3.2 Propriétés électromagnétiques des dispositifs RF sur substrat silicium.....	40
1.3.3 Modélisation des comportements électriques de circuits hyperfréquences sur un substrat semi-conducteur	42
1.3.4 Bilan.....	44
1.4 Etat de l'art des dispositifs RF sur substrat silicium	44
1.4.1 Les guides d'ondes réalisés à partir de wafers silicium.....	44
1.4.2 Les lignes de transmission	46
1.4.3 Les filtres RF.....	48
1.4.4 Antennes sur silicium.....	52
1.4.5 Système complet	57
1.4.6 Bilan.....	57
1.5 Etat de l'art des dispositifs accordables RF sur substrat silicium	58
1.5.1 Switchs RF sur silicium.....	58
1.5.2 Les filtres hyperfréquences accordables sur silicium.....	60
1.5.3 Les antennes accordables sur silicium.....	61
1.5.4 Les dispositifs accordables sur substrat semi-conducteur avec éléments d'accord intégrés	62
1.5.5 Bilan.....	64
1.6 Conclusion	65
1.7 Bibliographie du chapitre 1	66

Chapitre 2 Conception d'un switch intégré sur silicium	79
2.1 Introduction	81
2.2 Simulation technologique et électrique de composants semi-conducteurs sur silicium	82
2.2.1 Etapes de fabrication d'une diode P+N	82
2.2.2 Simulation des procédés technologiques : Silvaco® (Athena™)	84
2.2.3 Simulations électriques en régimes statique et quasi-statique (1 MHz) des composants semi-conducteurs : Silvaco® (Atlas™)	85
2.3 Co-simulation électrique / électromagnétique	90
2.3.1 De Atlas™ à ADS®	90
2.3.2 De Atlas™ à HFSS™	91
2.3.3 Bilan	96
2.4 Dimensionnement du switch intégré	96
2.4.1 Analyse comportementale d'une jonction P+N	97
2.4.2 Amélioration du dispositif	100
2.4.3 Bilan	108
2.5 Fabrication de deux prototypes de switches intégrés	110
2.5.1 Choix des caractéristiques de l'élément d'accord	110
2.5.2 Switch intégré large bande : premier démonstrateur	112
2.5.3 Switch intégré large bande : Deuxième démonstrateur	115
2.6 Conclusion	118
2.7 Bibliographie du chapitre 2	119
Chapitre 3 Conception de dispositifs hyperfréquences totalement intégrés et reconfigurables sur substrat silicium	121
3.1 Introduction	123
3.2 Les filtres accordables	124
3.2.1 Résonateurs à stub à jonction N+PP+	124
3.2.2 Filtre passe-bas / passe-haut	134
3.2.3 Filtres à stubs : accordabilité en bande passante	137
3.2.4 Filtres à stubs à saut d'impédance : accordabilité en bande passante et en fréquence centrale	147
3.2.5 Bilan	150
3.3 Les guides d'ondes et cavités	151

3.3.1	Principe de fonctionnement des guides d'ondes et cavités	151
3.3.2	Les guides d'ondes reconfigurables	152
3.3.3	Mesures	154
3.4	Les antennes patches accordables en fréquence	155
3.4.1	Dimensionnement et simulation d'une antenne patch.....	155
3.4.2	Les antennes patches accordables en fréquence.....	158
3.4.3	Mesures	164
3.4.4	Bilan.....	166
3.5	Conclusion.....	169
3.6	Bibliographie du chapitre 3.....	170
Chapitre 4	Perspectives.....	173
4.1	Introduction	175
4.2	Solutions d'amélioration des performances des dispositifs RF	176
4.2.1	Utilisation d'un substrat très haute résistivité	176
4.2.2	Réalisation d'une membrane sous la zone dopée.....	177
4.2.3	Le silicium poreux : un avenir prometteur dans les dispositifs hyperfréquences.....	179
4.2.4	Choix d'un autre substrat semi-conducteur : AsGa.....	183
4.3	Une montée en fréquence possible.....	184
4.4	Caractérisation de la jonction P⁺NN⁺ : linéarité et tenue en puissance	188
4.4.1	Notions de linéarités.....	188
4.4.2	Tenue en puissance d'un composant non-linéaire.....	192
4.5	Les switches en série	194
4.5.1	Simulations Silvaco®.....	194
4.5.2	Les lignes couplées	195
4.5.3	Les résonateurs accordables.....	197
4.6	Différentes topologies de filtres.....	198
4.6.1	Les filtres SIW.....	198
4.6.2	Les filtres interdigités	203
4.7	Les antennes planaires accordables.....	205
4.7.1	Antennes patches accordables à éléments parasites.....	205
4.7.2	Antennes accordables en polarisation	206

4.8	Les déphaseurs reconfigurables	208
4.9	Dispositifs accordables continus par variation capacitive.....	210
4.9.1	Solution d'amélioration du filtre à stubs accordable en fréquence centrale et en bande passante (à inverseurs accordables par des capacités variables).....	210
4.9.2	Filtres à accordabilité continue.....	211
4.10	Conclusion	212
4.11	Bibliographie.....	213
	Conclusion générale.....	219
	Annexe	221

Table des Figures

<i>Figure 0.1 : Spectre électromagnétique.</i>	1
<i>Figure 0.2 : Architecture simplifiée d'un récepteur à trois bandes de fréquences.</i>	2
<i>Figure 0.3 : Architecture simplifiée d'un émetteur / récepteur accordable.</i>	2
<i>Figure 1.1 : Gabarit des filtres : (a) Passe-bas. (b) Passe-haut. (c) Passe-bande. (d) Coupe-bande.</i>	8
<i>Figure 1.2 : Filtre passe-bande accordable (a) Accordabilité en fréquence centrale (Fc). (b) Accordabilité en bande passante (BP). (c) Accordabilité en fréquence centrale (Fc) et en bande passante (BP).</i>	9
<i>Figure 1.3 : Photographie d'un filtre accordable en fréquence centrale utilisant une diode varactor [6].</i>	9
<i>Figure 1.4 : Diagramme de rayonnement d'une antenne.</i>	10
<i>Figure 1.5 : Antenne accordable en fréquence utilisant des transistors FET [13].</i>	11
<i>Figure 1.6 : Illustration d'une antenne pixel accordable [14].</i>	11
<i>Figure 1.7 : (a) Circuit équivalent en direct. (b) Circuit équivalent en inverse. (c) Circuit équivalent d'une diode PIN mise en boîtier.</i>	13
<i>Figure 1.8 : Exemple d'implémentation d'une diode PIN sur un résonateur à stub en technologie microruban [33].</i>	13
<i>Figure 1.9 : Illustration des éléments reportés nécessaires à l'accordabilité d'un dispositif [34].</i>	14
<i>Figure 1.10 : Circuit équivalent d'un transistor FET. (a) En polarisation directe (mode ON). (b) En polarisation inverse (mode OFF) [30].</i>	15
<i>Figure 1.11 : Illustration d'un MEMS RF à l'état haut.</i>	16
<i>Figure 1.12 : Photographie du MEMS RF trois états à faible tension de commande [59].</i>	17
<i>Figure 1.13 : Diode à capacité variable et son schéma équivalent [66].</i>	18
<i>Figure 1.14 : Exemple d'un composant reporté : (a) Vue du dessus en technologie planaire. (b) Vue du dessus en technologie coplanaire. (c) Vue en coupe en technologie microruban. (d) Vue en coupe en technologie coplanaire.</i>	20
<i>Figure 1.15 : Performances de switchs RF SPST. (a) Pertes d'insertion. (b) Isolation.</i>	22
<i>Figure 1.16 : Différentes techniques d'accordabilité des antennes [95]. (a) Variation de la longueur physique de l'élément rayonnant. (b) Ajout d'une charge réactive.</i>	24
<i>Figure 1.17 : (a) Antenne patch à stub accordable en fréquence. (b) Résultat de simulation en réflexion en fonction des états du MEMS [96].</i>	24
<i>Figure 1.18 : (a) Dessin d'une antenne patch accordable en fréquence par modification de la longueur de l'élément rayonnant. (b) Résultats de simulation en réflexion de l'antenne en fonction du nombre de switchs RF [97].</i>	25

Figure 1.19 : (a) Modélisation de l'antenne. (b) Photographie [100].	27
Figure 1.20 : (a) Résultats de mesure et de simulation de l'antenne avec un switch idéal. (b) Résultats de mesure de l'antenne en fonction du switch utilisé [100].	27
Figure 1.21 : Dopage type P par un atome de Bore (Atome accepteur).	30
Figure 1.22 : Dopage type N par un atome de phosphore (Atome donneur).	30
Figure 1.23 : Jonction PN.	31
Figure 1.24 : Zone de charge d'espace d'une jonction PN [107].	31
Figure 1.25 : Modèle équivalent simplifié d'une jonction PN polarisée (a) En direct. (b) En inverse.	32
Figure 1.26 : Variation de la tension de seuil de la diode en fonction des quantités de dopants.	32
Figure 1.27 : Hauteur de la ZCE en fonction de la tension de polarisation inverse et de la résistivité du substrat (type P) pour une quantité d'atomes dopants de la zone N : $N_d = 10^{20}$ atomes / cm^3 .	33
Figure 1.28 : Hauteur de la ZCE en fonction des quantités dopants de la zone N pour un substrat de type P dont la résistivité est $\rho = 500 \Omega.cm$.	34
Figure 1.29 : Variation de la capacité C_j en fonction de la tension de polarisation inverse.	34
Figure 1.30 : Modèle équivalent de la jonction MOS.	35
Figure 1.31 : Evolution de la capacité de la structure en fonction de la tension de polarisation.	36
Figure 1.32 : (a) Exemple de variation de la capacité MOS basse fréquence. (b) Atténuation de la ligne coplanaire en fonction de la tension de polarisation [111].	37
Figure 1.33 : Variation de la capacité MOS en haute fréquence en fonction de l'épaisseur d'oxyde et de la tension de polarisation.	38
Figure 1.34 : Variation de la capacité MOS en haute fréquence en fonction de la résistivité du substrat et de la tension de polarisation.	38
Figure 1.35 : Epaisseur de peau en fonction de la fréquence et de la conductivité des matériaux.	40
Figure 1.36 : Vue en coupe d'une ligne microruban.	41
Figure 1.37. Pertes diélectriques en fonction de la fréquence et de la résistivité du substrat silicium.	42
Figure 1.38 : (a) Ligne de transmission en technologie microruban (b) Modèle électrique équivalent.	43
Figure 1.39 : (a) Ligne de transmission microruban dopée. (b) Modèle électrique équivalent.	43
Figure 1.40 : Cylindres et wafers de silicium [117].	44
Figure 1.41 : (a) Etapes de réalisation d'une cavité à partir d'un wafer silicium. (b) Illustration de la cavité [118].	45
Figure 1.42 : Modélisation d'une ligne de transmission en technologie MOS. (a) En technologie coplanaire. (b) En technologie microruban [123].	46

Figure 1.43 : Illustration d'une ligne coplanaire sur silicium avec une couche discontinue d'oxyde [122].	46
Figure 1.44 : (a) Variation de la capacité MOS en fonction de la tension de polarisation. (b) Atténuation d'une ligne de transmission coplanaire en technologie MOS en fonction de la tension de polarisation [126].	47
Figure 1.45 : Ligne de transmission coplanaire sur silicium et silicium poreux [128].	47
Figure 1.46 : Performances d'un filtre passe-bas sur silicium en fonction de la résistivité du substrat [130].	48
Figure 1.47 : Ligne de transmission microruban sur silicium en technologie BCB [131].	48
Figure 1.48 : Vue en coupe des sections capacitives et inductives [134].	49
Figure 1.49 : Vue en coupe d'un filtre passe-bande en technologie SOI [135].	50
Figure 1.50 : (a) Photographie d'un filtre passe-bande d'ordre 3 à stubs en court-circuit. (b) Comparaison des performances électriques en fonction des différentes technologies [137].	50
Figure 1.51 : Antenne avec une surface haute impédance [141].	52
Figure 1.52 : (a) Vue 3D. (b) Vue en coupe de l'antenne sur substrat silicium avec un résonateur diélectrique [142].	52
Figure 1.53 : (a) Etapes de fabrication liées aux différentes gravures du silicium. (b) Illustration de l'antenne [153].	54
Figure 1.54 : Système complet intégré sur silicium [159].	57
Figure 1.55 : Switch RF SPST à base de transistors HEMT localisés [165].	58
Figure 1.56 : Structure 3D d'un transistor FET distribué [164].	59
Figure 1.57 : (a) Schéma électrique d'un switch SPDT avec des transistors FET distribués le long des lignes de transmission. (b) Photographie de switchs SPST et SPDT [164].	59
Figure 1.58 : Antenne dipôle accordable à MEMS sur silicium [167].	61
Figure 1.59 : Antenne PIFA accordable à MEMS sur silicium [168].	61
Figure 1.60 : Capacités et inductances parasites liées à l'interconnexion des éléments reportés [171].	62
Figure 1.61 : Ligne de transmission non-linéaire utilisant des diodes varactors à partir d'une technologie MOS pour la génération d'impulsions [172].	62
Figure 1.62 : Schéma de la diode PIN intégrée pour l'accordabilité de l'antenne [173].	63
Figure 1.63 : (a) Antenne accordable avec diodes PIN intégrées. (b) Résultats de mesure en réflexion [174].	63
Figure 2.1 : Etapes du procédé technologique de la fabrication d'une diode P ⁺ N.	82
Figure 2.2 : (a) Résultat de la simulation des étapes de fabrication d'une diode P ⁺ N à partir d'Athena TM . (b) Modèle équivalent de la diode suivant la polarisation.	84
Figure 2.3 : Diode P ⁺ N. (a) Plan de coupe. (b) Quantité de dopage de la jonction P ⁺ N.	85
Figure 2.4 : Densité de courant en fonction de la largeur de la jonction et de la tension de polarisation.	86

Figure 2.5 : Caractéristiques de la jonction P^+N . (a) C (V). (b) G (V).....	87
Figure 2.6 : Résultats de simulation Atlas TM Résistivité dans le substrat en fonction de la tension de polarisation.	87
Figure 2.7 : Modélisation de la résistivité (en $\Omega.cm$, échelle logarithmique) dans le substrat pour une tension de polarisation égale à - 20 V (mode inverse).....	88
Figure 2.8 : Modélisation de la résistivité (en $\Omega.cm$, échelle logarithmique) dans le substrat pour une tension de polarisation égale à 0 V (mode OFF).....	88
Figure 2.9 : Résistivité (en $\Omega.cm$, échelle logarithmique) dans le substrat pour une tension de polarisation égale à 1 V (mode ON).....	89
Figure 2.10 : Modélisation d'une ligne microruban en éléments localisés.....	90
Figure 2.11 : Modélisation d'une ligne microruban en éléments distribués.....	90
Figure 2.12 : (a) Ligne microruban dopée. (b) Modèle circuit équivalent.	91
Figure 2.13 : Illustration d'une ligne microruban sur substrat silicium.	93
Figure 2.14 : Résultats de simulation HFSS TM d'une ligne microruban sur silicium, dont la résistivité est de 1000 $\Omega.cm$, en fonction des trois possibilités de prises en compte des pertes dans le substrat. (a) Paramètres S. (b) Paramètres en transmission S_{21}	93
Figure 2.15 : Résultats de simulation HFSS TM d'une ligne microruban sur silicium, dont la résistivité est de 100 $\Omega.cm$, en fonction des trois possibilités de prises en compte des pertes dans le substrat. (a) Paramètres S. (b) Paramètres en transmission S_{21}	94
Figure 2.16 : Modélisation HFSS TM d'une ligne microruban dopée dans les modes OFF et ON de la diode. Mode OFF : (a) Vue 3D. (b) Vue en coupe (b). Mode ON : (c) Vue 3D. (d) Vue en coupe (d).....	95
Figure 2.17 : Réponses HFSS TM d'une ligne microruban dopée (P^+N), mode OFF (0 V) et mode ON (1 V).....	96
Figure 2.18 : Modèle de la jonction P^+N	97
Figure 2.19 : Résistivité en fonction de la quantité d'atomes dopants de la zone P^+ . (a) En mode inverse. (b) En mode direct.....	97
Figure 2.20: Résistivité en fonction de la hauteur de la zone P^+ . (a) En mode inverse. (b) En mode direct.....	98
Figure 2.21 : Résistivité en fonction de la largeur de la zone P^+ . (a) En mode inverse. (b) En mode direct.....	98
Figure 2.22 : Résistivité en fonction de la résistivité du substrat de la zone N. (a) En mode inverse. (b) En mode direct.....	99
Figure 2.23 : Modèle de la jonction P^+NN^+	100
Figure 2.24: Comparaison des deux types de jonction P^+N et P^+NN^+ . (a) En mode inverse (- 20 V). (b) En mode OFF (0 V). (c) En mode ON (1 V).....	101
Figure 2.25 : Résistivité en fonction de la quantité d'atomes dopants de la zone N^+ (a) En mode inverse. (b) En mode ON.....	101
Figure 2.26 : Densité de courant en fonction de la quantité d'atomes de la zone N^+	102

Figure 2.27 : Influence de la résistivité du substrat dans le cas d'une jonction P^+NN^+ pour une hauteur de substrat de $100\ \mu\text{m}$. (a) En mode inverse ($-20\ \text{V}$). (b) En mode OFF ($0\ \text{V}$). (c) En mode direct ($1\ \text{V}$).	103
Figure 2.28 : Influence de la résistivité du substrat dans le cas d'une jonction P^+NN^+ pour une hauteur de substrat de $675\ \mu\text{m}$. (a) En mode inverse ($-20\ \text{V}$). (b) En mode OFF ($0\ \text{V}$). (c) En mode direct ($1\ \text{V}$).	104
Figure 2.29 : Réponses en transmission d'une ligne microruban en fonction de la résistivité du substrat. (a) En mode inverse ($-20\ \text{V}$). (b) En mode OFF. (c) Comparaison mode inverse et mode OFF.	105
Figure 2.30 : Ligne microruban dopée avec une jonction P^+NN^+ . (a) $L_{\text{dop}} = 1\ \text{mm}$. (b) $L_{\text{dop}} = L = 10\ \text{mm}$	106
Figure 2.31 : Réponses HFSS TM d'une ligne microruban dopée (P^+NN^+). En mode OFF ($0\ \text{V}$) et en mode ON ($1\ \text{V}$). (a) $L_{\text{dop}} = 1\ \text{mm}$. (b) $L_{\text{dop}} = 10\ \text{mm}$	106
Figure 2.32 : Réponses HFSS TM d'une ligne microruban dopée ($L = 10\ \text{mm}$) avec $L_{\text{dop}} = 1\ \text{mm}$ en fonction de la largeur de la zone dopée. (a) Paramètres S en mode OFF. (b) Paramètres S en mode ON. (c) S_{21} en mode OFF.	107
Figure 2.33 : Variation du niveau en transmission d'une ligne microruban dopée de $10\ \text{mm}$ en fonction de la résistivité de la jonction P^+NN^+ . (a) $L_{\text{dop}} = 1\ \text{mm}$. (b) $L_{\text{dop}} = 10\ \text{mm}$	109
Figure 2.34 : Modèle de la jonction N^+PP^+	110
Figure 2.35 : Résistivité de la jonction N^+PP^+ (vue en coupe dans le substrat d'épaisseur $h = 675\ \mu\text{m}$) en fonction de la tension de polarisation.	111
Figure 2.36 : Ligne microruban dopée sur substrat silicium. $L = 20\ \text{mm}$, $L_{\text{dop}} = 1,12\ \text{mm}$	112
Figure 2.37 : Réponses HFSS TM de la ligne microruban dopée en fonction de la tension de polarisation.	112
Figure 2.38 : Photographie de la ligne microruban dopée.	113
Figure 2.39 : Photographie du dispositif de mesure.	113
Figure 2.40 : Comparaison simulations / mesures de la ligne microruban dopée (avec $L_{\text{dop}} = 1,12\ \text{mm}$).	114
Figure 2.41 : Ligne microruban dopée sur substrat silicium. $L = L_{\text{dop}} = 20\ \text{mm}$	115
Figure 2.42 : Réponses HFSS TM de la ligne microruban dopée en fonction de la tension de polarisation.	115
Figure 2.43 : Comparaison simulations / mesures de la ligne microruban dopée (avec $L_{\text{dop}} = 20\ \text{mm}$).	116
Figure 2.44 : Comparaison des mesures des démonstrateurs et des switchs RF de l'état de l'art. (a) Pertes d'insertion. (b) Isolation.	117
Figure 3.1 : Dessin du résonateur à stub, Res1. $L_{\text{stub}} = 13,56\ \text{mm}$, $L_{\text{dop1}} = 0,56\ \text{mm}$	124
Figure 3.2 : Vues en coupe à l'extrémité du stub. (a) Mode OFF. (b) Mode ON.	125
Figure 3.3: Résultats de simulation HFSS TM en modes OFF et ON du résonateur à stub.	125
Figure 3.4 : Photographie du résonateur à stub accordable.	125
Figure 3.5 : Simulations / mesures du résonateur en modes OFF et à ON. (a) Paramètres S_{21} . (b) Paramètres S_{11}	126

Figure 3.6 : Rétro-simulations / mesures du résonateur en modes OFF et à ON. (a) Paramètres S_{21} . (b) Paramètres S_{11} .	126
Figure 3.7 : Design du résonateur à stub, Res2. $L_{stub} = 18 \text{ mm}$, $L_{dop1} = 5 \text{ mm}$.	127
Figure 3.8 : Résultats de simulation HFSS TM du résonateur en modes OFF et ON.	127
Figure 3.9 : Simulations / mesures en transmission du résonateur dans les modes OFF et ON.	128
Figure 3.10 : Vue du dessus des résonateurs (a) Res1. (b) Res2.	128
Figure 3.11 : Mesures en transmission des deux résonateurs en modes OFF et ON.	128
Figure 3.12 : Dessin du résonateur Res3 à switch intégré au milieu du stub.	129
Figure 3.13 : Mesures des résonateurs Res1 et Res3 dans les deux états de fonctionnement du switch.	129
Figure 3.14 : Illustration des résonateurs (a) Res2. (b) Res3.	130
Figure 3.15 : Réponses mesurées des résonateurs Res2 et Res3 à 0 V et -1,1 V.	130
Figure 3.16 : Illustration d'un stub papillon.	131
Figure 3.17 : Illustration d'un résonateur à polarisation par stub papillon.	132
Figure 3.18 : Résultats de simulation HFSS TM du résonateur avec et sans stub papillon.	132
Figure 3.19 : Résultats de mesures en transmission du résonateur polarisé par un stub papillon, en modes OFF et ON.	133
Figure 3.20 : Comparaison simulations / mesures du résonateur à stub papillon dans les deux modes de fonctionnement.	133
Figure 3.21 : Filtre passe-bas (Mode OFF) / filtre passe-haut (Mode ON).	134
Figure 3.22 : Résultats de simulation HFSS TM du filtre passe-bas (mode OFF) / passe-haut (mode ON).	135
Figure 3.23 : Comparaison des résultats de simulation HFSS TM du filtre passe-haut (mode ON) entre un « via » aluminium et une résistivité dans la zone dopée de 0,015 $\Omega \cdot \text{cm}$.	136
Figure 3.24 : Masque du filtre d'ordre 4 (Résonateurs sans saut d'impédance).	137
Figure 3.25 : Réponses HFSS TM du filtre à stubs sans saut d'impédance en modes OFF et ON.	138
Figure 3.26 : (a) Photographie du filtre accordable sans saut d'impédance. (b). Photographie au microscope de la transition zone non dopée / zone dopée d'un résonateur coupé.	139
Figure 3.27 : Vue en coupe de la transition zone non dopée / zone dopée d'un résonateur.	139
Figure 3.28 : (a) Illustration d'un filtre à stubs sans saut d'impédance. (b) Illustration d'un filtre à stubs avec saut d'impédance.	140
Figure 3.29 : Masque du filtre d'ordre 4 (avec résonateurs à saut d'impédance), accordable en bande passante ; mode OFF : BP = 50 % et mode ON : BP = 75 %.	142

<i>Figure 3.30 : Réponses HFSSTM du filtre à stubs à saut d'impédance accordable en bande passante (Mode OFF : BP = 50 %, mode ON : BP = 75 %).</i>	143
<i>Figure 3.31 : (a) Photographie du filtre accordable. (b) Mesures en mode OFF et ON.</i>	143
<i>Figure 3.32 : Mesure et rétro-simulation en mode ON du filtre.</i>	144
<i>Figure 3.33 : Réponses HFSSTM du filtre accordable en bande passante (Mode OFF : BP = 20 % ; mode ON : BP = 50 %).</i>	145
<i>Figure 3.34 : Réponses HFSSTM du filtre accordable en bande passante (Mode OFF : BP = 20 % ; mode ON (aluminium), BP = 50 %).</i>	145
<i>Figure 3.35 : Variation de l'impédance d'une ligne en fonction de sa largeur.</i>	146
<i>Figure 3.36 : Réponses HFSSTM du filtre accordable en bande passante et en fréquence centrale (mode OFF : BP = 20 %, Fc = 8,3 GHz ; mode ON : BP = 50 %, Fc = 10 GHz).</i>	148
<i>Figure 3.37 : Réponses HFSSTM du filtre accordable en fréquence centrale et en bande passante (Mode OFF : BP = 20 %, Fc = 11,6 GHz ; mode ON : BP = 50 %, Fc = 10 GHz).</i>	149
<i>Figure 3.38 : Illustration d'un guide d'onde rectangulaire.</i>	151
<i>Figure 3.39 : Guide d'onde reconfigurable électriquement.</i>	152
<i>Figure 3.40 : Réponses HFSSTM d'un guide d'onde en modes OFF et ON.</i>	152
<i>Figure 3.41 : (a) Dessin d'un filtre passe-bas en technologie microruban. (b) Schéma électrique équivalent de ce filtre. (c) Dessin du guide réel.</i>	153
<i>Figure 3.42 : Réponses HFSSTM des guides d'ondes en mode ON, G1 (5 mm x 8 mm) et G2 (4 mm x 8 mm).</i>	153
<i>Figure 3.43 : Photographie du guide d'onde reconfigurable.</i>	154
<i>Figure 3.44 : Retro-simulation et mesure du guide d'onde reconfigurable.</i>	154
<i>Figure 3.45 : Illustration d'une antenne patch [28].</i>	155
<i>Figure 3.46 : Antenne patch avec une adaptation par (a) ligne quart-d'onde (b) fentes.</i>	156
<i>Figure 3.47 : Illustration de l'antenne patch rectangulaire.</i>	157
<i>Figure 3.48 : Réponse HFSSTM du coefficient de réflexion de l'antenne.</i>	157
<i>Figure 3.49 : (a) Gain en 3D. (b) Amplitude du champ électrique au mode fondamental.</i>	158
<i>Figure 3.50 : Antenne patch dopée avec une adaptation par ligne quart-d'onde.</i>	158
<i>Figure 3.51 : Résultats de simulation en modes OFF et ON de l'antenne.</i>	159
<i>Figure 3.52 : Gain de l'antenne et répartition du champ électrique dans le substrat, à l'état OFF (a) Pour le mode TM₀₁₀. (b) Pour le mode TM₀₀₂.</i>	160
<i>Figure 3.53 : Mode ON. (a) Gain de l'antenne. (b) Répartition du champ électrique dans le substrat.</i>	160
<i>Figure 3.54 : Illustration d'une antenne patch accordable en fréquence.</i>	161

Figure 3.55 : Résultats de simulation HFSS TM de l'antenne patch accordable en modes OFF et ON.	161
Figure 3.56 : Mode OFF. (a) Gain en 3D. (b) Répartition du champ électrique.	162
Figure 3.57 : Mode ON. (a) Gain en 3D. (b) Répartition du champ électrique.	162
Figure 3.58 : Dessin de l'antenne avec une longueur de zone dopée est égale à 1 mm.	163
Figure 3.59 : Variation de la fréquence de rayonnement de l'antenne simulée en fonction de la longueur de la zone dopée.	163
Figure 3.60 : Résultats de simulation de l'antenne en mode ON, avec une longueur de zone dopée est égale à 1 mm. (a) Gain en 3D. (b) Répartition du champ.	164
Figure 3.61 : Photographie d'une antenne patch avec une adaptation par fentes.	164
Figure 3.62 : Simulations / mesures de l'antenne patch avec une adaptation par fentes ($L_{dop} = W = 4,9$ mm). .	165
Figure 3.63 : Rétro-simulations de l'antenne patch avec une adaptation par fentes. (a) Gain en 3D. (b) Répartition du champ électrique dans le substrat.	165
Figure 3.64 : Antenne patch avec 9 vias métalliques.	166
Figure 3.65 : Résultats de simulation de l'antenne avec switch intégré en mode ON et de l'antenne avec 9 vias métalliques.	167
Figure 3.66 : Gain en 3D. (a) Antenne avec switch intégré en mode ON ($\rho = 0,015 \Omega.cm$). (b) Antenne avec vias.	167
Figure 4.1 : Réponses HFSS TM d'un filtre accordable en bande passante, en fonction de la résistivité du substrat. (a) Mode OFF. (b) Mode ON.	176
Figure 4.2 : Vue en coupe de la zone dopée.	177
Figure 4.3 : Réponses HFSS TM du filtre passe-bas / passe-haut avec et sans membrane.	177
Figure 4.4 : Résultats de simulation de l'antenne patch avec et sans membrane.	178
Figure 4.5 : Schéma d'une cellule d'anodisation du silicium [1]	179
Figure 4.6 : Nanofils de silicium obtenus par gravure [2].....	179
Figure 4.7 : Permittivité diélectrique du silicium poreux en fonction de la quantité de porosité.	180
Figure 4.8 : Vue en coupe de l'antenne patch sur silicium et silicium poreux.	180
Figure 4.9 : Réponses HFSS TM d'une antenne patch accordable sur silicium et silicium poreux.	181
Figure 4.10 : Champ électrique de l'antenne avec silicium poreux en mode ON. (a) à 17 GHz. (b) à 21,7 GHz. .	181
Figure 4.11 : Vue en coupe du guide d'onde avec silicium poreux.	182
Figure 4.12 : Réponses HFSS TM d'un guide avec et sans silicium poreux.	182
Figure 4.13 : Réponses HFSS TM d'un guide en fonction des procédés technologiques utilisés.	183
Figure 4.14 : Résultats de simulation HFSS TM d'une ligne de transmission en fonction du substrat choisi.	184

Figure 4.15 : Résultats HFSS TM en transmission d'une ligne de longueur $\lambda/2$ en fonction de la résistivité du substrat.	185
Figure 4.16 : Hauteur maximale du substrat en fonction de la fréquence de fonctionnement du dispositif.	185
Figure 4.17 : Evolution du niveau de transmission en simulation d'une ligne de longueur = $\lambda/2$ avec une épaisseur de substrat = $\lambda/10$	186
Figure 4.18 : Niveau en transmission simulé en fonction de la hauteur du substrat. (a) Mode OFF. (b) Mode ON.	187
Figure 4.19 : Réponses HFSS TM d'un résonateur à stub en circuit-ouvert pour des épaisseurs de substrat égales à 170 μm et 675 μm	187
Figure 4.20 : Réponses HFSS TM d'un résonateur à stub dans les deux états de fonctionnement.	188
Figure 4.21 : Fonctionnement d'un système (a) Linéaire. (b) Non-linéaire.	189
Figure 4.22 : Spectre en fréquence d'un système non-linéaire à deux fréquences d'entrée [14].	189
Figure 4.23 : Définition du produit d'intermodulation d'ordre 3 (IP_3).	190
Figure 4.24 : Système de mesure des produits d'intermodulation d'ordre 3 (a) d'un amplificateur [16] d'une diode varactor [17].	191
Figure 4.25 : Illustration du point à 1 dB de compression.	192
Figure 4.26 : Exemple de système de mesure du point de compression à 1 dB d'un amplificateur [16].	192
Figure 4.27 : Point de compression à 1 dB des switchs de l'état de l'art.	193
Figure 4.28 : Résonateur à stub accordable en fréquence par variation de la longueur physique.	194
Figure 4.29 : (a) Illustration d'une diode N^+PP^+ en série. (b) Simulation électrique pour une tension de polarisation égale à 1 V.	194
Figure 4.30 : Simulations électriques sous Silvaco [®] d'une diode N^+PP^+ en série avec un écart de (a) 50 μm et (b) 100 μm entre les deux zones dopées.	195
Figure 4.31 : (a) Masque d'une ligne couplée (largeur entre les deux lignes = 30 μm). (b) Vue en coupe en mode ON.	195
Figure 4.32 : Réponses HFSS TM d'une ligne couplée (gap = 30 μm) en modes OFF et ON.	196
Figure 4.33 : Masque d'une ligne couplée (largeur entre les deux lignes = 72 μm).	196
Figure 4.34 : Réponses HFSS TM d'une ligne couplée (gap = 72 μm) en modes OFF et ON.	197
Figure 4.35 : Dessin d'un résonateur accordable en fréquence.	197
Figure 4.36 : Réponses HFSS TM d'un résonateur accordable en fréquence.	198
Figure 4.37 : (a) Filtre SIW à iris [26]. (b) Filtre SIW à posts [28].	199
Figure 4.38 : Dessin du filtre SIW à posts.	199

Figure 4.39: Résultats HFSS TM d'un filtre SIW d'ordre 6 à posts.	200
Figure 4.40 : Réponses HFSS TM du filtre SIW avec et sans membrane avec une résistivité sous la zone dopée égale à 0,001 Ω .cm.	201
Figure 4.41 : Résistivité d'une jonction N ⁺ PP ⁺ simulée sous Atlas [®] en fonction de la tension de polarisation. (a) (avec $h_{sub} = 675 \mu m$). (b) (avec $h_{sub} = 275 \mu m$).	201
Figure 4.42 : Filtre SIW d'ordre 4 à iris.	202
Figure 4.43 : Réponses HFSS TM d'un filtre SIW d'ordre 4 à iris en fonction de la résistivité de la zone dopée.	202
Figure 4.44 : Illustration d'un filtre interdigité [29].	203
Figure 4.45 : Illustration d'un filtre à accès latéraux en court-circuit [31].	203
Figure 4.46 : Illustration d'un filtre interdigité accordable [32].	204
Figure 4.47 : Résultats de mesure du filtre interdigité accordable [32].	204
Figure 4.48 : Photographie d'une antenne patch à quatre éléments parasites [36].	205
Figure 4.49 : Résultats de mesure de l'antenne patch à éléments parasites [36].	205
Figure 4.50 : (a) Topologie d'une antenne patch accordable en polarisation. (b) Dessin de l'antenne [43].	206
Figure 4.51: Antenne reconfigurable en polarisation à l'aide de MEMS [44].	206
Figure 4.52 : Topologie d'une antenne patch accordable en polarisation.	207
Figure 4.53 : Système d'antenne réseau à commande de phase [47].	208
Figure 4.54 : Déphaseurs à lignes à retard (a) à diodes PIN [47] (b) à MEMS [48].	208
Figure 4.55 : Déphaseur à diodes PIN (a) Photographie. (b) Illustration du déphaseur [49].	209
Figure 4.56 : Photographie d'un déphaseur à MEMS distribués le long d'une ligne de transmission sur un substrat silicium [50].	209
Figure 4.57 : Filtre accordable en fréquence centrale avec des inverseurs accordables [51].	210
Figure 4.58 : (a) Filtre DBR accordable à MEMS [63]. (b) Filtre interdigité accordable à varactors [52].	211
Fig. 1 : Fréquence de résonance de la cavité en fonction de ses dimensions.	221
Fig. 2 : Coefficient de qualité diélectrique en fonction de la fréquence de résonance de la cavité et de la résistivité du substrat.	222
Fig. 3 : Facteur de qualité lié aux pertes conductrices en fonction des dimensions de la cavité et de la résistivité en mode ON des jonctions.	223
Fig. 4 : Facteur de qualité propre d'une cavité en fonction de la résistivité, en mode ON, du switch. (Substrat d'épaisseur 675 μm et de résistivité 2500 Ω .cm).	224
Fig. 5 : Coefficients de qualité (a) Lié aux pertes diélectriques. (b) Lié aux pertes conductrices.	224
Fig. 6 : Coefficient de qualité lié aux pertes conductrices pour $h = 1mm$	225

Liste des Tableaux

Tableau 1.1 : Caractéristiques des diodes PIN et les applications associées.	14
Tableau 1.2 : Performances des transistors FET.	16
Tableau 1.3 : Performances des différents éléments à accord discret.	19
Tableau 1.4 : Performances des différents éléments à accord continu.	19
Tableau 1.5 : Correspondance Références / Citations des switches SPST.	22
Tableau 1.6 : Performances des filtres à accord discret en technologie planaire.	23
Tableau 1.7 : Performances des antennes à accord discret en technologie planaire.	26
Tableau 1.8 : Caractéristiques des matériaux AsGa, Germanium et Silicium [102], [103].	28
Tableau 1.9 : Conductivité des matériaux.	40
Tableau 1.10 : Performances de filtres plans sur un substrat silicium de faible résistivité.	49
Tableau 1.11 : Performances des filtres sur silicium en technologie SOI ou MOS.	51
Tableau 1.12 : Performances des antennes sur un substrat silicium.	53
Tableau 1.13 : Comparaison des performances d'une antenne patch en fonction du substrat [152].	54
Tableau 1.14 : Performances d'antennes sur substrat silicium avec gravure face avant ou face arrière.	55
Tableau 1.15 : Performances d'antennes sur silicium en technologie BCB avec membrane.	56
Tableau 1.16 : Performances de switches RF à partir des technologies MOS et SOI.	58
Tableau 1.17 : Performances de filtres accordables à MEMS sur silicium.	60
Tableau 2.1 : Variations de la résistivité, en mode OFF (dans la ZCE) et en mode ON (dans le substrat).	108
Tableau 2.2 : Résistivité estimée de la jonction P^+NN^+ en fonction de la tension de polarisation.	109
Tableau 2.3 : Résistivité et résistance estimée d'une jonction N^+PP^+ en fonction de la tension de polarisation pour un substrat d'épaisseur 675 μm	111
Tableau 2.4 : Résumé des performances du switch RF.	114
Tableau 3.1 : Dimensions du filtre passe-bas / passe-haut.	134
Tableau 3.2 : Performances des filtres passe-bas et passe-haut.	135
Tableau 3.3 : Dimensions du filtre à stubs d'ordre 4 accordable en bande passante.	138
Tableau 3.4 : Dimensions du filtre à stubs (avec saut d'impédance) accordable en bande passante (Mode OFF : BP = 50 %, mode ON : BP = 75 %).	142

<i>Tableau 3.5 : Dimensions du filtre à stubs accordable en bande passante (Mode OFF : BP = 20 % ; mode ON : BP = 50 %).</i>	144
<i>Tableau 3.6 : Dimensions du filtre accordable en bande passante et en fréquence centrale (Mode OFF : Fc = 8,3 GHz, BP = 20 % ; mode ON : Fc = 10 GHz, BP = 50 %).</i>	147
<i>Tableau 3.7 : Dimensions des éléments du filtre.</i>	148
<i>Tableau 3.8 : Dimensions de l'antenne.</i>	157
<i>Tableau 3.9 : Dimensions de l'antenne patch avec une adaptation par ligne quart-d'onde.</i>	159
<i>Tableau 3.10 : Performances de l'antenne en fonction de la longueur de la zone dopée.</i>	164
<i>Tableau 4.1 : Gain de l'antenne patch avec et sans membrane dans les deux états de fonctionnement.</i>	178
<i>Tableau 4.2 : Performances des antennes patches accordables avec et sans silicium poreux.</i>	181
<i>Tableau 4.3 : Pertes diélectriques répertoriées de l'AsGa.</i>	183
<i>Tableau 4.4 : Dimensions des lignes et hauteur du substrat en fonction de la fréquence considérée.</i>	186
<i>Tableau 4.5 : Niveau des produits d'intermodulation d'ordre 3 des switchs de l'état de l'art.</i>	191
<i>Tableau 4.6 : Dimensions du filtre SIW à posts.</i>	199

Introduction générale

Les circuits hyperfréquences sont omniprésents que ce soit dans les systèmes de télécommunications, dans les systèmes radars, les capteurs, et ceux-ci dans tous les domaines militaires ou civils, dans les communications, l'énergie, la santé... L'explosion des communications mobiles engendre une perpétuelle évolution des systèmes. Les enjeux économiques et technologiques sont considérables. Les besoins du marché évoluent si rapidement que les industries doivent s'y adapter de façon continue pour faire face à la concurrence. La multiplication des normes, au sein d'un même dispositif, est devenue courante et le sera de plus en plus dans l'avenir. Ces normes doivent cohabiter que ce soit pour des applications télécoms, applications civiles et militaires, au niveau des stations terrestres ou hertziennes, quel que soit le secteur (terrestre, spatial), en bandes millimétriques ou centimétriques... De plus, tel que l'on peut le voir sur la Figure 0.1, le spectre en fréquence est de plus en plus encombré.

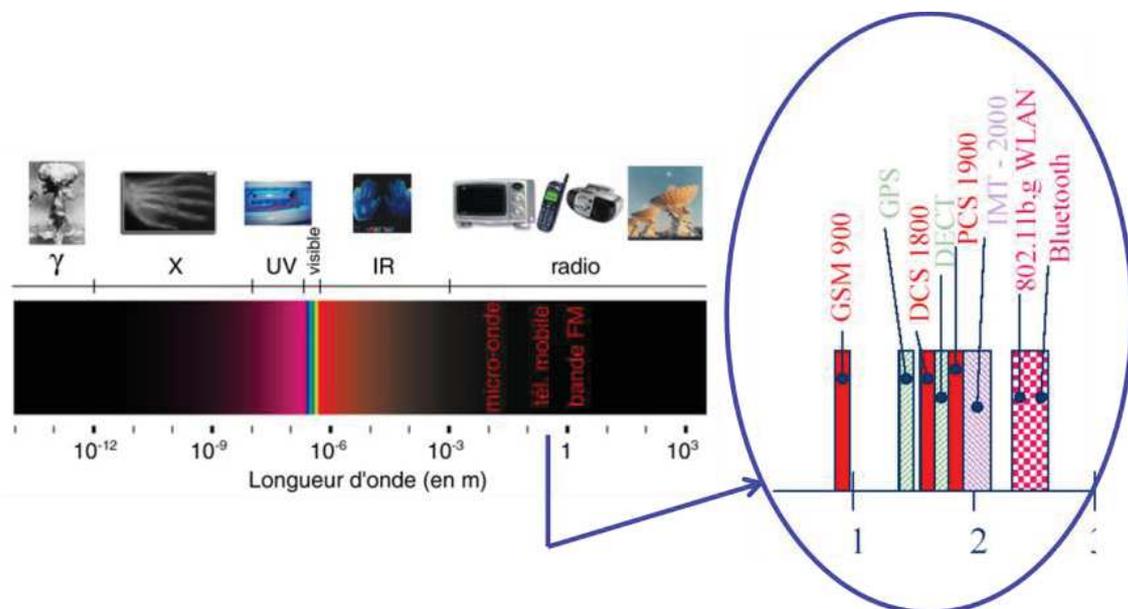


Figure 0.1 : Spectre électromagnétique.

Dans un système de communication, le début de la chaîne d'émission / réception se compose couramment d'une antenne servant à capter ou transmettre un signal dans ou depuis l'espace libre, d'un duplexeur (ou deux filtres) pour isoler les voies d'émission et de réception, d'un amplificateur de puissance (à l'émission) et d'un amplificateur faible bruit (à la réception).

A titre d'exemple, dans les téléphones mobiles de dernière génération, il existe jusqu'à six normes (GSM (Global System Mobile), DCS (Digital Communication System), 3G, 4G, Wifi, Bluetooth). Chacune d'entre elles utilise des fréquences différentes qui peuvent être éloignées les unes des autres. Pour faire coexister toutes les normes dans un même système, deux solutions s'offrent aux concepteurs: utiliser une chaîne d'émission / réception par norme, ou des dispositifs (switches, filtres, antennes...) accordables.

La première solution entraîne de nombreux inconvénients :

- une complexité des circuits analogiques (pour le traitement des signaux),
- un besoin en surface importante,
- un coût non négligeable.

La Figure 0.2 une architecture simplifiée d'un récepteur fonctionnant à trois fréquences différentes. Dans cet exemple, le nombre d'antennes, de filtres et d'amplificateurs est multiplié par le nombre de normes. Il en serait de même pour l'émetteur.

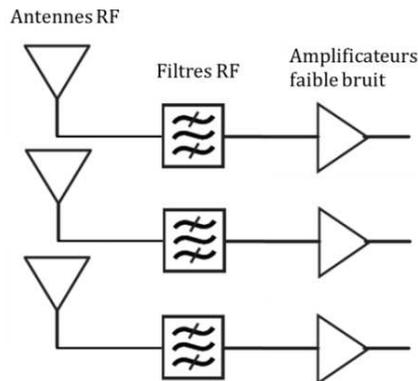


Figure 0.2 : Architecture simplifiée d'un récepteur à trois bandes de fréquences.

Les performances, l'intégrabilité et le coût des dispositifs sont les trois enjeux auxquels sont confrontés tous les concepteurs de circuits hyperfréquences. La deuxième solution répond à ces objectifs. Par conséquent, de nombreuses études portent sur l'accordabilité en fréquence de ce type de circuits de manière à réaliser des dispositifs hyperfréquences qui fonctionnent pour chaque standard en même temps. La Figure 0.3 illustre un émetteur / récepteur accordable. Seuls sont nécessaires, une antenne, un filtre à l'émission, un filtre à la réception, ainsi qu'un switch pour l'aiguillage des voies d'émission et de réception.

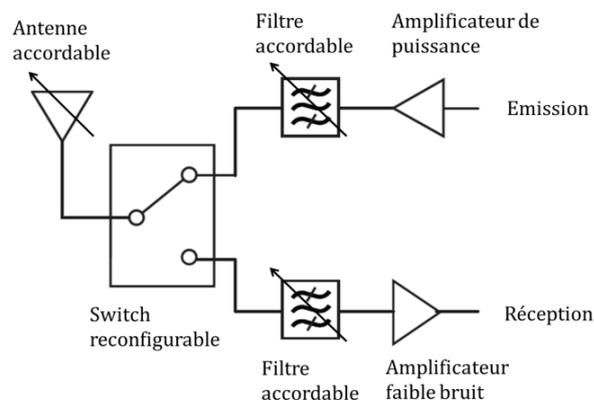


Figure 0.3 : Architecture simplifiée d'un émetteur / récepteur accordable.

En termes d'accordabilité, certains travaux portent sur l'utilisation de matériaux fonctionnels (ferroélectriques, magnétiques, à cristaux liquides...) mais ceux-ci ne présentent pas une accordabilité suffisante pour adresser toutes les fréquences ou nécessitent des alimentations extérieures trop coûteuses ou trop complexes d'un point de vue intégration dans le système électronique. La voie la plus commune pour la réalisation de circuits accordables consiste à reporter des éléments d'accord (diodes PIN, diodes varactors, transistors ou de systèmes Micro-Electro-Mécaniques (MEMS)) sur les substrats. Là aussi, de nombreux problèmes existent en termes de complexité, de pertes d'insertion, de consommation ou encore de fiabilité. De plus, l'interconnexion entre les parties actives et passives engendre des problèmes :

- de couplages parasites entre les deux familles de composants,
- des pertes d'insertion non négligeables,
- une intégrabilité moindre,
- une limitation en termes de montée en fréquence (en très haute fréquence la taille du composant passif diminue, tandis que la taille des éléments actifs est limitée par la technologie utilisée),
- une conception de circuits peu flexible.

C'est dans ce contexte que s'inscrit cette thèse dont l'objectif est de montrer la faisabilité de réaliser des circuits hyperfréquences accordables, en basant l'étude sur une nouvelle démarche de conception. Il s'agit non plus d'associer des circuits passifs sur des substrats diélectriques avec des composants actifs reportés, mais de concevoir des dispositifs passifs sur un substrat semi-conducteur, tel que le silicium, en y intégrant l'élément d'accord, via des jonctions semi-conductrices, en vue de rendre les dispositifs accordables. Ceci se fait dans une démarche de conception globale afin de donner un maximum de flexibilité aux concepteurs.

De manière à positionner notre étude vis-à-vis des performances des dispositifs accordables, dans le premier chapitre, nous dressons un état de l'art non exhaustif des composants d'accord et des fonctions accordables. Une étude des propriétés électriques des jonctions semi-conductrices, qui sont à l'origine de la fabrication de nombreux éléments d'accord, a été menée. Elle a pour objectif d'expliquer les variations attendues à partir de jonctions semi-conductrices sous l'effet d'une tension de polarisation. Les contraintes qu'implique l'utilisation d'un substrat semi-conducteur dans des dispositifs hyperfréquences, et les intérêts qu'il apporte dans les dispositifs accordables complètement intégrés, sont ensuite discutés et illustrés par les fonctions accordables sur silicium qui existent à l'heure actuelle.

Ainsi, le deuxième chapitre montre le principe de co-conception associant les propriétés des jonctions semi-conductrices et des dispositifs hyperfréquences. Ces étapes de simulation sont basées sur la réalisation d'un switch hyperfréquence complètement intégré, les différents compromis de dimensionnement des zones dopées sont présentés afin d'obtenir des bonnes performances en mode ON, sans dégrader les performances de la ligne de transmission en mode OFF. Deux démonstrateurs, validant la co-conception du circuit passif et de son élément d'accord, ont été mesurés et montrent des potentialités intéressantes en termes de performances électriques.

Dans le troisième chapitre, le principe du switch intégré est appliqué à des dispositifs accordables relativement simples de manière à montrer le potentiel de la démarche de conception, tels que :

- **les filtres accordables** : Des résonateurs, des filtres passe-bas / passe-haut, des filtres accordables en bande passante, ainsi que des filtres accordables en bande passante et en fréquence centrale,
- **des guides d'ondes,**
- **des antennes accordables en fréquence.**

Cette nouvelle approche de conception des dispositifs accordables fait apparaître de nombreuses perspectives en termes de montée en fréquence, ainsi que de conception de nouveaux dispositifs accordables intégrés. Ces perspectives sont discutées dans le chapitre 4, où des solutions d'amélioration des performances des dispositifs liées à la technologie choisie sont également présentées.

Une conclusion établit le bilan des travaux effectués durant cette thèse.

Chapitre 1 Etat de l'art – Vers des dispositifs accordables totalement intégrés

Sommaire

1.1	Introduction	7
1.2	Les composants d'accord et les dispositifs accordables.....	8
1.2.1	L'accordabilité dans les dispositifs hyperfréquences	8
1.2.2	Les éléments d'accord.....	12
1.2.3	Etat de l'art des dispositifs hyperfréquences accordables.....	21
1.2.4	Bilan.....	27
1.3	Caractéristiques des substrats semi-conducteurs et des lignes de transmission.....	28
1.3.1	Propriétés semi-conductrices du silicium	29
1.3.2	Propriétés électromagnétiques des dispositifs RF sur substrat silicium.....	40
1.3.3	Modélisation des comportements électriques de circuits hyperfréquences sur un substrat semi-conducteur	42
1.3.4	Bilan.....	44
1.4	Etat de l'art des dispositifs RF sur substrat silicium	44
1.4.1	Les guides d'ondes réalisés à partir de wafers silicium.....	44
1.4.2	Les lignes de transmission	46
1.4.3	Les filtres RF.....	48
1.4.4	Antennes sur silicium.....	52
1.4.5	Système complet	57
1.4.6	Bilan.....	57
1.5	Etat de l'art des dispositifs accordables RF sur substrat silicium	58
1.5.1	Switchs RF sur silicium.....	58
1.5.2	Les filtres hyperfréquences accordables sur silicium.....	60
1.5.3	Les antennes accordables sur silicium.....	61
1.5.4	Les dispositifs accordables sur substrat semi-conducteur avec éléments d'accord intégrés	62
1.5.5	Bilan.....	64
1.6	Conclusion.....	65
1.7	Bibliographie du chapitre 1.....	66

1.1 Introduction

Une fonction accordable en hyperfréquences, en technologie planaire, est l'association d'un dispositif passif distribué (filtre, antenne...) et d'un élément actif localisé et reporté, qui permet la variation d'au moins une des caractéristiques du dispositif passif. Le circuit passif est réalisé sur une technologie hyperfréquence (en général sur un support faibles pertes), qui est appropriée du point de vue de la propagation de l'onde.

Ainsi, dans ce chapitre, nous commençons par définir ce qu'est l'accordabilité des switches, des filtres et des antennes dans le domaine des hyperfréquences. Puis, nous dressons l'état de l'art des éléments d'accord permettant la variation d'au moins une des caractéristiques du circuit passif.

Trois grandes familles de dispositifs hyperfréquences accordables, en technologie planaire, ont été étudiées : les interrupteurs RF, les filtres et les antennes, pour lesquels nous montrons les performances atteintes sur des substrats faibles pertes.

Compte tenu du fait que la majeure partie des éléments accordables est réalisée à base de jonctions semi-conductrices, leur comportement en fonction de la tension de polarisation a été étudié à partir d'une technologie silicium (même si cette étude est transposable à d'autres technologies semi-conductrices). A priori, la contrainte de l'utilisation d'un tel substrat dans des applications hyperfréquences réside dans un niveau de pertes non négligeable, ce qui limite leur utilisation dans la conception de dispositifs hyperfréquences. Cependant, des techniques permettant d'augmenter les performances de dispositifs sur un tel substrat sont discutées.

Dans la dernière partie de ce chapitre, des dispositifs hyperfréquences accordables sur substrat silicium sont présentés. Certaines études sont à l'origine de fonctions accordables à éléments d'accord intégrés dans le substrat semi-conducteur. L'agilité des composants passifs est réalisée à partir de la variation des caractéristiques des jonctions semi-conductrices en fonction d'une tension de polarisation.

1.2 Les composants d'accord et les dispositifs accordables

1.2.1 L'accordabilité dans les dispositifs hyperfréquences

L'accordabilité des dispositifs hyperfréquences est étudiée à partir des interrupteurs (ou switches), des filtres et des antennes. Il existe deux types d'accordabilité :

- L'accordabilité discrète : L'agilité du dispositif est réalisée par un interrupteur en position ON ou OFF (diodes PIN, MEMS RF ou transistors FET).
- L'accordabilité continue : La variation de la caractéristique du dispositif hyperfréquence qui doit évoluer se fait par variation progressive de la capacité de l'élément d'accord (diodes varactors, MEMS RF ou transistors) en fonction de la tension de polarisation. La plage de variation de la tension correspond à une plage de variation de la caractéristique du composant hyperfréquence accordable.

1.2.1.1 Les filtres accordables

Un filtre est un dispositif passif présent dans tous les systèmes de communications. Il permet de sélectionner (ou couper) une bande de fréquence afin de ne garder que le signal utile. Les filtres, choisis en fonction de l'application visée, sont classés en différentes catégories : passe-bas, passe-haut, passe-bande ou coupe-bande. La Figure 1.1 représente les quatre gabarits de filtres.

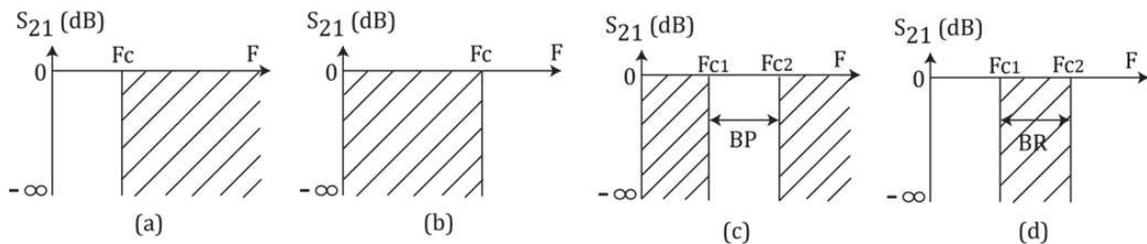


Figure 1.1 : Gabarit des filtres : (a) Passe-bas. (b) Passe-haut. (c) Passe-bande. (d) Coupe-bande.

Un filtre passe-bas ou passe-haut est accordable si la fréquence de coupure varie [1]. Un filtre passe-bande ou coupe-bande est accordable si :

- sa fréquence centrale (F_c) varie sans incidence sur la bande passante, ou bande rejetée, relative [2] (Figure 1.2 (a)),
- sa bande passante, ou bande rejetée, varie alors que sa fréquence centrale reste fixe [3] (Figure 1.2 (b)),
- sa bande passante (BP), ou bande rejetée (BR), et sa fréquence centrale évoluent [4] (Figure 1.2 (c)).

1.2 Les composants d'accord et les dispositifs accordables

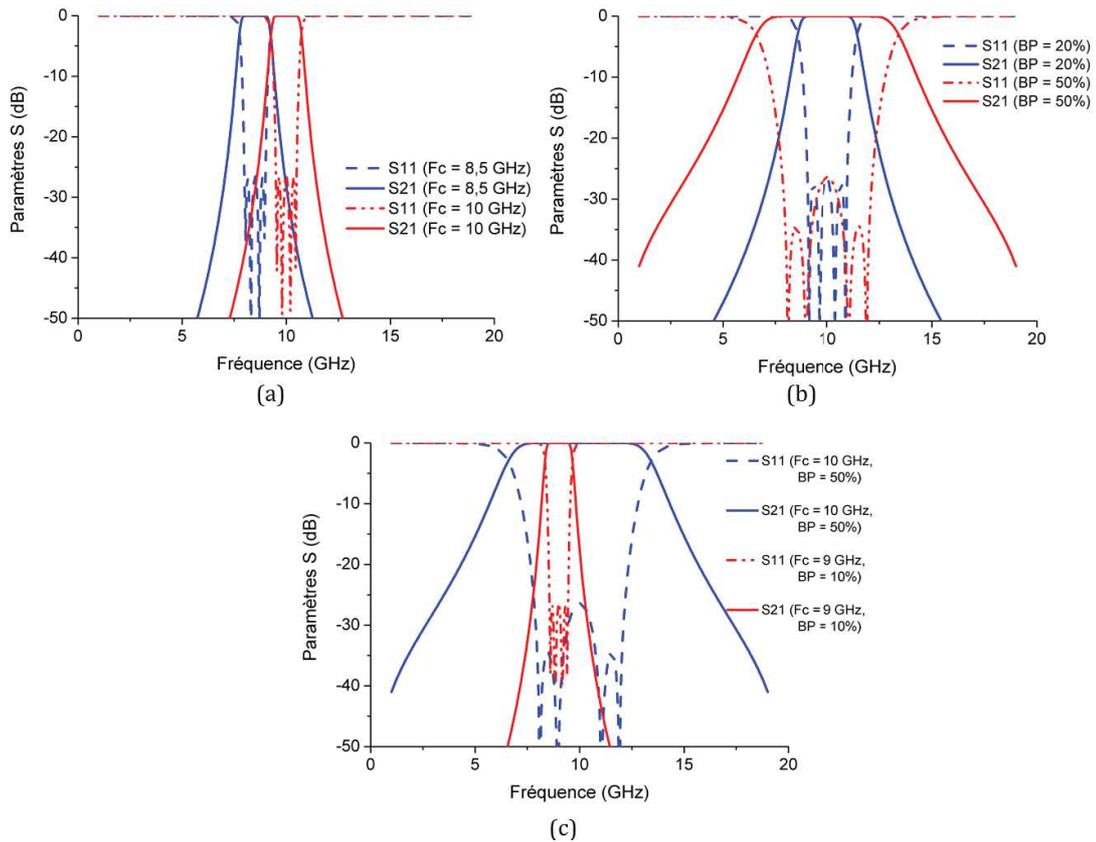


Figure 1.2 : Filtre passe-bande accordable (a) Accordabilité en fréquence centrale (Fc). (b) Accordabilité en bande passante (BP). (c) Accordabilité en fréquence centrale (Fc) et en bande passante (BP).

La Figure 1.3 présente un exemple de filtre accordable en fréquence centrale, sur substrat Rogers 6010(LM) (dont la tangente de perte est égale 0,002 [5]), l'accordabilité est réalisée à l'aide d'une diode varactor. Avec une tension de polarisation comprise entre 0 V et 30 V, les valeurs des capacités de la diode varactor varient entre 20 pF et 2 pF pour une évolution respective de la fréquence centrale du filtre de 1,45 GHz à 1,96 GHz. La bande passante de ce filtre est constante, elle est égale à 220 MHz.

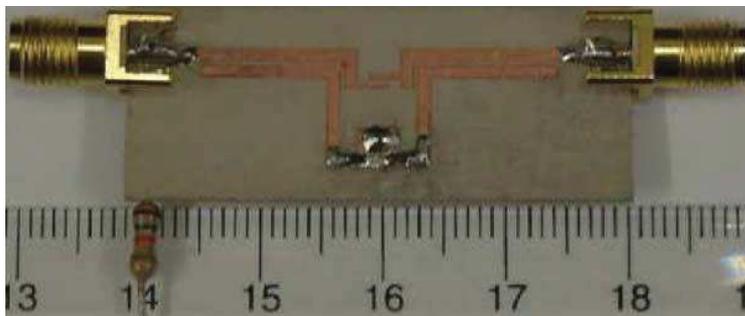


Figure 1.3 : Photographie d'un filtre accordable en fréquence centrale utilisant une diode varactor [6].

1.2.1.2 Les antennes accordables

Une antenne est un élément qui permet de capter ou d'émettre une onde électromagnétique, de l'espace libre vers un système communicant à la réception et le contraire à l'émission. Elle est caractérisée par :

- **Une fréquence de rayonnement et une bande passante** : c'est la fréquence ou la bande de fréquence de fonctionnement de l'antenne, qui est mesurée à partir du coefficient de réflexion (S_{11} dB) de l'antenne. Pour avoir une bonne adaptation, le S_{11} doit être inférieure à -10 dB.
- **Un gain** : C'est la capacité d'une antenne à concentrer la puissance émise dans une direction privilégiée. Il est calculé dans la direction maximum de rayonnement, et exprimé en dBi, par rapport à une antenne isotrope qui rayonne de façon uniforme dans toutes les directions.
- **Une directivité** : c'est l'angle d'ouverture entre la direction où la puissance émise est maximale et la direction où la puissance émise est égale à la moitié de la puissance maximale d'émission (puissance maximale -3 dB). La directivité est caractérisée par le lobe principal, mais il existe également des lobes secondaires dans d'autres directions, c'est à dire des rayonnements parasites qu'il faut chercher à minimiser.
- **Une polarisation** : Les ondes électromagnétiques se propagent de manière horizontale ou verticale, le champ électrique étant perpendiculaire au champ magnétique. Par capter ces ondes, sans pertes par polarisation, l'antenne doit être orientée dans la même direction que l'onde qu'elle reçoit. La polarisation peut être rectiligne, circulaire ou elliptique (la polarisation rectiligne et circulaire sont des cas particuliers de la polarisation elliptique). Dans les communications par satellite, la direction du signal de réception n'étant pas connue, les antennes à polarisation circulaire sont alors les plus appropriées.
- **Une puissance rayonnée à l'émission** : Elle dépend de la puissance électrique appliquée à l'antenne et de son gain. Elle définit la portée que le signal peut avoir entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception.
- **Une sensibilité à la réception** : c'est le niveau de puissance minimale que peut capter une antenne sans risque de perte d'information.

Un diagramme de rayonnement d'une antenne est illustré à la Figure 1.4, sur lequel on peut voir le lobe principal, donnant la directivité de l'antenne (angle d'ouverture à -3 dB de la puissance maximale), et les lobes secondaires de l'antenne.

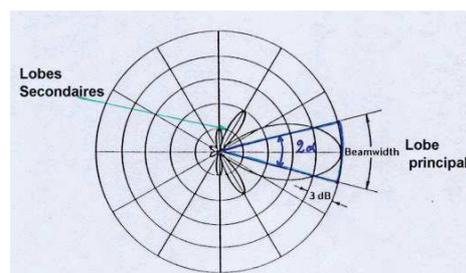


Figure 1.4 : Diagramme de rayonnement d'une antenne.

Une antenne est accordable si:

- La fréquence de rayonnement (ou la bande passante) varie, l'antenne possède alors plusieurs fréquences de fonctionnement [7]. La Figure 1.5 montre un exemple d'antenne accordable en fréquence, sur un substrat FR4, dont l'accordabilité est réalisée à partir de deux switches (SPDT), qui sont, dans cet exemple, des transistors FET fabriqués sur AsGa.
- Le diagramme de rayonnement évolue. La directivité de l'antenne est dans ce cas modifiée [8], [9].
- Le mode de polarisation change [10]–[12].

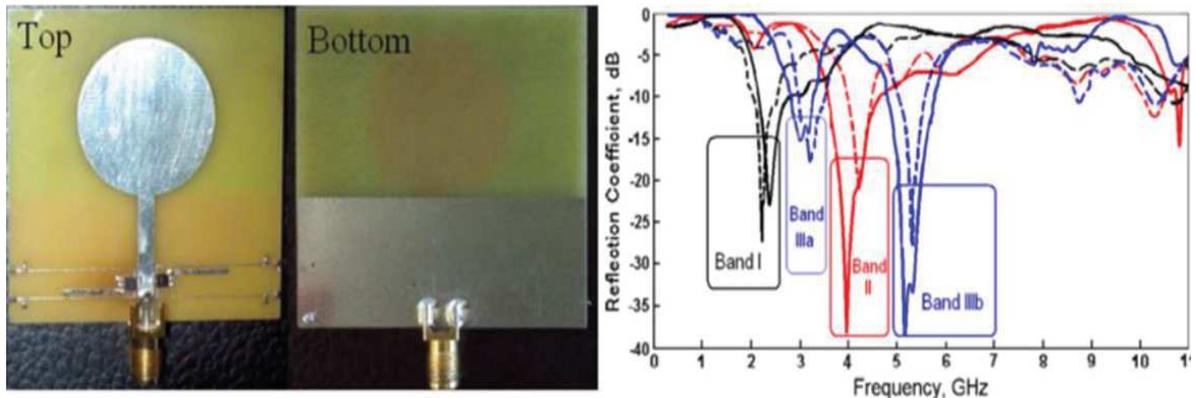


Figure 1.5 : Antenne accordable en fréquence utilisant des transistors FET [13].

Avec l'arrivée des antennes pixel reconfigurables (Figure 1.6), une antenne peut être accordable à la fois en fréquence, en diagramme de rayonnement et en mode de polarisation [14].

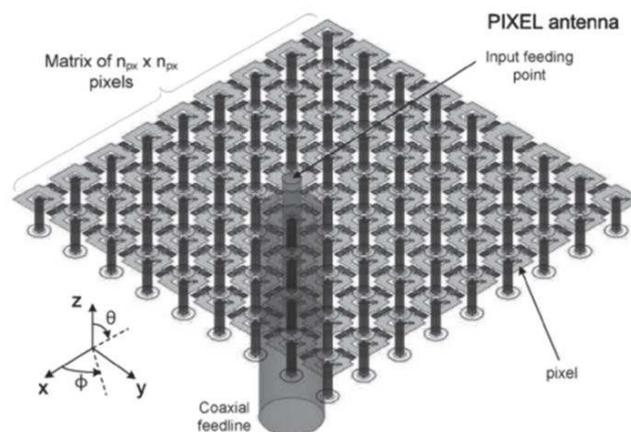


Figure 1.6 : Illustration d'une antenne pixel accordable [14].

Comme nous l'avons vu dans cette partie, les dispositifs hyperfréquences sont accordables si au moins une de leur caractéristique varie. Pour cela, nous allons nous intéresser aux différents éléments d'accord qui permettent cette accordabilité.

1.2.2 Les éléments d'accord

A l'heure actuelle, l'accordabilité des dispositifs passifs hyperfréquences est réalisée soit :

- Avec des composants localisés reportés sur le substrat : tels que les MEMS (Micro-Electro-Mechanical System) ou les composants à semi-conducteurs (les diodes PIN, les diodes varactors, les transistors FET)
- A partir de matériaux à caractéristiques variables (variation de la capacité, de la résistance ou de la permittivité), tels que les matériaux :
 - Ferroélectriques : dans la conception de filtres [15]–[17] ou de déphaseurs [18], [19], dont les avantages se situent au niveau de l'agilité et de l'intégration. Cependant, ces matériaux ont une tangente de perte élevée et nécessitent une tension de commande relativement importante.
 - Ferromagnétiques : dans la réalisation de filtres [20]–[22]. Les pertes d'insertion et l'agilité sont les principaux atouts de ces matériaux, mais l'inconvénient se situe au niveau de l'encombrement du dispositif de commande.
 - A cristaux liquides : dans le développement de filtres [23], de déphaseurs [24] ou d'antennes [12], [25]. Malgré une faible tension de polarisation, les matériaux à cristaux liquides souffrent d'un temps de commutation et de pertes diélectriques élevés.
 - A commande optique : dans la conception de filtres [26]–[28] ou d'antennes [29]. Le contrôle optique peut être réalisé soit par des fibres optiques dont l'encombrement freine leurs utilisations, soit par des photodiodes dont la contrainte se situe au niveau de la puissance lumineuse qui doit être constante et suffisamment forte pour obtenir une variation significative de la conductivité du matériau.

Les inconvénients des matériaux à caractéristiques variables sont :

- **une faible accordabilité,**
- **des fortes pertes d'insertion,**
- **un encombrement significatif.**

Ainsi, seuls les composants d'accord localisés seront étudiés dans la partie suivante.

1.2.2.1 Les éléments localisés à accord discret

Ces composants se comportent comme des interrupteurs en modes ON et OFF en fonction de la tension de polarisation.

- La Diode PIN

Une diode PIN (Positive Intrinsic Negative) est un composant semi-conducteur possédant une zone fortement dopée P, une zone intrinsèque non dopée (ou faiblement dopée) et une zone fortement dopée N, dont les schémas équivalents en fonction de la tension de polarisation sont donnés sur la Figure 1.7 (a) en mode ON et sur la Figure 1.7 (b) en mode OFF.

1.2 Les composants d'accord et les dispositifs accordables

Lorsque la jonction est polarisée en direct, en mode ON, sa résistance série R_s est faible, elle est considérée comme un interrupteur fermé. Tandis qu'en présence d'une polarisation inverse, en mode OFF, elle est formée d'une faible capacité C_j (quelques pF), liée à la largeur de la zone intrinsèque, et d'une forte résistance parallèle R_j , inversement proportionnelle à la quantité d'atomes dopants, ainsi son comportement est identique à celui d'un circuit-ouvert [30]. L'inductance L_s est le modèle circuit représentant le fil de connexion de la diode (de l'ordre 0,1 nH). Le boîtier d'une diode PIN induit des effets parasites modélisés par l'inductance L_p et la capacité C_p dont les valeurs typiques respectives sont de l'ordre de 2 nH et 0,08pF [31]. **Ces éléments parasites n'ont pas d'incidence pour des fréquences inférieures à 1 GHz [32]. Pour des fréquences supérieures l'inductance série L_s et les éléments parasites, L_p et C_p (Figure 1.7 (c)), liés à la mise en boîtier doivent être pris en compte dans la conception de circuits.**

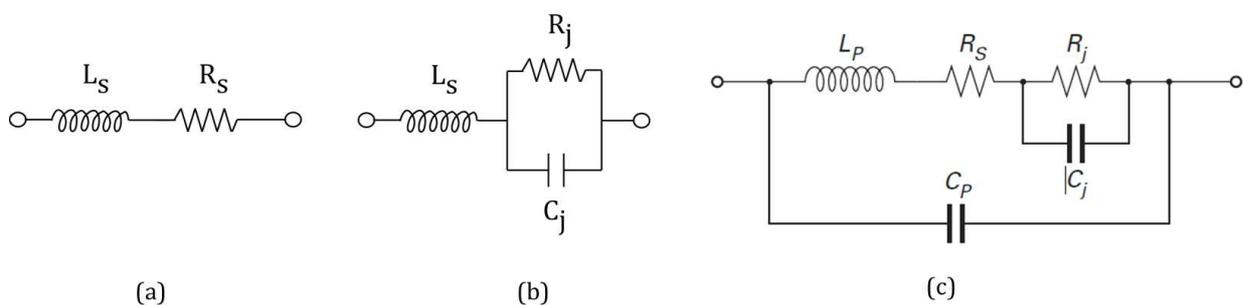


Figure 1.7 : (a) Circuit équivalent en direct. (b) Circuit équivalent en inverse. (c) Circuit équivalent d'une diode PIN mise en boîtier.

Un exemple d'implémentation d'une diode PIN sur un filtre coupe-bande est présenté à la Figure 1.8. La fréquence de centrale commute de 2 GHz (diode en mode OFF) à 1,5 GHz (diode en mode ON). La polarisation de la diode nécessite d'utiliser des inductances reportées (RF Choke) pour bloquer le signal RF et protéger la source DC, ainsi que des résistances placées en série avec les inductances pour limiter le courant à 10 mA. En règle générale, lorsque les diodes sont sur le circuit RF, des capacités reportées sont également nécessaires pour isoler la tension DC du signal RF.

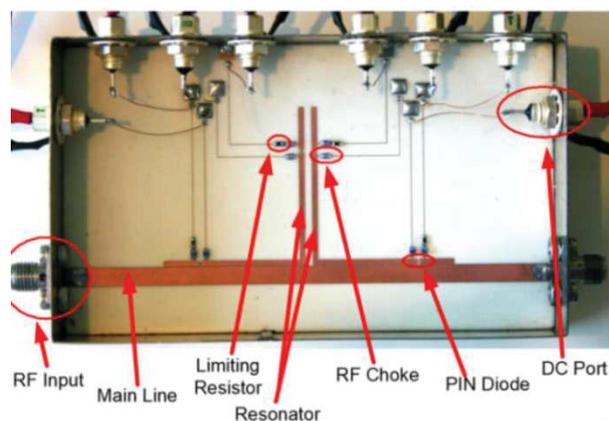


Figure 1.8 : Exemple d'implémentation d'une diode PIN sur un résonateur à stub en technologie microruban [33].

En règle générale, un dispositif hyperfréquence accordable en technologie microruban est conçu à partir d'un composant reporté sur le substrat. **Pour cela, des trous métallisés sont nécessaires afin de relier la masse RF (située en dessous du substrat) avec le dispositif (lorsque la diode PIN est polarisée en directe, dans l'exemple de la Figure 1.9) et avec le circuit de polarisation, pour limiter les effets parasites.**

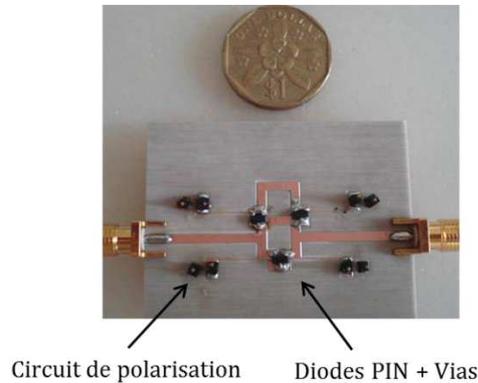


Figure 1.9 : Illustration des éléments reportés nécessaires à l'accordabilité d'un dispositif [34].

Les diodes PIN sont très largement utilisées dans les dispositifs accordables tels que les filtres [3], [35], [36], les déphaseurs [37]–[39], les antennes [10], [11], [40]–[43] et les modulateurs [44], [45]. Le Tableau 1.1 offre un aperçu des performances des diodes PIN en fonction des applications associées. Ces résultats ont été choisis pour donner une idée de la diversité des applications, en fonction du nombre de citations dans des publications relativement récentes.

Tableau 1.1 : Caractéristiques des diodes PIN et les applications associées.

	Diodes en boîtier				Diodes intégrées	
Référence / Technologie	[46] / HPND-4050	[47] / HPND-4005	[48] / BAP55L	[49] / SMPN73 20	SiGe PIN diode	InGaAs Pin diode
Application / Publication	Antenne / 11/2003 [10]	Antenne / 2002 [11]	Filtre / 09/2010 [36]	Antenne / 2008 [41]	Déphaseur / 01/2010 [37] / Switch / 05/2007 [50]	Déphaseur / 03/2011 [38]
Bande de Fréquence de l'application (GHz)	2 - 3	4 - 5,5	1,55 - 2	0,62 - 1,15	14,5 - 15,5 / 2 - 16	26 - 30
Résistance R_{ON} (Ω)	1,7 (10 mA)	4,5	1,2 (10 mA)	1,7 (10 mA)	3 (2 mA)	1,6 (10 mA)
Capacité C_{OFF} (pF)	0,15	0,017	0,23 (-1 V)	0,35	0,007 (-1,5 V)	0,107 fF / μm^2 (-0,7 V)

- Le transistor FET

Comme la diode PIN, le transistor FET (Field Effect Transistor), est un composant à semi-conducteur, dont les circuits équivalents en présence d'une polarisation sont représentés à la Figure 1.10 (a) et (b), respectivement en modes ON et OFF.

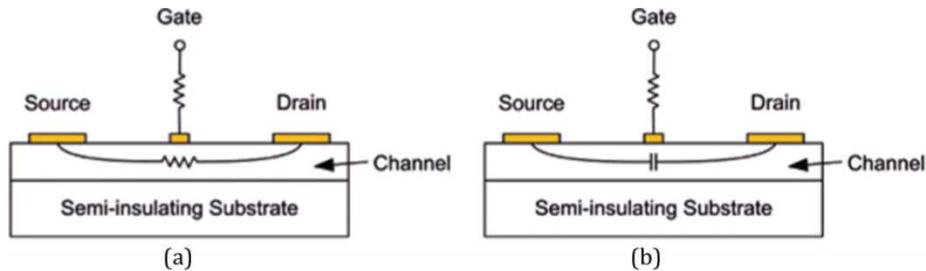


Figure 1.10 : Circuit équivalent d'un transistor FET. (a) En polarisation directe (mode ON). (b) En polarisation inverse (mode OFF) [30].

L'application d'une tension de commande entre la grille et la source modifie les caractéristiques du transistor et notamment celles du canal entre le drain et la source. En mode ON, le canal est caractérisé par une résistance de faible valeur autorisant un courant à circuler entre les électrodes drain et source. En mode OFF, le canal est formé d'une capacité bloquant tout transfert de charges entre les deux contacts. Contrairement aux diodes, la commande des transistors nécessite une double polarisation. En technologie MOS (Metal Oxide Semiconductor), avec les transistors MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor), ou SOI (Surface On Insulator), ces éléments d'accord peuvent être directement intégrés dans le substrat, dont l'interrupteur est très utilisé dans certaines applications telles que les switches RF. **Du fait de la présence de l'oxyde, et du circuit de polarisation, ceux sont des composants intégrés coplanaires, ce qui restreint leurs applications.**

Les transistors FET peuvent servir d'éléments d'accord dans les fonctions hyperfréquences telles que les filtres [51], les antennes [13], les switches [52]. Le Tableau 1.2 résume les caractéristiques des transistors FET et leurs applications. Ces transistors ont été choisis pour illustrer la diversité des applications, de la même manière que pour les diodes en fonction du nombre de citations dans des publications relativement récentes.

Tableau 1.2 : Performances des transistors FET.

Référence/ Technologie	Transistors en boîtier		Transistors intégrés			
	[53] / SKY13298- 360LF	[54] / NE7100 0	AsGa FET	SOI MOSFET	SOI MOSFET	SOI MOSFET
Publication	2012 [13]	2002 [51]	12/2003 [52]	07/2003 [55]	10/2013 [56]	05/2014 [57]
Application	Antenne	Filtre	Switch 2 voies	Switch 10 voies	Switch 6 voies	Switch 16 voies
Bande de Fréquence (GHz)	0 - 8	8 - 12	40- 85	2,5 - 5	0 - 6	0 - 4
Pertes d'insertion (dB)	0,9 (3,3 V)	< 2,5 (5 V)	< 2	0,7	< 0,6	< 1,5 (Entre 2,7 et 4,2 V)
Isolation (dB)	25	15	> 30 (-1,8 V)	46	> 30	33-43 (@ 2,7 GHz)

1.2.2.2 Les éléments localisés s à accord continu

- Le MEMS

Le MEMS est un micro système mécanique, utilisé soit en interrupteur ON / OFF [58], soit en capacité variable. Il est composé d'une électrode inférieure fixe et d'une électrode supérieure mobile, toutes deux séparées par une distance h (Figure 1.11).

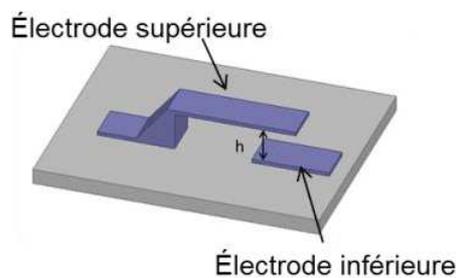


Figure 1.11 : Illustration d'un MEMS RF à l'état haut.

En fonctionnement interrupteur, l'électrode supérieure s'abaisse totalement pour venir en contact avec l'électrode inférieure, l'interrupteur est alors fermé. De récents travaux en 2013, présente un MEMS ultra large bande [59], qui commute non plus d'un état OFF vers un état ON, mais possède trois états avec pour objectif l'amélioration de l'isolation en mode OFF (supérieure à 30 dB jusqu'à 40 GHz) (Figure 1.12). Contrairement aux autres MEMS, la grande particularité de celui-ci est d'avoir une faible tension de commande inférieure à 1 V. Cependant ses points faibles se situent au niveau de son encombrement significatif, de sa faible intégrabilité et de sa fragilité.

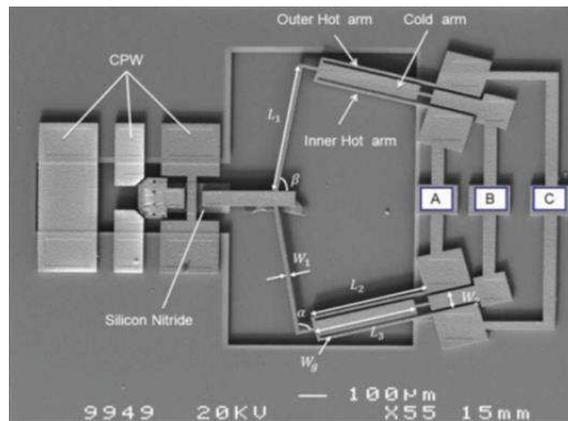


Figure 1.12 : Photographie du MEMS RF trois états à faible tension de commande [59].

En règle générale, en fonctionnement à capacité variable [60], l'électrode supérieure des MEMS s'abaisse partiellement, la valeur de la capacité est inversement proportionnelle à la distance h , telle que le montre l'équation (1) :

$$C = \frac{\epsilon_0 \times \epsilon_r \times S}{h} \quad (\text{F}) \quad (1)$$

avec $\epsilon_0 = 8.852 \cdot 10^{-12}$ F/m, $\epsilon_r = 1$, S et h sont respectivement la surface de contact et la hauteur entre les deux électrodes.

Etant donné que le MEMS possède une membrane suspendue dans l'air, il présente de faibles pertes d'insertion et demande très peu de courant pour sa commutation. Par contre, mise à part pour le MEMS 3 états à commande électrothermique, il nécessite une tension de commande très élevée (jusqu'à 90 V [61]) et par conséquent des composants du circuit de polarisation adaptés à cette tension élevée, ce qui augmente le coût du dispositif de commande. Cette tension élevée est une contrainte forte dans les applications embarquées. Leur fabrication est basée sur une photolithographie identique à la réalisation des composants à semi-conducteurs, dont la complexité engendre un nombre de masques importants, entraînant des coûts de fabrication élevés. De plus, ce composant fragile, de par sa membrane mobile, engendre des difficultés au niveau de la mise en boîtier [62], la membrane doit rester mobile, ne pas subir de pression du boîtier...

Le switch réalisé dans un plan oblige à travailler en technologie coplanaire [63] ou à la réalisation de trous métallisés [64]. Cela implique des contraintes au niveau du dessin de la fonction accordable, des étapes de fabrication supplémentaires pour le perçage et la métallisation des vias, auxquelles s'ajoutent des effets parasites liés à la mise en boîtier, ainsi qu'au report du composant [65]. Comme on peut le voir dans l'étude [14] concernant les antennes à pixels reconfigurables à partir de MEMS, afin d'obtenir des degrés de liberté dans l'accordabilité de l'antenne, la taille des pixels doit être faible. Or, plus les dispositifs fonctionnent à des fréquences élevées, plus les pixels deviennent de dimensions comparables à celles des MEMS, et limite la montée en fréquence.

- La diode varactor ou varicap ou diode à capacité variable

Une diode varactor (Figure 1.13) est formée soit d'une jonction P+N qui résulte de la mise en contact d'une zone très fortement dopée positivement (P+) avec une zone faiblement dopée négativement (N-), ou le contraire (N+P-), soit d'une jonction MOS. Le comportement de ces deux types de jonctions en fonction d'une tension de polarisation sera détaillé à la partie 1.3.1.

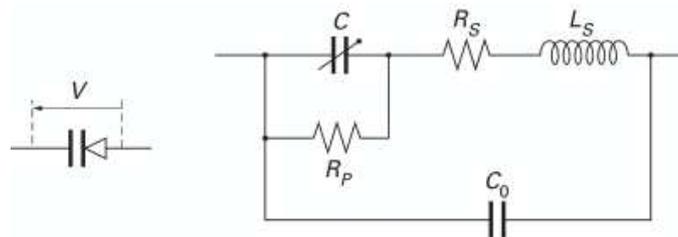


Figure 1.13 : Diode à capacité variable et son schéma équivalent [66].

Dans le cas de la jonction P+N, en polarisation inverse, une zone de charge d'espace (ZCE), apparaît entre les zones P et N. Cette zone se comporte comme un condensateur plan, sur lequel l'application d'une tension de polarisation inverse augmente sa hauteur, ce qui entraîne une variation de la capacité de jonction.

Ces diodes varactors sont très utilisées dans les applications hyperfréquences dont l'accordabilité est continue. Réalisées à partir de technologie silicium ou AsGa, elles offrent un bon compromis en termes d'accord, de pertes d'insertion et de tension de commande [67], [68]. Leur nature reportée implique comme les éléments d'accord précédents des effets parasites issus de la mise en boîtier (C_0 et L_s illustrés sur la Figure 1.13) et de l'interconnexion avec le circuit passif.

1.2.2.3 Comparaison des performances et techniques d'intégration des éléments d'accord

Les performances des composants accordables fonctionnant en modes ON / OFF et en capacité variable sont évaluées respectivement à partir des critères résumés dans le Tableau 1.3 et le Tableau 1.4 [69], [70].

Tableau 1.3 : Performances des différents éléments à accord discret.

	MEMS	Diodes PIN	Transistors FET
Tension de commande (V)	20 - 90	+/- 1-3	2,7 - 8
Consommation (mA)	0	3 - 100	0 - 10
Puissance dissipée	0,05 - 0,1 (mW)	0,005 - 30 (W)	0,05 - 300 (mW)
Temps de commutation	1 - 300 μ s	50 - 500 ns	1 - 100 ns
Capacité série (état haut)	1 - 6 (fF)	0,2 - 2,5 (pF)	0,1 (pF)
Résistance série (Ω) (état bas)	0,5 - 2	0,3 - 4	1 - 6
Fréquence de coupure (THz)	20 - 80	1 - 4	0,5 - 2
Tenue en puissance (W)	< 1	< 10	< 10
Encombrement	Moyen	Réduit	Réduit
Intégration	Moyen	Moyen	Facile
Coût	Elevé	Très Faible	Faible

Tableau 1.4 : Performances des différents éléments à accord continu.

	MEMS à accord continu	Diodes varactors
Tension de commande (V)	20 - 90	1 - 30
Consommation (mA)	0	3 - 20
Puissance dissipée (mW)	0,05 - 0,1	5 - 100
Rapport de capacité	1,2 - 2,5	4 - 6
Capacité	Quelques dizaines de fF	Quelques dizaines de pF
Résistance série (Ω)	0	0,5 - 6
Fréquence de travail	Jusqu'à 200 GHz	Jusqu'à 30 GHz
Facteur de qualité	50 - 400	30 - 60
Tenue en puissance (W)	< 1	< 10
Encombrement	Moyen	Réduit
Intégration	Moyen	Moyen
Coût	Elevé	Faible

Ces éléments d'accord, localisés, sont reportés sur un substrat diélectrique quelle que soit la technologie utilisée. La Figure 1.14 est l'illustration d'un stub accordable en technologie microruban et coplanaire, dont la diode permet de commuter d'un circuit-ouvert à l'état bloqué vers un court-circuit à l'état passant.

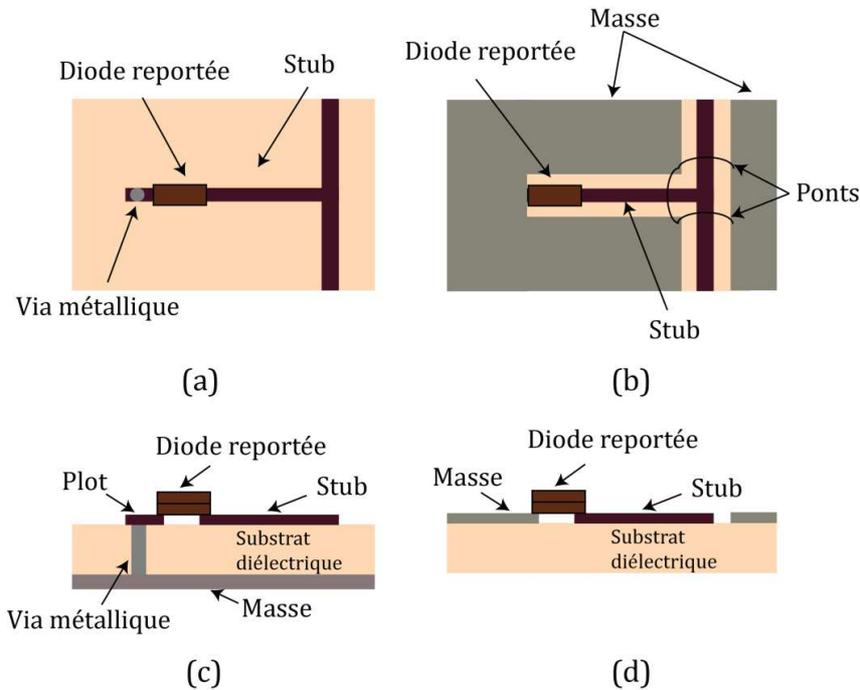


Figure 1.14 : Exemple d'un composant reporté : (a) Vue du dessus en technologie planaire. (b) Vue du dessus en technologie coplanaire. (c) Vue en coupe en technologie microruban. (d) Vue en coupe en technologie coplanaire.

Les contraintes de ces deux technologies se situent au niveau de :

- La mise en boîtier de l'élément d'accord, obligatoire afin de pouvoir être soudé sur un circuit. Celle-ci induit des résistances, des inductances et des capacités supplémentaires (en série ou parallèle de l'élément d'accord), et fait ainsi varier les caractéristiques de l'élément d'accord [71].
- L'interconnexion provoque des couplages parasites entre les deux parties (active et passive) du circuit [72], ce qui dégrade les performances du dispositif, et engendre des pertes d'insertion non négligeables. En effet, les discontinuités engendrent des pertes dans un circuit. Avec l'utilisation d'éléments reportés, les soudures et les plots d'accueils des composants, les connexions entre composants (par fil, connecteur ou boîtier), la différence dans les dimensions et les impédances entre deux éléments sont autant d'effets parasites néfastes à considérer.

Il est à noter qu'en technologie microruban, il faut également percer des trous et les métalliser pour réaliser un court-circuit à l'extrémité du stub lorsque la diode est passante, une opération supplémentaire dans le procédé de fabrication, qui engendre là aussi des effets parasites. La technologie coplanaire nécessite d'assurer l'égalité de potentiel des masses par l'ajout de ponts dont il faut également connaître précisément les caractéristiques (pour la modélisation et la minimisation des effets parasites).

Les inconvénients des diodes PIN se trouvent par rapport :

- aux MEMS au niveau de la consommation de courant, des pertes d'insertion et de l'isolation,
- aux transistors FET au niveau de la consommation de courant et de la puissance dissipée.

Cependant, leurs avantages sont nombreux :

- une faible tension de commande, ce qui facilite leur utilisation dans les systèmes embarqués,
- un temps de commutation réduit, qui dépend de l'épaisseur de la zone intrinsèque, plus elle est importante plus le temps de commutation est élevé,
- des pertes d'insertion relativement faibles : c'est un compromis entre les pertes d'insertion des MEMS et ceux des FET.
- une isolation suffisante jusqu'à quelques dizaines de GHz,
- un coût faible : environ dix fois plus faible que pour un transistor FET,
- un encombrement réduit,
- une grande fiabilité,
- elles supportent des puissances plus importantes que les transistors FET, cependant leur consommation est plus élevée.

1.2.3 Etat de l'art des dispositifs hyperfréquences accordables

Dans cette partie nous dressons un état de l'art des dispositifs hyperfréquences, tels que les switches RF, les filtres et les antennes, avec des éléments d'accord à base de semi-conducteurs dont les avantages ont été montrés dans la partie précédente.

1.2.3.1 Les switches RF

Les switches RF sont des dispositifs conçus à partir des diodes PIN [73], des transistors FET [74], [75]–[77] ou pHEMT [78]. En général, ces switches RF sont basés sur des technologies AsGa ou d'alliage à partir de ce même matériau, et parfois à partir de silicium. La comparaison des performances des différentes technologies est effectuée à partir de switches SPST.

La correspondance entre les références des documentations techniques et les citations est répertoriée dans le Tableau 1.5. La Figure 1.15 montre les performances de ces composants en termes de pertes d'insertion (IL : Insertion Loss) et d'isolation en fonction de la fréquence maximale d'utilisation des documentations techniques.

Tableau 1.5 : Correspondance Références / Citations des switches SPST.

	Références	Citations
Transistors FET (AsGa)	AS179-92LF	[74]
	SW-393	[75]
	TQP4M0013	[76]
	HMC550AE	[77]
Transistors pHEMT (AsGa)	SKY13347_360LF	[78]
Diode PIN (AlAsGa)	MA4GSW1	[73]
Diode PIN (Silicium)	MA4SW110	[79]

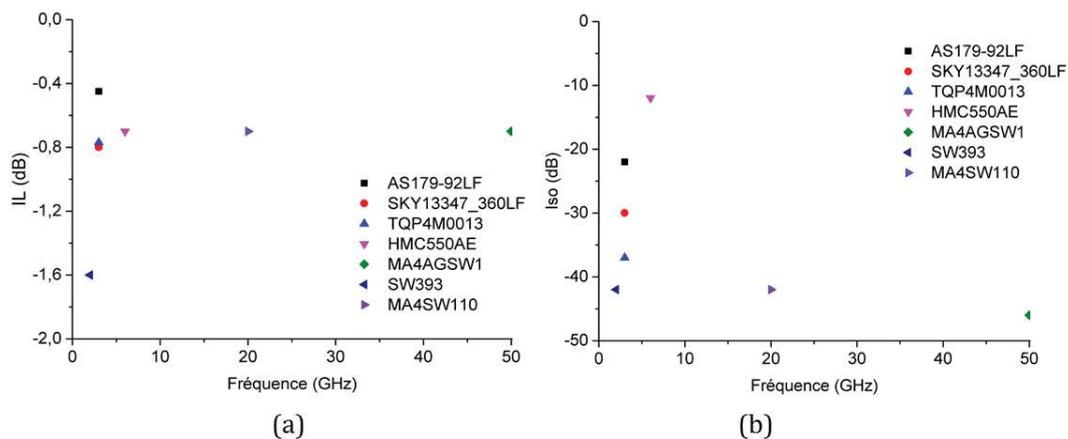


Figure 1.15 : Performances de switches RF SPST. (a) Pertes d'insertion. (b) Isolation.

Globalement, les pertes d'insertion sont comparables en termes de technologie. Par contre, l'isolation et la fréquence maximale de fonctionnement sont généralement plus élevées avec des diodes PIN par rapport aux transistors.

1.2.3.2 Les filtres accordables

Un filtre accordable peut avoir soit une agilité discrète avec les éléments d'accord tels que les diodes PIN, ou les MEMS, soit une agilité continue avec des composants à capacités variables tels que les diodes varactors [6], [80]–[85] ou les MEMS [64], [86]–[90]. Le Tableau 1.6 montre les performances de filtres à accordabilité discrète, ces filtres en technologie planaire sont des filtres passe-bande ou coupe-bande. Compte tenu de l'abondance de la littérature dans ce domaine, cet état de l'art a été effectué en fonction de l'élément d'accord (à diodes PIN ou à MEMS (ON/OFF)), des performances, mais aussi en sélectionnant des références récentes ou présentant un nombre de citations important. Les fréquences des filtres présentés sont inférieures à 22 GHz. En effet, plus la fréquence de fonctionnement du filtre augmente, plus la taille des circuits devient comparable à la taille des éléments d'accord, et plus il est difficile de concevoir des filtres accordables avec des composants reportés.

1.2 Les composants d'accord et les dispositifs accordables

Tableau 1.6 : Performances des filtres à accord discret en technologie planaire.

	[3]	[33]	[34]	[36]	[63]	[91]
Année de la publication	2004	2008	2009	2010	2003	2009
Élément d'accord	8 diodes PIN MBP1034B1 1	4 diodes PIN HPND4028	4 diodes PIN HSMP4890	8 Diodes PIN BAP55L	2 MEMS	2 diodes PIN HPND4028
Accordabilité en fréquence	F1 = 5,8 GHz (OFF) F1 = 5,6 GHz (ON)	F1 = 2 GHz (OFF) F2 = 1,54 GHz (ON)	F1 ≈ 2 GHz F2 = 2,4 GHz F3 ≈ 7,5 GHz	6 fréquences entre 1,55 GHz et 2 GHz	F1 = 21,05 GHz (OFF) F2 = 18,5 GHz (ON)	F1 = 2,428 GHz (OFF) F2 = 1,939 GHz (ON)
Bande passante	BP1 = 10,12 % (OFF) BP2 = 5,43 % (ON)	BP1 = 8,75 % BP2 = 8,1 %	BP1 ≈ 200 % BP2 = 17 % BP3 ≈ 120 %	2,3 % < BP < 3 %	BP1 = 14 % BP2 = 13 %	BP1 = 3 % BP2 = 7,5 %
Pertes d'insertion	3,95 < IL (dB) < 4,73	-	0,9 < IL (dB) < 2,1	5,4 dB	3,5 < IL (dB) < 3,8	3,8 dB
Isolation	-	13 dB < Iso < 20 dB	> 30 dB	-	-	-

Non seulement les éléments d'accord reportés limitent la montée en fréquence, mais il est montré que chaque élément reporté entraîne des pertes d'insertion non négligeables. En effet, dans l'étude [36] menée sur un filtre accordable, dont l'accordabilité est réalisée par six diodes PIN, chaque diode PIN engendre des pertes d'insertion de 0,25 dB.

1.2.3.3 Les antennes accordables

A partir des éléments d'accord reportés, pour rendre une antenne accordable en fréquence, il est possible soit :

- De faire varier sa longueur physique (Figure 1.16 (a)), l'agilité de l'antenne se fait alors de façon discrète avec des diodes PIN, des transistors FET ou des MEMS [92]–[94].
- D'ajouter une charge réactive, telle qu'une capacité variable (Figure 1.16 (b)), l'accordabilité est alors continue à partir des variations capacitatives de diodes varactors ou de MEMS [95].

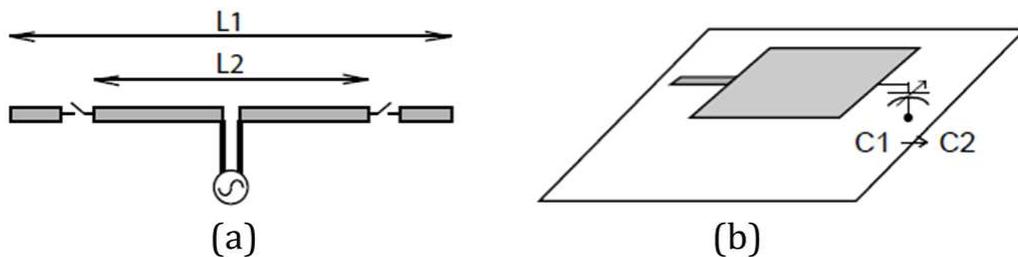


Figure 1.16 : Différentes techniques d'accordabilité des antennes [95]. (a) Variation de la longueur physique de l'élément rayonnant. (b) Ajout d'une charge réactive.

La Figure 1.17 (a) illustre le dessin d'une antenne patch accordable en fréquence [96]. L'accordabilité discrète en fréquence est réalisée par la polarisation d'un interrupteur MEMS. A l'état OFF, le stub situé au bout de l'antenne patch mesure 0,8 mm, la fréquence de rayonnement de l'antenne est égale à 10 GHz (Figure 1.17 (b)). Lorsque le MEMS est à l'état ON, la longueur du stub est de 2 mm, la fréquence de rayonnement de l'antenne est alors de 9,45 GHz. La plage de variation en fréquence de cette antenne est de 5 %.

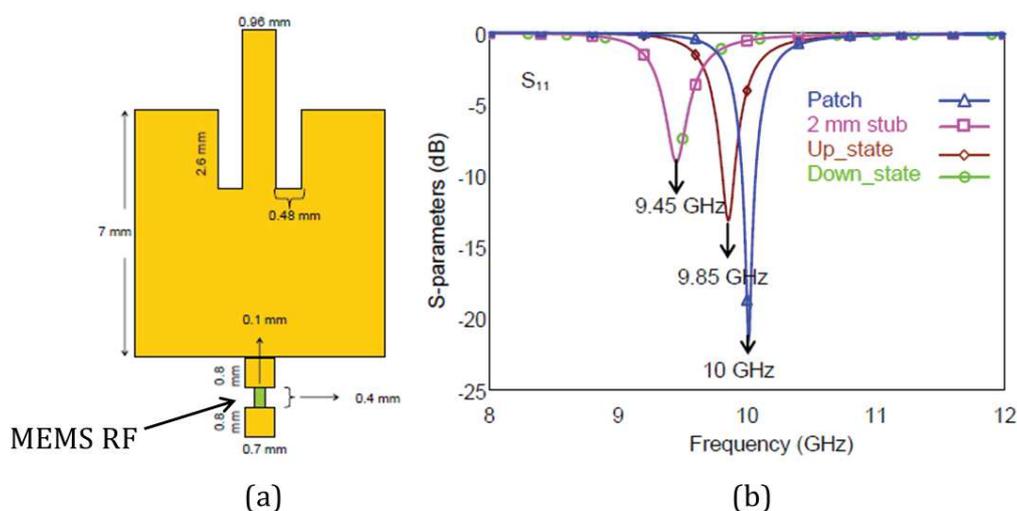


Figure 1.17 : (a) Antenne patch à stub accordable en fréquence. (b) Résultat de simulation en réflexion en fonction des états du MEMS [96].

1.2 Les composants d'accord et les dispositifs accordables

Dans l'étude [97], l'accordabilité discrète en fréquence est plus importante que l'antenne précédente. La longueur de l'antenne patch est également modifiée par des MEMS RF (Figure 1.18 (a)). Lorsque les MEMS sont à l'état OFF, le patch rayonne à une fréquence de 10 GHz, tandis que lorsqu'ils sont à l'état ON, la longueur du patch est augmentée, la fréquence de rayonnement est alors égale à 8 GHz. Deux résonateurs à stubs permettent l'adaptation d'impédance de l'antenne aux deux fréquences de rayonnement. Les fréquences de rayonnement de l'antenne dépendent du nombre de switches reportés (Figure 1.18 (b)). La plus grande plage de variation de la fréquence (27 %) est observée lorsque trois MEMS RF sont utilisés.

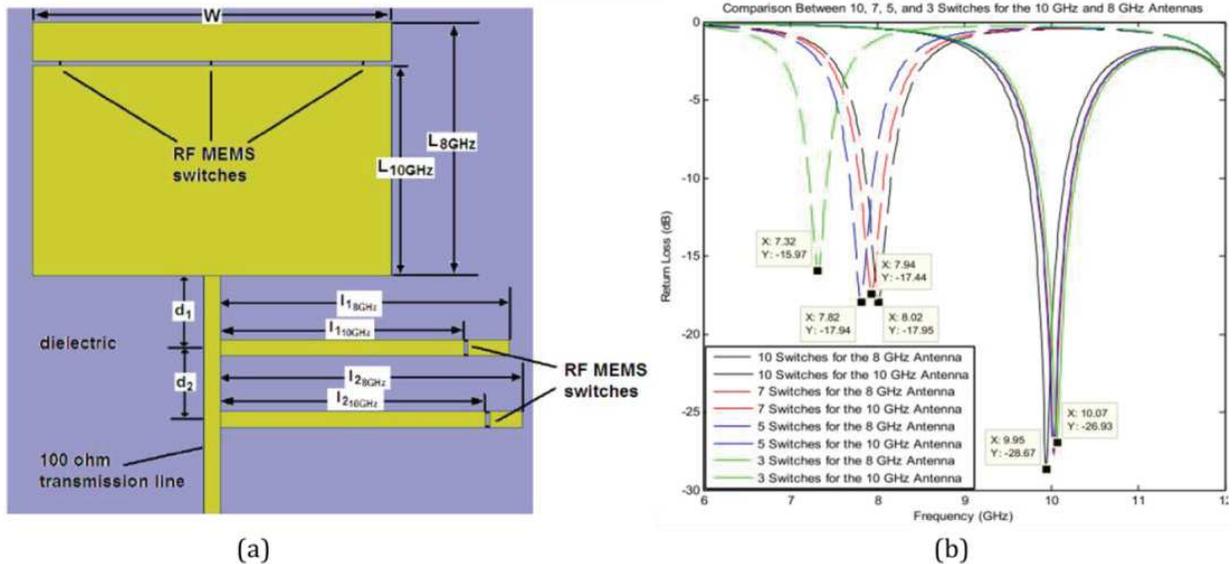


Figure 1.18 : (a) Dessin d'une antenne patch accordable en fréquence par modification de la longueur de l'élément rayonnant. (b) Résultats de simulation en réflexion de l'antenne en fonction du nombre de switches RF [97].

Le Tableau 1.7 montre des performances d'antennes accordables en fréquence en technologie planaire en fonction des éléments à accord discret, des performances et du nombre de citations des publications, selon de récentes études.

Tableau 1.7 : Performances des antennes à accord discret en technologie planaire.

	[13]	[98]	[99]
Année	2012	2008	2010
Élément d'accord	2 Transistors FET (SKY13298-360LF)	2 diodes PIN (MPP4203)	6 diodes PIN (MA4AGBL912)
Agilité	F1 = 2,4 GHz F2 = 4,2 GHz F3 = 3,3 GHz F4 = 5,4 GHz	F1 = 0,96 GHz F2 = 1,92 GHz F3 = 2,4 GHz F4 = 5,15 GHz	F1 = 6 GHz F2 = 7,2 GHz
Bande passante relative	BP1 = 21 % BP2 = 24 % BP3 = 18 % BP4 = 17 %		BP1 = 22 % BP2 = 22 %
Gain (dBi)	G1 = 2,2 G2 = 3 G3 = 2,7 G4 = 4,4	G1 = 5,8 G2 = 1,7 G3 = 0,1 G4 = 2,7	4,4 < G1 < 5,3 3,5 < G2 < 4,5

L'étude menée dans [100] est très intéressante puisqu'elle présente une comparaison d'une antenne accordable de façon discrète avec comme élément d'accord soit un transistor FET, soit une diode PIN ou encore un MEMS. L'alimentation de l'antenne est réalisée via le switch soit par le Port 0 soit par le Port 1 (Figure 1.19). Cet article montre que par rapport au transistor FET et au MEMS, la diode PIN s'approche le plus d'un switch idéal (Figure 1.20).

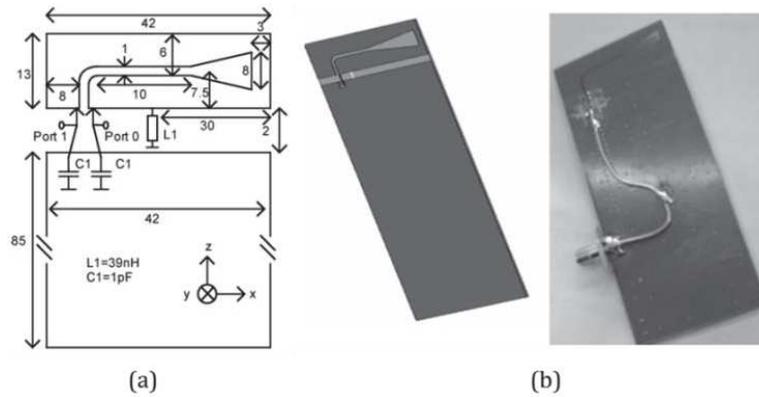


Figure 1.19 : (a) Modélisation de l'antenne. (b) Photographie [100].

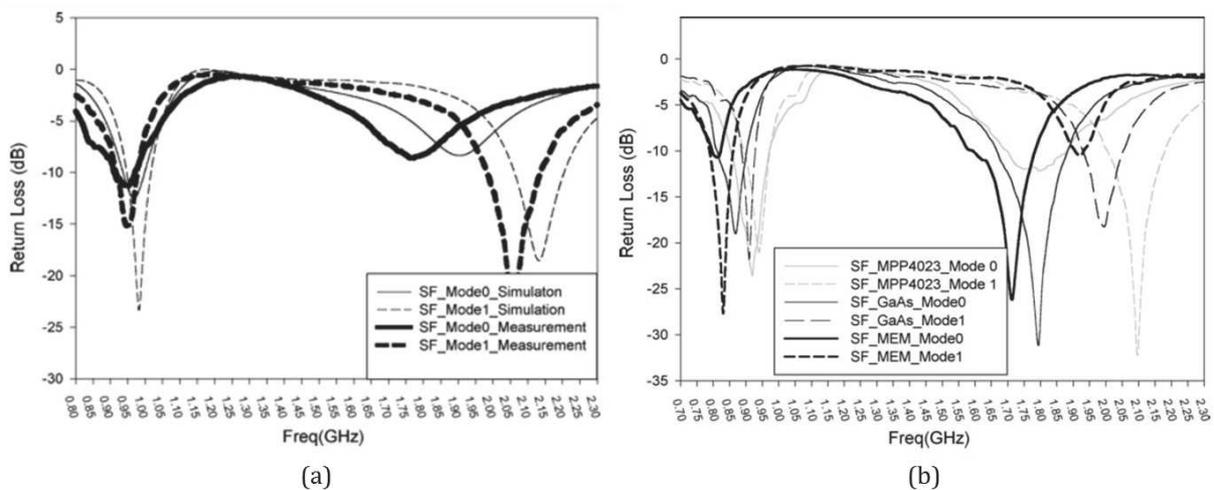


Figure 1.20 : (a) Résultats de mesure et de simulation de l'antenne avec un switch idéal. (b) Résultats de mesure de l'antenne en fonction du switch utilisé [100].

Dans l'étude [101], la comparaison d'une antenne avec et sans diode PIN montre que la présence de l'élément d'accord peut engendrer un décalage de la fréquence de rayonnement de l'antenne et une diminution du gain. Dans cette étude, sans la diode PIN l'antenne fonctionne à 8,7 GHz, le décalage en fréquence dû à la diode est de 0,7 GHz. Le gain de l'antenne sans la diode est de 5,7 dBi, tandis qu'en présence de la diode PIN il est plus faible de 1,28 dBi.

1.2.4 Bilan

Les éléments d'accord associés à un dispositif passif possèdent des éléments parasites néfastes qui doivent être pris en compte lors de la conception de la fonction accordable. Le report de ces composants entraîne des pertes d'insertion non négligeables. Les dispositifs hyperfréquences accordables à élément reporté sur le substrat sont principalement réalisés à partir de technologies à base de semi-conducteurs (les diodes PIN, les diodes varactors et les transistors FET).

1.3 Caractéristiques des substrats semi-conducteurs et des lignes de transmission

Les éléments d'accord tels que les diodes PIN, les diodes varactors, et les transistors utilisent les propriétés des jonctions semi-conductrices afin de faire varier leurs caractéristiques sous l'effet d'une tension de polarisation directe ou inverse.

Cette partie a pour objectif de présenter les caractéristiques des semi-conducteurs, elle ne peut pas être considérée comme un état de l'art mais permet de montrer l'intérêt des propriétés des différentes jonctions à base de semi-conducteurs dans la réalisation des éléments d'accord. Dans un premier temps, il est effectué une analyse des caractéristiques des semi-conducteurs les plus répandus. Ensuite, un exemple de composant d'accord discret est présenté à partir d'une diode PN, ainsi qu'un exemple de composant à accord continu à base d'une jonction MOS.

Les composants semi-conducteurs classiques sont réalisés à partir de matériaux tels que le germanium (Ge), le silicium (Si), le sélénium (Se) ou des alliages comme le silicium-germanium (SiGe), le carbure de silicium (SiC), l'arséniure de Gallium (AsGa), le nitrure de gallium (GaN) ou le phosphore d'indium (InP). Les plus répandus, dans la fabrication de dispositifs accordables, sont le Si, l'AsGa ou le SiGe.

Le Tableau 1.8 compare les caractéristiques des matériaux AsGa, Germanium et Silicium (pour une température de 300 K).

Tableau 1.8 : Caractéristiques des matériaux AsGa, Germanium et Silicium [102], [103].

	AsGa	Ge	Si
Permittivité diélectrique (ϵ_r)	12,9	16	11,8
Hauteur de la bande interdite	1,42 eV	0,75 eV	1,12 eV
Mobilité des électrons	9200 cm ² /(V.s)	3900 cm ² /(V.s)	1450 cm ² /(V.s)
Mobilité des trous	400 cm ² /(V.s)	1900 cm ² /(V.s)	450 cm ² /(V.s)
Constante de pertes (ϵ''/ϵ')	0,0005 [104]		0,0018 [105]
Quantité de porteurs intrinsèques	2,5x10 ⁶ atomes / cm ³	2.33x10 ¹⁰ atomes / cm ³	7,1x10 ⁹ atomes / cm ³

L'AsGa présente de très bonnes performances en termes de tenue en puissance (supportant des valeurs élevées de champ électrique), de rapidité (mobilité élevée des électrons), de pertes et de niveau de bruit. Malgré son coût élevé, ses performances font qu'il est très utilisé en optoélectronique et en hyperfréquences.

1.3 Caractéristiques des substrats semi-conducteurs et des lignes de transmission

Par rapport à l'AsGa, l'inconvénient de l'alliage SiGe est son temps de commutation plus élevé (mobilité des porteurs plus faible). Par contre, le coût d'un mm² sur SiGe est de l'ordre de trois fois moins élevé. Sa permittivité plus élevée que l'AsGa est un atout dans la conception de filtres mais un inconvénient pour les antennes.

Par rapport à l'AsGa ou à l'alliage SiGe, le silicium fait partie des semi-conducteurs « lents » (mobilité des électrons et des trous plus faibles). Par contre, c'est une matière première très abondante ce qui entraîne un faible coût dans le cas d'une fabrication à grande échelle. De plus, il possède un oxyde naturel, l'oxyde de silicium (SiO₂), qui est un bon isolant que l'on peut faire croître directement sur le silicium, utilisé dans les composants à jonctions MOS.

Dans la suite de l'étude, le substrat choisi est le silicium. Il présente un bon compromis coût / performances. Les procédés de fabrication sont connus et maîtrisés que ce soit dans la réalisation des diodes ou des transistors. Il permet ainsi la validation de concepts par la réalisation de prototypes bas coûts.

1.3.1 Propriétés semi-conductrices du silicium

Pour comprendre les effets de la tension de polarisation sur ces jonctions, les propriétés des semi-conducteurs ainsi que les principales jonctions qui permettent la réalisation des diodes et des transistors ont été étudiées dans cette partie.

1.3.1.1 *Semi-conducteur intrinsèque*

Un semi-conducteur est un matériau, dont la conductivité est comprise entre celle des isolants (inférieure à 10⁻⁸ S/m) et celle des conducteurs (entre 10⁶ et 10⁷ S/m) [106]. Il possède des électrons et des trous libres, existant par paires, dont leurs concentrations sont notées respectivement n et p, avec n=p=n_i (n_i est la densité de porteurs intrinsèques). Ainsi, le matériau est électriquement neutre, la somme des charges positives est égale à la somme des charges négatives. Il est formé d'atomes donneurs de densité N_d et d'atomes accepteurs de densité N_a.

1.3.1.2 *Semi-conducteur dopé*

Il existe deux types de dopage : un dopage de type P et un dopage de type N. La conductivité du matériau est proportionnelle à la quantité de dopage.

- Semi-conducteur type P

Le silicium intrinsèque est composé d'atomes possédant quatre électrons périphériques. Ainsi, pour obtenir un dopage de type P, on introduit des atomes trivalents (possédant trois électrons périphériques), tel que le Bore (Figure 1.21), ce qui augmente la densité de trous dans le semi-conducteur intrinsèque. Les trous, plus nombreux, sont les porteurs majoritaires et les électrons les porteurs minoritaires. Un semi-conducteur dopé P est caractérisé par le nombre d'atomes accepteurs (N_a) où $p \approx N_a$ et $n \approx n_i^2/N_a$.

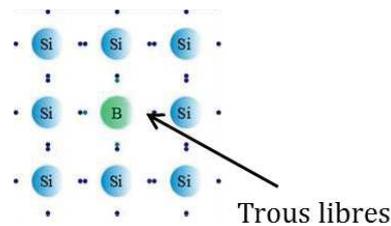


Figure 1.21 : Dopage type P par un atome de Bore (Atome accepteur).

- Semi-conducteur type N

Au contraire du semi-conducteur de type P, ceux sont des atomes pentavalents (cinq électrons périphériques), tel que le phosphore (Figure 1.22), qui sont introduits pour former un semi-conducteur dopé N. Les électrons sont alors les porteurs majoritaires, les trous sont les porteurs minoritaires. Il est caractérisé par le nombre d'atomes donneurs (N_d) où $n \approx N_d$ et $p \approx n_i^2/N_d$. Le dopage n'est effectif que si $N_d \gg n_i$.

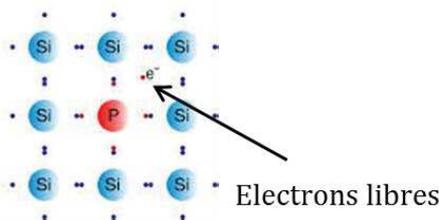


Figure 1.22 : Dopage type N par un atome de phosphore (Atome donneur).

Plus un dopage est fort, plus la conductivité σ du matériau est grande (ou plus sa résistivité ρ est faible), tel que le montre la relation (2) :

$$\sigma = \frac{1}{\rho} = q \times (n\mu_n + p\mu_p) \quad (2)$$

1.3.1.3 Jonction PN

Une jonction PN est la mise en contact de semi-conducteurs dopés en impuretés de type P et de type N d'un même monocristal de semi-conducteur, ce qui permet, par exemple, la réalisation des diodes PN. La Figure 1.23 montre les porteurs majoritaires et minoritaires présents dans les semi-conducteurs type P et N.

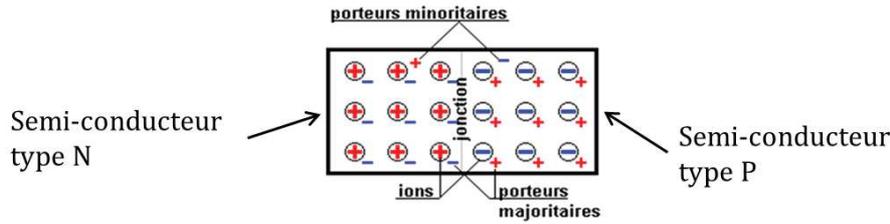


Figure 1.23 : Jonction PN.

Au voisinage de la jonction, les trous de la zone P vont neutraliser les électrons libres de la zone N jusqu'à la création d'un champ interne suffisant pour arrêter le mouvement des charges mobiles. Au niveau de la jonction, la formation des paires d'ions positifs et négatifs forment des dipôles, entraînant la disparition d'électrons libres et des trous libres. Plus le nombre de dipôle augmente, plus la zone entre les deux régions se vide des porteurs libres. Ainsi, il apparaît une zone ne contenant que des charges fixes appelée zone de charge d'espace (ZCE ou zone de déplétion ou encore zone désertée) (Figure 1.24).

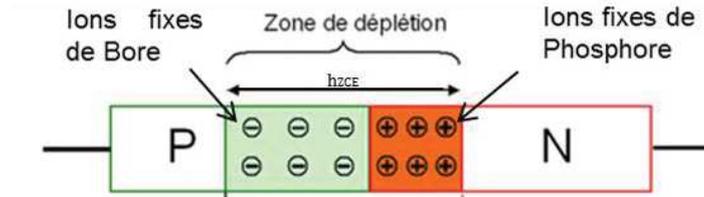


Figure 1.24 : Zone de charge d'espace d'une jonction PN [107].

La ZCE, formée d'ions négatifs coté P et positifs coté N, forme une barrière de potentiel V_ϕ (tension de seuil) pour les porteurs majoritaires et favorise le passage des porteurs minoritaires. Les relation (3) et relation (4) permettent de déterminer la valeur de la barrière de potentiel à partir des quantités d'atomes dopants N_a et N_d des zones P et N (respectivement la quantité d'atomes accepteurs et la quantité d'atomes donneurs) :

$$V_\phi = U_T \ln \left(\frac{N_a N_d}{n_i^2} \right) \quad (3)$$

avec
$$U_T = \frac{kT}{q} = 25,85mV \quad (4)$$

Où $k = 1,38 \times 10^{-23} \text{ J.K}^{-1}$ est la constante de Boltzmann, $q = 1,602 \times 10^{-19} \text{ C}$ est la charge élémentaire de l'électron et $T = 300^\circ\text{K}$ est la température ambiante.

Pour réaliser une jonction PN, il existe deux possibilités, soit :

- doper une zone N, dans un substrat de type P,
- doper une zone P, dans un substrat de type N.

La Figure 1.25 montre les modèles équivalents d'une diode PN en polarisation directe et en polarisation inverse. Pour fonctionner comme un interrupteur ON / OFF, R_{ON} doit être très faible, tandis que l'isolation formée par la ZCE et le substrat (C_{OFF} en série avec R_{OFF}) doit être élevée. Les caractéristiques de la diode, telles que la tension de seuil de la diode, la valeur de la capacité C_{OFF} et des résistances R_{ON} et R_{OFF} , dépendent des quantités de dopants des deux zones P et N (par conséquent de la résistivité du substrat choisi initialement). De manière générale, les substrats ont une résistivité comprise entre 10 Ω .cm et 10000 Ω .cm. La résistance est liée à la résistivité par la relation (5).

$$R = \rho \frac{l}{S} \tag{5}$$

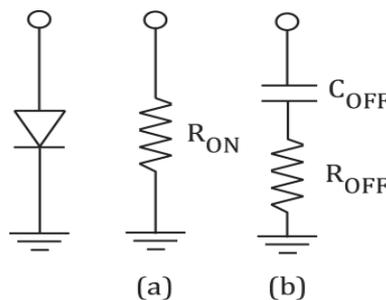


Figure 1.25 : Modèle équivalent simplifié d'une jonction PN polarisée (a) En direct. (b) En inverse.

A partir de la relation 3, la Figure 1.26 illustre la variation de la tension de seuil de la diode en fonction de la résistivité du substrat (type P) et des différentes quantités d'atomes dopants N_d (atomes donneurs de la zone dopée N). **Plus la quantité d'atomes N_d de la zone N est importante, plus la tension de seuil de la diode est élevée. De même, plus la résistivité du substrat est faible (plus N_a est élevée), plus la tension de seuil est élevée et plus la tension de commande nécessaire pour passer de l'état OFF à l'état ON sera élevée.**

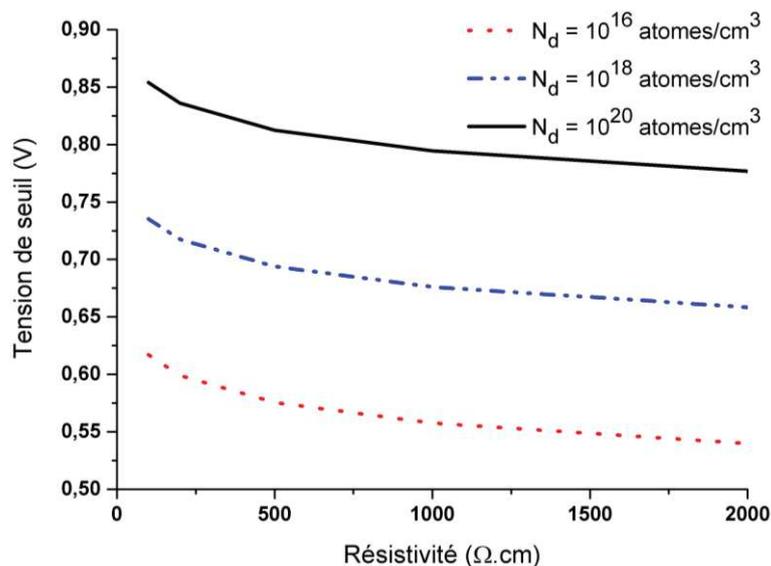


Figure 1.26 : Variation de la tension de seuil de la diode en fonction des quantités de dopants.

Une diode à jonction PN peut se comporter comme un condensateur plan. Deux types de capacité sont associés à une jonction PN :

- La capacité de jonction (capacité de transition) : **En polarisation inverse, les variations capacitatives sont dues à la variation de la hauteur de la ZCE en fonction de la tension appliquée.**
- La capacité de diffusion : Elle apparaît lorsque la jonction est polarisée en direct. Elle est une mesure des charges accumulées de part et d'autre de la jonction, lorsque la tension directe varie. La capacité de jonction est toujours existante mais compte tenu de la faible hauteur de la ZCE en polarisation directe, elle devient négligeable devant la capacité de diffusion.

En polarisation inverse, la ZCE est une zone fortement isolante (résistivité très élevée), dont la hauteur h_{ZCE} dépend des concentrations de dopage des deux zones. Elle s'étend dans le semi-conducteur du côté de la zone la moins dopée, et peut être calculée à partir de l'équation (6) :

$$h_{ZCE} = \sqrt{\frac{2\varepsilon_0\varepsilon_r}{q} \left(\frac{1}{N_a} + \frac{1}{N_d} \right) \times V_\Phi} \quad (6)$$

A partir de cette équation, la Figure 1.27 représente la variation de la hauteur de la ZCE d'une jonction N⁺P en fonction de la résistivité du substrat type P. **Plus la résistivité du substrat est élevée, plus la hauteur de la ZCE est importante. Plus la tension (en inverse) augmente, plus la taille de la ZCE est importante et plus la résistance équivalente de la diode en mode OFF sera élevée.**

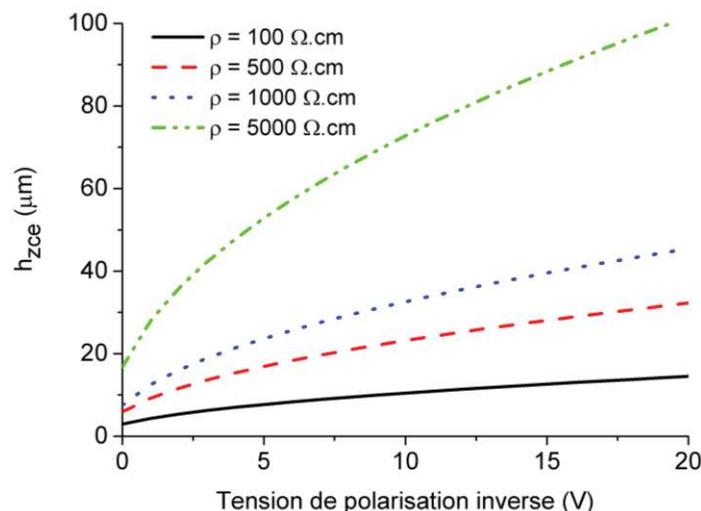


Figure 1.27 : Hauteur de la ZCE en fonction de la tension de polarisation inverse et de la résistivité du substrat (type P) pour une quantité d'atomes dopants de la zone N : $N_d = 10^{20}$ atomes / cm^3 .

Cependant, comme le montre la Figure 1.28, la hauteur de la ZCE ne dépend presque pas de la concentration d'atomes dopants de la zone N⁺.

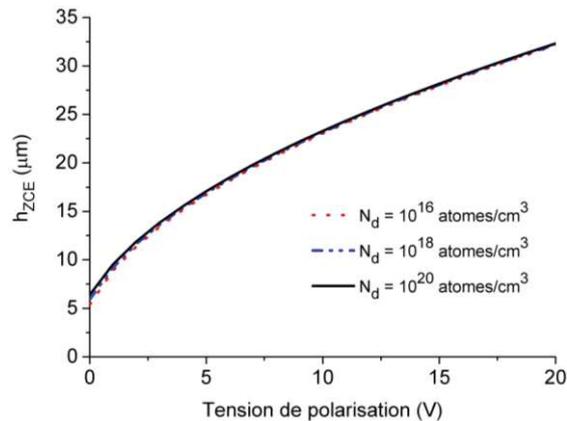


Figure 1.28 : Hauteur de la ZCE en fonction des quantités dopants de la zone N pour un substrat de type P dont la résistivité est $\rho = 500 \Omega \cdot \text{cm}$.

En polarisation inverse, la ZCE peut être considérée comme un condensateur variable C_j . Cette capacité de jonction C_j est donnée par la relation (7) :

$$C_j = \frac{\varepsilon \cdot S}{h_{ZCE}} \quad (7)$$

où S est la surface de la zone dopée, et ε est la permittivité effective du substrat telle que $\varepsilon = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r$.

La Figure 1.29 illustre la variation de C_j en fonction de la tension inverse pour des substrats de résistivité égale à $100 \Omega \cdot \text{cm}$ et $1000 \Omega \cdot \text{cm}$, dont la surface de la zone dopée est $S = 1 \text{ mm}^2$. Plus la résistivité du substrat est faible, plus la valeur de la capacité est élevée. Cependant, la résistivité du substrat a très peu d'influence sur la variation $C_j(0 \text{ V}) / C_j(20 \text{ V}) \approx \text{constante}$.

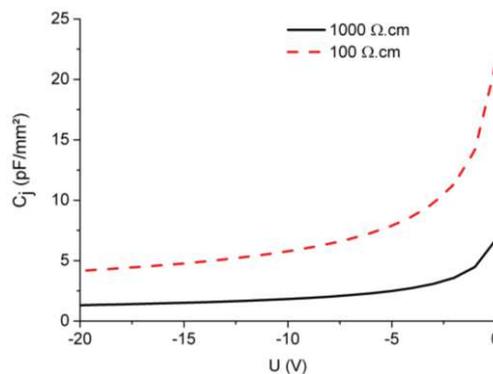


Figure 1.29 : Variation de la capacité C_j en fonction de la tension de polarisation inverse.

En polarisation directe, la ZCE est presque inexistante, les électrons et les trous peuvent circuler d'une zone à l'autre. La résistance R_{ON} de la diode diminue, ce qui entraîne la circulation d'un courant dans la diode.

1.3.1.4 Jonction MOS

La jonction MOS est couramment utilisée pour des variations de capacité en haute fréquence [108]–[110]. La Figure 1.30 illustre le modèle simplifié équivalent de cette jonction.

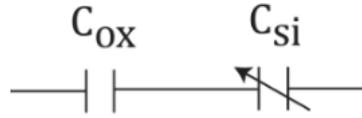


Figure 1.30 : Modèle équivalent de la jonction MOS.

La capacité équivalente d'une jonction MOS est alors donnée par la relation (8) :

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_{ox}} + \frac{1}{C_{si}} \quad (8)$$

Elle dépend de la capacité de l'oxyde C_{ox} et de la variation de charge dans le silicium C_{si} . La capacité C_{ox} (Equation 9) est inversement proportionnelle à l'épaisseur e de l'oxyde, telle que :

$$C_{ox} = \frac{\varepsilon \cdot S}{e} \quad (9)$$

avec $\varepsilon = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_{ox}$ où ε_{ox} est la permittivité de l'oxyde de silicium, telle que $\varepsilon_{ox} = 4$.

Concernant la capacité C_{si} , liée au substrat, on distingue trois régimes différents :

- 1) Le régime d'accumulation : Il correspond à une polarisation inverse de la structure MOS, dont la capacité (Equation 10) résulte de la variation de charge des porteurs libres.

$$C_{si} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{rsi} S}{2L_D} e^{-qV_i/(2kT)} \quad (10)$$

où ε_{rsi} est la permittivité du silicium, V_i la tension inverse appliquée et L_D la longueur de Debye qui représente la longueur de pénétration des électrons dans la ZCE. Cette dernière peut se calculer à partir de l'équation (11) :

$$L_D = \sqrt{\frac{\varepsilon \cdot k \cdot T}{2q^2 N_a}} \quad (11)$$

où N_a est la quantité d'atomes du semi-conducteur de type P. Il en est de même pour un semi-conducteur de type N en considérant la quantité d'atomes accepteurs N_d .

- 2) Le régime de déplétion : La tension est positive mais inférieure à la tension de seuil, la variation de charge est liée à la variation de charge de déplétion due à l'évacuation des porteurs majoritaires de la ZCE. La capacité du régime de faible inversion est donnée par la relation (12) :

$$C_{si} = \frac{\varepsilon \cdot S}{h_{zce}} \quad (12)$$

où h_{zce} peut être calculée à partir de l'Equation 13 :

$$h_{ZCE} = \sqrt{\left(\frac{4\varepsilon_0\varepsilon_{rsi}kT}{q^2N_a} \ln\left(\frac{N_a}{n_i}\right) \right)} \quad (13)$$

- 3) Le régime de forte inversion présenté par l'équation suivante est celui appliqué aux hautes fréquences où la variation de charge correspond à la variation des charges de déplétion (ainsi qu'à la variation des charges d'inversion mais uniquement en basses fréquences). Dans ce régime en haute fréquence, la capacité (Equation 14) tend vers est un minimum tel que :

$$C_{\min} = \frac{\varepsilon_0\varepsilon_{rsi} \times \varepsilon_0\varepsilon_{rox}}{\varepsilon_0\varepsilon_{rox}h_{zce} + \varepsilon_0\varepsilon_{rsi}e_{ox}} \quad (14)$$

La valeur de la capacité MOS présente un maximum pour le régime d'accumulation, puis diminue en régime de déplétion, pour enfin augmenter, en basses fréquences, pendant le régime de forte inversion (Figure 1.31). En effet, le régime de forte inversion dépend de la fréquence de fonctionnement. Ainsi, **en hautes fréquences, il existe peu de variation de la capacité entre les régimes de déplétion et de forte inversion.**

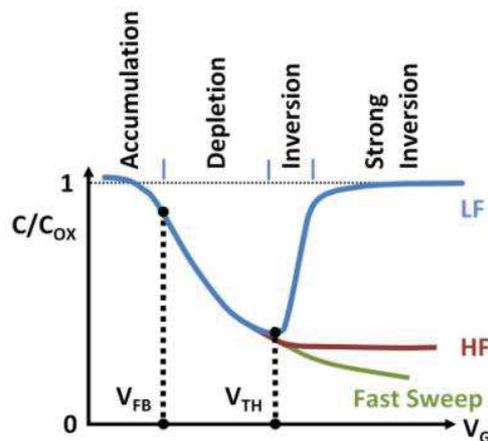


Figure 1.31 : Evolution de la capacité de la structure en fonction de la tension de polarisation.

1.3 Caractéristiques des substrats semi-conducteurs et des lignes de transmission

La Figure 1.32 (a) illustre la variation de la capacité en basses fréquences, où il s'agit d'une ligne en technologie coplanaire, sur un substrat de type P, de résistivité $1000 \Omega \cdot \text{cm}$ et d'épaisseur d'oxyde égale à 400 nm . Comme le montre la Figure 1.32 (b), **en régime d'accumulation (en polarisation inverse), il est possible d'atténuer les pertes d'une ligne de transmission.**

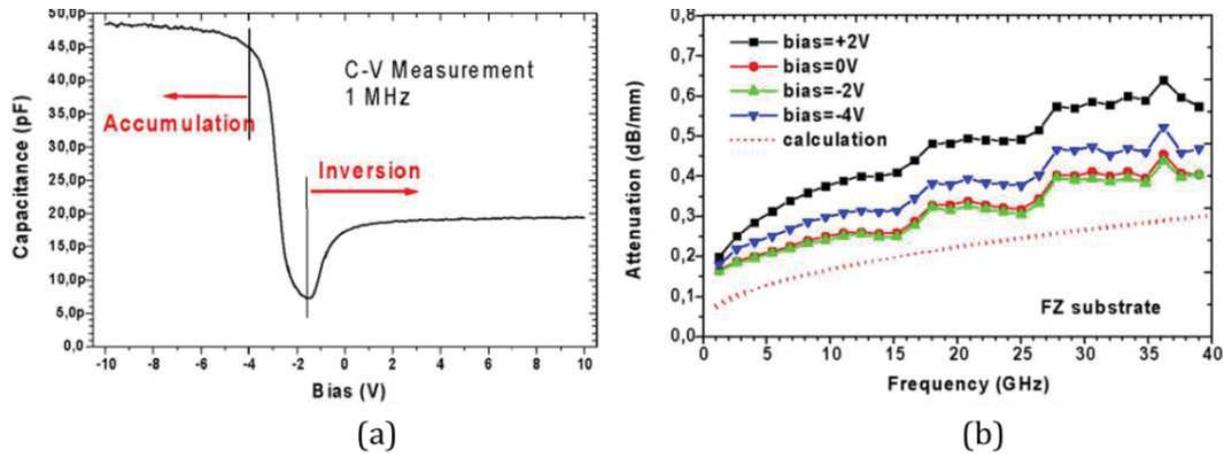


Figure 1.32 : (a) Exemple de variation de la capacité MOS basse fréquence. (b) Atténuation de la ligne coplanaire en fonction de la tension de polarisation [111].

Les Figure 1.33 et Figure 1.34 présentent respectivement les variations de la capacité MOS en fonction de l'épaisseur d'oxyde (avec une résistivité du substrat égale à $1000 \Omega.cm$) et de la résistivité du substrat pour les différents régimes de la jonction (avec une épaisseur d'oxyde de $1 \mu m$), en considérant le mode de forte inversion haute fréquence. **Plus l'épaisseur d'oxyde est faible, plus la valeur de la capacité en inverse est élevée et plus le niveau pertes d'une ligne de transmission pourra être faible. Plus la résistivité du substrat est élevée, plus la variation capacitive est importante.**

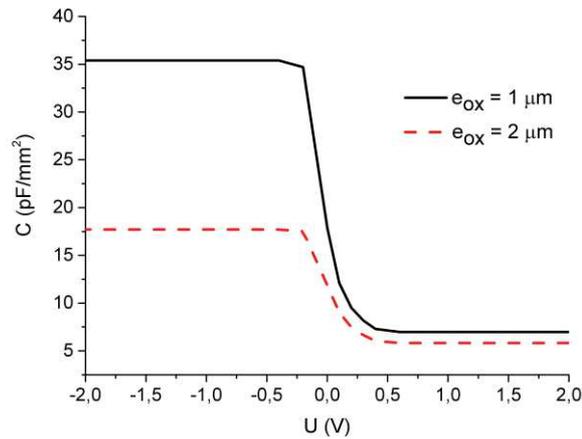


Figure 1.33 : Variation de la capacité MOS en haute fréquence en fonction de l'épaisseur d'oxyde et de la tension de polarisation.

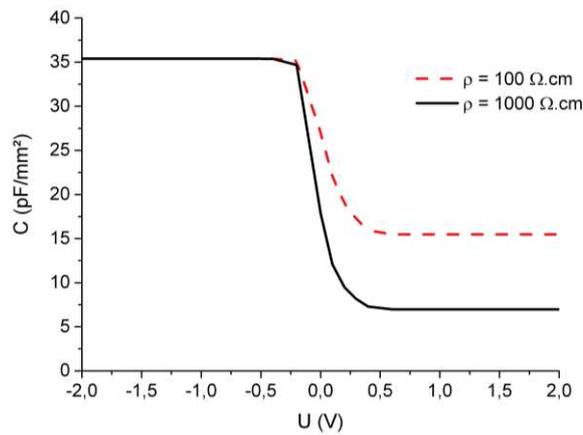


Figure 1.34 : Variation de la capacité MOS en haute fréquence en fonction de la résistivité du substrat et de la tension de polarisation.

1.3.1.5 *Bilan*

Les diodes MOS varactors [111], [112], sont des composants à jonctions MOS et comme les jonctions PN elles peuvent se comporter comme un condensateur variable en fonction de la tension de polarisation et du dopage.

Cependant, la présence de l'oxyde d'une jonction MOS empêche la circulation d'un courant entre les électrodes, contrairement à la jonction PN qui peut avoir un comportement d'interrupteur ON / OFF, avec une résistance en mode ON relativement faible.

Ainsi, une jonction PN va être utilisée en fonctionnement interrupteur, dans les applications à accordabilité discrète, tandis qu'une jonction MOS va pouvoir être utilisée en capacité variable où l'agilité du dispositif doit être continue. Une variation de la tension de polarisation d'une jonction MOS va pouvoir diminuer le niveau de pertes d'une ligne de transmission.

1.3.2 Propriétés électromagnétiques des dispositifs RF sur substrat silicium

Lors de la conception d'un dispositif hyperfréquence en technologie planaire, plusieurs catégories de pertes sont à prendre en compte : les pertes conductrices, les pertes diélectriques et les pertes par rayonnement.

1.3.2.1 Les pertes conductrices

Les pertes conductrices sont liées à la conductivité du matériau considéré et à l'épaisseur de métallisation. En haute fréquence, les courants ne se propagent plus, dans toute la section du conducteur, mais à la surface de celui-ci sur une épaisseur que l'on appelle épaisseur de peau. Elle est donnée par la relation (15).

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \times \mu_0 \times \sigma}} \text{ en m} \quad (15)$$

L'épaisseur de peau est inversement proportionnelle à la fréquence. En conséquence, lorsque la fréquence augmente, la section effective du conducteur diminue. Or, si la section devient petite, la résistance devient grande, et les pertes augmentent. La Figure 1.35 montre la variation de l'épaisseur de peau en fonction de la conductivité du matériau utilisé (Tableau 1.9) et de la fréquence. Pour minimiser les pertes conductrices, on considère que l'épaisseur de métallisation minimale doit être égale à trois fois l'épaisseur de peau.

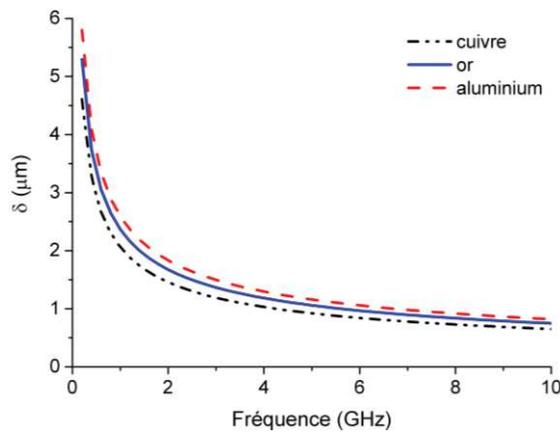


Figure 1.35 : Epaisseur de peau en fonction de la fréquence et de la conductivité des matériaux.

Tableau 1.9 : Conductivité des matériaux.

	Conductivité (S/m)
Cuivre	59,6x10 ⁶
Or	45,2x10 ⁶
Aluminium	37,7x10 ⁶

1.3.2.2 Les pertes par rayonnement

Les lignes de champ d'une onde électromagnétique se propagent entre le ruban et le plan de masse, dans le substrat et dans l'air, comme le montre la Figure 1.36 à partir d'une ligne microruban. Les discontinuités d'interface et d'impédance engendrent des pertes par rayonnement liées aux lignes de champ qui sont dans l'air. Elles sont proportionnelles à la hauteur du substrat, à la fréquence et inversement proportionnelles à la constante diélectrique ϵ_r [113].

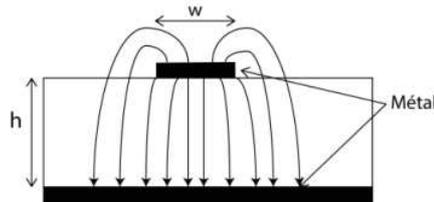


Figure 1.36 : Vue en coupe d'une ligne microruban.

La permittivité diélectrique effective ϵ_{reff} d'une ligne microruban, liée à la présence d'une discontinuité des milieux (air - substrat), est calculée à partir des relations d'Hammerstad [114] (Equations 16 et 17), en fonction du rapport w/h (w étant la largeur du ruban et h la hauteur du substrat) et de la permittivité diélectrique du substrat.

$$\text{Si } \frac{W}{h} \geq 1 \quad \epsilon_{\text{reff}} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left(1 + 12 \cdot \frac{h}{W} \right)^{-2} \quad (16)$$

$$\text{Si } \frac{W}{h} \leq 1 \quad \epsilon_{\text{reff}} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left[\left(1 + 12 \cdot \frac{h}{W} \right)^{-2} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right] \quad (17)$$

Plus la permittivité diélectrique est importante, plus l'énergie électromagnétique est concentrée dans le substrat, ainsi dans certaines applications hyperfréquences, tels que les filtres, il est intéressant d'avoir une permittivité élevée, contrairement aux antennes où le maximum d'énergie doit être rayonnée.

1.3.2.3 Les pertes diélectriques

L'onde électromagnétique se propage dans le substrat entre le ruban et le plan de masse. Le substrat est caractérisé par sa permittivité diélectrique (constante liée au matériau utilisé) et sa tangente de perte, cette dernière est donnée par l'expression (18) :

$$\tan \delta = \frac{\sigma}{\epsilon_0 \epsilon_r \omega} + \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \quad (18)$$

où le premier terme traduit la dépendance vis-à-vis de la conductivité σ (S/m) du substrat et de la fréquence, et le deuxième terme est une constante liée aux propriétés intrinsèques du substrat (dans le cas du silicium : $\epsilon_r = 11.8$ et $\frac{\epsilon''}{\epsilon'} = 0,0018$ [105]).

Ainsi, dans le cas d'un substrat diélectrique, isolant, la tangente de perte est considérée comme une constante en fonction de la fréquence, mais ce n'est pas le cas d'un substrat semi-conducteur.

De manière générale, un substrat semi-conducteur est défini, non pas en fonction de sa conductivité, mais de sa résistivité (Equation 19), ρ en $\Omega.cm$, telle que :

$$\rho = \frac{1}{\sigma} \quad (19)$$

Ainsi, pour un circuit dont la bande de fréquence de fonctionnement est fixée pour répondre à des spécifications données, le seul moyen de minimiser les pertes diélectriques est de choisir un substrat dont la tangente de perte est faible.

Cependant, dans le cas d'un substrat semi-conducteur, tel que le silicium, les pertes diélectriques sont liées à la résistivité du substrat, et elles sont inversement proportionnelles à la fréquence, comme le montre la Figure 1.37.

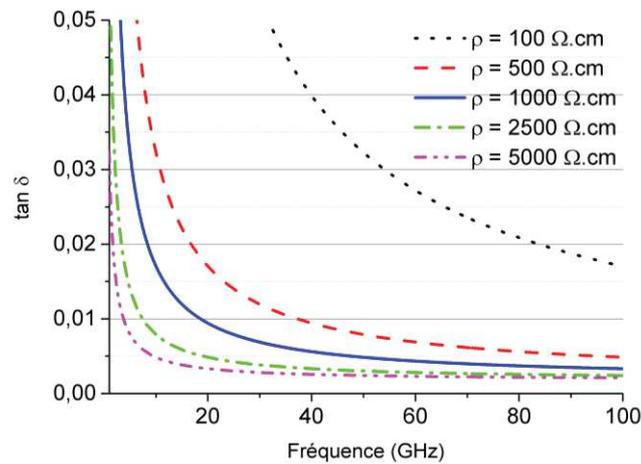


Figure 1.37. Pertes diélectriques en fonction de la fréquence et de la résistivité du substrat silicium.

Plus la fréquence et la résistivité du substrat augmentent, plus les pertes diminuent. En haute fréquence, la tangente de perte tend vers la constante liée au silicium, $\frac{\epsilon''}{\epsilon'} = 0,0018$.

1.3.3 Modélisation des comportements électriques de circuits hyperfréquences sur un substrat semi-conducteur

En hyperfréquence, une ligne microruban est un support de transmission composé de deux conducteurs métalliques (un ruban et un plan de masse), tous les deux séparés par un substrat diélectrique. La Figure 1.38 représente le schéma d'une ligne de transmission en technologie microruban et son modèle circuit R, L, C, G équivalent.

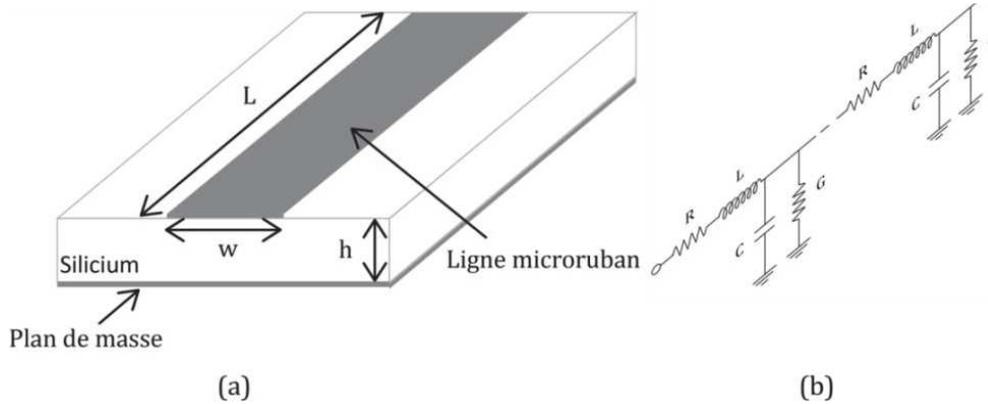


Figure 1.38 : (a) Ligne de transmission en technologie microruban (b) Modèle électrique équivalent.

En technologie microruban, l'impédance caractéristique Z_c est fonction de w et h , alors qu'avec le modèle circuit, elle peut se calculer à partir de l'équation (20).

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + jLw}{G + jCw}} \quad (20)$$

où les paramètres linéiques [113] :

- R et G traduisent respectivement les pertes par effet joule dans les conducteurs et les pertes dans le substrat (s'il n'est pas parfaitement isolant, un courant circule entre le ruban et la masse),
- L et C correspondent, respectivement, aux densités d'énergie magnétique et électrique stockées, dans le matériau considéré.

En présence d'un substrat semi-conducteur type N, une ligne de transmission dopée type P (Figure 1.39 (a)), forme une jonction PN entre le ruban et le plan de masse, dont le modèle circuit équivalent est donné à la Figure 1.39 (b).

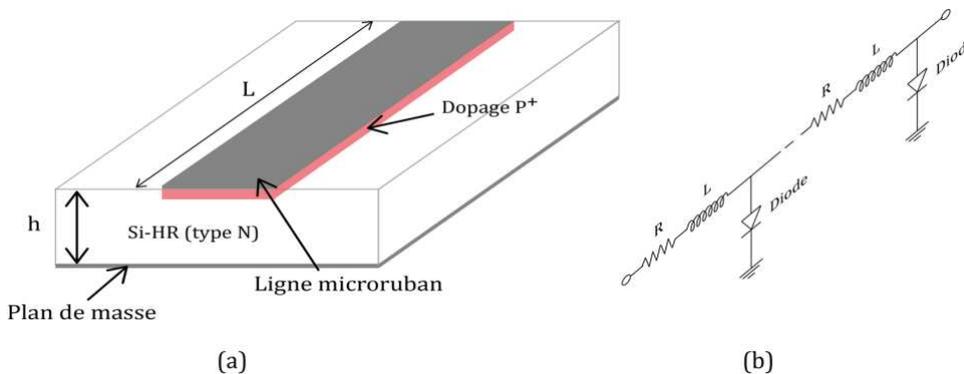


Figure 1.39 : (a) Ligne de transmission microruban dopée. (b) Modèle électrique équivalent.

Dans ces conditions, il faut prendre en compte les modèles électriques équivalents de la diode en modes OFF et ON, en fonction de la tension de polarisation respectivement en inverse et en directe.

1.3.4 Bilan

Un substrat silicium est un substrat dont le niveau de pertes, à priori, est considéré comme trop élevé dans les applications hyperfréquences (la tangente de perte étant liée à la résistivité). Cependant, vu la dépendance élevée des pertes diélectriques en fonction de la fréquence, sa tangente de perte devient concurrentielle aux substrats diélectriques en haute fréquence, d'autant plus si la résistivité du substrat choisi est élevée. Il fait partie des substrats semi-conducteurs utilisés dans la réalisation des éléments d'accord. C'est un bon compromis en termes de coût et de performances.

Les propriétés d'un tel substrat permettent de réaliser différentes jonctions, telles que les jonctions :

- PN : Ces jonctions se comportent comme des interrupteurs ON / OFF en fonction de la tension de polarisation, réalisant ainsi des éléments d'accord discrets,
- MOS : Ces jonctions intégrées à des lignes de transmission permettent de diminuer le niveau de pertes de la ligne en polarisation inverse et peuvent également servir d'éléments d'accord à capacité variable.

Ainsi, dans la partie suivante, nous dressons un état de l'art des dispositifs hyperfréquences à base d'un substrat silicium.

1.4 Etat de l'art des dispositifs RF sur substrat silicium

Dans cette partie, nous dressons un état de l'art des dispositifs hyperfréquences sur silicium, tels que les guides d'ondes, les lignes de transmission, les filtres et les antennes. Les différentes technologies MOS, SOI, BCB (benzocyclobutene), Si-HR (Silicium de haute résistivité) ou encore le micro usinage sont présentées. Elles ont pour objectif l'amélioration des performances de ces fonctions afin de pallier aux pertes liées au substrat.

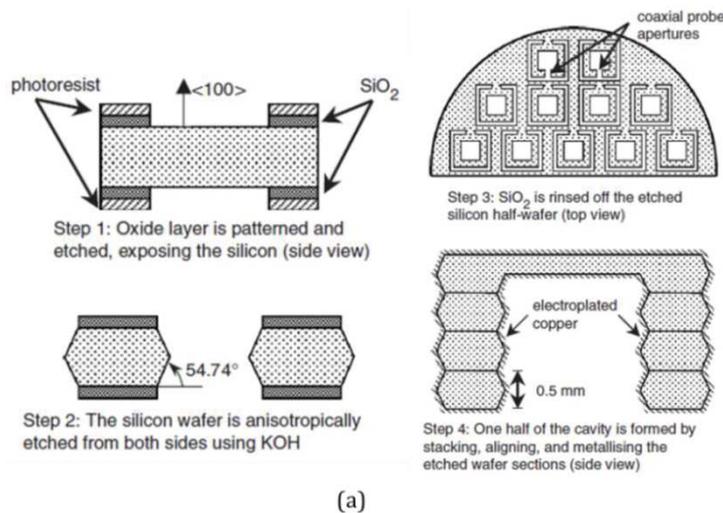
1.4.1 Les guides d'ondes réalisés à partir de wafers silicium

En règle générale, les lingots de silicium peuvent être formés par la méthode de tirage de « Czochralski » [115] ou par la méthode de la zone fondue flottante (« Float-Zone ») [116]. Cette dernière méthode présente l'avantage d'obtenir des wafers de silicium de plus grande pureté. Ensuite, ces cylindres sont découpés en wafers (ou plaquettes) (Figure 1.40) [117]. Ces wafers peuvent être utilisés pour la fabrication des composants actifs ou des dispositifs hyperfréquences essentiellement en technologie planaire.

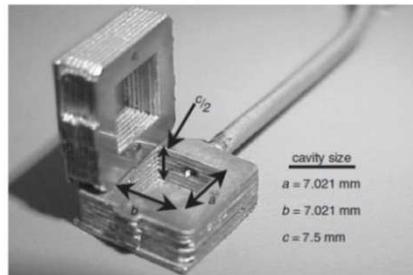


Figure 1.40 : Cylindres et wafers de silicium [117].

On trouve dans la littérature la possibilité de réaliser des structures volumiques à partir de wafers micro-usinés. Un guide d'onde (Figure 1.41) peut être fabriqué en collant plusieurs couches d'un wafer découpé, dont certaines zones ont été partiellement ou complètement gravées. Les surfaces métallisées forment alors une cavité ou un guide d'onde, dont la hauteur peut atteindre quelques millimètres, autorisant l'utilisation de substrat de basse résistivité (faible coût).



(a)



(b)

Figure 1.41 : (a) Etapes de réalisation d'une cavité à partir d'un wafer silicium. (b) Illustration de la cavité [118].

La performance d'un élément résonant est caractérisée par son facteur de qualité, qui doit être le plus élevé possible. Etant donné qu'il est proportionnel à la hauteur de la cavité [119], avec une hauteur de 7,5 mm, il atteint dans ces conditions des valeurs supérieures à 4500 pour une fréquence de résonance égale à 29 GHz. Il rivalise avec les cavités volumiques métalliques « standards » en termes de performances, dont les coefficients de qualité sont supérieurs à 1000 [120]. De plus, cette solution apporte :

- une simplicité de réalisation (les procédés de fabrication utilisés pour la conception des composants à base de semi-conducteurs),
- une diminution du poids des cavités (par rapport à une cavité complètement métallique),
- un coût moindre [121] lié au fait que le substrat choisi peut être de très faible résistivité et par conséquent à faible coût.

Néanmoins, l'onde électromagnétique n'est pas propagée dans le silicium mais dans l'air.

1.4.2 Les lignes de transmission

1.4.2.1 Technologie MOS

Une ligne de transmission directement en contact sur le substrat silicium présente de faibles pertes d'insertion sans tension de polarisation continue. Cependant, sous l'effet d'une tension de polarisation, la jonction Métal / Semi-conducteur entraîne la formation des courants de fuite qui augmentent les pertes en transmission de la ligne [122]. L'avantage de placer une couche d'isolant, entre le substrat et le métal, diminue ces courants de fuite. La Figure 1.42 représente la modélisation d'une ligne de transmission coplanaire et microruban en technologie MOS. Une ligne de transmission coplanaire possède un niveau de pertes d'insertion plus élevé qu'en technologie microruban, à cause des charges situées à l'interface SiO_2 / Si [123]. La pénétration du champ électrique dans le substrat est plus importante dans le cas d'une technologie microruban étant donné que les effets des charges de surface sont moins significatifs. Différentes techniques de croissance ou de dépôt d'oxyde permettent de réaliser la couche de SiO_2 . Cependant, il s'avère que le dépôt d'oxyde entraîne un niveau de pertes plus faible qu'avec la croissance d'oxyde. Le niveau de pertes d'une ligne de transmission dépend fortement de la qualité de l'oxyde.

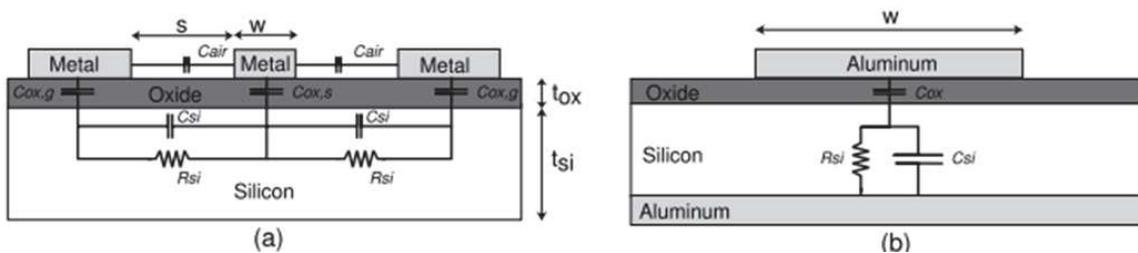


Figure 1.42 : Modélisation d'une ligne de transmission en technologie MOS. (a) En technologie coplanaire. (b) En technologie microruban [123].

En technologie coplanaire, lorsqu'une tension de polarisation continue est appliquée à une ligne dont la couche d'oxyde est continue entre le signal et le plan de masse, des charges s'accumulent à l'interface SiO_2 / Si , ce qui augmente considérablement le niveau de pertes de la ligne [124], [125]. Pour pallier à ce problème, il est nécessaire de faire croître l'oxyde uniquement sous les plots métalliques (Figure 1.43).

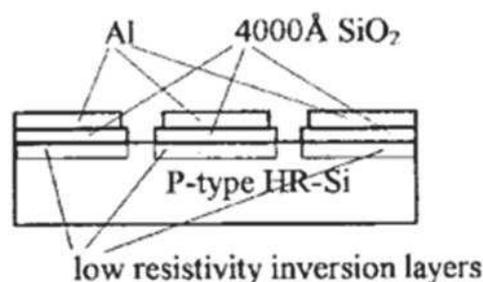


Figure 1.43 : Illustration d'une ligne coplanaire sur silicium avec une couche discontinue d'oxyde [122].

En technologie MOS, nous avons vu qu'il existe une variation de la capacité en fonction de la tension de polarisation ; la Figure 1.44 (a) représente cette variation en régime quasi-statique. Ainsi, en technologie coplanaire, lorsque la valeur de la capacité MOS atteint son minimum (entre les régimes de déplétion et de faible inversion), le niveau de pertes est lui aussi à son minimum (Figure 1.44 (b)).

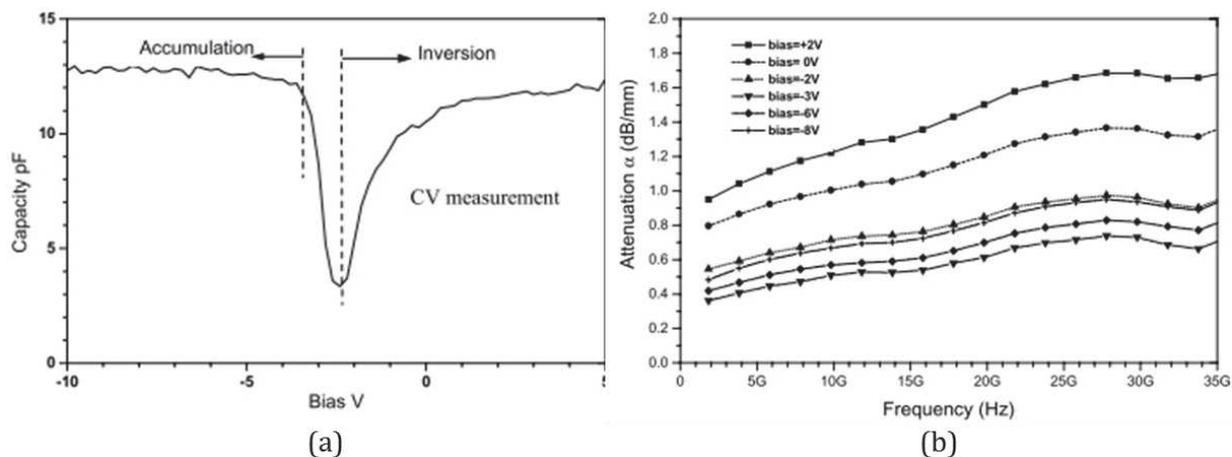


Figure 1.44 : (a) Variation de la capacité MOS en fonction de la tension de polarisation. (b) Atténuation d'une ligne de transmission coplanaire en technologie MOS en fonction de la tension de polarisation [126].

1.4.2.2 Technologie à base de silicium poreux

L'impact du silicium poreux sur des lignes de transmission en technologie coplanaire a été étudié dans [127], [128]. Une ligne de transmission sur un substrat de $15 \Omega \cdot \text{cm}$ avec une couche de silicium poreux de $23 \mu\text{m}$ (Figure 1.45), présente une atténuation plus faible de 1 dB/cm par rapport à la même ligne sans silicium poreux. De plus, l'atténuation d'une ligne sur un substrat de quelques $\Omega \cdot \text{cm}$, avec une couche de quelques μm d'épaisseur de silicium poreux, présente un niveau de pertes plus faibles qu'avec un substrat haute résistivité ($4000 \Omega \cdot \text{cm}$).

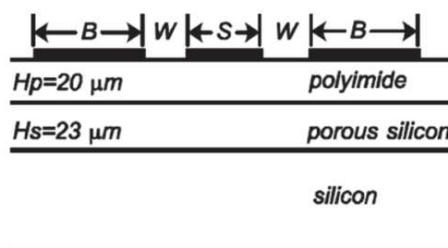


Figure 1.45 : Ligne de transmission coplanaire sur silicium et silicium poreux [128].

Le silicium rendu poreux permet de diminuer la permittivité diélectrique effective du silicium [129], ce qui est un avantage dans la conception d'antennes.

1.4.3 Les filtres RF

1.4.3.1 Impact de la résistivité du substrat du silicium

Plus la résistivité du substrat est élevée, plus les pertes des dispositifs sont faibles. La Figure 1.46 présente les réponses en transmission d'un filtre passe-bas réalisé sur trois substrats de résistivités différentes [130]. La fréquence de coupure du filtre est égale à 31 GHz. Avec un substrat de 10 Ω .cm, le niveau de pertes augmente progressivement en fonction de la fréquence à partir de 5 GHz. Par contre entre les substrats de 7 k Ω .cm et 10 k Ω .cm, les performances du filtre sont comparables. Le niveau de pertes dans la bande passante du filtre est de 0,7 dB +/- 0,2 dB.

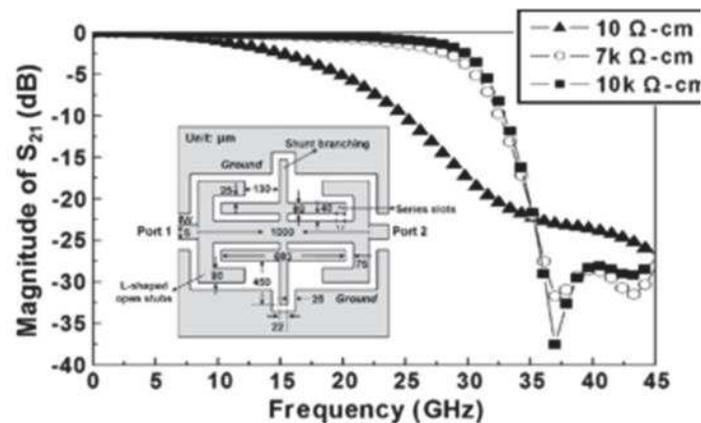


Figure 1.46 : Performances d'un filtre passe-bas sur silicium en fonction de la résistivité du substrat [130].

1.4.3.2 Technologie à base de silicium et de BCB

La Figure 1.47 illustre un exemple où le silicium sert de support à une couche d'isolant BCB, l'isolation entre les deux matériaux est effectuée par un dépôt d'une fine couche de métal. Ainsi, la ligne de transmission subit uniquement les pertes diélectriques liées au BCB.

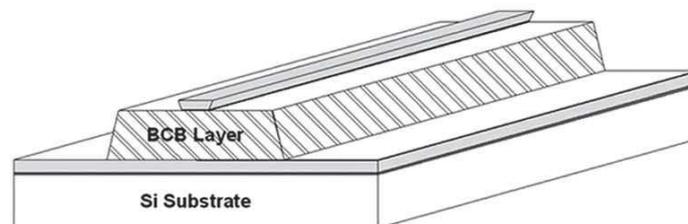


Figure 1.47 : Ligne de transmission microruban sur silicium en technologie BCB [131].

Avec cette technologie, l'étude sur le filtre passe-bande [131] montre un niveau de pertes dans la bande passante de 10,68 dB à la fréquence centrale (à 50 GHz) avec une épaisseur de BCB égale à 10 μ m. Par contre si cette épaisseur est augmentée à 20 μ m, le niveau de pertes n'est plus que de 3,89 dB.

Si l'épaisseur de l'isolant est suffisamment élevée, le silicium est transparent du point de vue de l'onde électromagnétique. Le substrat peut être choisi avec une faible résistivité, comme dans la conception de filtres hyperfréquences [131]–[133], dont les performances sont résumées dans le Tableau 1.10.

Tableau 1.10 : Performances de filtres planaires sur un substrat silicium de faible résistivité.

	[133]	[131]		[132]
Année de publication	2003	2004		2014
Bande de Fréquence du filtre	DC-10 GHz	49 - 51	92,5 – 96,5	184 – 270
Topologie	Filtre à stubs (Passe-bas)	Filtre DBR (Passe-bande)		Filtre à stubs (Passe-bande)
Résistivité du silicium ($\Omega.cm$)	20	10		10
Pertes d'insertion (dB)	< 1,1 (DC à 10 GHz) > 4,5 (> 11 GHz)	4,6 @50 GHz	6,97 @94 GHz	3,4 @230 GHz
Adaptation (dB)	< 10 (DC à 10 GHz)	> 20	> 18	> 15

Dans l'étude sur un filtre passe-bande à 24 GHz [134], l'alternance de couches d'isolant et de métal, permet la réalisation de sections capacitatives ou inductives localisées (Figure 1.48). Leurs impédances caractéristiques peuvent être comprises entre 5Ω et 208Ω , dont l'implémentation sur un filtre passe-bande permet d'obtenir un filtre de dimensions réduites ($2,25 \times 1,2 \text{ mm}^2$) [134] par rapport à une technologie classique sur un substrat Alumine ($3,9 \times 1,3 \text{ mm}^2$). Afin d'obtenir des inductances d'impédance caractéristique élevée (208Ω), il n'y a pas, localement, de couche de métal entre le BCB et le substrat silicium, le silicium n'est donc pas complètement isolé du BCB par une couche de métal, ce qui implique d'utiliser un substrat haute résistivité pour minimiser les pertes. Les pertes d'insertion de ce filtre passe-bande sont inférieures à 1,1 dB à 24 GHz.

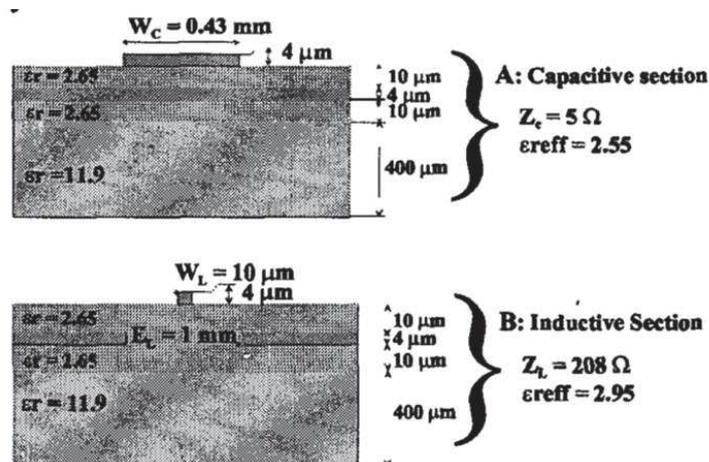


Figure 1.48 : Vue en coupe des sections capacitatives et inductives [134].

1.4.3.3 Technologies MOS et SOI

L'utilisation du silicium se démocratise avec des technologies MOS ou SOI dans la conception de filtres coplanaires [135], où le dépôt d'isolant ou d'oxyde sur le silicium diminue les pertes du circuit hyperfréquence (Figure 1.49).

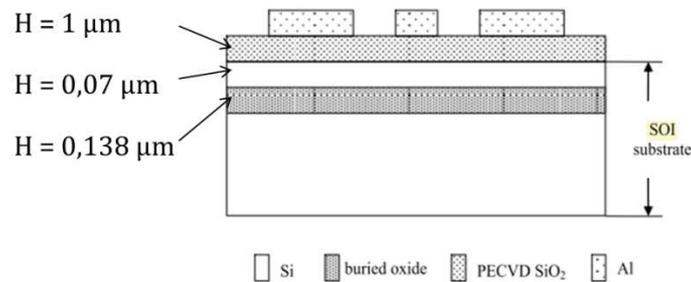


Figure 1.49 : Vue en coupe d'un filtre passe-bande en technologie SOI [135].

La Figure 1.50 présente la photographie d'un filtre à stubs en technologie SOI et une comparaison des performances de ce filtre en technologies SOI et MOS. En technologie SOI, les pertes d'insertion de ce filtre, inférieures à 2 dB, sont comparables (1,8 dB) à celles du filtre réalisé sur un substrat semi-conducteur AsGa [136], dont la tangente de perte est inférieure à celle du silicium. Le niveau de pertes (2 dB) est nettement inférieur en technologie HR SOI ($\rho > 1\text{k}\Omega\cdot\text{cm}$) par rapport à ceux réalisés en technologie MOS avec un substrat faible résistivité ($20\text{ m}\Omega\cdot\text{cm}$). En effet, avec une épaisseur d'oxyde de 65 nm et 130nm, le niveau de pertes est respectivement égal à 9,1 dB et 7,9 dB.

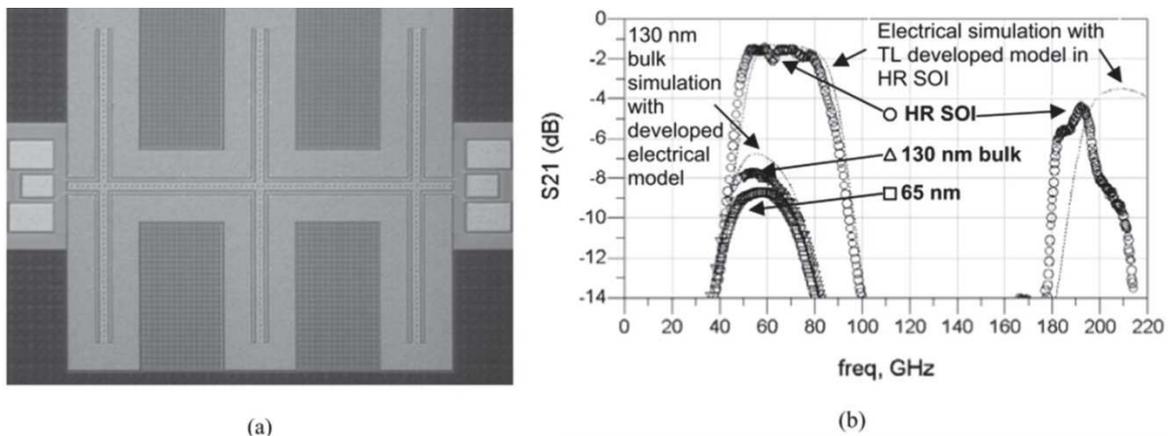


Figure 1.50 : (a) Photographie d'un filtre passe-bande d'ordre 3 à stubs en court-circuit. (b) Comparaison des performances électriques en fonction des différentes technologies [137].

Le Tableau 1.11 montre les performances des filtres sur silicium en technologie MOS ou SOI.

Tableau 1.11 : Performances des filtres sur silicium en technologie SOI ou MOS.

	[135]		[137]	[138]	[139]	[140]	
Année de publication	2008		2006	2007	2002	2001	
Topologie	Passe-bande à lignes couplées		Passe-bande à stubs	Passe-bande à lignes couplées	Passe-bande à lignes couplées	Passe-bas à éléments localisés	Passe-bande à lignes couplées
Fréquence centrale	Fc = 32 GHz		Fc = 70 GHz	Fc = 60 GHz	Fc = 40 GHz	DC- 10 GHz	Fc = 30 GHz
Bande passante relative	≈ 56 %		≈ 29 %	≈ 5 %	≈ 23 %		≈ 60 %
Technologie	SOI	Si-HR	SOI-HR	SOI-HR	Si dopé	SOI	SOI
Résistivité du silicium	200 Ω.cm	> 1 kΩ.cm	> 1 kΩ.cm	> 1 kΩ.cm	dopé pour avoir $\rho = 10^6$ Ω.cm	1 Ω.cm	1 Ω.cm
Pertes d'insertion (dB)	4,23	2,2	2	6,6	3,4 (@ 40 GHz)	0,74 (@ 2 GHz) 5,4 (@ 10 GHz)	2,76 (@ 26,48 GHz)

En technologie MOS, la résistivité des substrats étant très faible, les pertes d'insertion des dispositifs sont très élevées. Cependant, en technologie SOI, les résistivités des substrats sont plus élevées, ce qui permet de diminuer considérablement les pertes par rapport à la technologie MOS. Que ce soit avec isolant (SOI) ou directement sur des substrats HR, le silicium permet de concevoir des filtres faibles pertes jusqu'à de très hautes fréquences (de l'ordre de 2 dB à 60 GHz et 4 dB à 200 GHz (Figure 1.50)).

1.4.4 Antennes sur silicium

1.4.4.1 Technologies à base de SOI, MOS, BCB ou Si-HR

L'utilisation de substrats à haute résistivité, ainsi que les technologies SOI, MOS ou BCB, diminuant les pertes liées au silicium, trouvent également leurs places dans la conception d'antennes. Des surfaces haute impédances qui se comportent comme des réflecteurs à la fréquence de rayonnement, diminuent également les pertes liées au silicium, ce qui entraîne une amélioration de l'adaptation, du gain et de la bande passante de l'antenne (Figure 1.51) [141].

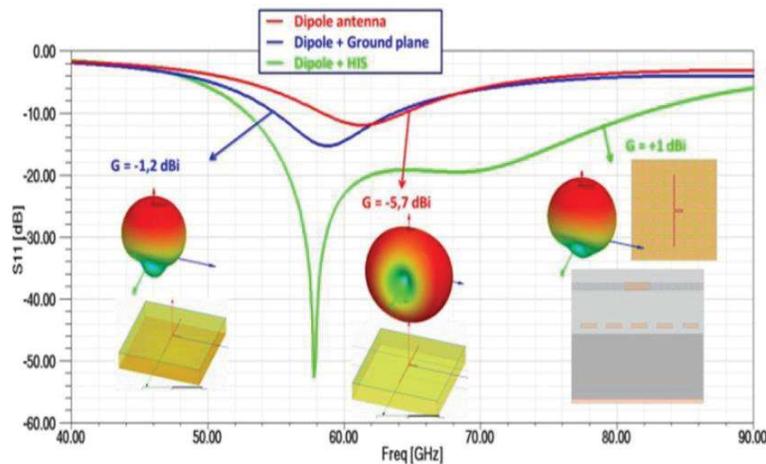


Figure 1.51 : Antenne avec une surface haute impédance [141].

En technologie MOS, sur un substrat de faible résistivité, il existe une solution d'amélioration de la bande passante qui consiste à coller un résonateur diélectrique (sur l'exemple c'est de l'alumine) sur la surface de l'antenne (Figure 1.52) [142]. Cette couche d'alumine permet d'augmenter la bande passante de l'antenne. Ainsi, cette antenne a une bande passante de 122,5 GHz à 138,5 GHz avec un gain de 2,7 dBi à 130 GHz.

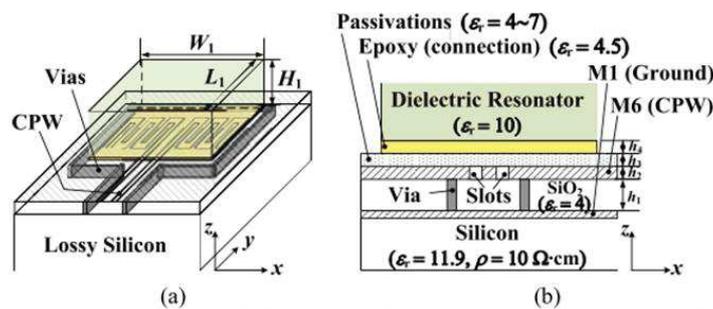


Figure 1.52 : (a) Vue 3D. (b) Vue en coupe de l'antenne sur substrat silicium avec un résonateur diélectrique [142].

Plus la résistivité du substrat silicium est élevée, plus ceux-ci sont coûteux, mais plus les pertes sont faibles. Ainsi, des antennes sur substrats de très haute résistivité (entre 100 kΩ.cm [143] et 0,1 MΩ.cm [144]) présentent de faibles pertes. Deux antennes dipôles fonctionnant à 18 GHz, distantes de 1 cm, sur un substrat de 0,1 MΩ.cm [144], offrent un gain en transmission de - 36,5 dB. Ce gain est supérieur de 20 dB par rapport aux mêmes antennes sur un substrat de 10 Ω.cm [145].

Le Tableau 1.12 présente les performances d'antennes sur un substrat silicium en fonction des différentes technologies.

Tableau 1.12 : Performances des antennes sur un substrat silicium.

	[146]		[147]	[148]	[149]
Année de publication	2005		2005	2009	2012
Technologie	BiCMOS	SOI	CMOS	CMOS	CMOS
Fréquence de rayonnement (GHz)	52	80	60	60	60
Bande passante	19 %	9 %	38 %	-	32 %
Résistivité du silicium ($\Omega.cm$)	15	1000	10	10	10
Gain (dBi)	-	-	-19	-1,2	0,1
Efficacité	-	-	1,7 %	77 %	39 %

1.4.4.2 Réalisation d'une membrane : gravure du silicium

La bande passante d'une antenne patch est donnée par la relation 21 [150] :

$$\%BW = \frac{Ah}{\lambda_0 \sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\frac{W}{L}} \quad (21)$$

avec $A = 180$, si $\frac{h}{\lambda_0 \sqrt{\epsilon_r}} \leq 0,045$ ou $A = 200$, si $0,045 \leq \frac{h}{\lambda_0 \sqrt{\epsilon_r}} \leq 0,075$ ou $A = 220$,

si $\frac{h}{\lambda_0 \sqrt{\epsilon_r}} \geq 0,075$

où W et L sont respectivement la largeur et la longueur de l'antenne patch.

Les pertes de puissance augmentent en fonction du rapport h/λ_0 , où h est la hauteur du substrat. Ainsi, pour minimiser ces pertes, ce rapport doit satisfaire la relation 22. En conséquence, la hauteur du substrat limite la montée en fréquence des antennes.

$$\frac{h}{\lambda_0} \leq \frac{0,3}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \quad (22)$$

La gravure du silicium sous l'élément rayonnant a pour objectif :

- De concevoir des antennes fonctionnant à hautes fréquences,
- De diminuer la permittivité effective du substrat, ce qui entraîne une réduction des pertes et une augmentation de la bande passante [151].

Ainsi, les performances d'une antenne patch à 20 GHz sont comparées dans le Tableau 1.13, à partir de trois substrats différents dont les caractéristiques sont les suivantes :

- Le premier substrat est un substrat Duroid, $\epsilon_r = 2,2$, couramment utilisé dans la fabrication des antennes.
- Le deuxième est un substrat silicium HR.
- Le troisième est un substrat silicium basse résistivité (10 Ω .cm), dont 80 % du silicium a été gravé sous le patch.

Tableau 1.13 : Comparaison des performances d'une antenne patch en fonction du substrat [152].

	Duroid	Silicium HR	Silicium 10 Ω .cm avec membrane
Adaptation	-27 dB	-37 dB	-24 dB
Bande passante	5,4 %	3,84 %	9,6 %
Efficacité	99,7 %	97,8 %	39,1 %
Directivité	2,918	3,537	3,312

Par rapport au Duroid, l'antenne sur silicium HR permet d'obtenir de meilleures performances en termes d'adaptation et de directivité, même si la bande passante est plus étroite. La faible résistivité du troisième substrat diminue l'efficacité de l'antenne, cependant la gravure de la membrane induit une augmentation de la bande passante.

Plus la fréquence de fonctionnement est élevée plus les pertes liées au substrat sont faibles, et plus le silicium devient intéressant. De plus, la maîtrise des procédés de gravure du silicium offre la possibilité de concevoir des antennes « volumiques » (Figure 1.53) [153], [154] fonctionnant à très hautes fréquences, dont l'efficacité peut être supérieure à 90 %, et cela, à moindre coût.

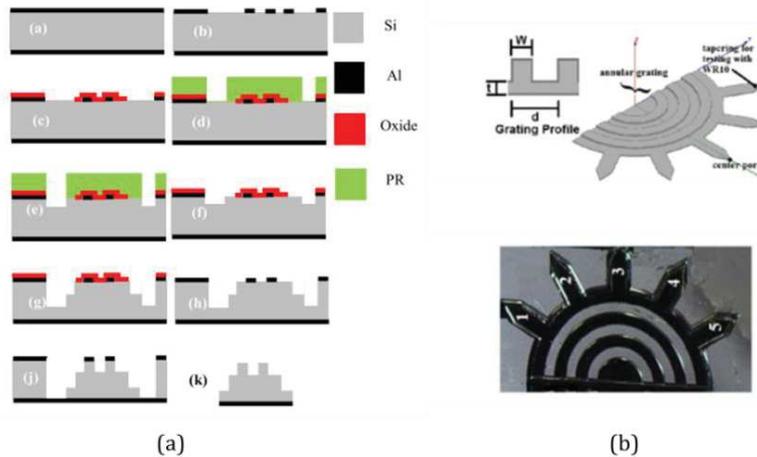


Figure 1.53 : (a) Etapes de fabrication liées aux différentes gravures du silicium. (b) Illustration de l'antenne [153].

1.4 Etat de l'art des dispositifs RF sur substrat silicium

Le Tableau 1.14 présente des performances d'antennes sur silicium avec soit des gravures face avant afin d'avoir des antennes « volumiques », soit des gravures face arrière pour la réalisation de membrane permettant de diminuer les pertes liées au substrat.

Tableau 1.14 : Performances d'antennes sur substrat silicium avec gravure face avant ou face arrière.

	[153]	[154]	[155]	[156]
Année de publication	2012	2014	2007	2010
Technologie	Gravure du silicium face avant (Antenne « volumique »)	Gravure du silicium face avant (Antenne « volumique »)	Membrane sous l'élément rayonnant	Membrane sous l'élément rayonnant
Fréquence de rayonnement (GHz)	77	159	5,8	22,5
Bande passante		8 %	> 43 %	3,5 %
Résistivité du silicium ($\Omega.cm$)	Si-HR	Si-HR	4,71	Si-HR
Gain (dBi)		14,2	-1,35	
Efficacité	91 %	94 %	20 %	73 %

La réalisation d'une membrane abaisse la permittivité diélectrique du substrat, qui couplée aux technologies BCB [142] ou SOI [142], [155], [156], diminue l'effet des pertes du silicium et permet la conception d'antennes ultra large bande. L'efficacité peut être supérieure à 90 %, pour des applications micrométriques ou millimétriques.

Afin d'améliorer encore les performances de l'antenne, il est possible de coupler les technologies à base de BCB et la réalisation de membrane, tel que le montre le Tableau 1.15.

Tableau 1.15 : Performances d'antennes sur silicium en technologie BCB avec membrane.

	[142]	[157]	[158]
Année de publication	2011	2005	2006
Technologie	BCB + membrane	BCB + membrane	BCB / oxyde + membrane
Fréquence de rayonnement (GHz)	130	24	24
Bande passante	13 %	8,3 %	-
Résistivité du silicium ($\Omega.cm$)	10	$11 < \rho < 15$	$11 < \rho < 15$
Gain (dBi)	4,5	-0,7	1,5
Efficacité	88 %	56,1 %	-

Comme nous l'avons vu dans cette étude des antennes, les pertes liées au silicium sont moins problématiques en hautes fréquences. Ainsi, les antennes sur ce substrat, que l'on trouve dans la littérature, sont essentiellement des antennes qui fonctionnent à très haute fréquence (> 20 GHz dans les exemples donnés). Plus la fréquence de rayonnement de l'antenne est élevée, plus le substrat peut avoir une faible résistivité, tout en proposant des antennes performantes.

1.4.5 Système complet

L'émergence de la technologie SOI HR offre la possibilité de concevoir des systèmes complets (Amplificateur, filtre et antenne) (Figure 1.54), pour des applications millimétriques sans fil, sur une même puce de silicium [159].

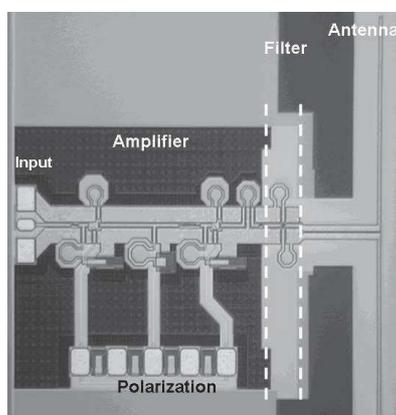


Figure 1.54 : Système complet intégré sur silicium [159].

Ce démonstrateur valide la co-intégration d'un système complet sur silicium fonctionnant à 40 GHz. De futurs démonstrateurs sont envisagés pour des systèmes WLAN (Wireless Local Area Network) à 60GHz ou des radars automobiles à 77 GHz. Sur un substrat $1000 \Omega \cdot \text{cm}$, les performances de ce système à 40 GHz sont :

- Gain de l'antenne : -2 dB,
- Pertes d'insertion du filtre : -1 dB.

La réalisation de toutes ces fonctions sur une même puce, offre une meilleure intégration, sans engendrer de problèmes d'interconnexion entre les différents dispositifs.

1.4.6 Bilan

Avec ces technologies silicium (BCB, SOI, MOS, membrane, Si HR ou silicium poreux), les performances des composants hyperfréquences sur silicium deviennent comparables à d'autres technologies dont les pertes initiales liées au substrat sont plus faibles. Des systèmes tout intégrés sont désormais possibles sur un même substrat.

1.5 Etat de l'art des dispositifs accordables RF sur substrat silicium

1.5.1 Switchs RF sur silicium

De récentes études montrent des performances intéressantes de switchs hyperfréquences (Tableau 1.16) réalisés à partir de technologies MOS ou SOI, utilisant des transistors FET fonctionnant en mode ON / OFF.

Tableau 1.16 : Performances de switchs RF à partir des technologies MOS et SOI.

Références	[160]		[72]	[161]	[57]
Année de publication	2012		2014	2009	2014
Technologie	45 nm CMOS SOI		65 nm CMOS	180 nm CMOS SOI	SOI
Catégorie du switch	SPST	SPDT	SPST	SPST	SP16T
Plage de Fréquence	140 GHz – 220 GHz	140 GHz – 220 GHz	60 GHz	0,9 GHz – 3 GHz	0,5 GHz – 4 GHz
Pertes d'insertion	1 dB	3 dB	2 dB	< 0,9 dB	1 dB
Adaptation	> 10 dB	> 10 dB	12 dB	-	> 20 dB
Isolation (dB)	20	20 < Iso < 25	25	> 16	> 33

Même s'il ne s'agit pas de silicium, il est intéressant de montrer, qu'à partir de substrat AsGa ou SiGe, la distribution de composants actifs le long d'une ligne de transmission augmente l'isolation entre les entrées / sorties en mode ON. Cela reste encore à l'heure actuelle, des composants localisés [162]–[165], nécessitant toujours, en technologie planaire, de réaliser des vias métalliques pour court-circuiter la ligne et le plan de masse (Figure 1.55). **Les plots servant aux perçages des vias, les diamètres ou les espaces entre les vias sont autant de contraintes technologiques rendant la conception de ces dispositifs peu flexible.**

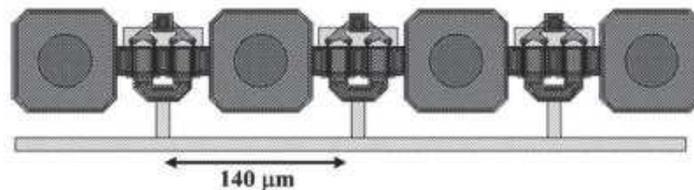


Figure 1.55 : Switch RF SPST à base de transistors HEMT localisés [165].

1.5 Etat de l'art des dispositifs accordables RF sur substrat silicium

Des améliorations de ces switches se situent au niveau de l'augmentation de la taille des contacts de l'élément d'accord, afin d'obtenir des switches distribués (Figure 1.56). Intercalés entre des lignes de transmission (Figure 1.57), ils offrent des isolations supérieures à 30 dB entre 30 GHz et 150 GHz.

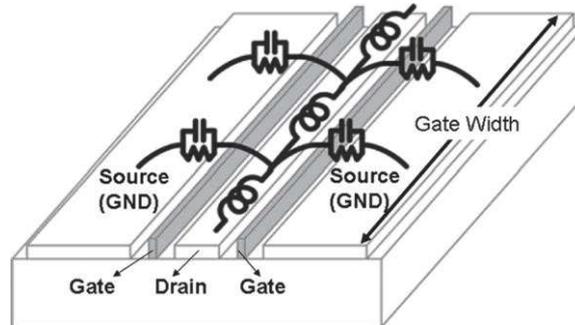


Figure 1.56 : Structure 3D d'un transistor FET distribué [164].

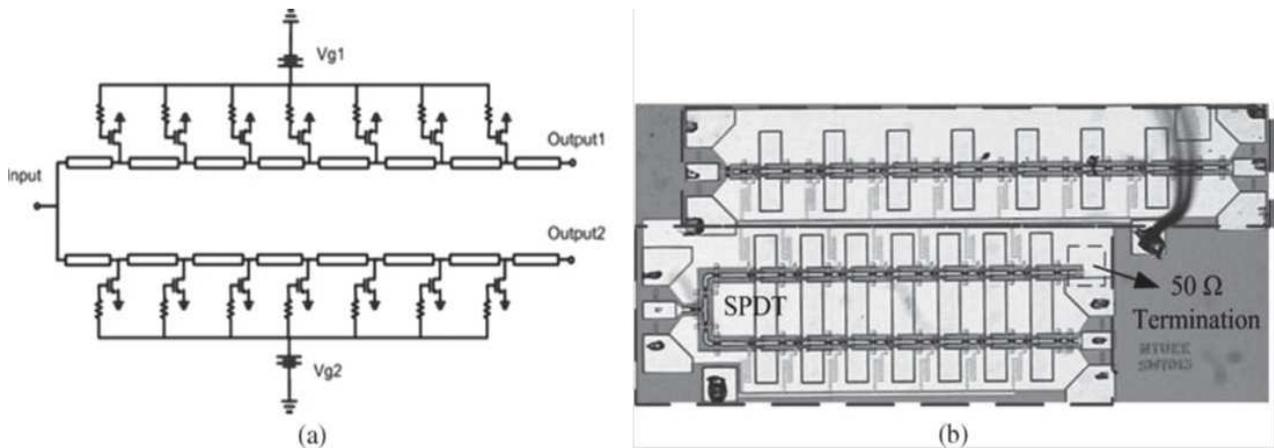


Figure 1.57 : (a) Schéma électrique d'un switch SPDT avec des transistors FET distribués le long des lignes de transmission. (b) Photographie de switches SPST et SPDT [164].

1.5.2 Les filtres hyperfréquences accordables sur silicium

Dans la littérature, il existe des solutions de filtres accordables à MEMS (fonctionnant en mode interrupteur ON / OFF) sur silicium [58], [60], [166], dont les performances sont données dans le Tableau 1.17.

Tableau 1.17 : Performances de filtres accordables à MEMS sur silicium.

Références	[58]	[60]	[166]	
Année de publication	2005	2006	2005	
Résistivité du substrat	> 28 kΩ.cm	Si-HR	Si-HR	
Type d'accordabilité	Fréquence	Fréquence	Fréquence	Bande passante
Nombre d'états	4	2	16	16
Plage de variation	F1 = 15,07 GHz BP1 = 5,6 % F2 = 14,11 GHz BP2 = 5,7 % F3 = 13,1 GHz BP3 = 5,8 % F4 = 12,2 GHz BP4 = 5,8 %	OFF : Fc = 6,2 GHz BP = 15 % ON : Fc = 5,5 GHz BP = 15 %	9 GHz < Fc < 12 GHz BP ≈ 10 %	De Fc = 6 GHz BP ≈ 20 % A Fc = 7,5 GHz BP ≈ 40 %
Pertes insertion (dB)	2,6 < IL < 2,9	4,5	IL ≈ 10	4 < IL < 11

Un des inconvénients des filtres accordables à MEMS est le nombre d'étapes nécessaires à la fabrication (150 étapes dans [60]).

Les systèmes radars et de télécommunications sans fils sont les applications visées par ces filtres accordables sur silicium.

1.5.3 Les antennes accordables sur silicium

Des antennes accordables sur silicium ont été étudiées [167], [168], dont l'accordabilité discrète est réalisée à partir de composants MEMS (en fonctionnement interrupteur ON / OFF).

Dans l'étude [167], il s'agit d'une antenne dipôle réalisée sur un substrat Si HR en technologie SOI (Figure 1.58). Le MEMS permet une variation de la longueur physique de l'antenne en fonction de son état (haut / bas). Cependant, sa taille et plus particulièrement la hauteur de sa membrane, engendre une variation entre la fréquence d'un switch idéal à l'état OFF et celle du MEMS à l'état haut. **Plus les antennes fonctionnent à haute fréquence, plus l'impact de la taille de l'élément d'accord est important.** A l'état OFF, l'antenne rayonne à la fréquence de 8,98 GHz, avec une adaptation supérieure à 26,1 dB, une bande passante de 13,6 % et une efficacité de 94 %. A l'état ON, la fréquence de rayonnement de l'antenne diminue, égale à 4,86 GHz, avec une adaptation de 10,2 dB, une bande passante de 1,9 % et une efficacité de 86 %.

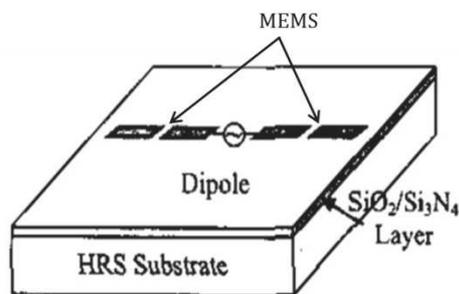


Figure 1.58 : Antenne dipôle accordable à MEMS sur silicium [167].

Dans l'étude [168], il s'agit d'une antenne PIFA (Planar F-inverted Antenna) sur un substrat 10 k Ω .cm (Figure 1.59). Dans les états OFF et ON des MEMS, les bandes de fréquence de rayonnement de l'antenne sont respectivement de 5,158 – 5,977 GHz et 2,406 GHz – 2,62 GHz, pour les applications HIPERLAN 2 et WLAN.

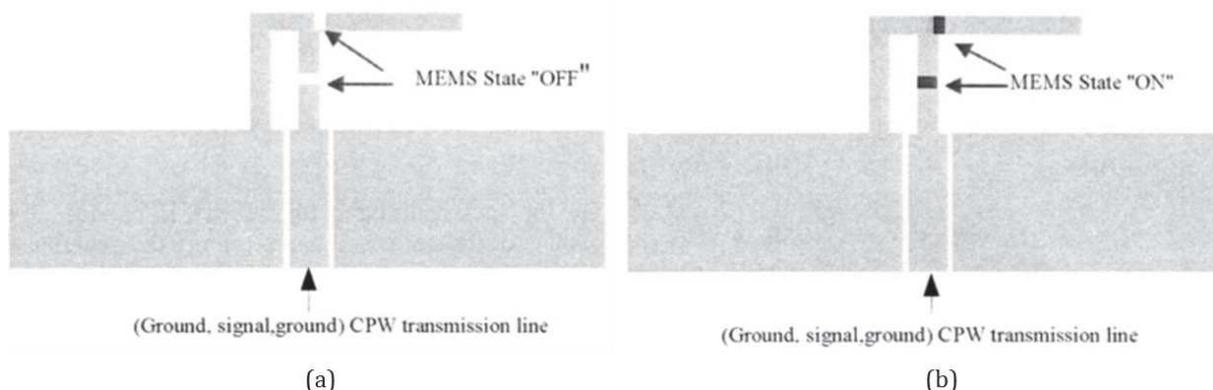


Figure 1.59 : Antenne PIFA accordable à MEMS sur silicium [168].

1.5.4 Les dispositifs accordables sur substrat semi-conducteur avec éléments d'accord intégrés

1.5.4.1 Lignes de transmission non-linéaires (NLTL)

Même si ce n'est pas sur un substrat silicium, mais sur un substrat AsGa, une des études proches de nos travaux se situe au niveau des lignes de transmission non-linéaires (NLTL : Non Linear Transmission Lines). Ces lignes de transmission utilisent des composants localisés à capacités variables, multipliés le long de la ligne en technologie coplanaire. Ces lignes sont utilisées dans la génération d'impulsion, dans les transmissions de données de type NRZ (Non Return to Zero). Le comportement d'une impulsion émise en début de ligne est modifié par les variations capacitives en fonction de la tension de polarisation. Ces éléments localisés sont réalisés à partir de contacts Schottky (jonctions Métal/Semi-conducteur (MS)) [169], [170] ou des diodes varactors basées sur une technologie MOS. **L'interconnexion entre les éléments actifs, positionnés le long de la ligne, et la ligne de transmission provoque des effets parasites néfastes (des capacités et des inductances parasites) (Figure 1.60) [171]. Les problèmes parasites d'interconnexion sont d'autant plus importants si la distance entre les éléments reportés est grande, puisque dans ces conditions les valeurs des éléments parasites deviennent comparables aux capacités et aux inductances linéiques de la ligne.**

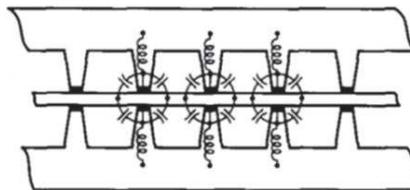


Figure 1.60 : Capacités et inductances parasites liées à l'interconnexion des éléments reportés [171].

La Figure 1.61 illustre la ligne de transmission non-linéaire en technologie BiCMOS et son modèle électrique équivalent. L'application d'une tension de polarisation implique une variation capacitive suffisante de la jonction MOS pour faire varier la largeur et l'amplitude de l'impulsion lors de sa propagation le long de la ligne. Cette ligne de transmission présente des pertes d'insertion inférieures à 1 dB jusqu'à 15 GHz et inférieures à 2 dB jusqu'à 40 GHz.

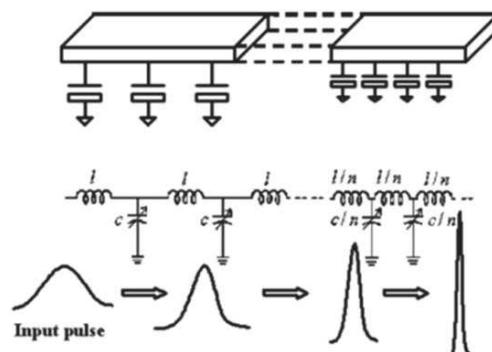


Figure 1.61 : Ligne de transmission non-linéaire utilisant des diodes varactors à partir d'une technologie MOS pour la génération d'impulsions [172].

1.5.4.2 Antennes accordables intégrées

Une autre étude [173] qui se rapproche de nos travaux, traite d'une antenne monopole (Figure 1.63 (a)) accordable avec des diodes PIN latérales intégrées (Figure 1.62) sur un substrat silicium HR.

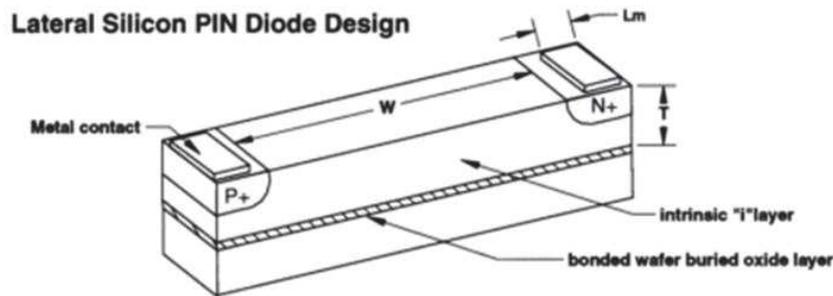


Figure 1.62 : Schéma de la diode PIN intégrée pour l'accordabilité de l'antenne [173].

Avec quatre diodes PIN, cette antenne fonctionne en mode OFF à 3,25 GHz, puis à 2 GHz en polarisant la première diode, et respectivement à 1,6 GHz puis 1,5 GHz par polarisation de la deuxième et de la troisième diode. L'adaptation de l'antenne dans chacun de ces modes de fonctionnement est supérieure à 15 dB (Figure 1.63 (b)), avec un gain supérieur à 2 dBi.

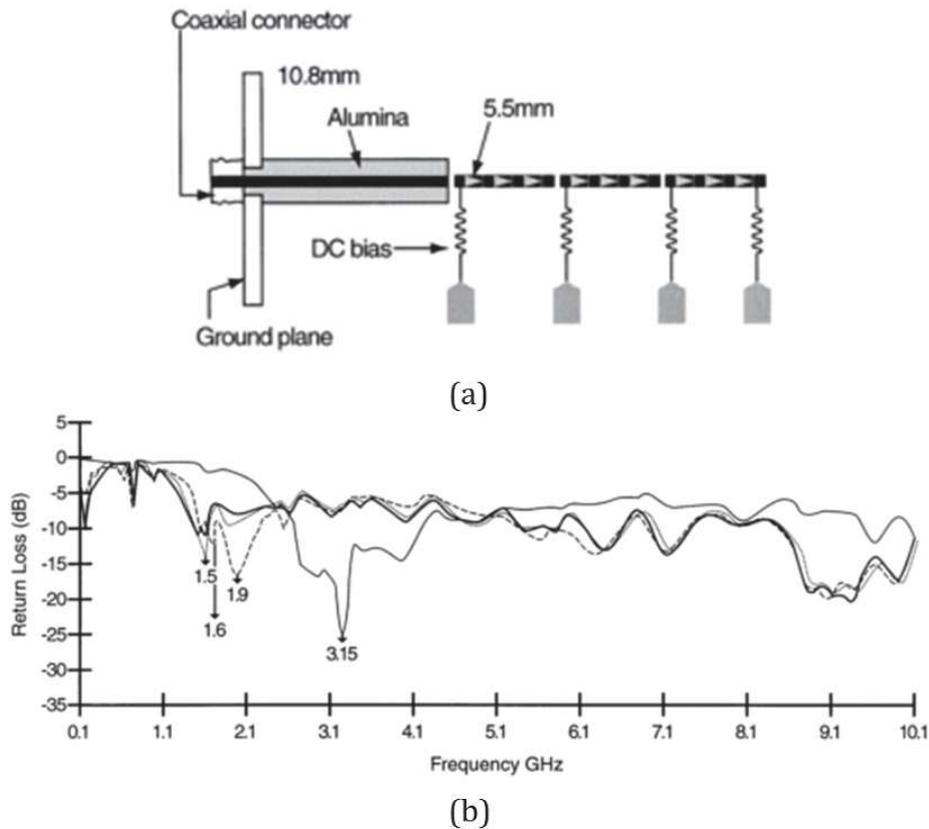


Figure 1.63 : (a) Antenne accordable avec diodes PIN intégrées. (b) Résultats de mesure en réflexion [174].

1.5.5 Bilan

Les switches RF sur silicium présentés peuvent avoir une isolation supérieure à 16 dB sur une très large bande de fréquence (entre 0 et 220 GHz), avec des pertes d'insertion inférieures à 3 dB. La distribution des éléments localisés entraîne une augmentation de l'isolation mais produit des problèmes d'interconnexions (à cause des éléments parasites). Etant donné la gamme de fréquence proposée par ces switches, ils peuvent être appliqués à la majeure partie des systèmes de communication.

Les filtres RF sur silicium peuvent être accordables en fréquence ou en bande passante. Les fréquences des filtres accordables mentionnés sont inférieures à 15 GHz et leurs pertes d'insertion inférieures à 3 dB. Il a été montré qu'une accordabilité discrète en fréquence de 15 % peut être atteinte avec des éléments localisés tels que les diodes PIN et les MEMS RF.

Les antennes sur silicium présentées sont des antennes accordables en fréquence qui varie de manière discrète avec des éléments d'accord tels que les MEMS RF et les diodes PIN. Leurs fréquences de rayonnement restent inférieures à 10 GHz, avec une variation en fréquence de près de 50 %. Ces antennes trouvent leur place dans les normes de communication telles que l'HIPERLAN 2 et le WLAN.

1.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré que les éléments actifs réalisés à partir de jonctions semi-conductrices offrent un bon compromis en termes de pertes d'insertion, d'isolation et d'encombrement. Nous avons dressé un état de l'art des fonctions accordables, tels que les interrupteurs, les filtres et les antennes, à élément d'accord discret (diodes PIN, transistors FET ou MEMS RF), dans l'objectif de donner des niveaux de performance permettant de comparer les dispositifs.

Pour ces dispositifs accordables, nous avons mis en évidence les inconvénients liés à l'association des composants actifs et passifs, à savoir :

- l'apparition de résistances, d'inductances et de capacités parasites liées à l'assemblage et à leur mise en boîtier,
- les couplages parasites qu'implique l'interconnexion des deux types de composants,
- un manque de flexibilité dans la conception, lié aux dimensions et au positionnement du composant de report, ainsi que le perçage et la métallisation de trous (dans le cas d'une technologie planaire),
- un encombrement significatif de l'élément localisé, surtout lorsqu'on monte en fréquence,
- un nombre d'étapes plus important dans la fabrication de dispositifs accordables à base de MEMS.

Pour s'affranchir de tous ces problèmes, nous proposons une nouvelle démarche de co-conception sur un substrat semi-conducteur, tel que le silicium (compromis en termes de performances et de coût). Il est peu propice, à priori, à la propagation des ondes, mais l'utilisation de différentes technologies (silicium haute résistivité, silicium poreux et la réalisation de membranes) associées à une montée en fréquence, permettent de minimiser les pertes. De plus, la co-conception avec l'intégration de l'élément d'accord, par le dopage de certaines zones, diminue les pertes et les problèmes d'interconnexion entre le dispositif passif et le composant actif. Cette dernière fait appel à deux types de simulation : électrique pour la partie active et électromagnétique pour la partie passive. Une co-simulation est nécessaire pour cette co-conception.

Ainsi, dans le chapitre suivant, nous proposons tout d'abord des étapes de simulation couplant les effets des semi-conducteurs dans le domaine des composants hyperfréquences. Cette démarche est ensuite validée par la mesure de démonstrateurs.

1.7 Bibliographie du chapitre 1

- [1] Sanghyo Lee, Jong-Man Kim, Jung-Mu Kim, Yong-Kweon Kim, and Youngwoo Kwon, "Millimeter-wave MEMS tunable low pass filter with reconfigurable series inductors and capacitive shunt switches," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 15, no. 10, pp. 691–693, Oct. 2005.
- [2] H. Majima, H. Ishikuro, K. Agawa, and M. Hamada, "A 1.2-V CMOS complex bandpass filter with a tunable center frequency," in *Proceedings of the 31st European Solid-State Circuits Conference, 2005. ESSCIRC 2005.*, 2005, pp. 327–330.
- [3] C. Lugo and J. Papapolymerou, "Electronic switchable bandpass filter using PIN diodes for wireless low cost system-on-a-package applications," *IEE Proc. - Microwaves, Antennas Propag.*, vol. 151, no. 6, p. 497, Dec. 2004.
- [4] M. Sanchez-Renedo, R. Gomez-Garcia, J. I. Alonso, and C. Briso-Rodriguez, "Tunable combline filter with continuous control of center frequency and bandwidth," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 1, pp. 191–199, Jan. 2005.
- [5] "data sheet_6006_6010." [Online]. Available: <http://www.rogerscorp.com/documents/612>.
- [6] L. Athukorala and D. Budimir, "Compact Second-Order Highly Linear Varactor-Tuned Dual-Mode Filters With Constant Bandwidth," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 9, pp. 2214–2220, Sep. 2011.
- [7] N. Behdad and K. Sarabandi, "A Varactor-Tuned Dual-Band Slot Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 2, pp. 401–408, Feb. 2006.
- [8] C. Jung, M. Lee, G. P. Li, and F. DeFlaviis, "Reconfigurable Scan-Beam Single-Arm Spiral Antenna Integrated With RF-MEMS Switches," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 2, pp. 455–463, Feb. 2006.
- [9] T. Sabapathy, R. B. Ahmad, M. Jusoh, M. R. Kamarudin, and A. Alomainy, "A pattern-reconfigurable parasitic patch antenna using BAR and HPND PIN Diode," in *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*, 2014, pp. 3444–3445.
- [10] M. K. Fries, M. Grani, and R. Vahldieck, "A reconfigurable slot antenna with switchable polarization," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 13, no. 11, pp. 490–492, Nov. 2003.
- [11] Y. Rahmat-Samii, "A reconfigurable patch antenna using switchable slots for circular polarization diversity," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 12, no. 3, pp. 96–98, Mar. 2002.
- [12] O. H. Karabey, S. Bildik, S. Bausch, S. Strunck, A. Gaebler, and R. Jakoby, "Continuously Polarization Agile Antenna by Using Liquid Crystal-Based Tunable Variable Delay Lines," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 1, pp. 70–76, Jan. 2013.
- [13] T. Aboufoul, A. Alomainy, and C. Parini, "Reconfiguring UWB Monopole Antenna for Cognitive Radio Applications Using GaAs FET Switches," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 11, pp. 392–394, 2012.

- [14] A. Grau Besoli and F. De Flaviis, "A Multifunctional Reconfigurable Pixeled Antenna Using MEMS Technology on Printed Circuit Board," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 12, pp. 4413–4424, Dec. 2011.
- [15] J. Papapolymerou, C. Lugo, Z. Zhao, X. Wang, and A. Hunt, "A Miniature Low-Loss Slow-Wave Tunable Ferroelectric BandPass Filter From 11-14 GHz," in *2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2006, pp. 556–559.
- [16] S. Courreges, A. Hunt, and J. Papapolymerou, "A Low Loss X-Band Quasi-Elliptic Ferroelectric Tunable Filter," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 19, no. 4, pp. 203–205, Apr. 2009.
- [17] S. Courreges, A. Hunt, S. Horst, J. D. Cressler, and J. Papapolymerou, "A Ka-Band Electronically Tunable Ferroelectric Filter," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 19, no. 6, pp. 356–358, Jun. 2009.
- [18] M. DiDomenico and R. H. Pantell, "An X-Band Ferroelectric Phase Shifter," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 10, no. 3, pp. 179–185, May 1962.
- [19] M. Sazegar, Y. Zheng, H. Maune, C. Damm, X. Zhou, J. Binder, and R. Jakoby, "Low-Cost Phased-Array Antenna Using Compact Tunable Phase Shifters Based on Ferroelectric Ceramics," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 5, pp. 1265–1273, May 2011.
- [20] E. Salahun, G. Tanne, P. Queffelec, P. Gelin, A.-L. Adenot, and O. Acher, "Ferromagnetic composite-based and magnetically-tunable microwave devices," in *2002 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.02CH37278)*, 2002, vol. 2, pp. 1185–1188.
- [21] M. Sterns, M. Hrobak, S. Martius, and L. Schmidt, "Magnetically Tunable Filter from 72 GHz to 95 GHz," in *Microwave Conference, German*, 2010, pp. 82–85.
- [22] J. Krupka, A. Abramowicz, and K. Derzakowski, "Magnetically tunable filters for cellular communication terminals," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 6, pp. 2329–2335, Jun. 2006.
- [23] M. Yazdanpanahi and D. Mirshekar-Syahkal, "Millimeter-wave liquid-crystal-based tunable bandpass filter," in *2012 IEEE Radio and Wireless Symposium*, 2012, pp. 139–142.
- [24] C. Weil, G. Luessem, and R. Jakoby, "Tunable inverted-microstrip phase shifter device using nematic liquid crystals," in *2002 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.02CH37278)*, 2002, vol. 1, pp. 367–371.
- [25] L. Liu and R. J. Langley, "Liquid crystal tunable microstrip patch antenna," *Electron. Lett.*, vol. 44, no. 20, p. 1179, 2008.
- [26] J.-D. Arnould, A. Vilcot, and G. Meunier, "Toward a simulation of an optically controlled microwave microstrip line at 10 GHz," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 38, no. 2, pp. 681–684, Mar. 2002.
- [27] J. Haidar, M. Bouthinon, and A. Vilcot, "Optoelectronic tuning of microwave stub line," *Electron. Lett.*, vol. 32, no. 3, p. 225, 1996.

- [28] M. S. Islam, P. Cheung, C. Y. Chang, D. P. Neikirk, and T. Itoh, "Optically-controlled tunable CPW resonators," in *IEEE International Digest on Microwave Symposium*, 1990, pp. 949–950.
- [29] D. Zhao, Y. Han, L. Lan, F. Liang, Q. Zhang, and B.-Z. Wang, "Optically controlled microstrip patch antenna with reconfigurable null beams," in *2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2014, pp. 1260–1261.
- [30] "Solid State RF / Microwave Switch Technology." [Online]. Available: https://www.digikey.com/Export/SupplierContent/SkyworksSolutions_863/PDF/Skyworks_Article_MicrowaveSwitchTech.pdf
- [31] Avago Technologies, "HSMP-389x series, HSMP-489x series." [Online]. Available: <http://www.avagotech.com/products>.
- [32] B. Doherty, "PIN Diode Fundamentals - 134814-micronote-701-pin-diode-fundamentals." [Online]. Available: http://www.microsemi.com/document-portal/doc_view/134814-micronote-701-pin-diode-fundamentals.
- [33] Z. Brito-Brito, I. Llamas-Garro, L. Pradell-Cara, and A. Corona-Chavez, "Microstrip Switchable Bandstop Filter using PIN Diodes with Precise Frequency and Bandwidth Control," in *2008 38th European Microwave Conference*, 2008, pp. 1707–1710.
- [34] M. F. Karim, Y.-X. Guo, Z. N. Chen, and L. C. Ong, "Miniaturized reconfigurable and switchable filter from UWB to 2.4 GHz WLAN using PIN diodes," in *2009 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2009, pp. 509–512.
- [35] S. Sirci, J. D. Martinez, and V. E. Boria, "Low-loss 3-bit tunable SIW filter with PIN diodes and integrated bias network." pp. 1211–1214, 2013.
- [36] M. Armendariz, V. Sekar, and K. Entesari, "Tunable SIW bandpass filters with PIN diodes." pp. 830–833, 2010.
- [37] P. Sun, A. Mikul, R. Bonebright, and G. A. Kromholtz, "Highly Linear Ku-Band SiGe PIN Diode Phase Shifter in Standard SiGe BiCMOS Process," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 20, no. 1, pp. 37–39, Jan. 2010.
- [38] J. G. Yang and K. Yang, "Ka-Band 5-Bit MMIC Phase Shifter Using InGaAs PIN Switching Diodes," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 21, no. 3, pp. 151–153, Mar. 2011.
- [39] M. Teshiba, R. Van Leeuwen, G. Sakamoto, and T. Cisco, "A SiGe MMIC 6-bit PIN diode phase shifter," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 12, no. 12, pp. 500–501, Dec. 2002.
- [40] M. Jusoh, T. Sabapathy, M. F. Jamlos, and M. R. Kamarudin, "Reconfigurable Four-Parasitic-Elements Patch Antenna for High-Gain Beam Switching Application," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 13, pp. 79–82, 2014.
- [41] A.-F. Sheta and S. F. Mahmoud, "A Widely Tunable Compact Patch Antenna," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 7, pp. 40–42, 2008.

- [42] Y. J. Sung, T. U. Jang, and Y.-S. Kim, "A reconfigurable microstrip antenna for switchable polarization," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 14, no. 11, pp. 534–536, Nov. 2004.
- [43] C. G. Christodoulou, Y. Tawk, S. A. Lane, and S. R. Erwin, "Reconfigurable Antennas for Wireless and Space Applications," *Proc. IEEE*, vol. 100, no. 7, pp. 2250–2261, Jul. 2012.
- [44] S. Akiyama, M. Imai, T. Baba, T. Akagawa, N. Hirayama, Y. Noguchi, M. Seki, K. Koshino, M. Toyama, T. Horikawa, and T. Usuki, "Compact PIN-Diode-Based Silicon Modulator Using Side-Wall-Grating Waveguide," *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, vol. 19, no. 6, pp. 74–84, Nov. 2013.
- [45] T. Baba, S. Akiyama, M. Imai, N. Hirayama, H. Takahashi, Y. Noguchi, T. Horikawa, and T. Usuki, "Efficient 50-Gb/s silicon microring modulator based on forward-biased pin diodes," in *10th International Conference on Group IV Photonics*, 2013, pp. 69–70.
- [46] H. Packard, "HPND_4050.pdf." [Online]. Available: <http://www.datasheetarchive.com>.
- [47] AvagoTechnologies, "HPND-4005." [Online]. Available: <http://www.avagotech.com/products>.
- [48] N. X. P. Semiconductors, "BAP55LX BAP55LX," 2013. [Online]. Available: http://www.nxp.com/documents/data_sheet/BAP55LX.pdf.
- [49] MCE Metelics, "SMPN7320." [Online]. Available: <http://www.digchip.com/datasheets>.
- [50] P. Sun, P. Upadhyaya, D.-H. Jeong, D. Heo, and G. S. La Rue, "A Novel SiGe PIN Diode SPST Switch for Broadband T/R Module," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 17, no. 5, pp. 352–354, May 2007.
- [51] G. Torregrosa-Penalva, G. Lopez-Risueno, and J. I. Alonso, "A simple method to design wide-band electronically tunable combline filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 1, pp. 172–177, 2002.
- [52] Junghyun Kim, Won Ko, Sung-Ho Kim, Jinho Jeong, and Youngwoo Kwon, "A high-performance 40-85 GHz MMIC SPDT switch using FET-integrated transmission line structure," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 13, no. 12, pp. 505–507, Dec. 2003.
- [53] Skyworks, "SKY13298-360LF." [Online]. Available: <http://www.skyworksinc.com/uploads/documents/200797C.pdf>.
- [54] NEC, "NE71000." [Online]. Available: <http://pdf1.alldatasheet.fr/datasheet-pdf/view/121801/NEC/NE71000.html>.
- [55] C. Tinella, J. M. Fournier, D. Belot, and V. Knopik, "A high-performance CMOS-SOI antenna switch for the 2.5-5 GHz band," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 7, pp. 1279–1283, Jul. 2003.
- [56] A. Tombak, M. S. Carroll, D. C. Kerr, J.-B. Pierres, and E. Spears, "Design of High-Order Switches for Multimode Applications on a Silicon-on-Insulator Technology," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, no. 10, pp. 3639–3649, Oct. 2013.

- [57] J. Cui, L. Chen, and Y. Liu, "Monolithic Single-Pole Sixteen-Throw T/R Switch for Next-Generation Front-End Module," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 24, no. 5, pp. 345–347, May 2014.
- [58] A. Pothier, J.-C. Orlianges, C. Champeaux, A. Catherinot, D. Cros, P. Blondy, and J. Papapolymerou, "Low-loss 2-bit tunable bandpass filters using MEMS DC contact switches," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 1, pp. 354–360, Jan. 2005.
- [59] Y.-Q. Zhu, L. Han, L.-F. Wang, J.-Y. Tang, and Q.-A. Huang, "A Novel Three-State RF MEMS Switch for Ultrabroadband (DC-40 GHz) Applications," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 34, no. 8, pp. 1062–1064, Aug. 2013.
- [60] A. Ocera, P. Farinelli, P. Mezzanotte, R. Sorrentino, B. Margesin, and F. Giacomozzi, "A Novel MEMS-Tunable Hairpin Line Filter on Silicon Substrate," in *2006 European Microwave Conference*, 2006, pp. 803–806.
- [61] K. Entesari, K. Obeidat, A. R. Brown, and G. M. Rebeiz, "A 25–75-MHz RF MEMS Tunable Filter," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 11, pp. 2399–2405, Nov. 2007.
- [62] C. B. O'Neal, A. P. Malshe, S. B. Singh, W. D. Brown, and W. P. Eaton, "Challenges in the packaging of MEMS," in *Proceedings International Symposium on Advanced Packaging Materials. Processes, Properties and Interfaces (IEEE Cat. No.99TH8405)*, 1999, pp. 41–47.
- [63] E. Fourn, A. Pothier, C. Champeaux, P. Tristant, A. Catherinot, P. Blondy, G. Tanne, E. Rius, C. Person, and F. Huret, "MEMS switchable interdigital coplanar filter," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 1, pp. 320–324, Jan. 2003.
- [64] M. A. El-Tanani and G. M. Rebeiz, "High-Performance 1.5–2.5-GHz RF-MEMS Tunable Filters for Wireless Applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 6, pp. 1629–1637, Jun. 2010.
- [65] V. Sekar, M. Armendariz, and K. Entesari, "A 1.2–1.6-GHz Substrate-Integrated-Waveguide RF MEMS Tunable Filter," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 4, pp. 866–876, Apr. 2011.
- [66] F. De Dieuleveult and O. Romain, *Électronique appliquée aux hautes fréquences - Principe et applications*, 2ème édit. 2008.
- [67] I. Reines, S.-J. Park, and G. M. Rebeiz, "Compact Low-Loss Tunable X-Band Bandstop Filter With Miniature RF-MEMS Switches," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 7, pp. 1887–1895, Jul. 2010.
- [68] G. Suo, X. Guo, B. Cao, B. Wei, X. Zhang, Z. Shang, and G. Zhang, "Low Loss Tunable Superconducting Dual-Mode Filter at L-Band Using Semiconductor Varactors," vol. PP, no. 99, p. 1, 2014.
- [69] "RF Microwave Solid State Switches." [Online]. Available: http://www.skyworksinc.com/downloads/press_room/published_articles/MPD_052009.pdf.
- [70] "The State of RF/microwave Switches - StateofRFSwitchwDiags_Nov2010.pdf." [Online]. Available:

- [https://www.components.omron.com/components/web/pdflib.nsf/0/64722CE7CCE28EAA86257855006F064B/\\$file/StateofRFSwitchwDiags_Nov2010.pdf](https://www.components.omron.com/components/web/pdflib.nsf/0/64722CE7CCE28EAA86257855006F064B/$file/StateofRFSwitchwDiags_Nov2010.pdf).
- [71] K. Naishadham and T. Durak, "Measurement-based closed-form modeling of surface-mounted RF components," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 10, pp. 2276–2286, Oct. 2002.
- [72] "A 60 GHz SPST switch in 65-nm CMOS technology." [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/xpls/icp.jsp?arnumber=6933242>.
- [73] MACOM, "MA4AGSW1-476786." [Online]. Available: <http://www.mouser.com/ds/2/249/MA4AGSW1-476786.pdf>.
- [74] Skyworks, "AS179-92LF." [Online]. Available: <http://www.skyworksinc.com>.
- [75] MACOM, "SW-393." [Online]. Available: <http://www.mouser.com/ds/2/249/SW-393-356419.pdf>.
- [76] Triquint, "TQP4M0013-483372." [Online]. Available: <http://www.mouser.com>.
- [77] Hittite, "HMC550A." [Online]. Available: <http://www.mouser.com>.
- [78] Skyworks, "SKY13347-360LF." [Online]. Available: <http://www.mouser.com/ds/2/472/201393A-28883.pdf>.
- [79] MACOM, "MA4SWx10 series.pdf." [Online]. Available: <http://cdn.macom.com/datasheets/MA4SWx10 series.pdf>.
- [80] A. R. Brown and G. M. Rebeiz, "A varactor-tuned RF filter," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 48, no. 7, pp. 1157–1160, Jul. 2000.
- [81] Moon-Seok Chung, Il-Soo Kim, and Sang-Won Yun, "Varactor-Tuned Hairpin Bandpass Filter With An Attenuation Pole," in *2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, 2005, vol. 4, pp. 1–4.
- [82] C. Musoll-Anguiano, I. Llamas-Garro, Z. Brito-Brito, L. Pradell, and A. Corona-Chavez, "Fully adaptable band-stop filter using varactor diodes," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 52, no. 3, pp. 554–558, Mar. 2010.
- [83] J. Nath, D. Ghosh, J.-P. Maria, A. I. Kingon, W. Fathelbab, P. D. Franzon, and M. B. Steer, "An electronically tunable microstrip bandpass filter using thin-film Barium-Strontium-Titanate (BST) varactors," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 9, pp. 2707–2712, Sep. 2005.
- [84] M. Sanchez-Renedo, R. Gomez-Garcia, J. I. Alonso, and C. Briso-Rodriguez, "Tunable combline filter with continuous control of center frequency and bandwidth," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 1, pp. 191–199, Jan. 2005.
- [85] B.-W. Kim and S.-W. Yun, "Varactor-Tuned Combline Bandpass Filter Using Step-Impedance Microstrip Lines," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 4, pp. 1279–1283, Apr. 2004.

- [86] J. C. Bohorquez, N. Pena, A. Vaisman, C. Shafai, D. D. Chrusch, C. Quendo, E. Rius, C. Person, G. Tanne, and E. Fourn, "Implementation of ground plane membranes to realize a bandwidth and frequency tunable filter," in *2010 14th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics & the American Electromagnetics Conference*, 2010, pp. 1–4.
- [87] E. Fourn, C. Quendo, E. Rius, A. Pothier, P. Blondy, C. Champeaux, J. C. Orlianges, A. Catherinot, G. Tanne, C. Person, and F. Huret, "Bandwidth and central frequency control on tunable bandpass filter by using MEMS cantilevers," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2003*, 2003, vol. 1, pp. 523–526.
- [88] D. Peroulis, S. Pacheco, K. Sarabandi, and L. P. B. Katehi, "Tunable lumped components with applications to reconfigurable MEMS filters," in *2001 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.01CH37157)*, 2001, vol. 1, pp. 341–344.
- [89] A. Abbaspour-Tamijani, L. Dussopt, and G. M. Rebeiz, "Miniature and tunable filters using mems capacitors," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 7, pp. 1878–1885, Jul. 2003.
- [90] K. Entesari and G. M. Rebeiz, "A 12-18-GHz three-pole RF MEMS tunable filter," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 8, pp. 2566–2571, Aug. 2005.
- [91] Z. Brito-Brito, I. Llamas-Garro, G. Navarro-Munoz, J. Perruisseau-Carrier, and L. Pradell, "UMTS-WiFi switchable bandpass filter." pp. 125–128, 2009.
- [92] K. Van Caekenberghe and K. Sarabandi, "A 2-Bit Ka-Band RF MEMS Frequency Tunable Slot Antenna," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 7, pp. 179–182, 2008.
- [93] B. A. Cetiner, G. R. Crusats, L. Jofre, and N. Biyikli, "RF MEMS Integrated Frequency Reconfigurable Annular Slot Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 3, pp. 626–632, Mar. 2010.
- [94] N. Kingsley, D. E. Anagnostou, M. Tentzeris, and J. Papapolymerou, "RF MEMS Sequentially Reconfigurable Sierpinski Antenna on a Flexible Organic Substrate With Novel DC-Biasing Technique," *J. Microelectromechanical Syst.*, vol. 16, no. 5, pp. 1185–1192, Oct. 2007.
- [95] E. Erdil, K. Topalli, M. Unlu, O. A. Civi, and T. Akin, "Frequency Tunable Microstrip Patch Antenna Using RF MEMS Technology," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 4, pp. 1193–1196, Apr. 2007.
- [96] E. ERDIL, "Tunable frequency microstrip antennas by RF-MEMS technology," 2005.
- [97] J. DeSignor and J. Venkataraman, "Reconfigurable dual frequency microstrip patch antenna using RF MEMS switches," *Proc. ACES*, 2008.
- [98] A. E. Fathy, S. M. El-Ghazaly, and V. K. Nair, "Novel reconfigurable multi-band antennas for multi-radio platforms," in *2008 IEEE Radio and Wireless Symposium*, 2008, pp. 723–726.
- [99] A. R. Weily, Y. J. Guo, and T. S. Bird, "Frequency Reconfigurable Quasi-Yagi Folded Dipole Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 8, pp. 2742–2747, Aug. 2010.

- [100] A. C. K. Mak, C. R. Rowell, R. D. Murch, and C.-L. Mak, "Reconfigurable Multiband Antenna Designs for Wireless Communication Devices," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 7, pp. 1919–1928, Jul. 2007.
- [101] A. Bhattacharya and R. Jyoti, "Frequency reconfigurable patch antenna using PIN diode at X-band," in *2015 IEEE 2nd International Conference on Recent Trends in Information Systems (ReTIS)*, 2015, pp. 81–86.
- [102] S. M. Sze and K. K. Ng, *Physics of Semiconductor Devices*. 2006.
- [103] H. Mathieu, *Physique des semiconducteurs et des composants électroniques*. Dunod.
- [104] W. E. Courtney, "Complex Permittivity of GaAs and CdTe at Microwave Frequencies," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 25, no. 8, pp. 697–701, Aug. 1977.
- [105] G. E. Ponchak, "RF Transmission Lines on Silicon Substrates," in *29th European Microwave Conference*, 1999, vol. 1, pp. 158–161.
- [106] J. William D. Callister, *Materials Science and Engineering: An Introduction*, 7ème édit. 2007.
- [107] "Physique des semi-conducteurs : Fondamentaux - Jonction abrupte à l'équilibre thermodynamique." [Online]. Available: http://www.optique-ingenieur.org/fr/cours/OPI_fr_M05_C02/co/Contenu_05.html.
- [108] R. Castello, P. Erratico, S. Manzini, and F. Sveito, "A $\pm 30\%$ tuning range varactor compatible with future scaled technologies," in *1998 Symposium on VLSI Circuits. Digest of Technical Papers (Cat. No.98CH36215)*, 1998, pp. 34–35.
- [109] F. Svelto, P. Erratico, S. Manzini, and R. Castello, "A metal-oxide-semiconductor varactor," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 20, no. 4, pp. 164–166, Apr. 1999.
- [110] P. Andreani and S. Mattisson, "On the use of MOS varactors in RF VCOs," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 35, no. 6, pp. 905–910, Jun. 2000.
- [111] C. Schollhorn, W. Zhao, and E. Kasper, "38GHz Aluminum Coplanar Waveguides on Silicon," in *30th European Microwave Conference, 2000*, 2000, pp. 1–4.
- [112] P. Andreani, "A comparison between two 1.8GHz CMOS VCOs tuned by different varactors." pp. 380–383, 1998.
- [113] P. Combes, *Micro-ondes - Tome 1, Lignes, guides et cavités*. 2007.
- [114] E. O. Hammerstad, "Equations for Microstrip Circuit Design," in *1975 5th European Microwave Conference*, 1975, pp. 268–272.
- [115] W. Zulehner, "Czochralski growth of silicon," *J. Cryst. Growth*, vol. 65, no. 1–3, pp. 189–213, 1983.
- [116] T. F. Cizek and T. H. Wang, "Silicon Float-Zone Crystal Growth as a Tool for the Study of Defects and Impurities: Preprint," *October*, no. June, p. 16, 2000.

- [117] “Introduction à la Micro-Optique - Techniques et procédés de fabrication.” [Online]. Available: http://www.optique-ingenieur.org/fr/cours/OPI_fr_M09_C01/co/Contenu_05.html.
- [118] M. T. Stickel, P. C. Kremer, and G. V. Eleftheriades, “High-Q silicon micromachined cavity resonators at 30 GHz using the split-block technique,” *IEE Proc. - Microwaves, Antennas Propag.*, vol. 151, no. 5, p. 450, 2004.
- [119] M. Cariou, “Contribution à la conception de filtres coupe-bande SIW et étude de solutions accordables,” Nov. 2013.
- [120] J.-F. Favennec, “Synthèse et réalisation de filtres hyperfréquences à bande très étroite et corrigés en temps de propagation de groupe,” Université de Bretagne Occidentale, 1990.
- [121] W. R. McGrath, C. Walker, M. Yap, and Y.-C. Tai, “Silicon micromachined waveguides for millimeter-wave and submillimeter-wave frequencies,” *IEEE Microw. Guid. Wave Lett.*, vol. 3, no. 3, pp. 61–63, Mar. 1993.
- [122] S. Gamble, B. M. Armstrong, V. F. Fusco, and J. A. C. Stewart, “SiO₂ interface layer effects on microwave loss of high-resistivity CPW line,” *IEEE Microw. Guid. Wave Lett.*, vol. 9, no. 1, pp. 10–12, 1999.
- [123] D. Lederer and J.-P. Raskin, “Substrate loss mechanisms for microstrip and CPW transmission lines on lossy silicon wafers,” *Solid. State. Electron.*, vol. 47, no. 11, pp. 1927–1936, Nov. 2003.
- [124] B. K. Esfeh, K. Ben Ali, and J.-P. Raskin, “RF non-linearities from Si-based substrates,” in *2014 International Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits (INMMiC)*, 2014, pp. 1–3.
- [125] H. S. Gamble, B. M. Armstrong, S. J. N. Mitchell, Y. Wu, V. F. Fusco, and J. A. C. Stewart, “Low-loss CPW lines on surface stabilized high-resistivity silicon,” *IEEE Microw. Guid. Wave Lett.*, vol. 9, no. 10, pp. 395–397, 1999.
- [126] W. Zhao, C. Schöllhorn, and E. Kasper, “Bias Dependent Attenuation of Coplanar Transmission Lines on Silicon.”
- [127] Choong-Mo Nam and Young-Se Kwon, “Coplanar waveguides on silicon substrate with thick oxidized porous silicon (OPS) layer,” *IEEE Microw. Guid. Wave Lett.*, vol. 8, no. 11, pp. 369–371, 1998.
- [128] G. E. Ponchak, I. K. Itotia, and R. F. Drayton, “Propagation Characteristics of Finite Ground Coplanar Waveguide on Si Substrates With Porous Si and Polyimide Interface Layers,” in *33rd European Microwave Conference, 2003*, 2003, pp. 45–48.
- [129] R. L. Peterson and R. F. Drayton, “Dielectric properties of oxidized porous silicon in a low resistivity substrate,” in *2001 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.01CH37157)*, 2001, vol. 2, pp. 767–770.
- [130] C.-Y. Hung and M.-H. Weng, “Investigation of the Silicon Substrate With Different Substrate Resistivities for Integrated Filters With Excellent Performance,” *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 59, no. 4, pp. 1164–1171, Apr. 2012.

- [131] G. Prigent, E. Rius, F. LePennec, S. LeMaguer, C. Quendo, G. Six, and H. Happy, "Design of Narrow-Band DBR Planar Filters in Si-BCB Technology for Millimeter-Wave Applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 3, pp. 1045–1051, Mar. 2004.
- [132] R. Islam and R. Henderson, "Millimeter-wave coplanar waveguide series stubs on BCB and low resistivity silicon," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 56, no. 2, pp. 375–380, Feb. 2014.
- [133] L. L. W. Leung, K. J. Chen, X. Huo, and P. C. H. Chan, "Low-loss microwave filters on CMOS-grade standard silicon substrate with low-k BCB dielectric," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 40, no. 1, pp. 9–11, Jan. 2004.
- [134] C. Quendo, E. Rius, Y. Clavet, C. Person, F. Bouchriha, L. Bary, and K. Grenier, "Miniaturized and out-of-band improved bandpass filter in Si-BCB technology," in *2004 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IEEE Cat. No.04CH37535)*, 2004, vol. 3, pp. 1475–1478.
- [135] Xi Li, Yanling Shi, Dawei Chen, Yanfang Ding, Qirong Xiao, Hongbo Ye, and Hao Huang, "Design and performance of CPW and CPW bandpass filter on SOI substrate," in *2008 8th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory*, 2008, pp. 1334–1337.
- [136] E. Rius, G. Prigent, H. Happy, G. Dambrine, S. Boret, and A. Cappy, "Wide- and narrow-band bandpass coplanar filters in the W -frequency band," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 3, pp. 784–791, Mar. 2003.
- [137] F. Giancesello, D. Gloria, S. Montusclat, C. Raynaud, S. Boret, C. Clement, G. Dambrine, S. Lepilliet, F. Saguin, P. Scheer, P. Benech, and J. M. Fournier, "65 nm RFCMOS technologies with bulk and HR SOI substrate for millimeter wave passives and circuits characterized up to 220 GHz," in *2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2006, pp. 1927–1930.
- [138] G. Prigent, F. Giancesello, D. Gloria, and C. Raynaud, "Bandpass filter for millimeter-wave applications up to 220 GHz integrated in advanced thin SOI CMOS technology on High Resistivity substrate," in *2007 European Microwave Conference*, 2007, pp. 676–679.
- [139] K. T. Chan, C. Y. Chen, A. Chin, J. C. Hsieh, J. Liu, T. S. Duh, and W. J. Lin, "40-GHz coplanar waveguide bandpass filters on silicon substrate," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 12, no. 11, pp. 429–431, Nov. 2002.
- [140] J. Papapolymerou and G. E. Ponchak, "Microwave filters on a low resistivity Si substrate with a polyimide interface layer for wireless circuits," in *2001 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium (IEEE Cat. No.01CH37173)*, 2001, pp. 125–128.
- [141] G. Mikhail, Y. Quere, C. Quendo, and C. Person, "A novel THz-enhanced dipole antenna using second-order high impedance surface resonance for MM imaging and sensing," in *2014 IEEE 14th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in Rf Systems*, 2014, pp. 41–43.
- [142] Debin Hou, Yong-Zhong Xiong, Wei Hong, Wang Ling Goh, and Jixin Chen, "Silicon-based on-chip antenna design for millimeter-wave/THz applications," in *2011 IEEE Electrical Design of Advanced Packaging and Systems Symposium (EDAPS)*, 2011, pp. 1–4.

- [143] A. B. M. H. Rashid, S. Watanabe, and T. Kikkawa, "High transmission gain integrated antenna on extremely high resistivity Si for ULSI wireless interconnect," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 23, no. 12, pp. 731–733, Dec. 2002.
- [144] K. T. Chan, A. Chin, Y. B. Chen, Y.-D. Lin, T. S. Duh, and W. J. Lin, "Integrated antennas on Si, proton-implanted Si and Si-on-quartz," in *International Electron Devices Meeting. Technical Digest (Cat. No.01CH37224)*, 2001, pp. 40.6.1–40.6.4.
- [145] K. Kim, H. Yoon, and K. . Kenneth, "On-chip wireless interconnection with integrated antennas," in *International Electron Devices Meeting 2000. Technical Digest. IEDM (Cat. No.00CH37138)*, 2000, pp. 485–488.
- [146] S. Montusclat, F. Gianesello, D. Gloria, and S. Tedjini, "Silicon Integrated Antenna Developments up to 80 GHz for Millimeter Wave Wireless Links," in *The European Conference on Wireless Technology, 2005.*, 2005, pp. 257–260.
- [147] Y. P. Zhang, M. Sun, and L. H. Guo, "On-Chip Antennas for 60-GHz Radios in Silicon Technology," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 52, no. 7, pp. 1664–1668, Jul. 2005.
- [148] F. Gutierrez, S. Agarwal, K. Parrish, and T. S. Rappaport, "On-chip integrated antenna structures in CMOS for 60 GHz WPAN systems," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 27, no. 8, pp. 1367–1378, Oct. 2009.
- [149] W. Yang, K. Ma, K. S. Yeo, and W. M. Lim, "A 60GHz on-chip antenna in standard CMOS silicon Technology," in *2012 IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems, 2012*, pp. 252–255.
- [150] G. Kumar and K. P. Ray, *Broadband Microstrip Antennas* -. 2003.
- [151] L. P. B. Katehi, "Micromachined microstrip patch antenna with controlled mutual coupling and surface waves," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 49, no. 9, pp. 1282–1289, 2001.
- [152] M. Abdel-Aziz, H. Ghali, H. F. Ragaie, and H. Haddara, "Microstrip patch antenna using silicon micromachining technology." pp. B16–1–8, 2003.
- [153] M. A. Basha, A. Abdellatif, and S. Safavi-Naeini, "Low-cost fabrication of millimeter-wave all-silicon high efficiency antenna," in *Proceedings of the 2012 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, 2012*, pp. 1–2.
- [154] A. Taeb, A. S. Abdellatif, G. Z. Rafi, S. Gigoyan, S. Safavi-Neini, and M. Basha, "A low-cost silicon-based beam-steering grating antenna for G-band applications," in *2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2014, pp. 1282–1283.
- [155] J.-B. Yan and R. D. Murch, "Fabrication of a Wideband Antenna on a Low-Resistivity Silicon Substrate Using a Novel Micromachining Technique," *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 6, no. 11, pp. 476–479, 2007.
- [156] Y. Guo, X. Liu, and Z. Zhu, "Study of MEMS-based high-resistance silicon K-band planar array microstrip antenna," in *2010 Asia Pacific Conference on Postgraduate Research in Microelectronics and Electronics (PrimeAsia)*, 2010, pp. 368–371.

- [157] E. ÖJEFORS, K. GRENIER, L. MAZENQ, A. RYDBERG, and R. PLANA, "Micromachined inverted F antenna for integration on low resistivity silicon substrates," *IEEE Microw. Wirel. components Lett.*, vol. 15, no. 10, pp. 627–629.
- [158] E. jefors, H. Kratz, K. Grenier, R. Plana, and A. Rydberg, "Micromachined Loop Antennas on Low Resistivity Silicon Substrates," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 12, pp. 3593–3601, Dec. 2006.
- [159] S. Montusclat, F. Giancesello, and D. Gloria, "Silicon full integrated LNA, Filter and Antenna system beyond 40 GHz for MMW wireless communication links in advanced CMOS technologies," in *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2006*, 2006, pp. 77–80.
- [160] M. Uzunkol and G. M. Rebeiz, "140–220 GHz SPST and SPDT Switches in 45 nm CMOS SOI," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 22, no. 8, pp. 412–414, Aug. 2012.
- [161] R. Wolf, A. Joseph, A. Botula, and J. Slinkman, "A Thin-Film SOI 180nm CMOS RF Switch," in *2009 IEEE Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, 2009, pp. 1–4.
- [162] H. Mizutani, N. Iwata, Y. Takayama, and K. Honjo, "Design Considerations for Traveling-Wave Single-Pole Multithrow MMIC Switch Using Fully Distributed FET," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 4, pp. 664–671, Apr. 2007.
- [163] H. Mizutani, N. Iwata, Y. Takayama, and K. Honjo, "38–80 GHz SPDT traveling wave switch MMIC utilizing fully distributed FET," in *2006 Asia-Pacific Microwave Conference*, 2006, pp. 3–6.
- [164] Z.-M. Tsai, M.-C. Yehn, H.-Y. Chang, M.-F. Lei, K.-Y. Lin, C.-S. Lin, and H. Wang, "FET-integrated CPW and the application in filter synthesis design method on traveling-wave switch above 100 GHz," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 5, pp. 2090–2097, May 2006.
- [165] K.-Y. Lin, W.-H. Tu, P.-Y. Chen, H.-Y. Chang, H. Wang, and R.-B. Wu, "Millimeter-Wave MMIC Passive HEMT Switches Using Traveling-Wave Concept," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 8, pp. 1798–1808, Aug. 2004.
- [166] B. Pillans, A. Malczewski, R. Allison, and J. Brank, "6-15 GHz RF MEMS tunable filters," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2005.*, 2005, pp. 919–922.
- [167] J. Kiriazi, H. Ghali, H. Ragaie, and H. Haddara, "Reconfigurable dual-band dipole antenna on silicon using series MEMS switches," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Digest. Held in conjunction with: USNC/CNC/URSI North American Radio Sci. Meeting (Cat. No.03CH37450)*, 2003, vol. 1, pp. 403–406.
- [168] P. Panaia, C. Luxey, G. Jacquemod, R. Staraj, G. Kossiavas, L. Dussopt, F. Vacherand, and C. Billard, "MEMS-based reconfigurable antennas," in *2004 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2004, vol. 1, pp. 175–179 vol. 1.
- [169] F. Mohammed, M. F. Bain, F. H. Ruddell, D. Linton, H. S. Gamble, and V. F. Fusco, "A Novel Silicon Schottky Diode for NLTL Applications," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 52, no. 7, pp. 1384–1391, Jul. 2005.

- [170] D. JÄGER, "Invited paper Characteristics of travelling waves along the non-linear transmission lines for monolithic integrated circuits: a review," *Int. J. Electron.*, vol. 58, no. 4, pp. 649–669, Apr. 2007.
- [171] M. J. W. Rodwell, M. Kamegawa, R. Yu, M. Case, E. Carman, and K. S. Giboney, "GaAs nonlinear transmission lines for picosecond pulse generation and millimeter-wave sampling," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 39, no. 7, pp. 1194–1204, Jul. 1991.
- [172] E. Afshari and A. Hajimiri, "Nonlinear transmission lines for pulse shaping in silicon," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 40, no. 3, pp. 744–752, Mar. 2005.
- [173] "Silicon-based reconfigurable antennas-concepts, analysis, implementation, and feasibility." [Online]. Available: <http://libra.msra.cn/Publication/1502160/silicon-based-reconfigurable-antennas-concepts-analysis-implementation-and-feasibility>.
- [174] A. E. Fathy, A. Rosen, H. S. Owen, F. McGinty, D. J. McGee, G. C. Taylor, R. Amantea, P. K. Swain, S. M. Perlow, and M. ElSherbiny, "Silicon-based reconfigurable antennas-concepts, analysis, implementation, and feasibility," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 6, pp. 1650–1661, Jun. 2003.

Chapitre 2 Conception d'un switch intégré sur silicium

Sommaire

2.1	Introduction	81
2.2	Simulation technologique et électrique de composants semi-conducteurs sur silicium	82
2.2.1	Etapes de fabrication d'une diode P+N	82
2.2.2	Simulation des procédés technologiques : Silvaco® (Athena™)	84
2.2.3	Simulations électriques en régimes statique et quasi-statique (1 MHz) des composants semi-conducteurs : Silvaco® (Atlas™)	85
2.3	Co-simulation électrique / électromagnétique	90
2.3.1	De Atlas™ à ADS®	90
2.3.2	De Atlas™ à HFSS™	91
2.3.3	Bilan	96
2.4	Dimensionnement du switch intégré	96
2.4.1	Analyse comportementale d'une jonction P+N	97
2.4.2	Amélioration du dispositif	100
2.4.3	Bilan	108
2.5	Fabrication de deux prototypes de switchs intégrés	110
2.5.1	Choix des caractéristiques de l'élément d'accord	110
2.5.2	Switch intégré large bande : premier démonstrateur	112
2.5.3	Switch intégré large bande : Deuxième démonstrateur	115
2.6	Conclusion	118
2.7	Bibliographie du chapitre 2	119

2.1 Introduction

L'objectif est de réaliser un switch ON / OFF, intégré dans un substrat silicium, qui servira d'élément d'accord discret pour des dispositifs micro-ondes reconfigurables. Le concepteur de circuit peut ainsi concevoir en même temps le circuit passif et son élément d'accord. L'utilisation d'une solution à base de composants commerciaux pour réaliser l'accordabilité n'est plus nécessaire, ce qui entraîne une diminution du coût du dispositif. De plus, étant donné que l'élément d'accord est intégré dans le substrat, les effets parasites et les pertes liées à l'interconnexion, du passif et de l'actif, sont éliminés. Il n'est plus nécessaire de percer des trous et de les métalliser, ce qui enlève une contrainte technologique au niveau de la réalisation des circuits.

Pour la réalisation du switch, des compromis sont nécessaires au niveau des zones dopées en termes de quantités de dopants, de leurs tailles ou du choix des jonctions, afin d'obtenir de bonnes performances en mode ON (une résistance R_{ON} faible). Ces choix ne doivent pas être au détriment du niveau de pertes du dispositif hyperfréquence en mode OFF. Pour cela, le logiciel Atlas™ de Silvaco® permet la simulation des caractéristiques électriques des composants à semi-conducteurs en fonction des procédés de fabrication microélectronique simulés à partir du logiciel Athena™ de Silvaco®. Cependant, se pose le problème de la simulation de fonctions accordables complètes alliant les effets électriques des semi-conducteurs et les effets électromagnétiques des dispositifs hyperfréquences. Des solutions existent, d'une part pour la simulation 2D et 3D des composants semi-conducteurs (Atlas™ de Silvaco®, le module semi-conducteur de Comsol®) et d'autre part la simulation électromagnétique (HFSS™, CST Micro Wave Studio® ou encore le module RF de Comsol®). La solution adoptée ici pour la simulation des dispositifs complets est d'utiliser le couplage entre les trois logiciels Silvaco® (avec Athena™ et Atlas™) et HFSS™.

L'intérêt de ce chapitre est de valider la co-conception de dispositifs hyperfréquences et de leurs éléments d'accord intégrés dans un substrat silicium, à partir de la co-simulation Silvaco® et HFSS™. Ainsi, dans ce chapitre, sont présentés :

- les outils nécessaires à la simulation des procédés de fabrication de jonctions semi-conductrices et leurs comportements électriques,
- la co-simulation électrique et électromagnétique,
- les compromis liés au couplage semi-conducteur / propagation électromagnétique,
- deux prototypes de switches intégrés validant le concept de co-design entre un dispositif passif et son élément d'accord.

2.2 Simulation technologique et électrique de composants semi-conducteurs sur silicium

L'outil de simulation utilisé pour décrire les étapes de fabrication des composants à semi-conducteurs est le logiciel Athena™ de la société Silvaco® [1]. Les étapes des procédés de fabrication pouvant être simulées sont l'oxydation, la diffusion, l'implantation, l'épitaxie, les dépôts de matériaux (métal, polysilicium...) ou encore la gravure (chimique, physique, RIE (Reactive Ion Etching)). Les différents outils d'Athena™ prennent en compte l'influence de la température, des durées des étapes de fabrication (durée d'oxydation, de diffusion...), de l'atmosphère oxydante, de l'orientation du substrat, ainsi que des quantités et type de dopants. En complément du logiciel Athena™, le logiciel Atlas™ de Silvaco® permet de simuler les comportements électriques des composants semi-conducteurs développés au cours des étapes de simulation par Athena™. Les différentes phases de fabrication peuvent alors être ajustées afin d'obtenir les réponses électriques souhaitées.

2.2.1 Etapes de fabrication d'une diode P+N

Il existe différents procédés technologiques pour réaliser un composant semi-conducteur. Ceux-ci dépendent d'une part des moyens disponibles dans chaque laboratoire et d'autre part des contraintes et de la complexité liées à la réalisation du composant. Nos circuits sont réalisés au laboratoire GREMAN de l'université de Tours. De par leurs équipements, les étapes proposées pour la réalisation d'une diode sur un substrat silicium sont présentées à la Figure 2.1, à partir d'un exemple de diode P+N. Même si ce procédé de fabrication n'est pas optimal, il va nous permettre de valider notre approche.

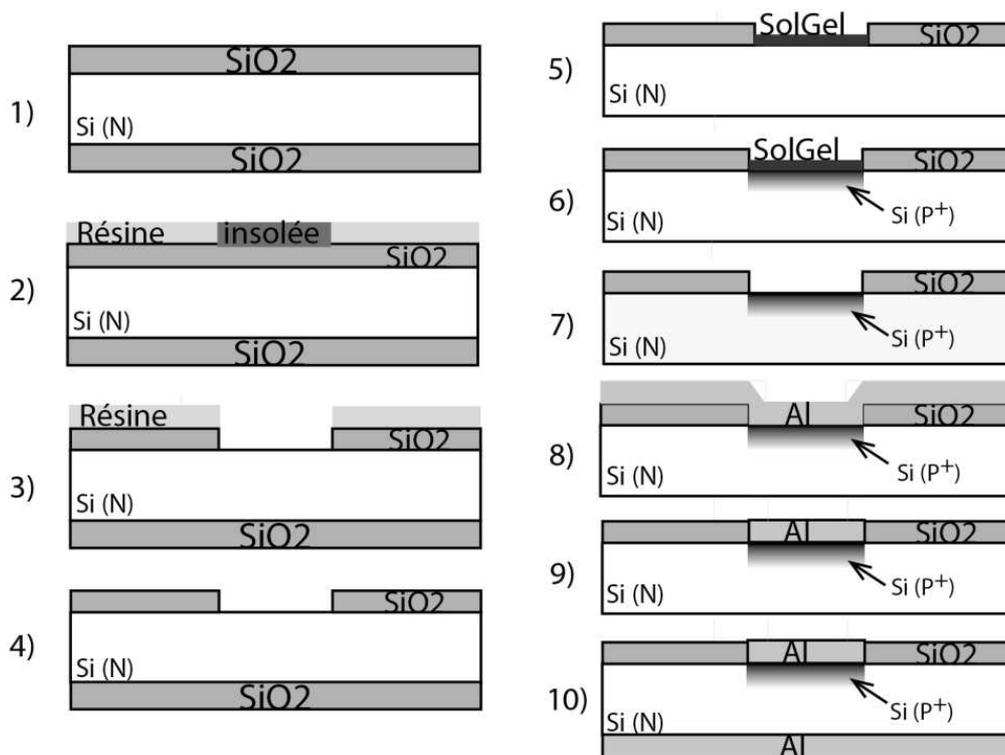


Figure 2.1 : Etapes du procédé technologique de la fabrication d'une diode P+N.

2.2 Simulation technologique et électrique de composants semi-conducteurs sur silicium

La description et l'objectif de chacune des étapes présentées à la Figure 2.1 sont donnés ci-dessous.

1) Nettoyage RCA et oxydation thermique par voie humide

Le nettoyage des wafers est une étape indispensable qui conditionne la qualité de l'interface SiO_2 / Si . L'objectif est d'éliminer l'oxyde natif, ainsi que les particules organiques et métalliques. Ce nettoyage précède la première étape de fabrication technologique, qui est l'oxydation humide (solution chimique : $\text{O}_2 + \text{H}_2$ pendant 9h à 1150°C), où l'on fait croître une couche d'isolant (SiO_2), d'épaisseur environ égale à $1.2 \mu\text{m}$, qui permettra de protéger les zones non dopées.

2) La photolithographie

La photolithographie consiste en l'insolation d'une résine photosensible. Une résine est déposée sur tout le wafer, puis, un masque est placé sur celle-ci, afin d'exposer uniquement les zones non masquées (à doper) à des rayons ultra-violets.

3) Retrait résine + oxyde des zones à dopées

La résine est ensuite développée, c'est-à-dire enlevée dans les zones insolées. L'oxyde, qui n'est plus protégé par la résine, est gravé par voie chimique sèche (gravure plasma par pulvérisation cathodique) en bombardant le composant d'ions, afin de découvrir les zones de silicium à doper.

4) Retrait résine

Toute la résine est éliminée par gravure plasma.

5) Dépôt de Sol-Gel

Le wafer est alors enduit par centrifugeuse (« spin-coating ») d'une goutte de sol-gel de bore [2]. Une étape de recuit du sol-gel permet de le sécher à une température de 150°C pendant 5 min.

6) Diffusion des atomes de Bore

Le dopage est effectué par diffusion d'atomes de Bore par un recuit dans un four à une température de 1100°C pendant 5 h (Profondeur de jonction = $6 \mu\text{m}$).

7) Retrait Sol-Gel

L'excès de sol-gel est ensuite dissout dans un bain d'acide fluorhydrique (HF).

Remarque : Le dopage peut également être réalisé par implantation ionique. Cette technique consiste à introduire des atomes ionisés dans un substrat. L'implanteur utilise une source d'ions, ceux-ci sont accélérés (via un accélérateur de particules) afin de leur fournir suffisamment d'énergie pour qu'ils pénètrent dans le volume. La dose (ou quantités d'atomes implantés) est proportionnelle au courant ionique et à la durée d'implantation.

8) Dépôt Aluminium face avant

L'aluminium est déposé par voie physique en phase vapeur (PVD : Physical Vapor Deposition) à une température de 350°C. Le métal est transformé en gaz et se dépose en couche mince. L'épaisseur de métal souhaitée est supérieure à 2 µm, afin de diminuer les pertes liées à l'épaisseur de peau.

9) Gravure Aluminium

Une deuxième photolithographie (dépôt, insolation, développement et fusion de la résine) permet de découvrir les zones d'aluminium à graver. La gravure de l'aluminium est réalisée par gravure ionique réactive (RIE : Reactive-Ion Etching) à 50°C, qui permet une attaque chimique de l'aluminium, et ainsi l'enlever lorsqu'il n'est plus protégé par la résine. Ensuite, il est nécessaire d'effectuer des étapes de passivation, à base de gaz fluorés tel que le Trifluorométhane (CHF₃) (afin d'obtenir une meilleure conductivité et une diminution des risques de corrosion), de rinçage et de séchage, afin de stabiliser l'aluminium et d'éviter toutes réactions chimiques spontanées. La résine de protection doit également être gravée.

10) Dépôt d'Aluminium face arrière

Pour finir le procédé de fabrication, une couche d'aluminium de 3 µm est déposée en face arrière pour le contact de masse, de la même manière qu'à l'étape 8.

2.2.2 Simulation des procédés technologiques : Silvaco® (Athena™)

La Figure 2.2 représente le résultat de la simulation des étapes du procédé de fabrication d'une diode P+N avec le logiciel Athena™ et la représentation de la diode dans le substrat. La diode est simulée à partir d'un substrat d'épaisseur $h = 100 \mu\text{m}$, dopé N (avec des atomes de phosphore), dont la résistivité est $\rho = 1000 \Omega.\text{cm}$. Une zone de largeur $w_j = 500 \mu\text{m}$ a été dopée en P+ (avec des atomes de Bore). Ainsi, une diode P+N a été réalisée entre les deux électrodes en aluminium. En mode OFF, avec une tension de polarisation nulle ou inverse, le modèle équivalent de la diode est une capacité C_{OFF} , en série avec une résistance R_{OFF} . En mode ON, avec une tension de polarisation directe supérieure à la tension de seuil, la diode se comporte comme une résistance R_{ON} , que l'on va chercher à minimiser. Ainsi, la diode aura un comportement similaire à un interrupteur ON / OFF.

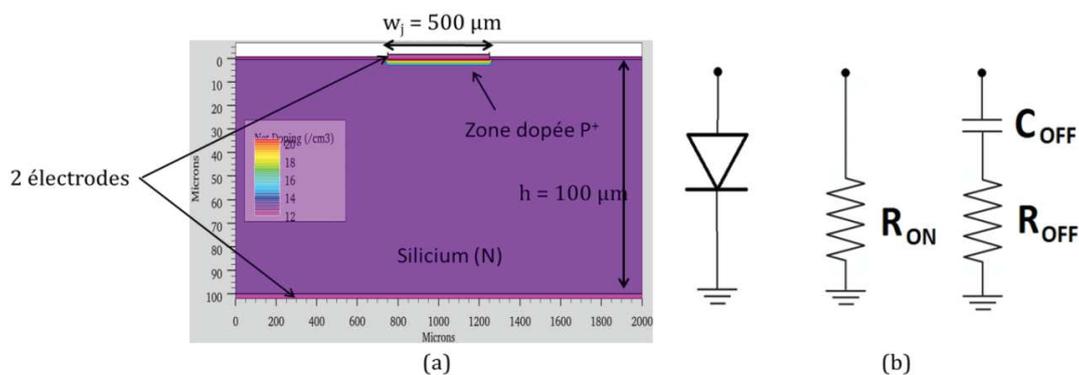


Figure 2.2 : (a) Résultat de la simulation des étapes de fabrication d'une diode P+N à partir d'Athena™. (b) Modèle équivalent de la diode suivant la polarisation.

2.2 Simulation technologique et électrique de composants semi-conducteurs sur silicium

Un plan de coupe dans la jonction (Figure 2.3 (a)) permet d'obtenir les quantités d'atomes (Figure 2.3 (b)), en fonction du substrat et des procédés utilisés. Il est alors possible d'ajuster les étapes de fabrication (durée, température, quantité d'atomes...) par rapport à la jonction souhaitée.

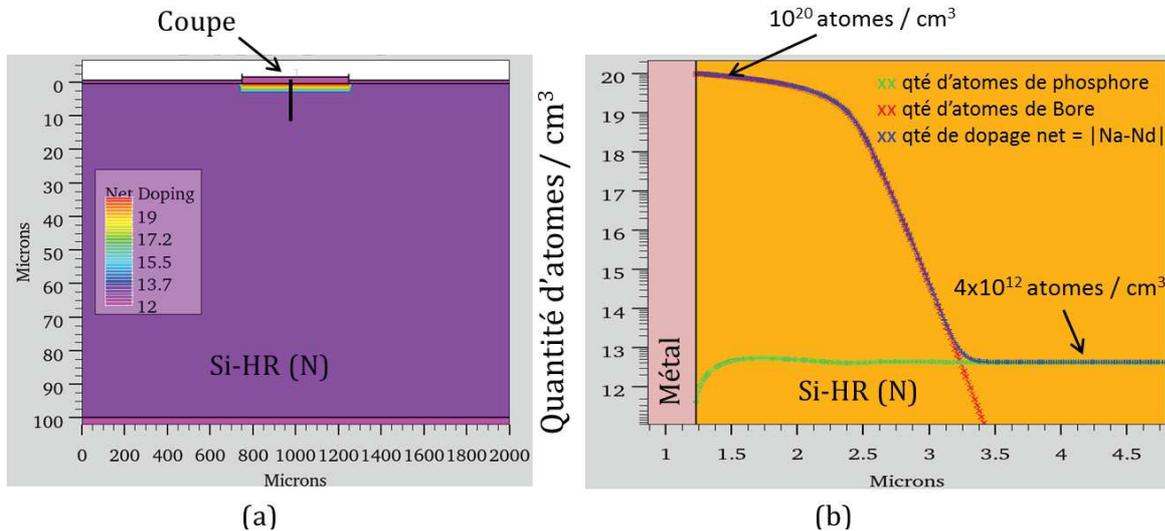


Figure 2.3 : Diode P+N. (a) Plan de coupe. (b) Quantité de dopage de la jonction P+N.

Ainsi, sur cet exemple, les caractéristiques de la diode P+N obtenues sont :

- quantité d'atomes dopants à l'interface Aluminium / zone dopée P⁺ : 10^{20} atomes /cm³,
- profondeur de jonction = 2 μ m,
- quantité d'atomes dopants dans le substrat : 4×10^{12} atomes / cm³ (liée à la résistivité du substrat avec $\rho = 1000 \Omega \cdot \text{cm}$).

2.2.3 Simulations électriques en régimes statique et quasi-statique (1 MHz) des composants semi-conducteurs : Silvaco® (Atlas™)

Sous Atlas™, afin de calculer les caractéristiques électriques, il existe trois méthodes de calculs différentes (Newton, Gummel et Block) et plusieurs modèles [3] liés à :

- La concentration des zones dopées : Le modèle par défaut est celui de Boltzmann. Certains des modèles sont valables pour des zones fortement dopées, d'autres utilisés pour voir l'impact à basses températures...
- La mobilité des porteurs en fonction du matériau utilisé, de la température, de la structure du composant (planaire ou non), de la jonction (bipolaire ou MOS).
- La recombinaison des porteurs : Certains modèles sont préconisés si la durée de vie des porteurs minoritaires est considérée comme fixe ou variable, d'autres dans le cas de fortes densités de courant ou en fonction du type de jonction.
- L'effet tunnel qui doit être pris en compte dans les technologies EEPROM.

Le modèle et la méthode utilisés sont ceux définis par défaut. Leurs validités ont été vérifiées par l'adéquation entre les simulations et les mesures. Le modèle est celui de Boltzmann où la quantité des porteurs et la densité de courant dépendent de la température, de la mobilité des porteurs, du niveau d'énergie de Fermi, de la densité des porteurs intrinsèques et non pas du champ électrique. La méthode d'analyse commence par celle de Gummel et enchaîne par celle de Newton ou de Block en fonction du critère de convergence, des conditions aux frontières et des différentes simulations choisies.

Les caractéristiques $I(V)$, $C(V)$ et $G(V)$ peuvent être extraites à partir du logiciel Atlas™. La Figure 2.4 présente la densité de courant obtenue en fonction de la tension de polarisation dans la diode réalisée sous Athena™ pour des largeurs de jonction $w_j = 200 \mu\text{m}$ et $w_j = 500 \mu\text{m}$ (hauteur du substrat = $100 \mu\text{m}$). Elle est exprimée en $\text{A} / \mu\text{m}$, étant donné que les simulations sont réalisées en 2D en considérant une longueur de diode de $1 \mu\text{m}$. Ainsi, **plus la jonction est large, plus la densité de courant la traversant est élevée**. Pour des jonctions larges, il faudra donc polariser avec une tension proche de la tension de seuil pour limiter la consommation de courant.

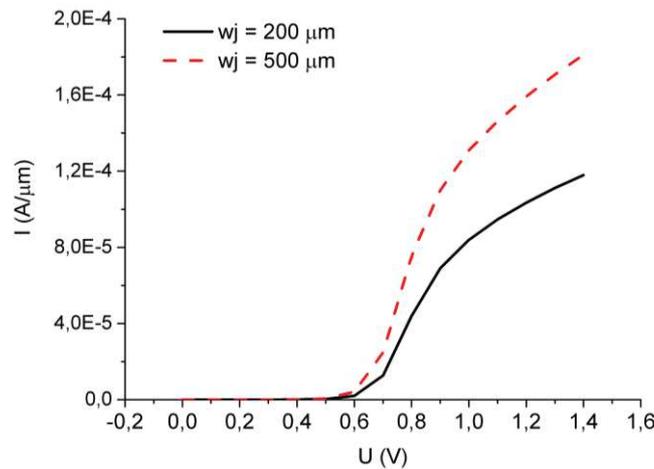


Figure 2.4 : Densité de courant en fonction de la largeur de la jonction et de la tension de polarisation.

La densité de charge est calculée à partir du théorème de Gauss entre les deux électrodes. La zone dopée doit être plus petite que l'électrode supérieure afin de diminuer les courants de fuite de part et d'autre de la zone dopée. De plus, dans une application hyperfréquence, si la zone dopée est de la même taille que la couche de métal, les pertes et les risques de désadaptation sont minimisés. Sachant que la capacité et la conductance sont proportionnelles à la hauteur de substrat, pour avoir une estimation de leurs valeurs en fonction de la tension de polarisation, il n'est pas nécessaire d'effectuer la simulation sur la hauteur réelle du substrat, ce qui diminue le temps de simulation.

La Figure 2.5 montre les valeurs de la capacité et de la conductance en fonction de la tension de polarisation pour la diode P+N ($w_j = 500 \mu\text{m}$ et $h = 100 \mu\text{m}$), avec une fréquence de simulation de 1 MHz. **Plus la largeur de la jonction est importante, plus les valeurs de la capacité et de la conductance seront élevées.**

2.2 Simulation technologique et électrique de composants semi-conducteurs sur silicium

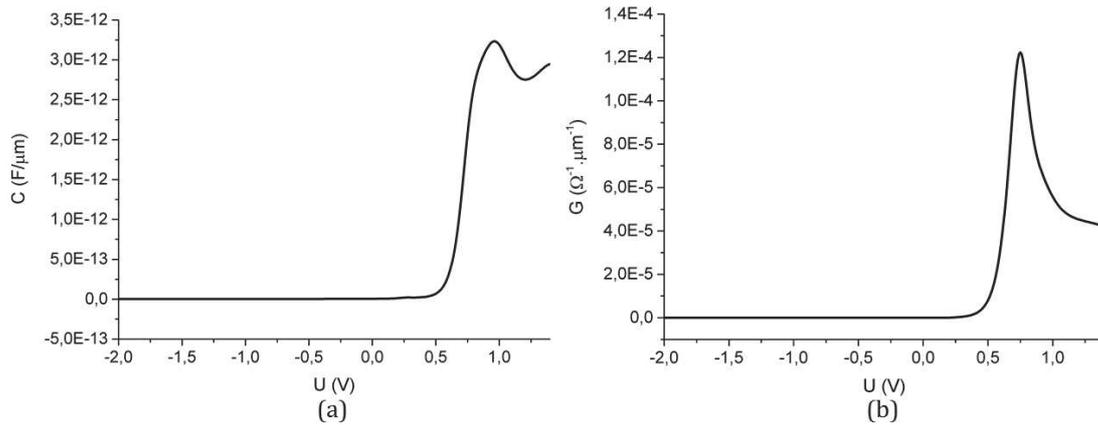


Figure 2.5 : Caractéristiques de la jonction P+N. (a) C (V). (b) G (V).

Les densités totales des électrons et des trous sont calculées, sous Atlas™, à partir des équations de Poisson, en fonction des densités de charge dans les différentes bandes d'énergie, ainsi que des masses effectives des électrons et des trous du matériau considéré. A partir de ces densités et des mobilités de porteurs, il est possible d'extraire la résistivité ρ (Equation 23), dans le substrat, telle que :

$$\rho = \frac{1}{q \times (n \times \mu_n + p \times \mu_p)} (\Omega.cm) \quad (23)$$

Les courbes de résistivité de la Figure 2.6 sont basées sur l'équation (23), dont la résistivité est calculée au centre de la jonction dans toute l'épaisseur du substrat. Ainsi, **avec une jonction P+N, en polarisation inverse, avec une tension négative, la ZCE est isolante et présente une forte valeur de la résistivité. A 0 V, mode OFF, la résistivité est égale à celle du substrat, la ZCE est très petite. En polarisation directe, avec une tension supérieure à la tension de seuil, mode ON, la résistivité devient faible. Avec cette variation de la résistivité en fonction de la tension de polarisation, la diode commute, tel un interrupteur, d'un état OFF à un état ON.**

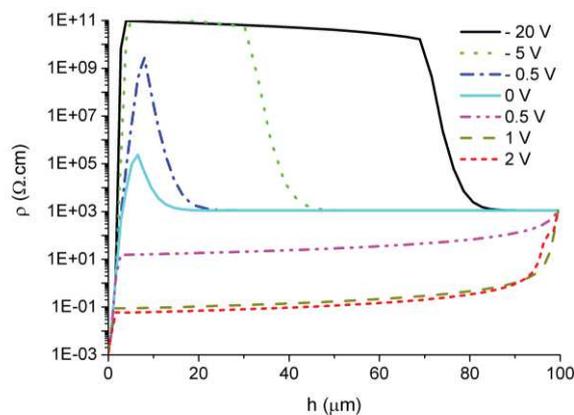


Figure 2.6 : Résultats de simulation Atlas™ de la résistivité dans le substrat en fonction de la tension de polarisation.

Les profils de résistivité ont été importés sous Matlab® pour permettre une visualisation en 2D, en fonction de la tension de polarisation. Les Figure 2.7, Figure 2.8 et Figure 2.9 représentent la résistivité (en $\Omega\cdot\text{cm}$, échelle logarithmique) dans le substrat pour une tension de polarisation respectivement de -20 V (mode inverse), 0 V (mode OFF) et 1 V (mode ON).

En mode inverse (Figure 2.7), à -20 V , la hauteur de la ZCE est d'environ $75\text{ }\mu\text{m}$ avec une résistivité supérieure à $10^{10}\text{ }\Omega\cdot\text{cm}$.

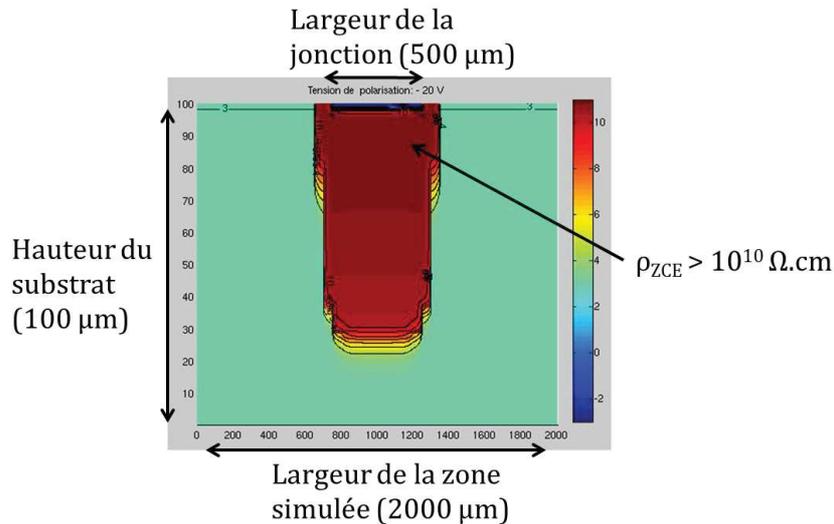


Figure 2.7 : Modélisation de la résistivité (en $\Omega\cdot\text{cm}$, échelle logarithmique) dans le substrat pour une tension de polarisation égale à -20 V (mode inverse).

En mode OFF (Figure 2.8), à 0 V , la hauteur de la ZCE est de quelques microns avec une résistivité maximale de l'ordre de $10^5\text{ }\Omega\cdot\text{cm}$.

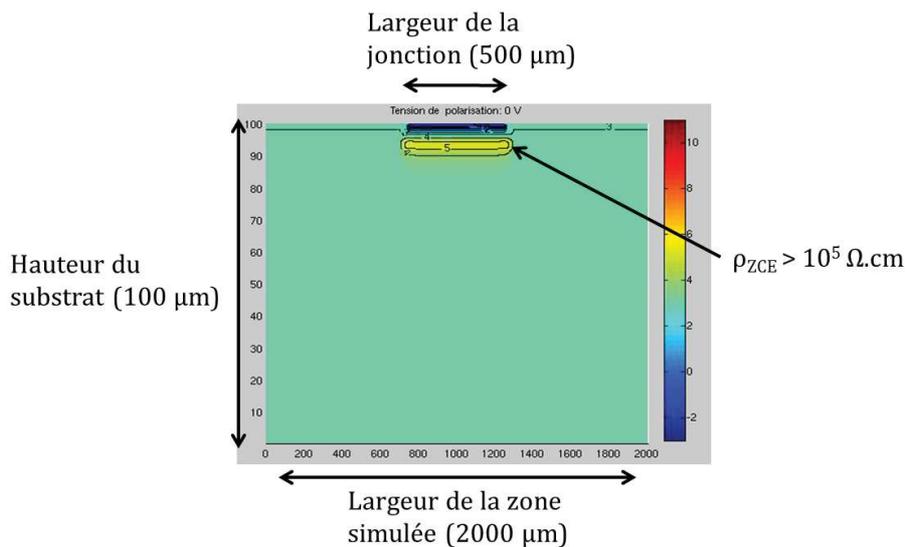
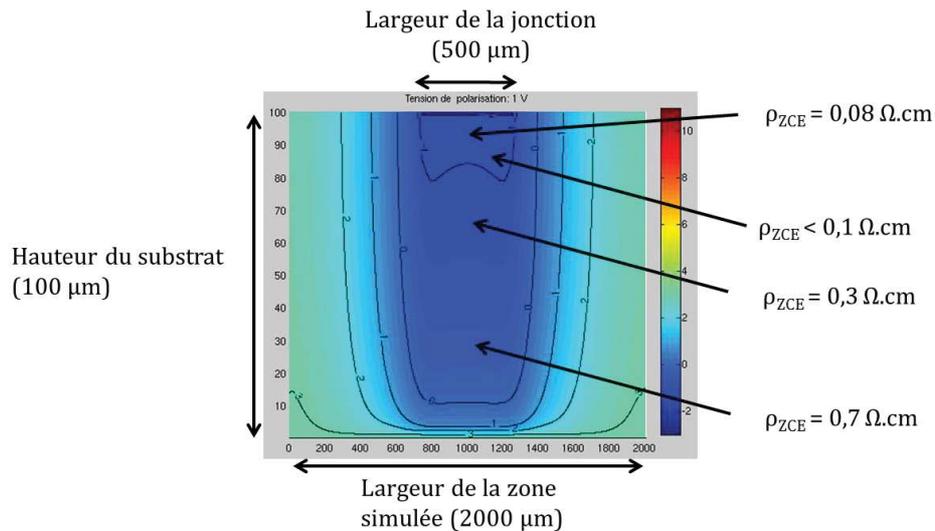


Figure 2.8 : Modélisation de la résistivité (en $\Omega\cdot\text{cm}$, échelle logarithmique) dans le substrat pour une tension de polarisation égale à 0 V (mode OFF).

2.2 Simulation technologique et électrique de composants semi-conducteurs sur silicium

En mode ON (Figure 2.9), à 1 V, la résistivité dans le substrat est faible, de l'ordre de 0,1 $\Omega\cdot\text{cm}$ sur 20 μm , puis augmente progressivement dans l'épaisseur du substrat. L'idéal est d'obtenir une résistivité très faible et homogène dans toute l'épaisseur du substrat, afin que la résistance équivalente s'approche d'un court-circuit parfait, dont le comportement serait comparable à un via métallique. Cette augmentation progressive de la résistivité dans le substrat engendre une augmentation de la résistance, et par conséquent, diminue les performances de la diode en mode ON. Afin d'améliorer cette résistivité, il est nécessaire d'étudier d'autres jonctions semi-conductrices.



2.3 Co-simulation électrique / électromagnétique

Le logiciel Atlas™ permet de simuler les comportements électriques d'une jonction semi-conductrice. Cette jonction va servir d'élément d'accord à un circuit hyperfréquence. Ainsi, pour étudier le comportement d'un dispositif accordable, il est nécessaire de coupler le logiciel Atlas™ avec soit un simulateur circuit tel qu'ADS®, soit un simulateur électromagnétique tel que HFSS™.

2.3.1 De Atlas™ à ADS®

Le logiciel ADS® de Keysight Technologies® [4] est un outil de simulation de circuits analogiques hyperfréquences, de circuits numériques et mixtes (analogiques - numériques), basé sur le principe qu'un système complexe peut être décomposé en parties élémentaires simples. A partir de la méthode de calcul nodale, il permet d'adapter à chaque structure élémentaire le calcul de façon la plus appropriée. Les simulations rapides ne prennent pas en compte tous les couplages et les rayonnements électromagnétiques mais permettent d'avoir une idée comportementale du circuit.

Les circuits peuvent être dessinés en éléments localisés (Figure 2.10), avec les paramètres linéiques de la ligne de transmission R, L, C et G, ou en éléments distribués en tenant compte de la largeur, de la longueur physique de la ligne, des matériaux (métal et substrat) et de leurs dimensions (Figure 2.11).

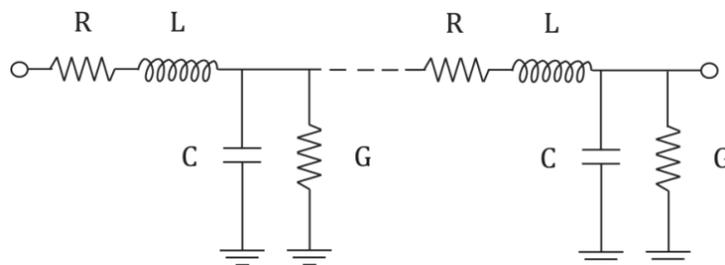


Figure 2.10 : Modélisation d'une ligne microruban en éléments localisés.

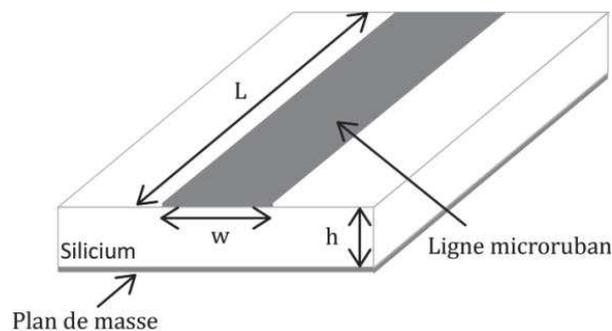


Figure 2.11 : Modélisation d'une ligne microruban en éléments distribués.

Une ligne de transmission dopée sur substrat silicium et son équivalent circuit sont illustrés à la Figure 2.12. Pour simuler le fonctionnement en fréquence de la ligne de transmission, il faut connaître les valeurs de la capacité C_{OFF} et des résistances R_{OFF} et R_{ON} en fonction de la tension de polarisation de la diode. Ces valeurs peuvent être obtenues par la simulation de la jonction sous Atlas™, en fonction de la tension de polarisation.

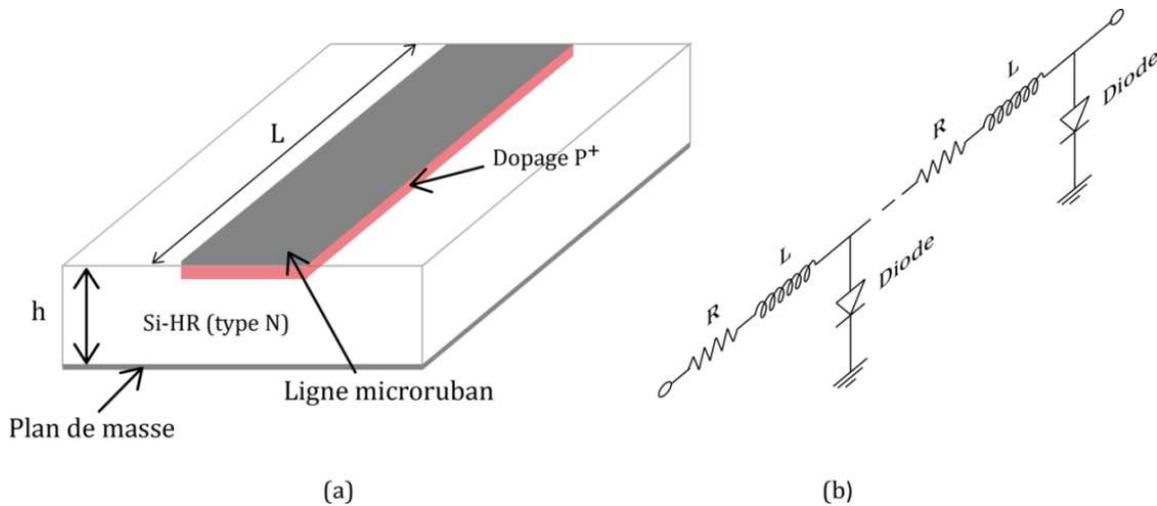


Figure 2.12 : (a) Ligne microruban dopée. (b) Modèle circuit équivalent.

Le problème de cette co-simulation est la prise en compte des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence. Pour obtenir la variation fréquentielle de la jonction (capacité et conductance), autant de simulations sont nécessaires que de point de fréquence à étudier. Ainsi, pour obtenir le couplage entre les comportements électriques et électromagnétiques d'une fonction accordable, une autre co-simulation Atlas™ et HFSS™ a été étudiée dans la partie suivante.

2.3.2 De Atlas™ à HFSS™

La modélisation choisie, entre un dispositif passif et son élément actif, est celle qui couple les logiciels Atlas™ et HFSS™, ceci, afin de prendre en compte tous les phénomènes électromagnétiques (rayonnement, couplage et propagation) d'un dispositif hyperfréquence accordable. Dans cette partie, nous allons montrer que l'analyse fréquentielle du dispositif nécessite moins de simulations de la jonction sous Atlas™ par rapport à la co-simulation Atlas™ / ADS©.

2.3.2.1 Simulation électrique d'une jonction à partir d'Atlas™

Le comportement électrique de la jonction semi-conductrice est simulé sous Atlas™, de la même manière qu'à la partie 2.2.3, dont la résistivité dans la jonction (cf Figure 2.6), est le paramètre de sortie de la simulation électrique. Cette résistivité variable, en fonction de la tension de polarisation, est le paramètre d'entrée de la simulation électromagnétique.

2.3.2.2 Simulation électromagnétique d'une ligne de transmission sur substrat semi-conducteur sous HFSS™

Le logiciel HFSS™ permet d'effectuer des simulations électromagnétiques en 3D de structures dans le domaine des hyperfréquences. Les calculs sont basés sur la résolution des équations de Maxwell à partir de la méthode des éléments finis. Il est possible de calculer les paramètres S en fonction de la fréquence. HFSS™ utilise un maillage adaptatif qui permet, en fonction du critère de convergence, de stopper la simulation lorsque la convergence est atteinte. La fréquence de maillage définit la taille des mailles élémentaires, et dépend de la structure étudiée :

- ligne de transmission : maillage à la fréquence de simulation la plus élevée,
- filtre passe-bande (à faible bande passante) : maillage à la fréquence centrale du filtre,
- filtre passe-bande (à large bande passante) : maillage à la fréquence haute du filtre,
- antenne : maillage à la fréquence de rayonnement.

De manière générale, lors des simulations de dispositifs hyperfréquences sur substrats diélectriques sous HFSS™, les caractéristiques du substrat nécessaires à la simulation sont la permittivité diélectrique et la tangente de perte (exemple pour un substrat Alumine : $\epsilon_r = 9,6$; $\tan\delta = 3 \times 10^{-4}$). Avec ces substrats diélectriques, la tangente de perte est considérée comme constante sur toute la bande de fréquence simulée. Dans le cas d'un substrat semi-conducteur, il y a plusieurs possibilités pour prendre en compte les pertes dans le matériau :

- 1) considérer la tangente de perte comme constante sur toute la bande simulée (comme dans le cas d'un substrat diélectrique), $\tan\delta = \text{cte}$,
- 2) exprimer les pertes du substrat en considérant sa conductivité (inversement proportionnelle à la résistivité), $\sigma = 0,1 \text{ S/m}$,
- 3) calculer la tangente de perte, à chaque point de fréquence simulée à partir de l'équation (24) :

$$\tan \delta = \frac{\sigma}{\epsilon_0 \epsilon_r \omega} + \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \quad (24)$$

La Figure 2.13 illustre une ligne de transmission microruban dessinée sous HFSS™ sur un substrat silicium d'épaisseur $h = 675 \mu\text{m}$, dont la permittivité est $\epsilon_r = 11,8$. La largeur de la ligne $w = 500 \mu\text{m}$ est calculée afin d'obtenir une impédance caractéristique $Z_c = 50 \Omega$. La longueur de la ligne $L = 10 \text{ mm}$. Le matériau utilisé pour les conducteurs (plan de masse et ruban métallique) est l'aluminium, dont la conductivité $\sigma = 3,8 \times 10^7 \text{ S/m}$.

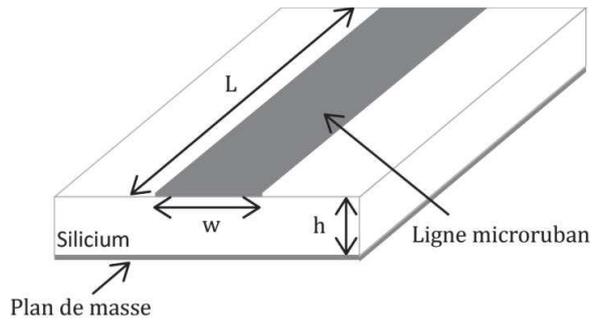


Figure 2.13 : Illustration d'une ligne microruban sur substrat silicium.

La Figure 2.14 présente les résultats de simulation de la ligne microruban sur substrat silicium de résistivité $\rho = 1000 \Omega \cdot \text{cm}$, dont les pertes du substrat sont prises en compte pour les trois cas énoncés ci-dessus, avec les caractéristiques suivantes :

- 1) $\sigma = 0 \text{ S/m}$: $\tan\delta = 0,017$, correspondant à la tangente de perte à 10 GHz pour un substrat de $1000 \Omega \cdot \text{cm}$,
- 2) $\sigma = 0,1 \text{ S/m}$: équivalent à un substrat de $1000 \Omega \cdot \text{cm}$; $\tan\delta = 0$,
- 3) $\tan\delta = \frac{1}{\rho\epsilon_0\epsilon_r\omega} + 0,0018$, ; calculée à chaque point de fréquence.

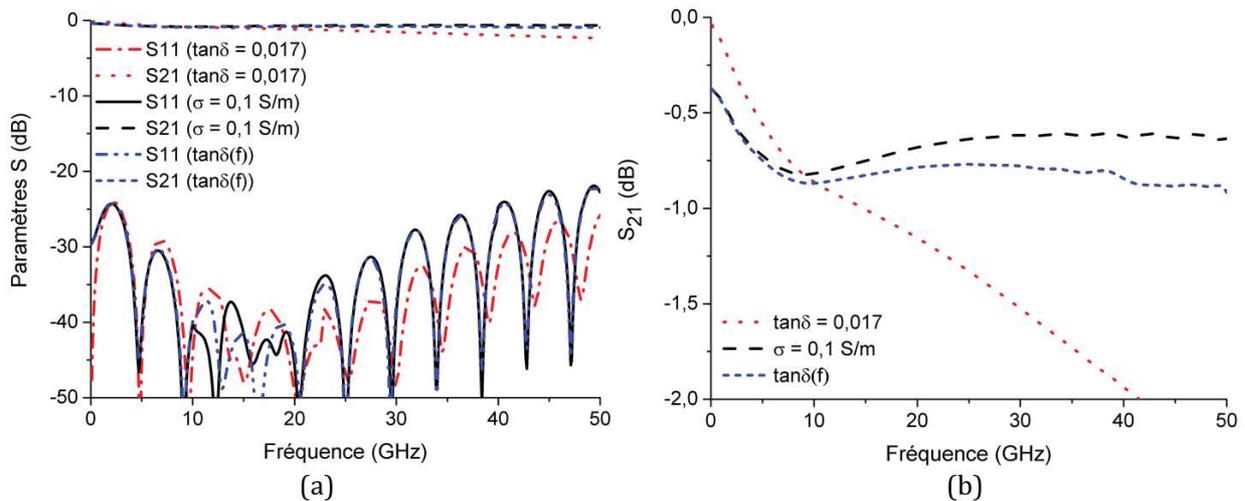


Figure 2.14 : Résultats de simulation HFSS™ d'une ligne microruban sur silicium, dont la résistivité est de $1000 \Omega \cdot \text{cm}$, en fonction des trois possibilités de prises en compte des pertes dans le substrat.
 (a) Paramètres S. (b) Paramètres en transmission S_{21} .

Afin de comparer avec les simulations précédentes, la Figure 2.15 présente les résultats de simulation de la ligne microruban sur substrat silicium de résistivité $\rho = 100 \text{ } \Omega \cdot \text{cm}$, dont les pertes du substrat sont prises en compte pour les trois cas énoncés précédemment, avec les caractéristiques suivantes :

- 1) $\sigma = 0 \text{ S/m}$: $\tan\delta = 0.153$, correspondant à la tangente de perte à 10 GHz pour un substrat de $100 \text{ } \Omega \cdot \text{cm}$,
- 2) $\sigma = 1 \text{ S/m}$: équivalent à un substrat de $100 \text{ } \Omega \cdot \text{cm}$; $\tan\delta = 0$,
- 3) $\tan\delta = \frac{1}{\rho\epsilon_0\epsilon_r\omega} + 0.0018$, calculée à chaque point de fréquence.

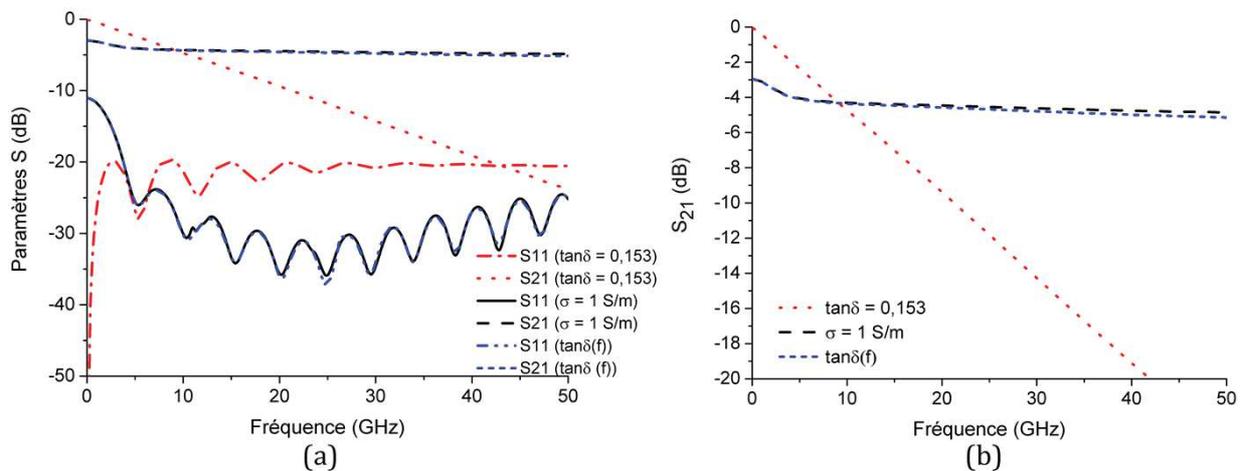


Figure 2.15 : Résultats de simulation HFSS™ d'une ligne microruban sur silicium, dont la résistivité est de $100 \text{ } \Omega \cdot \text{cm}$, en fonction des trois possibilités de prises en compte des pertes dans le substrat. (a) Paramètres S. (b) Paramètres en transmission S_{21} .

Lorsque les pertes sont définies avec une tangente de perte constante, comme dans la plupart des simulations hyperfréquences sur substrat diélectriques, les pertes augmentent fortement avec la fréquence. La solution 1 n'est pas appropriée à nos simulations sur silicium. Dans le cas d'un matériau conducteur, les pertes sont définies avec une conductivité constante. Avec un substrat semi-conducteur, les pertes liées au silicium varient en fonction de la fréquence. Pour le substrat de $100 \text{ } \Omega \cdot \text{cm}$, la différence du niveau de pertes entre les solutions 2 et 3 est de 0,3 dB à 50GHz, tandis que pour le substrat de $1000 \text{ } \Omega \cdot \text{cm}$, la différence est de 0,25 dB. Ainsi, il y a peu de différence entre les solutions 2 et 3 quelle que soit la résistivité du substrat. L'avantage de la troisième solution réside dans la prise en compte de la tangente de perte réelle à chaque point de fréquence, ceci quelle que soit la bande de fréquence simulée, l'inconvénient est la nécessité de calculer la tangente de perte pour chaque résistivité et chaque point de fréquence. De plus, lorsque la résistivité est inférieure à $0,001 \text{ } \Omega \cdot \text{cm}$, la conductivité est supérieure à 100000 S/m , alors HFSS™ rencontre des problèmes de maillage, dans ces conditions le temps de simulation est deux fois plus important avec la solution 2 par rapport à la 3. Ainsi, c'est la solution 3, valide quelle que soit la résistivité simulée, qui sera utilisée dans la suite de l'étude. Un programme matlab® permet rapidement de calculer la tangente de perte en fonction de la résistivité et de la bande de fréquence simulée.

2.3.2.3 Couplage des simulations électriques avec Atlas™ et des simulations électromagnétiques à partir d'HFSS™

La Figure 2.16 illustre les modèles des simulations électromagnétiques dessinés sous HFSS™, en modes OFF et ON, vues 3D et vues de coupe, d'une ligne microruban dopée sur substrat silicium. Les caractéristiques de la ligne sont identiques à la ligne précédente ($h = 675 \mu\text{m}$, $w = 500$, $L = 10 \text{ mm}$). La zone dopée est aussi large que la ligne et sa longueur égale à $L_{\text{dop}} = 1 \text{ mm}$.

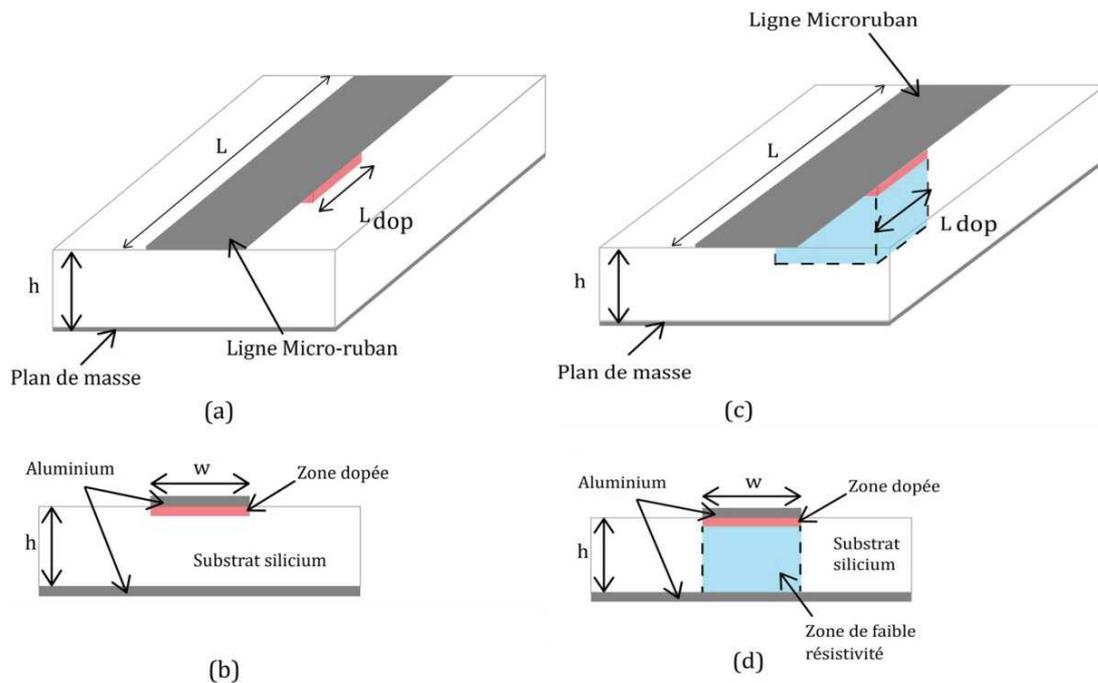


Figure 2.16 : Modélisation HFSS™ d'une ligne microruban dopée dans les modes OFF et ON de la diode. Mode OFF : (a) Vue 3D. (b) Vue en coupe (b). Mode ON : (c) Vue 3D. (d) Vue en coupe (d).

En mode OFF, pour une tension de polarisation égale à 0 V, la tangente de perte est calculée pour un substrat de résistivité $\rho = 1000 \Omega \cdot \text{cm}$. En mode ON, pour une tension de polarisation de 2 V, la tangente de perte est évaluée avec la résistivité calculée sous Atlas™. Pour simplifier la simulation, la résistivité est considérée comme homogène dans toute l'épaisseur du substrat avec une largeur équivalente à celle de la jonction.

Les résultats de simulation électromagnétique sont présentés en modes OFF et ON sur la Figure 2.17. Le mode ON est simulé avec une résistivité $\rho = 1 \Omega \cdot \text{cm}$, estimée sous Atlas™ pour une jonction dont les caractéristiques sont les suivantes :

- résistivité du substrat : $\rho = 1000 \Omega \cdot \text{cm}$,
- concentration de la zone dopée : $N_a = 10^{20}$ atomes / cm^3 à la surface,
- profondeur de jonction : $h_j = 2 \mu\text{m}$,
- tensions de polarisation : $U = 0 \text{ V}$ (mode OFF) et $U = 2 \text{ V}$ (mode ON).

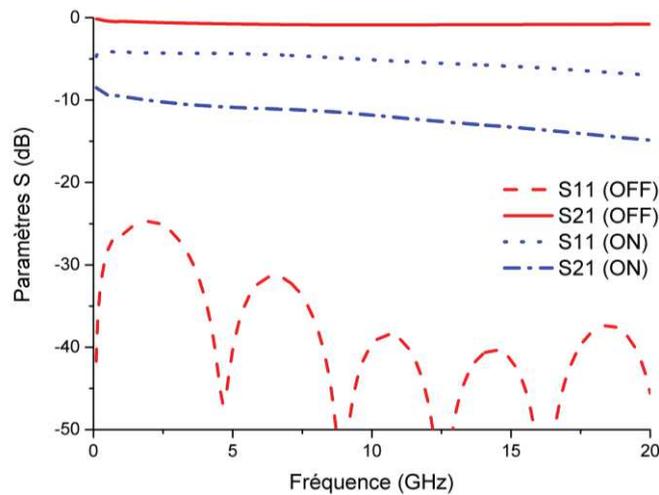


Figure 2.17 : Réponses HFSS™ d'une ligne microruban dopée (P+N), mode OFF (0 V) et mode ON (1 V).

Les pertes d'insertion, S_{21} , en mode OFF sont inférieures à 0,8 dB, mais l'isolation, S_{11} , atteinte en mode ON, comprise entre 10 dB et 15 dB, est insuffisante avec la jonction P+N considérée. En effet, si on compare avec les switches SPST [5], [6] présentés dans l'état de l'art, l'isolation est supérieure à 16 dB.

2.3.3 Bilan

Les outils de co-simulation électrique / électromagnétique ont été présentés dans l'objectif de co-dessiner un dispositif hyperfréquence et son élément d'accord, intégré dans le substrat. Cette co-simulation est effectuée à partir du couplage entre Atlas™ et HFSS™. Bien que les performances de la diode en mode ON ne soient pas satisfaisantes pour obtenir une isolation suffisante du switch intégré (comprise entre 10 dB et 15 dB pour une bande de fréquence comprise entre 0 et 20 GHz), nous avons une méthode de simulation globale d'un dispositif accordable sur silicium. Par la suite, des solutions d'améliorations sont proposées.

2.4 Dimensionnement du switch intégré

L'objectif de cette partie est de concevoir un switch intégré ayant de bonnes performances en mode ON en minimisant la résistivité. En effet, la jonction P+N précédente possède une résistivité trop importante en polarisation directe qui ne permet pas d'atteindre un niveau d'isolation suffisant. Pour visualiser les comportements du switch en fonction de la tension de polarisation, les simulations de cette partie sont effectuées pour des tensions égales à -20V en mode inverse, à 0 V en mode OFF et à 1 V en mode ON.

2.4.1 Analyse comportementale d'une jonction P+N

La résistivité (ρ) et l'épaisseur (h) du substrat, la hauteur (h_j) et la largeur (w_j) de la jonction, ainsi que les quantités d'atomes de la région P+ sont autant de paramètres à optimiser afin d'obtenir les meilleures performances. Le modèle de jonction employé pour les simulations Atlas™ suivantes est celui de la Figure 2.18, dont les caractéristiques sont les suivantes : $\rho = 1000 \Omega \cdot \text{cm}$, $h = 100 \mu\text{m}$, $N_a = 10^{20}$ atomes / cm^3 à la surface, $h_j = 2 \mu\text{m}$, $w_j = 500 \mu\text{m}$. La variation, un à un, de ces paramètres, va nous permettre de connaître quels sont ceux à optimiser pour améliorer la résistivité en mode ON.

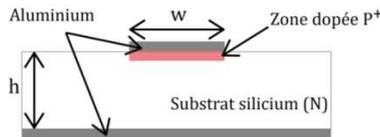


Figure 2.18 : Modèle de la jonction P+N.

2.4.1.1 Influence de la quantité de dopants

La Figure 2.19 présente les résultats de simulation de la résistivité en mode inverse et en mode direct dans le substrat en fonction de la quantité d'atomes de Bore (P+). **En mode inverse, la concentration a très peu d'influence, sur la résistivité de la ZCE et sur la hauteur de celle-ci. En revanche, plus la concentration d'atomes dopants est importante, plus la résistivité en mode ON est faible et meilleure sera la qualité du switch.**

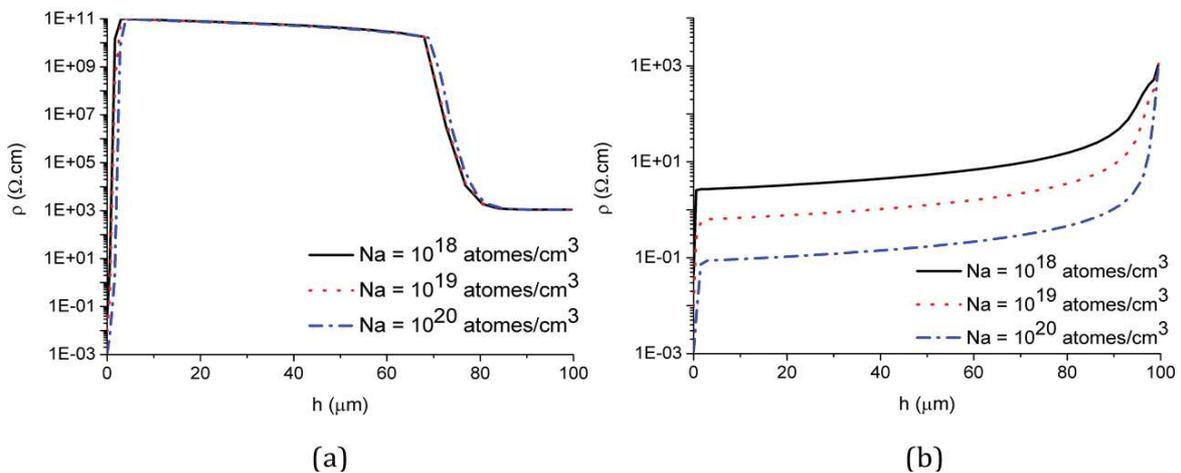


Figure 2.19 : Résistivité en fonction de la quantité d'atomes dopants de la zone P+. (a) En mode inverse. (b) En mode direct.

2.4.1.2 Influence de la hauteur de la zone P⁺

Le temps et la température de diffusion sont les deux paramètres qui influent sur la profondeur de la jonction. La ZCE étant la zone située entre les régions P⁺ et N, une augmentation de la hauteur de la zone P⁺, implique un décalage de la ZCE en mode inverse (Figure 2.20(a)). **En mode ON (Figure 2.20(b)), plus la hauteur de la zone P⁺ est importante, plus la résistivité est faible.**

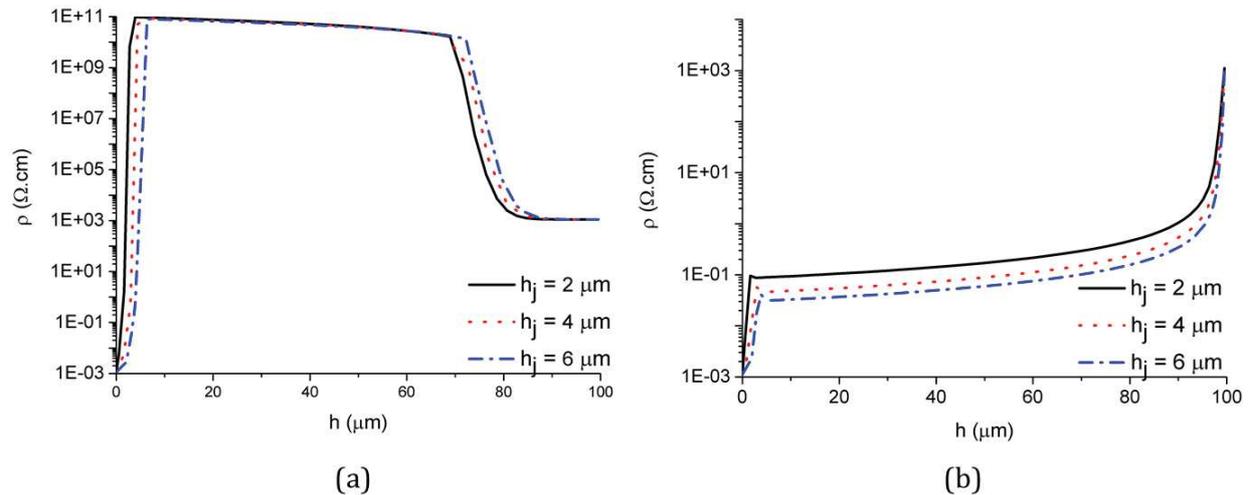


Figure 2.20: Résistivité en fonction de la hauteur de la zone P⁺. (a) En mode inverse. (b) En mode direct.

2.4.1.3 Influence de la largeur de la zone dopée P⁺

La résistivité, est peu dépendante de la largeur de la zone dopée (Figure 2.21 (a) et (b)), quel que soit le mode de fonctionnement de la jonction. Ainsi, dans un dispositif hyperfréquence, la résistivité sera la même, quelle que soit la taille de la diode.

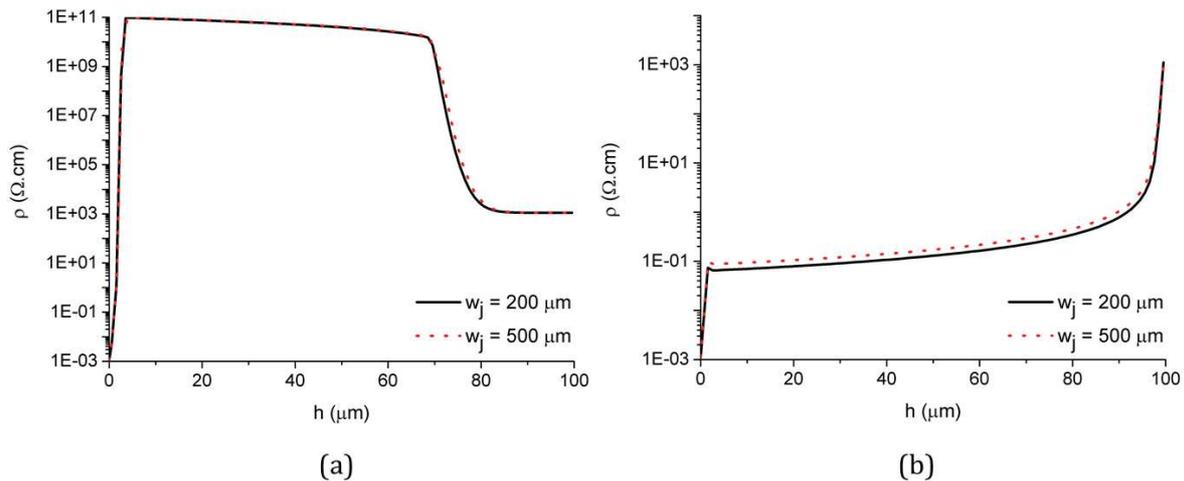


Figure 2.21 : Résistivité en fonction de la largeur de la zone P⁺. (a) En mode inverse. (b) En mode direct.

2.4.1.4 Influence de la résistivité du substrat type N

Plus la résistivité du substrat est élevée, plus la hauteur de la ZCE est importante et la résistivité faible dans la ZCE (Figure 2.22 (a)). A partir de cette jonction, si l'on souhaite diminuer les pertes par une tension de polarisation en inverse, la hauteur du substrat et la tension inverse que l'on désire appliquer limite le choix de la résistivité. **En mode ON, les performances en termes de résistivité dans la zone dopée seront d'autant meilleures que la résistivité du substrat sera faible** (Figure 2.22 (b)).

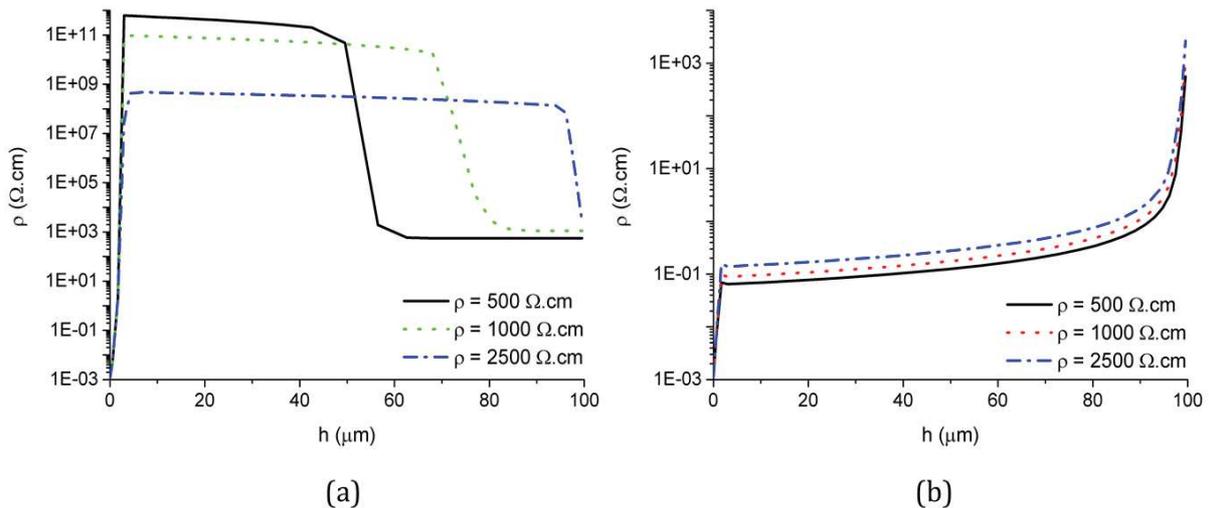


Figure 2.22 : Résistivité en fonction de la résistivité du substrat de la zone N. (a) En mode inverse. (b) En mode direct.

En résumé, la résistivité en mode ON d'une jonction P+N sera d'autant plus faible que :

- la quantité d'atomes dopants N_a de la zone P+ est élevée,
- la profondeur de la jonction est grande,
- la résistivité du substrat, type N, est faible.

Même si certains de ces paramètres permettent de diminuer la résistivité en mode ON, quelles que soient les caractéristiques de la jonction P+N, la résistivité augmente progressivement dans le substrat, pour atteindre les 1000 $\Omega \cdot \text{cm}$ du substrat à l'interface semi-conducteur (N) / métal.

2.4.2 Amélioration du dispositif

Le problème avec la jonction P+N est la forte résistivité à l'interface substrat (N) / métal en face arrière. L'objectif est de trouver une autre jonction semi-conductrice permettant d'améliorer les performances du switch en mode ON.

2.4.2.1 Jonction P+NN+

Si un dopage N⁺ est effectué entre la zone N et le métal face arrière (Figure 2.23), le contact ohmique sera amélioré. Cette couche fortement dopée possède une résistivité très faible qui diminue la résistance de contact entre le silicium dopé N et le métal et favorise la circulation du courant.

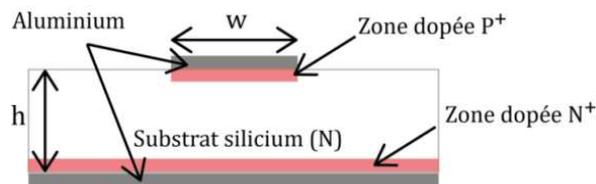


Figure 2.23 : Modèle de la jonction P+NN+

La jonction P+NN⁺ est simulée avec une quantité d'atomes donneurs $N_d = 10^{20}$ atomes / cm³ dans la zone N⁺. La comparaison des performances entre les deux jonctions, P+N et P+NN⁺, est illustrée à la Figure 2.24 en fonction des trois modes de fonctionnement (inverse, OFF et ON). **Avec le N⁺ face arrière, une zone de faible résistivité apparaît à l'interface silicium / métal, et cela dans les trois modes de fonctionnement. En mode inverse, - 20 V, la ZCE est nettement plus isolante (résistivité 50000 fois supérieure) qu'avec la jonction P+N. En mode ON, la couche conductrice N⁺ améliore la résistivité d'un facteur 20 dans toute l'épaisseur du substrat.**

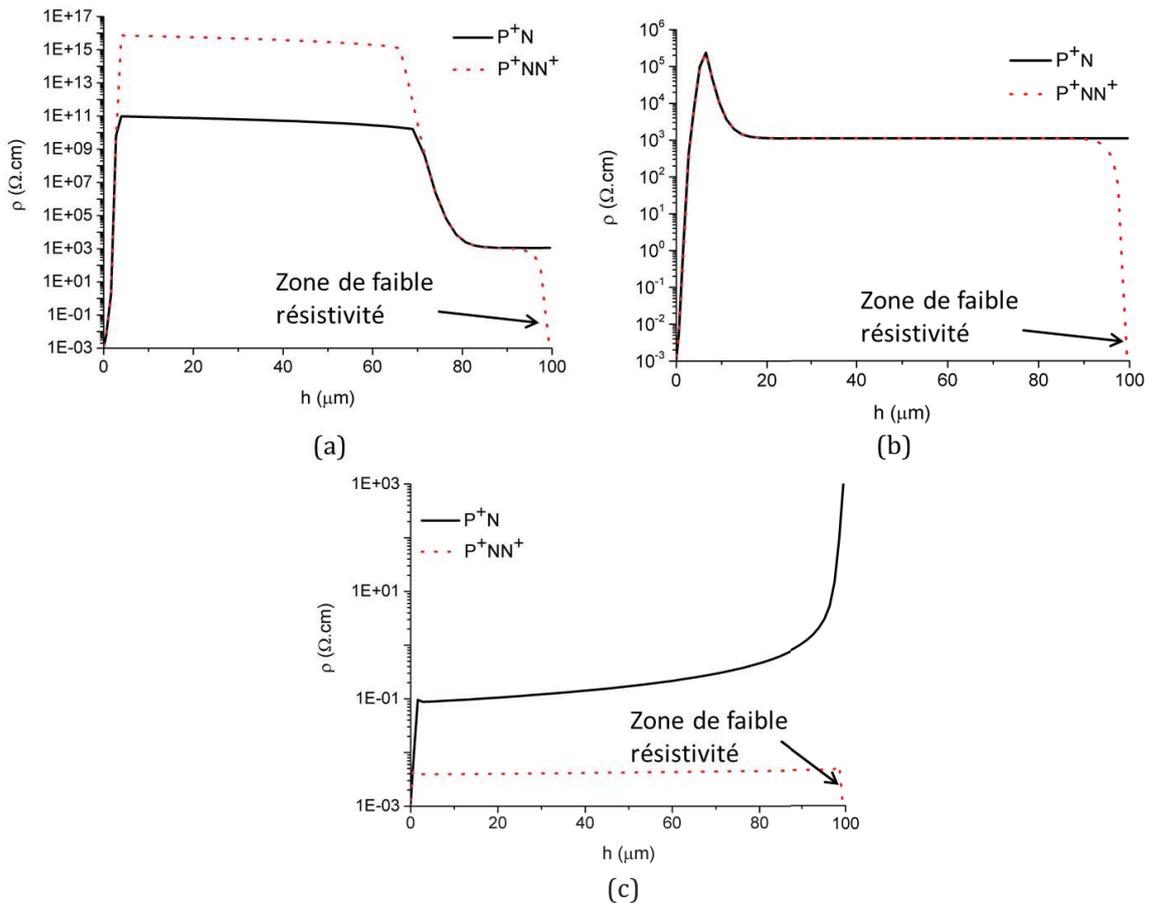


Figure 2.24: Comparaison des deux types de jonction P^+N et P^+NN^+ . (a) En mode inverse (-20 V). (b) En mode OFF (0 V). (c) En mode ON (1 V).

2.4.2.2 Influence de la quantité d'atomes de la zone N^+

La Figure 2.25 illustre la variation de la résistivité en fonction de la quantité d'atomes dans la zone N^+ , dans les deux modes de fonctionnement (inverse et ON).

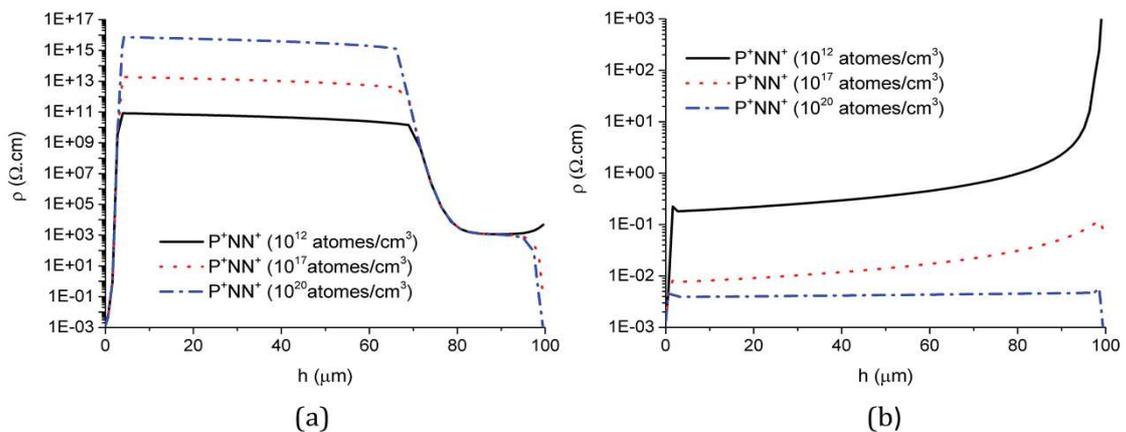


Figure 2.25 : Résistivité en fonction de la quantité d'atomes dopants de la zone N^+ (a) En mode inverse. (b) En mode ON.

Plus la quantité d'atomes dans la zone N⁺ est élevée :

- plus la résistivité, en mode ON, est faible,
- plus la résistivité de la ZCE, en mode inverse est élevée.

Cependant, comme le montre la Figure 2.26, la densité de courant traversant la jonction devient alors très importante. Si la résistivité est faible, la qualité du switch devient proche d'un court-circuit. **Afin de limiter la consommation en courant, il faudra une tension de polarisation légèrement supérieure à la tension de seuil.**

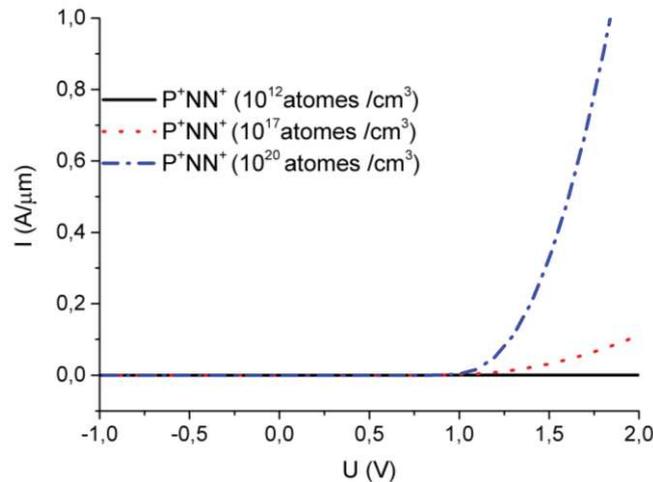


Figure 2.26 : Densité de courant en fonction de la quantité d'atomes de la zone N⁺.

2.4.2.3 Influence de la résistivité du substrat avec une jonction P⁺NN⁺

Avec une hauteur de substrat de 100 μm, en présence d'une couche N⁺ (avec $N_d = 10^{20}$ at/cm³), située entre le substrat type N et le métal, la valeur maximale de la résistivité dans la ZCE (Figure 2.27) est presque identique quelle que soit la résistivité du substrat (contrairement à la jonction P⁺N). Seule la hauteur de celle-ci augmente lorsque la résistivité du substrat augmente. En mode OFF, la ZCE est très petite, les simulations HFSS™ de ce mode sont effectuées avec une résistivité homogène équivalente à la résistivité du substrat considéré. Par contre, **avec cette jonction P⁺NN⁺, la résistivité du substrat n'a pas d'influence sur la résistivité obtenue en mode ON, elle est de 0,004 Ω.cm.**

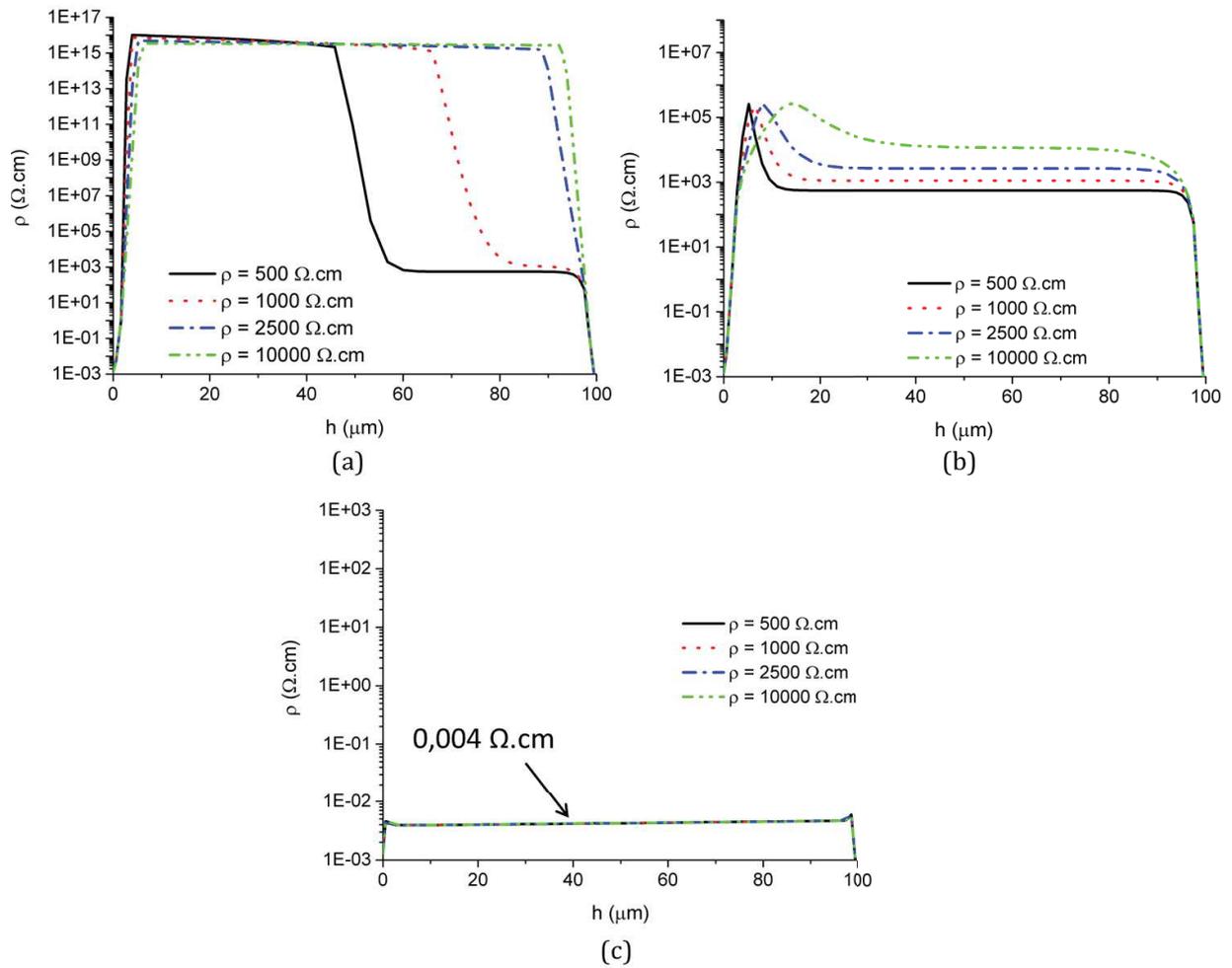


Figure 2.27 : Influence de la résistivité du substrat dans le cas d'une jonction P+NN+ pour une hauteur de substrat de $100 \mu\text{m}$. (a) En mode inverse (-20 V). (b) En mode OFF (0 V). (c) En mode direct (1 V).

Avec une hauteur de substrat de 675 μm (Figure 2.28), en mode inverse (- 20 V) la résistivité et la hauteur de la ZCE varie en fonction de la résistivité du substrat. **Plus la résistivité du substrat est importante, plus la hauteur de la ZCE est élevée.** La résistivité dans la ZCE est d'autant plus importante que la résistivité du substrat est faible. La résistivité est suffisamment élevée dans la ZCE pour considérer que les pertes liées au substrat dans la ZCE sont constantes ($\tan\delta = 0,0018$), quelle que soit la résistivité du substrat. **En mode OFF (0 V), la hauteur de la ZCE est faible, ainsi, elle est négligée pour les simulations électromagnétiques de ce mode. La résistivité du substrat n'a pas d'influence sur la résistivité obtenue en mode ON, mais elle est d'autant plus élevée que l'épaisseur du substrat est importante.** La résistivité est de 0,015 $\Omega\cdot\text{cm}$ pour une épaisseur de 675 μm au lieu de 0,004 $\Omega\cdot\text{cm}$ pour une épaisseur de 100 μm .

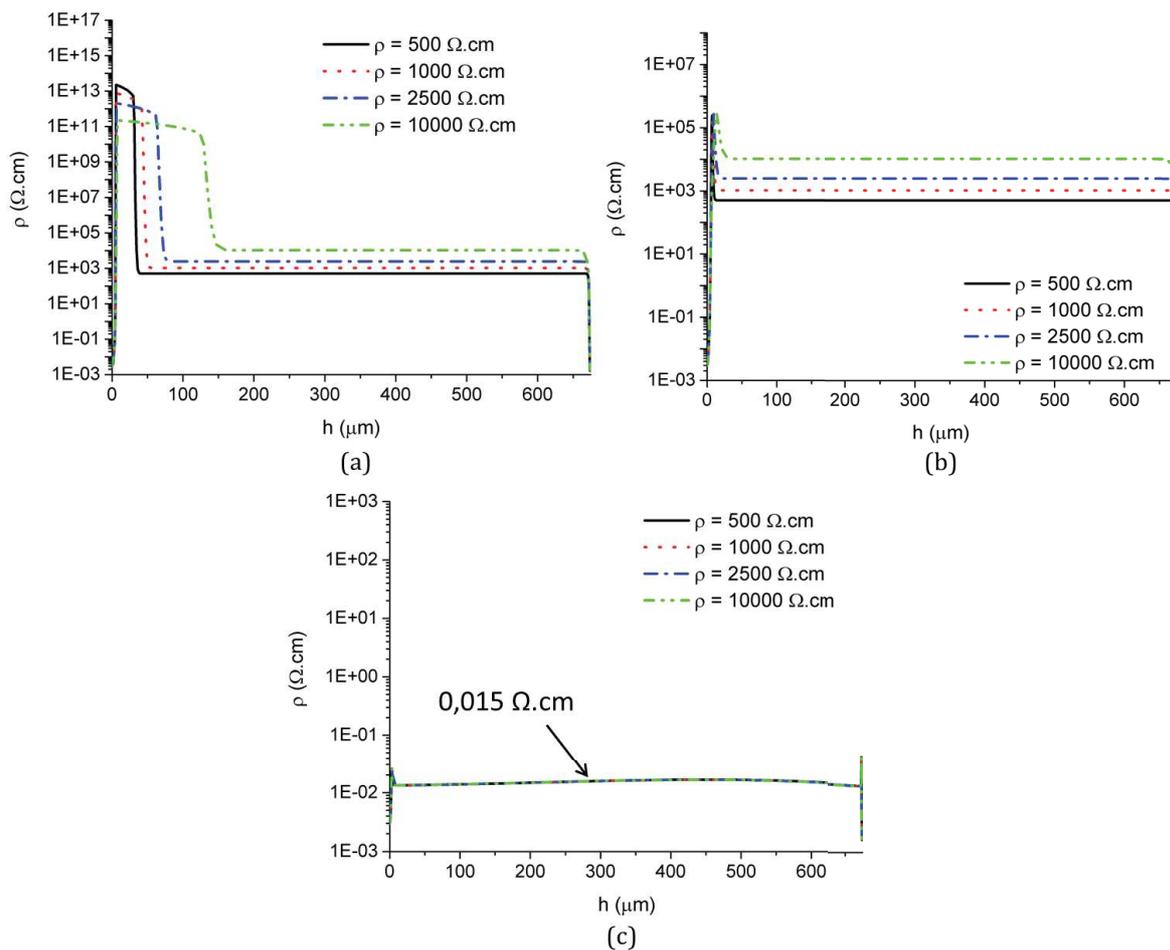


Figure 2.28 : Influence de la résistivité du substrat dans le cas d'une jonction P+NN+ pour une hauteur de substrat de 675 μm . (a) En mode inverse (- 20 V). (b) En mode OFF (0 V). (c) En mode direct (1 V).

Etant donné que la résistivité du substrat n'a pas d'influence sur la résistivité en mode ON, l'utilisation d'un substrat de haute résistivité (HR) permet de minimiser les pertes des dispositifs. Si la résistivité du substrat est importante, un substrat de faible épaisseur limite la hauteur de la ZCE en inverse. Cependant, une faible épaisseur du substrat permet d'obtenir une plus faible résistivité en mode ON et améliore la qualité du switch. En simulation électromagnétique, cette résistivité est simulée de façon homogène sous la zone dopée dans toute l'épaisseur du substrat.

Ainsi, la Figure 2.29 présente la réponse en transmission S_{21} , en mode inverse (-20 V) et en mode OFF (0 V) d'une ligne microruban en fonction de la résistivité du substrat, avec les caractéristiques les suivantes :

- longueur de la ligne : $L = 10$ mm,
- largeur de la ligne : $W = 500$ μm (impédance caractéristique 50 Ω),
- hauteur du substrat = 675 μm .

Le mode inverse est simulé avec une ZCE dont l'épaisseur dépend de la résistivité du substrat (comme l'a montrée la Figure 2.28), avec une tangente de perte égale à 0,0018.

En mode OFF, pour un substrat de 500 $\Omega\cdot\text{cm}$, le niveau de pertes de la ligne est de 1,3 dB à 10 GHz, alors qu'avec un substrat de 10000 $\Omega\cdot\text{cm}$, il ne sera que de 0,55 dB à 10 GHz. Pour un substrat de 500 $\Omega\cdot\text{cm}$, la différence du niveau de pertes entre le mode OFF et le mode inverse est de 0,2 dB, amélioré en mode inverse par la ZCE. Tandis que pour un substrat de 10000 $\Omega\cdot\text{cm}$, la différence entre les deux niveaux de pertes est presque nulle.

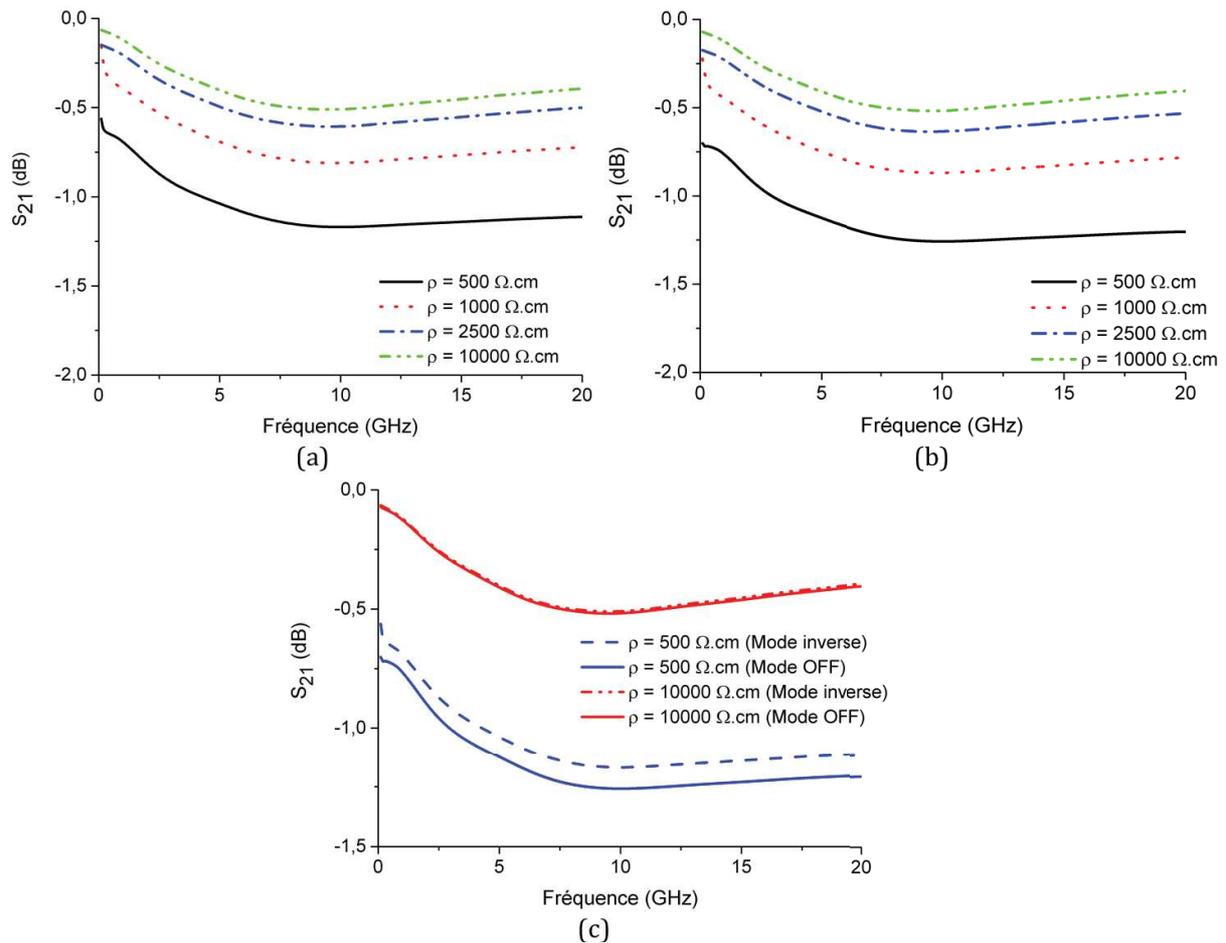


Figure 2.29 : Réponses en transmission d'une ligne microruban en fonction de la résistivité du substrat. (a) En mode inverse (-20 V). (b) En mode OFF. (c) Comparaison mode inverse et mode OFF.

2.4.2.4 Variation des dimensions de la jonction P⁺NN⁺

Dans cette partie, les caractéristiques de la jonction P⁺NN⁺ sont les suivantes :

- quantités d'atomes dopants des zones P⁺ et N⁺ : 10²⁰ atomes/cm³,
- résistivité du substrat type N : 1000 Ω.cm,
- hauteur du substrat = 675 μm.

Cette jonction est réalisée sous une ligne microruban, dont les dimensions sont $w = 0,5 \text{ mm} \times L = 10 \text{ mm}$, et la longueur de la zone dopée mesure 1 mm (Figure 2.30 (a)). En mode ON, l'isolation est supérieure à 22 dB sur toute la bande de fréquence simulée (Figure 2.31 (a)). Ainsi, avec une couche N⁺, l'amélioration de l'isolation est supérieure à 7 dB par rapport à une simple jonction P⁺N (cf : 2.3.2). **Si la zone dopée est distribuée sous toute la ligne microruban (Figure 2.30 (b)), cette jonction P⁺NN⁺ permet d'obtenir une isolation supérieure à 65 dB sur toute la bande de fréquence simulée (Figure 2.31 (b)), avec un niveau de pertes d'insertion inférieur à 1 dB.**

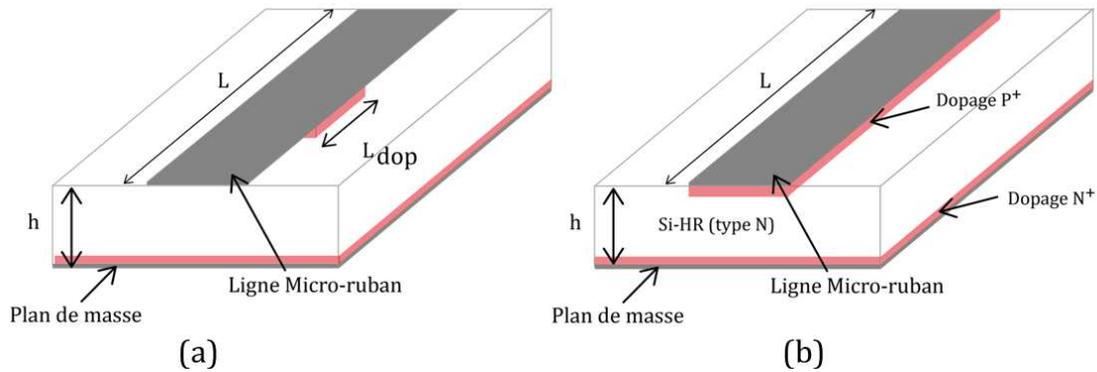


Figure 2.30 : Ligne microruban dopée avec une jonction P⁺NN⁺. (a) L_{dop} = 1 mm. (b) L_{dop} = L = 10 mm.

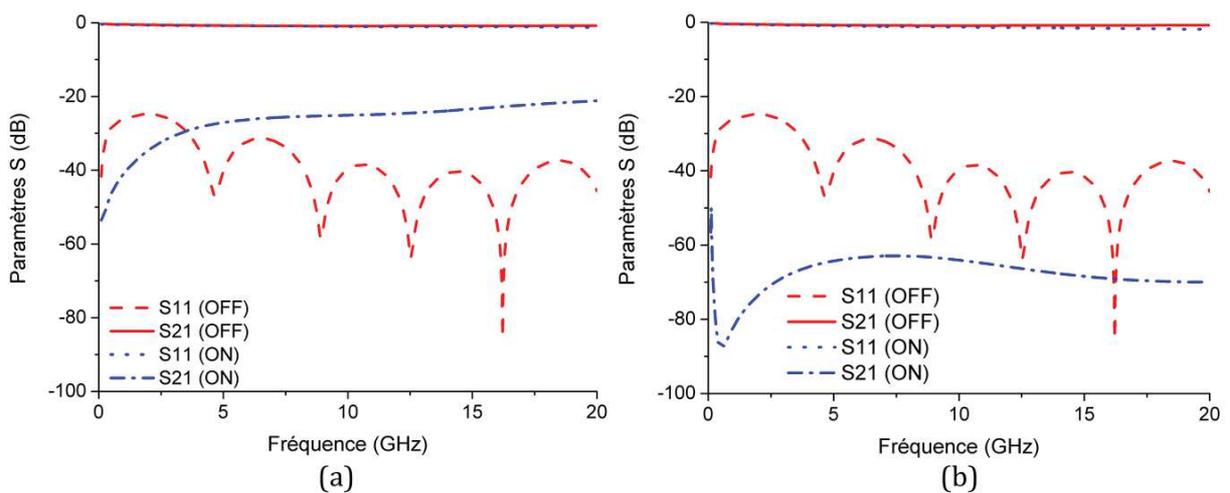


Figure 2.31 : Réponses HFSS™ d'une ligne microruban dopée (P⁺NN⁺). En mode OFF (0 V) et en mode ON (1 V). (a) L_{dop} = 1 mm. (b) L_{dop} = 10mm.

Plus la longueur de la zone dopée est petite, plus l'isolation est faible. Si la longueur devient une contrainte pour obtenir une isolation suffisante, il est également possible de varier la largeur de la zone dopée. La Figure 2.32 présente les résultats de simulation en fonction de la largeur de la zone dopée pour une longueur de zone dopée égale à 1 mm. **Plus la largeur de la zone dopée est importante, plus l'isolation est importante en mode ON.** Cependant, en mode OFF, si la largeur de la zone dopée est plus la large que la ligne microruban, la zone dopée provoque une désadaptation de la ligne et une augmentation du niveau de pertes. Entre une largeur de la zone dopée égale à la largeur de la ligne de transmission ($w_{\text{dop}} = w$) et une largeur de la zone dopée égale au double de la largeur de la ligne ($w_{\text{dop}} = 2 \times w$), il y a une différence du niveau de pertes d'insertion de 0,7 dB. Ainsi, **si la longueur de la zone dopée est limitée par la conception du dispositif hyperfréquence, un compromis dans le choix de la largeur de la zone dopée est nécessaire, ce qui entraîne un compromis entre l'isolation et le niveau de pertes.** En mode OFF, il n'y a pas de différences de niveau en transmission entre les largeurs $w_{\text{dop}} = w/2$ et $w_{\text{dop}} = w$.

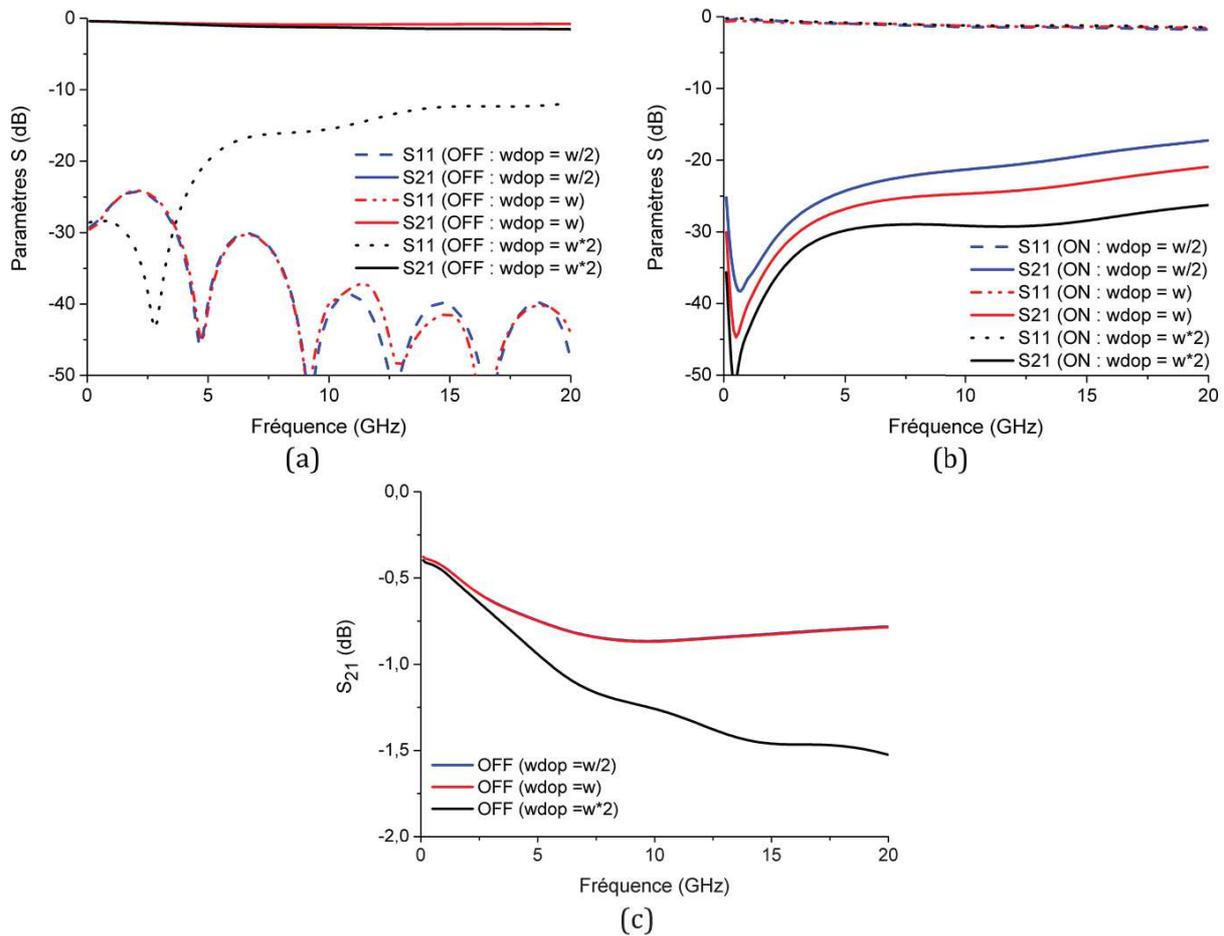


Figure 2.32 : Réponses HFSS™ d'une ligne microruban dopée ($L = 10$ mm) avec $L_{\text{dop}} = 1$ mm en fonction de la largeur de la zone dopée. (a) Paramètres S en mode OFF. (b) Paramètres S en mode ON. (c) S₂₁ en mode OFF.

2.4.3 Bilan

Le Tableau 2.1 résume les variations obtenues à partir des simulations Athena™ et Atlas™, de la ZCE et de la résistivité en mode ON en fonction des paramètres de conception du switch. Le niveau de résistivité atteinte, à l'aide d'une jonction P⁺NN⁺, est très faible et indépendant de la résistivité du substrat. Ainsi, pour une application hyperfréquence, si la résistivité du substrat choisi est élevée, pour diminuer les pertes du dispositif, il n'y a pas d'impact sur les performances de l'interrupteur en mode ON.

Tableau 2.1 : Variations de la résistivité, en mode OFF (dans la ZCE) et en mode ON (dans le substrat).

Variation des paramètres de conception du switch (P ⁺ N)	Résistivité (Ω.cm) dans la ZCE (Mode OFF)	Résistivité (Ω.cm) dans le substrat (Mode ON)
Augmentation de la quantité de dopants P ⁺		
Augmentation de la profondeur de la jonction		
Augmentation de la largeur de la jonction		
Augmentation de la résistivité du substrat		
Ajout Dopage N ⁺		

 : Amélioration des performances;  : Pas de variation ;  : Dégradation des performances.

Dans cette partie, il a été montré qu'à partir d'une jonction P⁺N, les paramètres qui influent sur la résistivité en mode ON sont :

- la quantité de dopants P⁺,
- la profondeur de la jonction,
- la résistivité du substrat.

Par contre, dans le cas d'une jonction P⁺NN⁺, les paramètres qui font varier la résistivité sont essentiellement les quantités de dopants des zones P⁺ et N⁺.

Ainsi, la variation de ces paramètres ont un impact sur la résistivité dont dépend le niveau d'isolation en mode ON d'une ligne de transmission. Lorsque cette jonction est appliquée à une ligne de transmission dopée, la longueur de la zone dopée est un degré de liberté supplémentaire sur lequel on peut jouer afin d'améliorer l'isolation. Si l'on augmente la longueur de la zone dopée, la résistance de la diode R_{ON}, diminue.

Dans le cas d'une ligne de transmission 50Ω ($w = 500 \mu\text{m}$) de longueur égale à 10 mm sur un substrat silicium d'épaisseur $h = 675 \mu\text{m}$ et de résistivité $1000 \Omega.\text{cm}$, une comparaison du niveau d'isolation est donnée à la Figure 2.33 pour des longueurs de la zone dopée égales à 1 mm (a) et 10 mm (b). Une estimation de la résistivité de la jonction P+NN⁺ (extraite des simulations Silvaco[®]) en fonction de la tension de polarisation est donnée dans le Tableau 2.2. Par conséquent, plus la zone dopée est longue plus le niveau d'isolation est important.

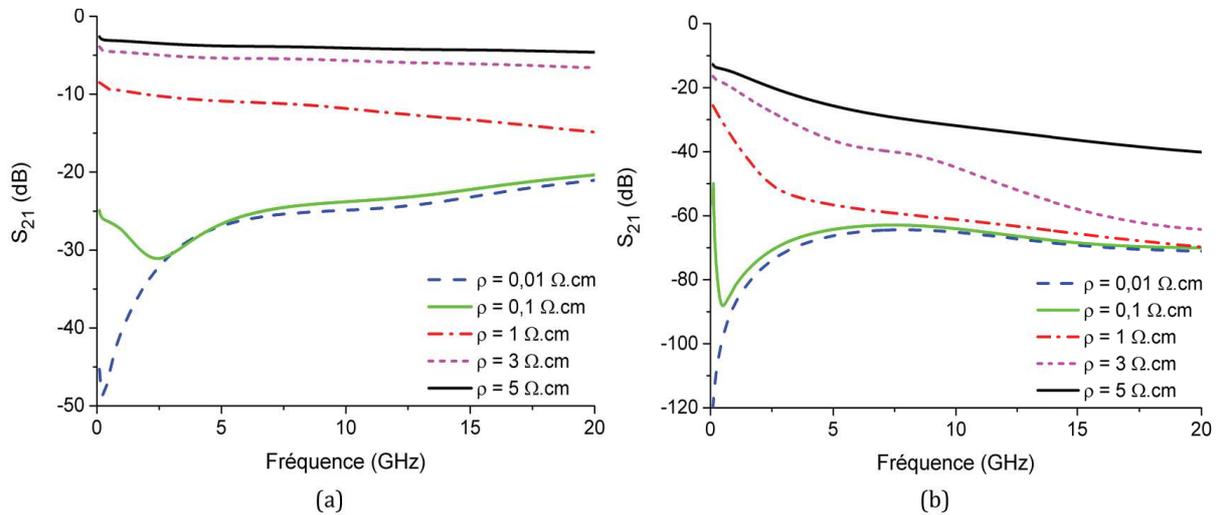


Figure 2.33 : Variation du niveau en transmission d'une ligne microruban dopée de 10 mm en fonction de la résistivité de la jonction P+NN⁺. (a) $L_{\text{dop}} = 1 \text{ mm}$. (b) $L_{\text{dop}} = 10 \text{ mm}$.

Tableau 2.2 : Résistivité estimée de la jonction P+NN⁺ en fonction de la tension de polarisation.

Tension de polarisation	Résistivité
0,6 V	5 $\Omega.\text{cm}$
0,65 V	3 $\Omega.\text{cm}$
0,68 V	1 $\Omega.\text{cm}$
0,8 V	0,1 $\Omega.\text{cm}$
1,05 V	0,01 $\Omega.\text{cm}$

Si la résistivité ne peut pas être diminuée à cause de la limitation technologique (quantités de dopants nécessaires trop élevées), la résistance en mode ON du switch peut être diminuée par une augmentation de la surface de la zone dopée.

2.5 Fabrication de deux prototypes de switches intégrés

2.5.1 Choix des caractéristiques de l'élément d'accord

Les différences entre une jonction P⁺NN⁺ et une jonction N⁺PP⁺ résident essentiellement dans le temps de commutation, la tension de polarisation et le niveau de bruit. Une jonction P⁺NN⁺ possède un temps de commutation inférieur à celui d'une jonction N⁺PP⁺, du fait de la différence de mobilité des porteurs majoritaires. La mobilité des électrons dans le silicium est $\mu_n = 1450 \text{ cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$, alors que la mobilité des trous, plus faible, est $\mu_p = 500 \text{ cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$ [7]. Or, l'intérêt de cette partie, est de montrer la faisabilité d'intégration d'un élément d'accord dans le substrat, sans se soucier, pour l'instant, du temps de passage entre l'état OFF et l'état ON. Si le mode ON d'une jonction P⁺NN⁺ est effectif pour une tension de polarisation de 1 V, pour une jonction N⁺PP⁺ elle sera égale à - 1 V. Pour une question de budget, nous avons choisi de travailler avec des jonctions N⁺PP⁺.

Les substrats silicium utilisés pour la fabrication des prototypes sont de type P (ceux-ci étant moins coûteux), dont la résistivité, 2500 $\Omega \cdot \text{cm}$, a été choisie très élevée afin de minimiser les pertes dans le substrat. Le laboratoire du GREMAN de l'université de Tours s'est chargé de la fabrication de tous nos prototypes. Leurs contraintes en termes de choix de wafer portaient uniquement sur la taille de ceux-ci. En effet, pour qu'ils soient compatibles avec leurs équipements ce doit être des wafers 6 pouces. Cependant, la taille du wafer est liée à son épaisseur, ainsi les substrats utilisés ont une épaisseur de 675 μm . En conséquence, étant donné le type de dopage du substrat, l'élément d'accord est réalisé à partir d'une jonction N⁺PP⁺ (Figure 2.34), avec les caractéristiques suivantes :

- résistivité du substrat : $\rho = 2500 \Omega \cdot \text{cm}$,
- épaisseur du substrat : $h = 675 \mu\text{m}$,
- concentration de la zone dopée N⁺ : $N_d = 10^{20} \text{ atomes} / \text{cm}^3$ à la surface,
- profondeur de dopage N⁺ : $h_{jn} = 6 \mu\text{m}$,
- concentration de la zone dopée P⁺ : $N_a = 2 \times 10^{19} \text{ atomes} / \text{cm}^3$ à la surface,
- profondeur de dopage P⁺ : $h_{jp} = 3 \mu\text{m}$.

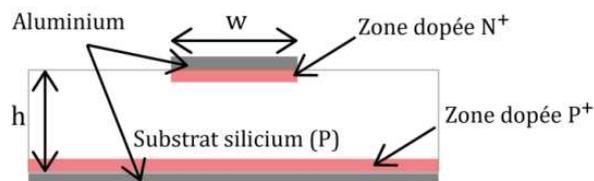


Figure 2.34 : Modèle de la jonction N⁺PP⁺.

Le dopage P⁺ est réalisé sur toute la face arrière du substrat par implantation ionique, alors que le dopage N⁺ est effectué par la technique sol-gel, ceci étant préconisé par le laboratoire du GREMAN pour avoir des concentrations de dopants les plus élevées possibles.

2.5 Fabrication de deux prototypes de switchs intégrés

La Figure 2.35 montre les résultats des simulations électriques sous Atlas™, où la résistivité est extraite pour chaque tension de polarisation. Pour la suite des simulations, le mode OFF est choisi pour une tension de polarisation de 0 V, tandis que le mode ON sera considéré pour une tension de polarisation de -1 V, étant donné la faible résistivité (0,015 $\Omega\cdot\text{cm}$) obtenue à cette tension de polarisation.

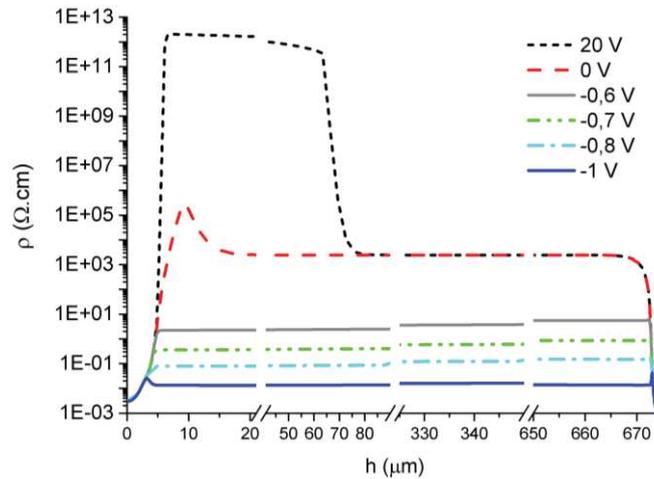


Figure 2.35 : Résistivité de la jonction N+PP+ (vue en coupe dans le substrat d'épaisseur $h = 675 \mu\text{m}$) en fonction de la tension de polarisation.

A partir de ces profils de résistivité, la valeur de la résistance R_{ON} de la jonction est calculée dans le Tableau 2.3, à partir de la hauteur du substrat (longueur de la résistance) pour une surface de zone dopée $S = 1,12 \text{ mm} \times 0,56 \text{ mm}$.

Tableau 2.3 : Résistivité et résistance estimée d'une jonction N+PP+ en fonction de la tension de polarisation pour un substrat d'épaisseur 675 μm .

Tension de polarisation (V)	Résistivité ($\Omega\cdot\text{cm}$)	R_{ON} (Ω/mm^2)
0 V	2500	1700
- 0.6 V	4	30
- 0.7 V	0.63	4
- 0.8 V	0,12	0,8
- 1 V	0,015	0,1

2.5.2 Switch intégré large bande : premier démonstrateur

2.5.2.1 Co-simulation électrique / électromagnétique

Une ligne de transmission microruban (Figure 2.36) a été dessinée sur un substrat, d'épaisseur $675 \mu\text{m}$, Si-HR à l'aide du logiciel HFSS™. Les caractéristiques de la ligne sont les suivantes :

- longueur de la ligne : $L = 20 \text{ mm}$,
- impédance caractéristique de la ligne : $Z_c = 50 \Omega$ ($w = 560 \mu\text{m}$),
- longueur de la zone dopée : $L = 1,12 \text{ mm}$,
- largeur de la zone dopée = largeur de ligne ($w = 560 \mu\text{m}$),
- épaisseur des conducteurs (ruban et plan de masse) : $t = 2 \mu\text{m}$.

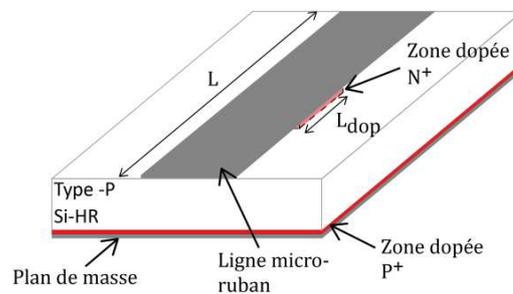


Figure 2.36 : Ligne microruban dopée sur substrat silicium. $L = 20 \text{ mm}$, $L_{\text{dop}} = 1,12 \text{ mm}$.

La Figure 2.37 représente les résultats de simulation de la ligne microruban en fonction des tensions de polarisation. Les pertes d'insertion, en mode OFF, sont inférieures à 1,2 dB. L'isolation, en mode ON, est supérieure à 25 dB sur toute la bande de fréquence considérée.

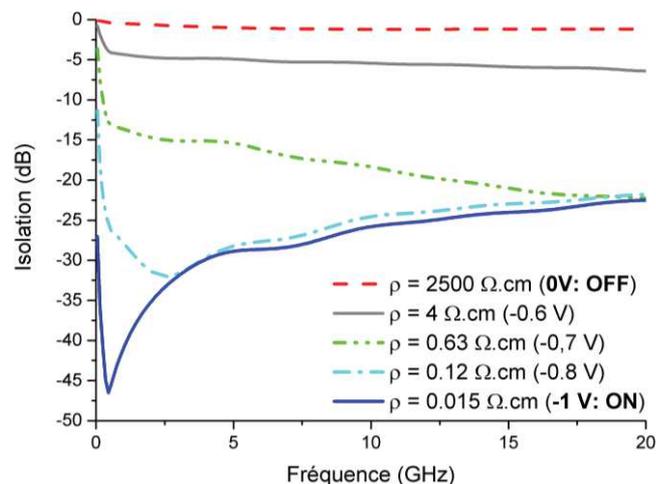


Figure 2.37 : Réponses HFSS™ de la ligne microruban dopée en fonction de la tension de polarisation.

L'isolation est comparable aux switches présentés dans l'état de l'art (comprise entre 16 dB et 33 dB).

2.5.2.2 Réalisation d'un switch large bande

La Figure 2.38 montre la photographie du prototype fabriqué.



Figure 2.38 : Photographie de la ligne microruban dopée.

Les démonstrateurs sont mesurés à partir d'une cellule de mesure (Figure 2.39), ainsi leurs dimensions ont été choisies très grandes, afin de :

- faciliter la manipulation lors des mesures,
- minimiser les couplages d'entrée / sortie,
- mesurer des dispositifs basses fréquences adaptés aux dispositifs de mesure.

La fréquence de fonctionnement des démonstrateurs est alors relativement faible.

Ce démonstrateur a été mesuré à l'aide :

- d'un analyseur de réseau E8364A de Agilent Technologies®,
- d'une alimentation continue connectée à l'analyseur,
- d'une cellule de mesure : Wiltron 3680K, permettant de mesurer des dispositifs de DC à 40 GHz, avec une adaptation supérieure à 14 dB et des pertes d'insertion inférieures à 0,2 dB,
- de câbles (Réf : R286104371), dont les performances de la fiche technique sont évaluées entre 0 et 26,5 GHz, elle donne une adaptation inférieure à 15 dB et des pertes d'insertion égales à 1,5 dB à 26,5 GHz,
- d'adaptateurs de connectique entre les câbles et la cellule de mesure.

La calibration de l'appareil est effectuée avec un kit de calibration SOLT (Short Open Load Thru) afin de s'affranchir des pertes liées aux câbles et à la connectique. Seules les pertes liées à la cellule de mesure ne sont pas prises en compte. La tension de polarisation de la jonction N⁺PP⁺ est appliquée en même temps que le signal hyperfréquence via l'analyseur de réseau.



Figure 2.39 : Photographie du dispositif de mesure.

Les résultats de simulation, à l'état OFF et à l'état ON, sont en adéquation avec les résultats de mesure pour des tensions de polarisation respectives de 0 V et -1 V (Figure 2.40), que ce soit en termes de pertes d'insertion (IL : Insertion Loss), d'adaptation (RL : Return Loss) ou d'isolation (Iso).

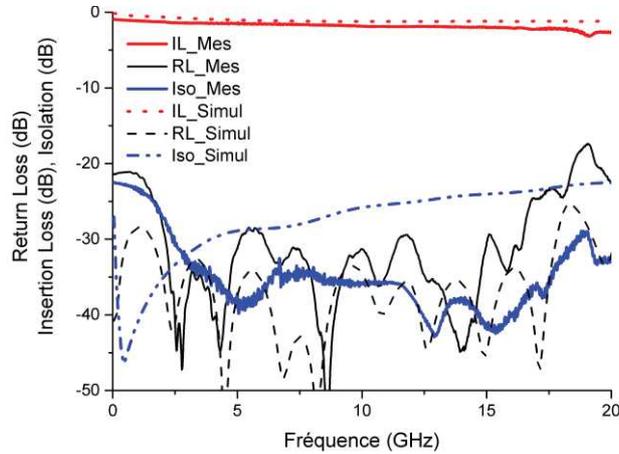


Figure 2.40 : Comparaison simulations / mesures de la ligne microruban dopée (avec $L_{dop} = 1,12$ mm).

Le Tableau 2.4 résume les performances du switch RF réalisé.

Tableau 2.4 : Résumé des performances du switch RF.

Mode de fonctionnement	Simulations	Mesures
Etat OFF : Pertes d'insertion	< 1,2 dB	< 2,8 dB
Etat OFF : Adaptation	> 25 dB	> 18 dB
Etat ON : Isolation	> 25 dB	> 30 dB (entre 2,5 GHz et 20 GHz)

2.5.3 Switch intégré large bande : Deuxième démonstrateur

2.5.3.1 Co-simulation électrique / électromagnétique

Afin de mettre en évidence la souplesse de conception, une deuxième ligne microruban a été réalisée. Elle utilise la même jonction N⁺PP⁺ dont les caractéristiques ont été décrites dans la partie 2.5.1. Cependant, la longueur de la zone dopée est égale à la longueur de la ligne microruban, $L_{\text{dop}} = L = 20$ mm (Figure 2.41). Ainsi, la diode est distribuée sous toute la longueur de la ligne.

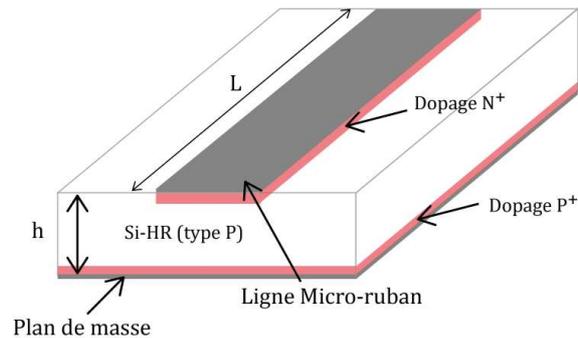


Figure 2.41 : Ligne microruban dopée sur substrat silicium. $L = L_{\text{dop}} = 20$ mm

La Figure 2.42 représente les résultats en transmission du couplage entre AtlasTM et HFSSTM en fonction de la tension de polarisation. En augmentant la longueur de la zone dopée de 1,12 mm à 20 mm, l'isolation est améliorée de plus de 55 dB, pour une tension de polarisation de -1 V.

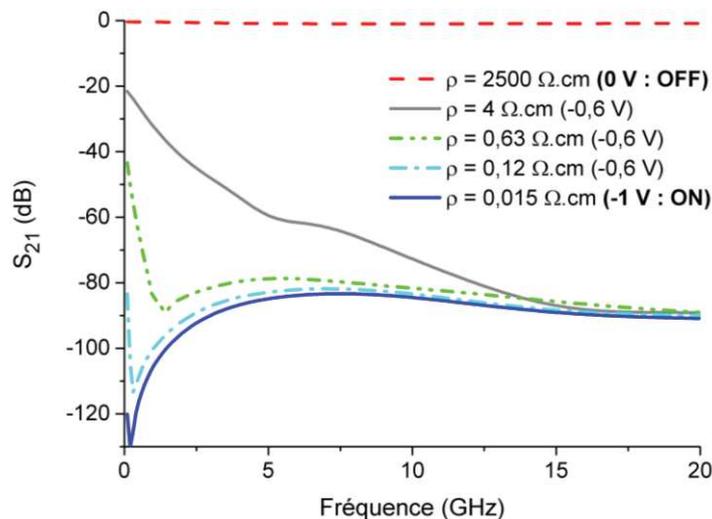


Figure 2.42 : Réponses HFSSTM de la ligne microruban dopée en fonction de la tension de polarisation.

La Figure 2.43 présente les résultats de simulation en accord avec les résultats de mesure dans les états OFF (0 V) et ON (-1 V).

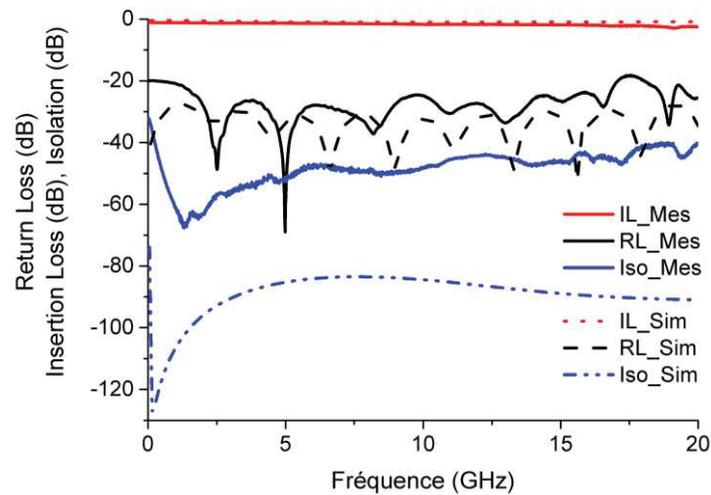


Figure 2.43 : Comparaison simulations / mesures de la ligne microruban dopée (avec $L_{dop} = 20$ mm).

En mode OFF, les pertes d'insertion mesurées sont inférieures à 2,8 dB et l'adaptation supérieure à 18 dB. En simulation, l'isolation est supérieure à 83 dB sur toute la bande de fréquence, tandis qu'en mesure elle est supérieure à 40 dB ; ce niveau en transmission est très faible. La différence entre la simulation et la mesure peut provenir de la connexion entre l'adaptateur de connecteur et la cellule, des couplages entre l'entrée et la sortie de la ligne ou du bruit de la diode.

La Figure 2.44 est une comparaison des performances de nos deux démonstrateurs avec l'état de l'art sur les switches RF fonctionnant dans la même bande de fréquence que nos démonstrateurs (composants en boîtier : diode PIN silicium MASW110 [8], transistor FET AsGa AS179-92LF [9], transistor MESFET AsGa SW393 [10]; composant sur puce silicium : SiGe PIN SPST [11], composant sur puce AsGa : MMIC HEMT [12]).

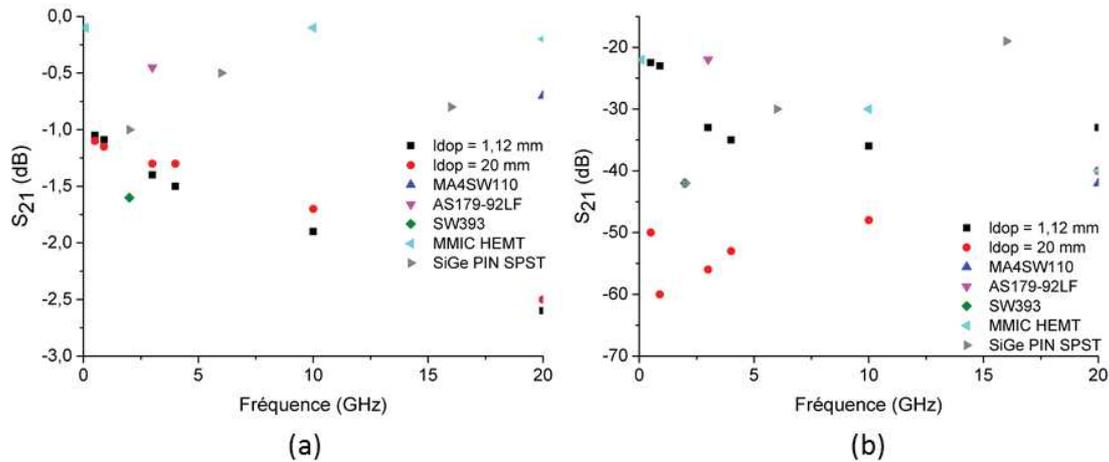


Figure 2.44 : Comparaison des mesures des démonstrateurs et des switches RF de l'état de l'art. (a) Pertes d'insertion. (b) Isolation.

Les pertes d'insertion de nos deux démonstrateurs sont supérieures aux composants de l'état de l'art, elles pourraient être diminuées en appliquant la même méthode sur des substrats silicium de plus haute résistivité (étant donné que l'impact de la résistivité du substrat est d'autant plus important que la fréquence des démonstrateurs est faible) ou un substrat de type AsGa. En effet, seul le composant MA4SW110 est fabriqué sur silicium. Par contre, même si la taille de notre démonstrateur n'est pas comparable aux switches de l'état de l'art, avec une zone dopée de 20 mm de longueur, son isolation est supérieure (excepté le MA4SW110 à 20 GHz où la différence n'est seulement que de 2 dB pour une isolation de 40 dB). Dans des dispositifs hyperfréquences accordables, la longueur de la zone dopée est un degré de liberté pour atteindre les performances souhaitées.

2.6 Conclusion

Le principe de co-conception d'un élément d'accord avec un dispositif accordable a été démontré. La co-simulation entre les performances électriques d'un composant actif et la réponse électromagnétique d'un circuit passif a été validée par l'adéquation entre les résultats de simulation et de mesure. Le switch intégré est basé sur le dopage d'un substrat silicium, réalisant une jonction semi-conductrice N⁺PP⁺. Il fonctionne comme un interrupteur en mode ON / OFF, où, en mode ON, il court-circuite le dispositif passif et le plan de masse. Intégré dans le substrat, la jonction présente de faibles pertes d'insertion et une très bonne isolation sur une large bande de fréquence, et ceci pour une faible tension de polarisation. Les démonstrateurs proposés montrent une isolation supérieure à 40 dB entre 0 et 20 GHz, avec des pertes d'insertion inférieure à 2,8 dB. Comparé aux switches présentés dans l'état de l'art :

- l'isolation atteinte est de manière générale supérieure,
- mais, les pertes d'insertion sont également supérieures 2,8 dB, par rapport à un niveau de pertes compris entre 0,1 et 1,6 dB des composants de l'état de l'art.

L'isolation est d'autant plus importante que :

- les zones dopées possèdent de fortes quantités de dopants (N⁺ et P⁺),
- le dopage est profond,
- la dimension de la jonction est grande.

Le niveau de pertes est plus élevé que les composants existants, ces pertes sont liées en partie à la cellule de mesure, mais surtout à la résistivité du substrat (un substrat de plus haute résistivité pourrait diminuer le niveau de pertes, d'autant plus pour les dispositifs relativement basses fréquences).

Ce switch apporte :

- une souplesse de fabrication, basée sur des procédés de fabrication maîtrisés (très largement utilisés dans la fabrication de composants à semi-conducteurs),
- une flexibilité de conception de dispositifs hyperfréquences, dans la mesure où la zone dopée peut être soit localisée, soit distribuée,
- une meilleure intégration, puisqu'il n'est plus nécessaire de souder les composants d'accord sur le substrat ou de réaliser des vias métalliques.

2.7 Bibliographie du chapitre 2

- [1] "Silvaco." [Online]. Available: <http://www.silvaco.com/examples/tcad/index.html>.
- [2] C. J. Brinker and G. W. Scherer, *Sol-Gel Science: The Physics and Chemistry of Sol-Gel Processing*. 2013.
- [3] Silvaco, "Atlas User ' s Manual," no. 408. pp. 567–1000, 2013.
- [4] Keysight, "Advanced Design System (ADS)." [Online]. Available: <http://www.keysight.com/en/pc-1297113/advanced-design-system-ads>.
- [5] M. Uzunkol and G. M. Rebeiz, "140–220 GHz SPST and SPDT Switches in 45 nm CMOS SOI," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 22, no. 8, pp. 412–414, Aug. 2012.
- [6] R. Wolf, A. Joseph, A. Botula, and J. Slinkman, "A Thin-Film SOI 180nm CMOS RF Switch," in *2009 IEEE Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, 2009, pp. 1–4.
- [7] S. M. Sze and K. K. Ng, *Physics of Semiconductor Devices*. 2006.
- [8] MACOM, "MA4SWx10 series.pdf." [Online]. Available: <http://cdn.macom.com/datasheets/MA4SWx10 series.pdf>.
- [9] Skyworks, "AS179-92LF." [Online]. Available: <http://www.skyworksinc.com>.
- [10] MACOM, "SW-393." [Online]. Available: <http://www.mouser.com/ds/2/249/SW-393-356419.pdf>.
- [11] P. Sun, P. Upadhyaya, D.-H. Jeong, D. Heo, and G. S. La Rue, "A Novel SiGe PIN Diode SPST Switch for Broadband T/R Module," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 17, no. 5, pp. 352–354, May 2007.
- [12] K.-Y. Lin, W.-H. Tu, P.-Y. Chen, H.-Y. Chang, H. Wang, and R.-B. Wu, "Millimeter-Wave MMIC Passive HEMT Switches Using Traveling-Wave Concept," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 8, pp. 1798–1808, Aug. 2004.

Chapitre 3 Conception de dispositifs hyperfréquences totalement intégrés et reconfigurables sur substrat silicium

Sommaire

3.1	Introduction	123
3.2	Les filtres accordables	124
3.2.1	Résonateurs à stub à jonction N ⁺ PP ⁺	124
3.2.2	Filtre passe-bas / passe-haut	134
3.2.3	Filtres à stubs : accordabilité en bande passante	137
3.2.4	Filtres à stubs à saut d'impédance : accordabilité en bande passante et en fréquence centrale	147
3.2.5	Bilan	150
3.3	Les guides d'ondes et cavités	151
3.3.1	Principe de fonctionnement des guides d'ondes et cavités	151
3.3.2	Les guides d'ondes reconfigurables	152
3.3.3	Mesures	154
3.4	Les antennes patches accordables en fréquence	155
3.4.1	Dimensionnement et simulation d'une antenne patch	155
3.4.2	Les antennes patches accordables en fréquence	158
3.4.3	Mesures	164
3.4.4	Bilan	166
3.5	Conclusion	169
3.6	Bibliographie du chapitre 3	170

3.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons montré qu'il était possible d'intégrer l'élément d'accord d'un dispositif hyperfréquence directement dans le substrat. La co-simulation a été validée par la réalisation et la mesure de switchs hyperfréquences large-bandes. L'utilisation d'un substrat Si-HR engendre de faibles pertes au niveau du circuit passif. La jonction N⁺PP⁺ permet d'atteindre une excellente isolation en polarisation directe, sur une large bande de fréquence.

L'élément d'accord servant de commutateur ON / OFF à tous les dispositifs accordables présentés dans ce chapitre, sera donc basé sur une jonction N⁺PP⁺. Ce switch électrique réalise un court-circuit entre le composant passif et le plan de masse, dans l'épaisseur du substrat comparable à un via métallique. Etant donné que le switch est réalisé verticalement dans le substrat, les dispositifs étudiés sont réalisés en technologie planaire, avec le même procédé de fabrication que celui discuté dans le chapitre 2.

La première étude de ce chapitre a pour objectif de valider la conception d'un dispositif accordable basée sur ce switch électrique à partir de résonateurs à stub. Une fois le concept vérifié, les performances de filtres microrubans accordables à éléments d'accord intégrés sont présentés. L'objectif est de réaliser des filtres accordables en fréquence et en bande passante sans élément reporté, en rivalisant avec les filtres accordables sur substrat faible perte ($IL < 4,7$ dB, fréquence centrale comprise entre 2 GHz et 21 GHz en mode OFF), présentés dans l'état de l'art. Nous montrons que cet élément d'accord n'est pas seulement applicable à des switchs reconfigurables et des filtres accordables, mais également à des guides d'ondes reconfigurables ainsi qu'à des antennes accordables en fréquence dont la variation est également comparable à celle de l'état de l'art.

Les simulations présentées sont modélisées, en mode ON, pour une résistivité homogène (égale à $0,015 \Omega \cdot \text{cm}$), sous la zone dopée dans toute l'épaisseur du substrat de résistivité $2500 \Omega \cdot \text{cm}$. La résistivité du substrat ($2500 \Omega \cdot \text{cm}$) est choisie suffisamment élevée pour minimiser les pertes liées au substrat, cependant la tolérance de la résistivité de nos wafers est importante pour minimiser les coûts. La résistivité donnée par le fabricant des wafers sur lesquels sont réalisés nos circuits est donc comprise entre $500 \Omega \cdot \text{cm}$ et $3000 \Omega \cdot \text{cm}$. Le coût des wafers dépend de la résistivité du substrat (plus la résistivité est élevée plus le coût du wafer est élevé), mais surtout de la disparité de la résistivité sur un même wafer (plus la résistivité est homogène plus le coût est important).

Les résonateurs à stubs ont été réalisés avec les mêmes quantités de dopants que les démonstrateurs de la partie 2.5.2. Par contre, tous les autres démonstrateurs, mesurés dans ce chapitre, ont été fabriqués sur un autre wafer (les caractéristiques de ce wafer sont les mêmes que celles des démonstrateurs du chapitre 2). Ces démonstrateurs ont subi quelques problèmes de dopage au cours du process, ce qui explique les disparités au niveau de la résistivité obtenue en mode ON, ainsi que de la tension de polarisation nécessaire à la commutation. Une augmentation de la tension de polarisation directe ne permet pas de compenser le faible dopage.

3.2 Les filtres accordables

Les filtres à stubs sont des filtres planaires large bande où l'intégration du switch permet de passer de résonateurs en circuit-ouvert à des résonateurs en court-circuit. Ainsi, en mode OFF, le stub est en circuit-ouvert et sa fréquence de résonance est à $\lambda/2$. En mode ON, le résonateur est en court-circuit, sa fréquence de résonance est à $\lambda/4$. Dans un premier temps, pour valider la reconfigurabilité de filtres à éléments d'accord intégrés, de simples résonateurs ont été étudiés, montrant la flexibilité que ce switch intégré offre au concepteur. Ensuite, différents filtres à stubs accordables basés sur ce même résonateur à switchs intégrés sont présentés.

3.2.1 Résonateurs à stub à jonction N+PP+

Pour la réalisation du switch électrique en mode ON, la zone dopée peut être localisée (très petite devant la longueur d'onde) ou distribuée (très grande devant la longueur d'onde). A noter, qu'il n'est pas nécessaire que toute l'extrémité du résonateur soit dopée, elle peut être localisée « n'importe où » sur le résonateur en fonction de la fréquence choisie en mode ON. Cependant, plus la zone dopée est grande, plus la résistance est faible, plus le switch électrique s'approche d'un court-circuit parfait.

3.2.1.1 Premier démonstrateur

La Figure 3.1 illustre le schéma d'un résonateur Res1 à élément d'accord intégré dans le substrat, dont les dimensions sont les suivantes :

- ligne microruban : $L = 20$ mm, $w = 0,56$ mm (la largeur w correspond à une impédance caractéristique de $Z_c = 50 \Omega$),
- résonateur : $L_{\text{stub1}} = 13,56$ mm, $w = 0,56$ mm,
- taille de la zone dopée : $0,56$ mm x $0,56$ mm.

L'élément d'accord est une jonction N+PP+ dont les dimensions et les caractéristiques de dopage sont les mêmes que celles du switch de la partie 2.5.2 (substrat de hauteur $h = 675 \mu\text{m}$ de résistivité $\rho = 2500 \Omega.\text{cm}$).

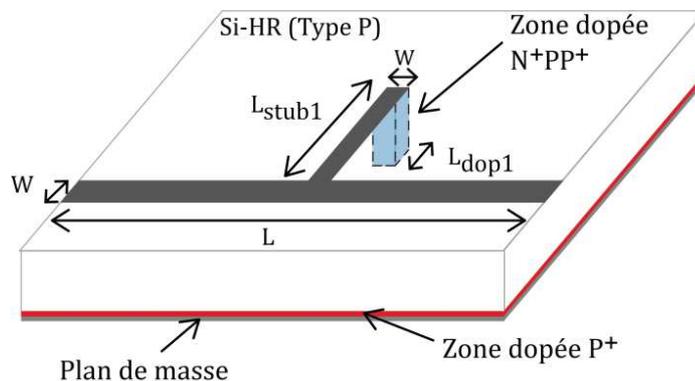


Figure 3.1 : Dessin du résonateur à stub, Res1. $L_{\text{stub}} = 13,56$ mm, $L_{\text{dop1}} = 0,56$ mm.

Les Figure 3.2 (a) et Figure 3.2 (b) sont les vues en coupe de l'extrémité du stub dans les deux modes de fonctionnement où sont représentées les zones de différentes résistivités utilisées pour les simulations électromagnétiques HFSS™. La Figure 3.3 présente les réponses en transmission (S_{21}) et en réflexion (S_{11}) des simulations électromagnétiques de ce résonateur, dans les deux modes de fonctionnement du switch. En mode OFF, le stub en circuit-ouvert résonne à la fréquence de 4 GHz (à $\lambda/2$), tandis qu'en mode ON, sa fréquence de résonance est de 2 GHz (à $\lambda/4$). Les pertes d'insertion dans la bande passante du résonateur sont inférieures à 0,75 dB dans les deux états du switch.

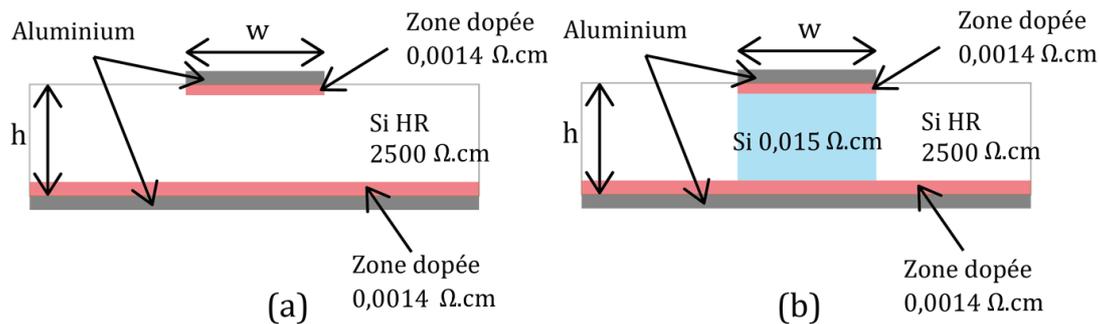


Figure 3.2 : Vues en coupe à l'extrémité du stub. (a) Mode OFF. (b) Mode ON.

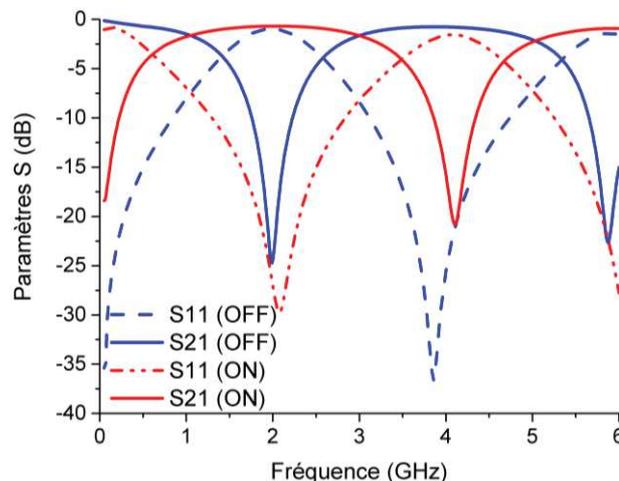


Figure 3.3: Résultats de simulation HFSS™ en modes OFF et ON du résonateur à stub.

La Figure 3.4 montre la photographie de ce résonateur.

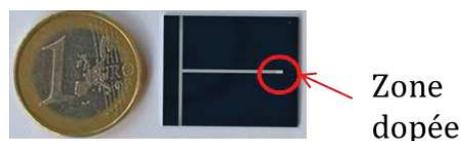


Figure 3.4 : Photographie du résonateur à stub accordable.

Une comparaison entre les résultats de simulation et de mesure du paramètre en transmission S_{21} est présentée à la Figure 3.5. En mesure, le mode OFF est considéré pour une tension de polarisation de 0 V, et le mode ON pour une tension de -1,4 V. Le niveau de pertes mesuré à la fréquence centrale est inférieur à 1,4 dB. La différence dans la bande passante entre la mesure et la simulation est de 0,8 dB. En mesure, le niveau du zéro de transmission à 4,1 GHz est de 10 dB plus élevé qu'en simulation. Ceci peut s'expliquer par le bruit du dispositif de mesure, le bruit interne de la diode en polarisation directe et des quantités de dopants implantés qui seraient plus faibles que 10^{20} atomes / cm^3 dans les deux zones dopées P⁺ et N⁺.

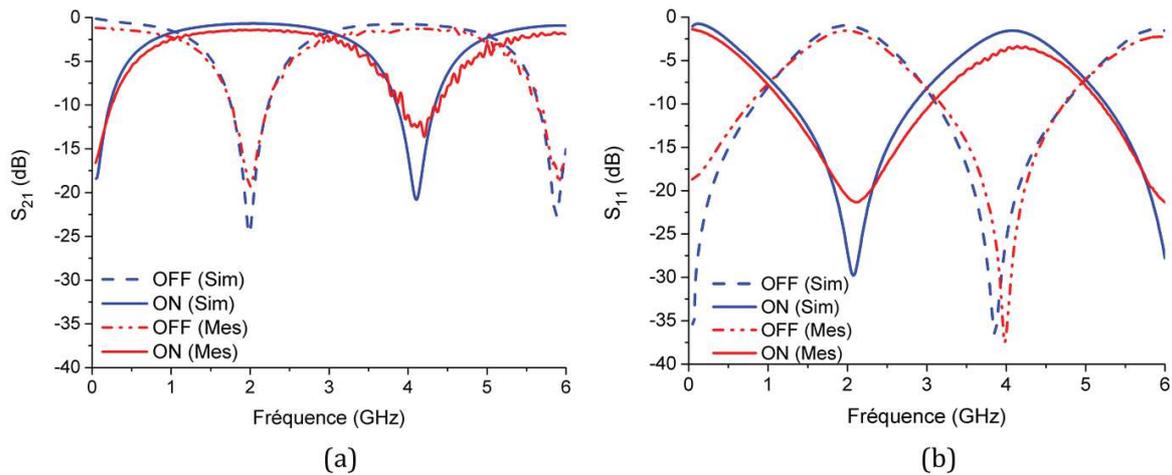


Figure 3.5 : Simulations / mesures du résonateur en modes OFF et à ON. (a) Paramètres S_{21} . (b) Paramètres S_{11} .

Des rétro-simulations ont été effectuées afin d'évaluer la résistivité obtenue de notre switch électrique. Il s'avère que les simulations sont en accord avec les mesures (Figure 3.6), lorsque la résistivité simulée dans la zone dopée est de $0,3 \Omega \cdot \text{cm}$.

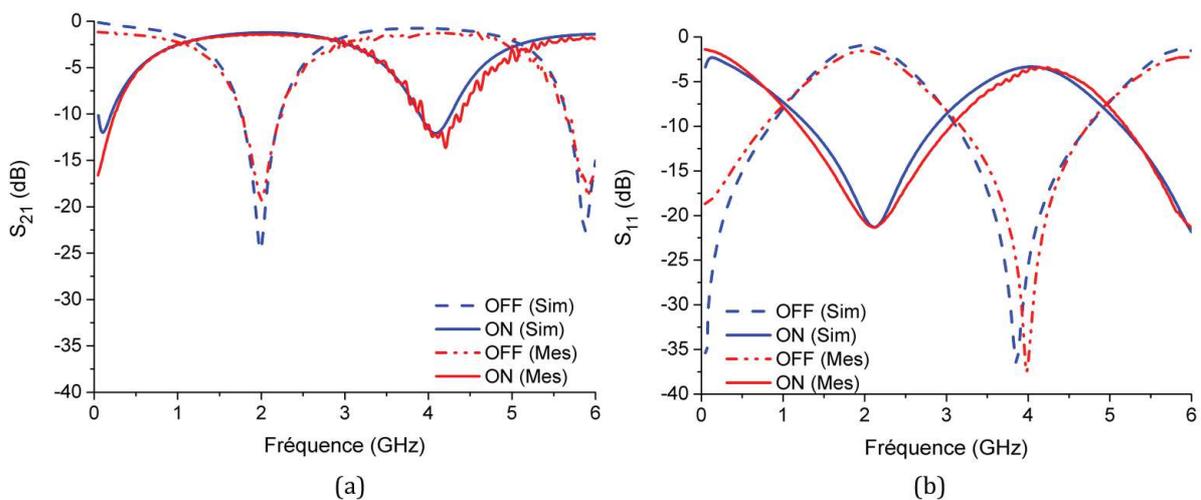


Figure 3.6 : Rétro-simulations / mesures du résonateur en modes OFF et à ON. (a) Paramètres S_{21} . (b) Paramètres S_{11} .

3.2.1.2 Deuxième résonateur

Le rapport entre les deux longueurs du stub en mode OFF et celle du stub en mode ON (rapport de la longueur totale sur la longueur non dopée avant le switch intégré), permet de choisir le rapport entre les deux fréquences de résonance du résonateur. Un deuxième résonateur, Res2, (Figure 3.7) a été réalisé avec une ligne de transmission de dimensions identiques au résonateur précédent, mais avec des longueurs de stub et de dopage différentes. La longueur du résonateur entre la jonction en T et la zone dopée est identique au résonateur précédent (fréquence de résonance en mode ON identique au résonateur Res1), mais la longueur du stub est de 18 mm et la longueur de la zone dopée est de 5 mm (fréquence de résonance en mode OFF différente de celle du résonateur Res1).

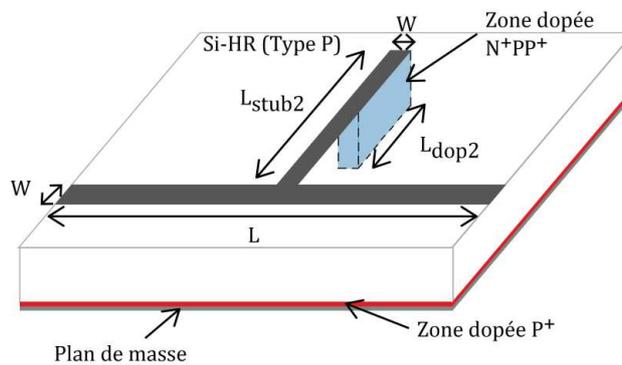


Figure 3.7 : Design du résonateur à stub, Res2. $L_{\text{stub}} = 18 \text{ mm}$, $L_{\text{dop1}} = 5 \text{ mm}$.

Les résultats de simulation sont présentés à la Figure 3.8. En mode OFF, ce résonateur possède une fréquence de résonance égale à 3 GHz (à $\lambda/2$), tandis qu'en mode ON sa fréquence de résonance est égale à 2 GHz (à $\lambda/4$). Quel que soit le mode de fonctionnement, les pertes d'insertion sont inférieures à 2 dB.

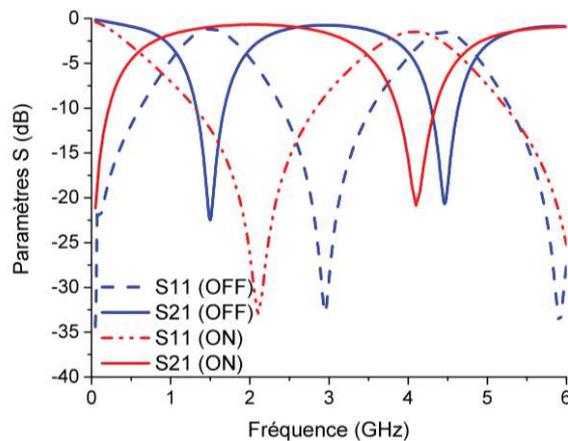


Figure 3.8 : Résultats de simulation HFSS™ du résonateur en modes OFF et ON.

Chapitre 3 Conception de dispositifs hyperfréquences totalement intégrés et reconfigurables sur substrat silicium

Les simulations en transmission, dans les deux états du switch, correspondent parfaitement aux résultats de mesure (Figure 3.9). Le zéro de transmission en mode ON est plus élevé qu'en simulation. Une solution d'amélioration est discutée au chapitre 4.

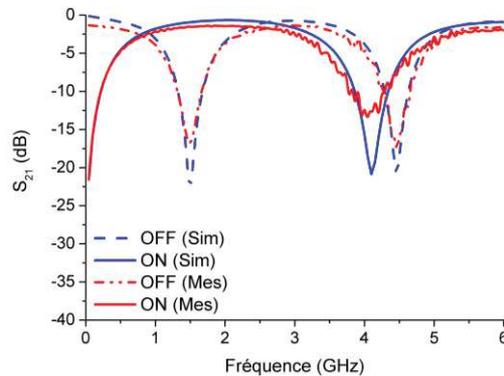


Figure 3.9 : Simulations / mesures en transmission du résonateur dans les modes OFF et ON.

Ces deux résonateurs Res1 et Res2, dont les mesures sont présentées à la Figure 3.11, ont la même longueur de stub entre la jonction en T et la zone dopée (Figure 3.10), ainsi ils ont la même fréquence de résonance en mode ON (pour une tension de polarisation de -1,4 V), et une fréquence de résonance différente en mode OFF. Le résonateur 1 (Res1) est celui de 13,56 mm de longueur avec une zone dopée de 0,56 mm, tandis que le résonateur 2 (Res2) est long de 18 mm, sa longueur de la zone dopée étant de 5 mm.

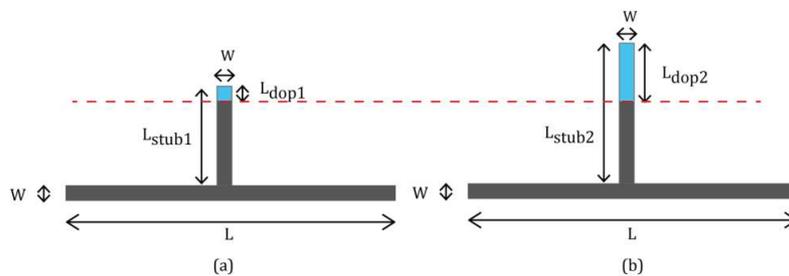


Figure 3.10 : Vue du dessus des résonateurs (a) Res1. (b) Res2.

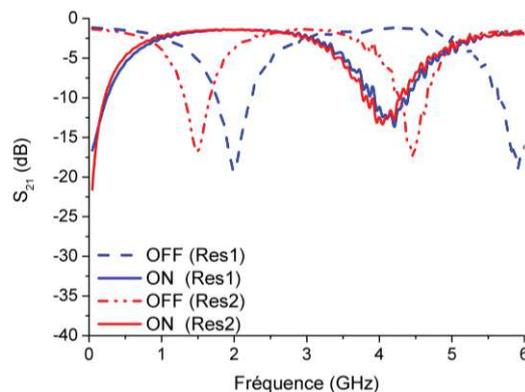


Figure 3.11 : Mesures en transmission des deux résonateurs en modes OFF et ON.

3.2.1.3 Bilan

Comme il a été précisé précédemment, la zone dopée peut être localisée « n'importe où » sur le résonateur (Figure 3.12) en fonction de la fréquence choisie en mode ON.

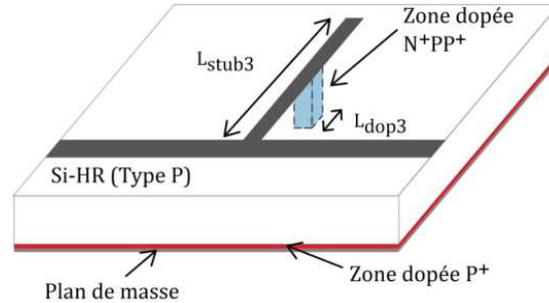


Figure 3.12 : Dessin du résonateur Res3 à switch intégré au milieu du stub.

Les dimensions de ce résonateur Res3 sont les suivantes :

- ligne microruban : $L = 20$ mm, $w = 0,56$ mm,
- résonateur : $L = 18$ mm, $w = 0,56$ mm,
- taille de la zone dopée : $0,56$ mm x $0,56$ mm,
- longueur du résonateur avant la zone dopée : 13 mm.

Ce résonateur possède une zone dopée localisée au même niveau que celle du résonateur Res1, mais les longueurs de stub sont différentes. Ainsi, leurs fréquences de résonance sont identiques, à l'état ON, mais différentes à l'état OFF, comme le montre la Figure 3.13.

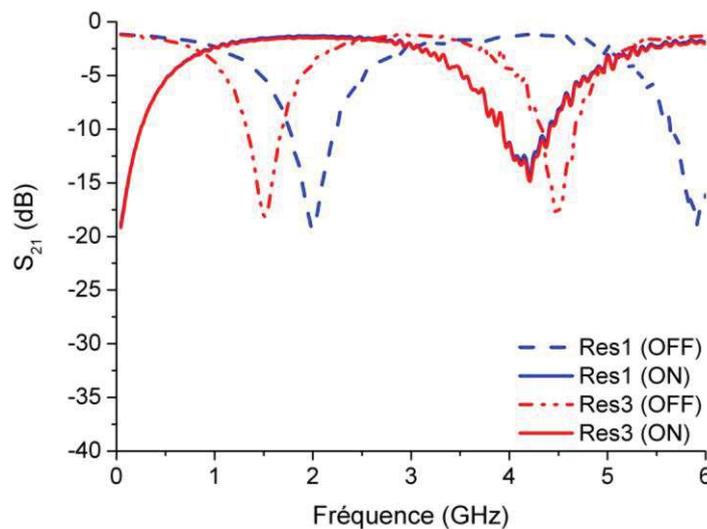


Figure 3.13 : Mesures des résonateurs Res1 et Res3 dans les deux états de fonctionnement du switch.

Chapitre 3 Conception de dispositifs hyperfréquences totalement intégrés et reconfigurables sur substrat silicium

Le choix de la longueur et de la position de la zone dopée apporte une grande flexibilité de conception du résonateur accordable. L'avantage de distribuer la longueur de la zone dopée jusqu'à l'extrémité du stub réside en l'augmentation de la surface de la zone de faible résistivité en mode ON. Par conséquent, la valeur de la résistance R_{ON} est plus faible et la tension de polarisation nécessaire pour réaliser le via électrique est également plus faible.

La différence entre les résonateurs 2 et 3 se situe au niveau de la longueur de la zone dopée (Figure 3.14). Le résonateur 2, ayant une plus grande zone dopée, commute à partir d'une tension de polarisation - 1,1 V, tandis qu'à cette tension de polarisation le résonateur 3 n'a pas encore commuté (Figure 3.15). Le résonateur 3, ayant une plus faible longueur de zone dopée, commute à partir de - 1,4 V.

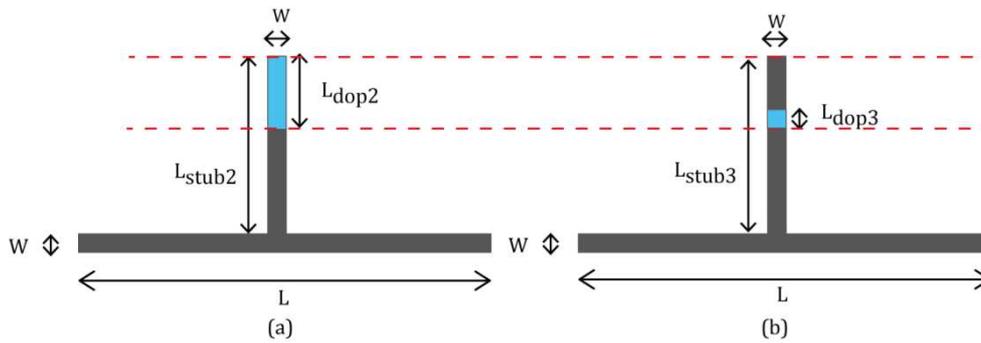


Figure 3.14 : Illustration des résonateurs (a) Res2. (b) Res3.

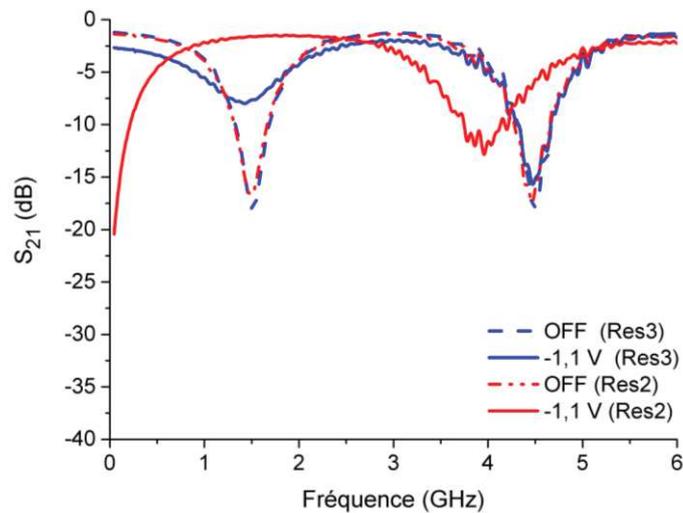


Figure 3.15 : Réponses mesurées des résonateurs Res2 et Res3 à 0 V et -1,1 V.

3.2.1.4 Solution d'une polarisation externe

Jusqu'à présent, la polarisation de l'élément actif de tous les démonstrateurs mesurés était effectuée en même temps que le signal RF. Les éléments actifs nécessitent un circuit de polarisation comportant des lignes de transmission, des capacités (pour protéger la source RF de la source de tension continue appliquée sur le composant actif) et des inductances (pour bloquer le passage du signal hyperfréquence vers le circuit de polarisation). En général, ces composants sont soudés sur le substrat [1]–[8], ce qui engendre des pertes et des effets parasites supplémentaires sur le dispositif accordable. Une alternative à l'inductance reportée consiste à utiliser un stub papillon [9].

Une solution de polarisation externe a été étudiée sur un des résonateurs à partir de ce stub papillon illustré à la Figure 3.16. Il est dimensionné pour être quart-d'onde à la fréquence centrale du filtre. Au niveau de la ligne de transmission, le stub est en circuit-ouvert du point de vue hyperfréquence, ce qui permet de rendre transparent le circuit de polarisation du point de vue du signal hyperfréquence. Il évite ainsi l'utilisation d'inductances reportées. Du fait de la variation progressive de son impédance, le stub papillon est considéré comme large bande, mais il est complètement transparent sur une bande de fréquence environ égale à 20 % de la fréquence centrale. Ainsi dans des applications telles que les filtres à stubs (large bande, généralement supérieure à 50 %), les stubs papillons ne sont pas forcément les plus appropriés, cependant ils permettent d'offrir une solution de polarisation de la jonction.

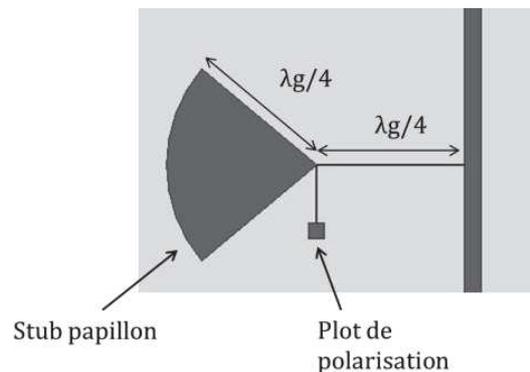


Figure 3.16 : Illustration d'un stub papillon.

Chapitre 3 Conception de dispositifs hyperfréquences totalement intégrés et reconfigurables sur substrat silicium

La Figure 3.17 illustre le dessin complet du résonateur dont le circuit de polarisation est un stub papillon. Une zone, de dimension 0,56 mm x 0,56 mm, a été dopée à l'extrémité du stub, afin de commuter d'un circuit-ouvert vers un court-circuit.

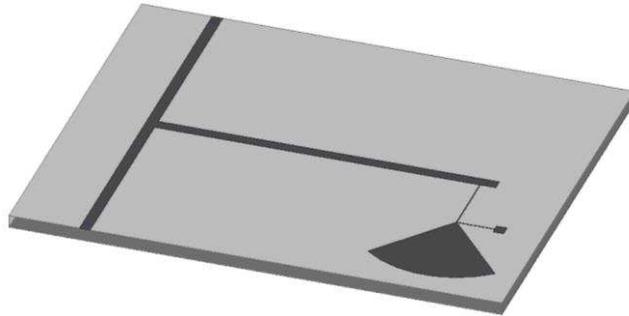


Figure 3.17 : Illustration d'un résonateur à polarisation par stub papillon.

Les résultats de simulation électromagnétique de ce résonateur sont comparés, avec et sans le stub papillon à la Figure 3.18. Le stub papillon a été dimensionné pour travailler à la deuxième harmonique de la résonance du stub en mode ON, ainsi sa longueur électrique est égale à $\lambda_g/4$ à la fréquence de 4,5 GHz. Il est transparent lorsque le stub est en court-circuit (mode ON), cependant en mode OFF, positionné à l'extrémité du stub, il perturbe la réponse électromagnétique du résonateur. Le décalage en fréquence lié à la présence du stub papillon est plus faible en haut de la bande de fréquence simulée.

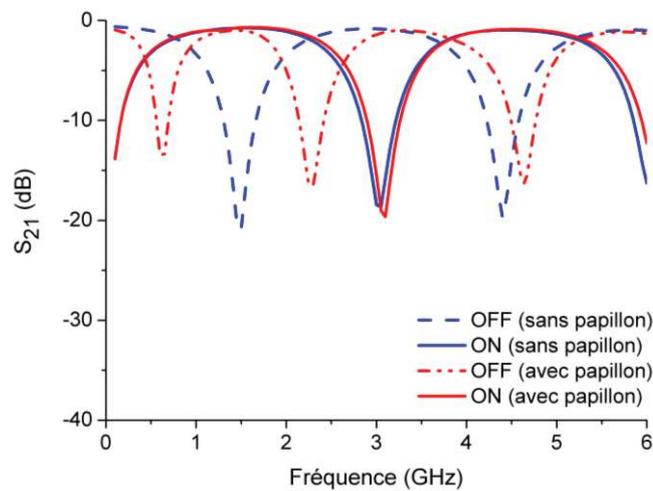


Figure 3.18 : Résultats de simulation HFSS™ du résonateur avec et sans stub papillon.

La Figure 3.19 présente les réponses mesurées du résonateur en modes OFF et ON, où l'élément d'accord est alimenté par le stub papillon.

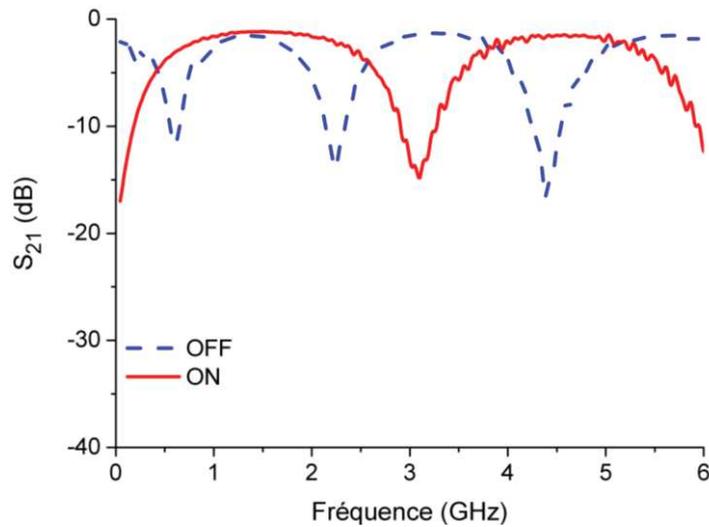


Figure 3.19 : Résultats de mesures en transmission du résonateur polarisé par un stub papillon, en modes OFF et ON.

En mode ON, on observe une parfaite concordance entre la simulation et la mesure (Figure 3.20). En mesure, en mode OFF, il y a une légère diminution de la bande passante (de l'ordre de 5 %).

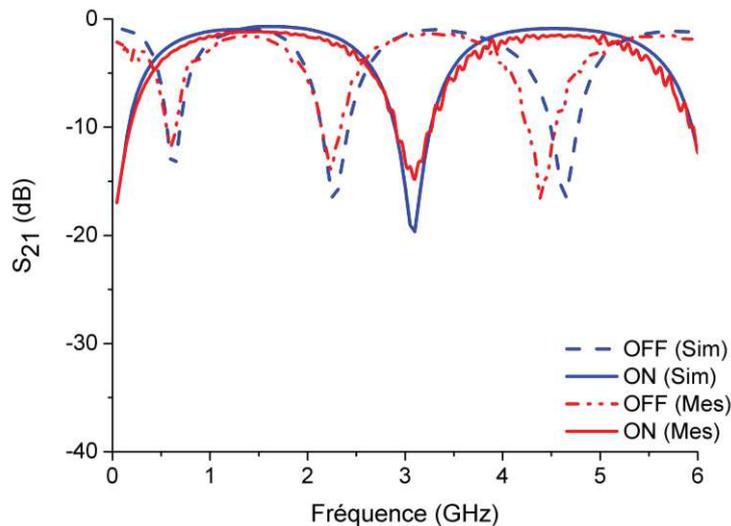


Figure 3.20 : Comparaison simulations / mesures du résonateur à stub papillon dans les deux modes de fonctionnement.

Dans cette partie, la méthode de modélisation du switch intégré a été validée sur des résonateurs. Les mesures des démonstrateurs sont en accord avec les simulations. Par la suite, cette méthode de modélisation a été appliquée à des fonctions plus complexes, tels que les filtres accordables, les guides d'ondes reconfigurables et les antennes accordables en fréquence.

3.2.2 Filtre passe-bas / passe-haut

L'idée originale de cette partie est de concevoir un filtre qui est reconfigurable d'un filtre passe-bas à un filtre passe-haut, cela avec une bonne platitude dans les deux modes de fonctionnement du filtre. Ce filtre à stub d'ordre 5 (5 résonateurs), est présenté à la Figure 3.21, dont les extrémités de chaque résonateur sont dopées ($100\ \mu\text{m}$ x la largeur du résonateur). Les résonateurs sont répartis de part et d'autre de la ligne de transmission afin de diminuer le couplage entre les résonateurs adjacents. Ainsi, en mode OFF, les stubs sont en circuit-ouvert, le filtre est un filtre passe-bas, tandis qu'en mode ON, les stubs sont en court-circuit, le filtre est alors un filtre passe-haut. Ce filtre a été étudié et dessiné pour avoir une fréquence de coupure du filtre passe-bas égale à la fréquence de coupure du filtre passe-haut. Les dimensions de ce filtre sont résumées dans le Tableau 3.1. Les filtres planaires sont constitués d'inverseurs d'impédance $\lambda/4$ placés entre deux résonateurs.

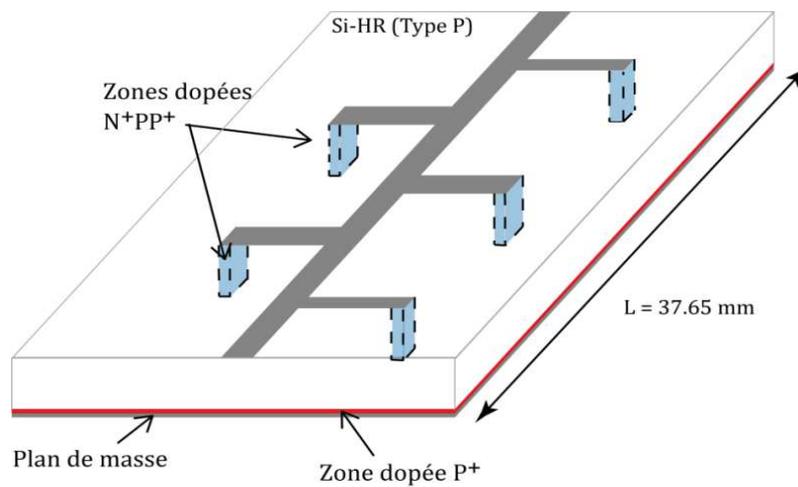


Figure 3.21 : Filtre passe-bas (Mode OFF) / filtre passe-haut (Mode ON).

Tableau 3.1 : Dimensions du filtre passe-bas / passe-haut.

	Accès	Résonateurs 1 et 5	Résonateurs 2 et 4	Résonateur 3	Inverseurs 1 et 4	Inverseurs 2 et 3
Longueur (mm)	5,38	3,1	2,92	2,92	2,62	2,43
Largeur (mm)	0,53	0,44	1,48	1,55	0,48	0,35

La Figure 3.22 présente les réponses HFSS™ du filtre passe-bas (mode OFF) et passe-haut (mode ON).

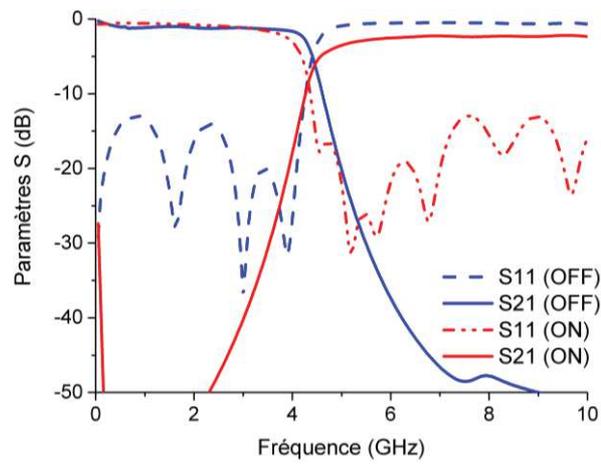


Figure 3.22 : Résultats de simulation HFSS™ du filtre passe-bas (mode OFF) / passe-haut (mode ON).

Les performances obtenues des filtres passe-bas et passe-haut sont résumées dans le Tableau 3.2.

Tableau 3.2 : Performances des filtres passe-bas et passe-haut.

	Fréquence de coupure (GHz)	Pertes d'insertion (dB)	Adaptation (dB)
Filtre passe-bas	4,4	< 1,2	> 13
Filtre passe-haut	4,3	< 2,4	> 13

Chapitre 3 Conception de dispositifs hyperfréquences totalement intégrés et reconfigurables sur substrat silicium

Dans les deux modes de fonctionnement, l'ondulation est inférieure à 0,2 dB. Les pertes d'insertion sont supérieures en mode ON, ceci est dû au fait que le court-circuit électrique réalisé ne soit pas parfait. Si l'on remplace la résistivité sous la zone dopée égale à $0,015 \Omega \cdot \text{cm}$ par une zone métallique en aluminium, le niveau de pertes du mode ON (inférieur à 1,4 dB) est alors similaire au mode OFF (Figure 3.23). Une solution d'amélioration est présentée au chapitre 4, où le substrat est affiné face arrière, sous les zones dopées de façon à réduire la longueur du court-circuit à réaliser et ainsi réduire la résistance en mode ON.

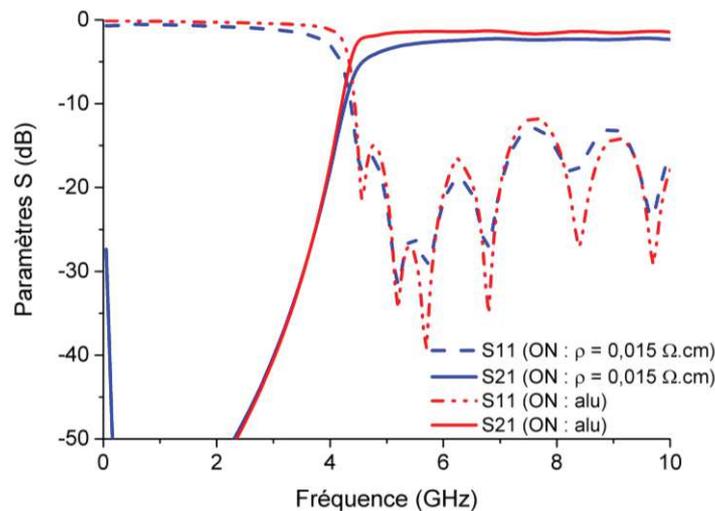


Figure 3.23 : Comparaison des résultats de simulation HFSS™ du filtre passe-haut (mode ON) entre un « via » aluminium et une résistivité dans la zone dopée de $0,015 \Omega \cdot \text{cm}$.

Pour cette étude, nous présentons uniquement des résultats de simulation, étant donné que ce filtre est en cours de réalisation.

3.2.3 Filtres à stubs : accordabilité en bande passante

Pour effectuer la synthèse de filtres à éléments distribués, celle de Tchebyscheff [10] présente l'intérêt de concevoir des filtres à forte réjection pour un ordre de filtre faible. Dans cette partie, deux familles de filtres à stub sont présentées :

- Les filtres à stubs sans saut d'impédance, dont la largeur des résonateurs est identique sur toute la longueur de ceux-ci. Ils ont l'avantage de présenter le concept de filtres accordables à switches intégrés à partir d'une synthèse connue.
- Les filtres à stubs à saut d'impédance, dont les résonateurs possèdent dans leur longueur deux largeurs différentes. Par rapport aux filtres à stubs sans saut d'impédance, ces filtres peuvent offrir une plus grande souplesse dans le choix des bandes passantes, mais pour cela une adaptation de la synthèse initiale est nécessaire.

3.2.3.1 Filtres à stubs sans saut d'impédance

La Figure 3.24 montre le dessin du filtre à stub sans saut d'impédance d'ordre 4 étudié. La largeur de chaque résonateur est constante sur toute leur longueur. Les dimensions de chaque zone dopée correspondent à la largeur du résonateur par la moitié de la longueur du résonateur considéré. Si la longueur des stubs en circuit-ouvert est deux fois plus grande que celle des stubs en court-circuit, alors ils ont la même fréquence de résonance. Une fois la synthèse du filtre à stub en court-circuit effectuée, pour une bande passante et une fréquence centrale donnée, la bande passante du filtre en circuit-ouvert est subie.

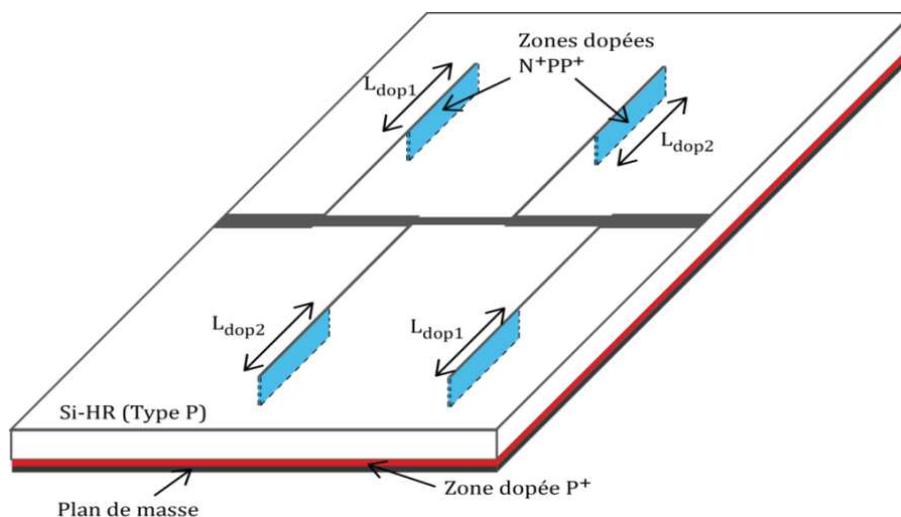


Figure 3.24 : Masque du filtre d'ordre 4 (Résonateurs sans saut d'impédance).

Chapitre 3 Conception de dispositifs hyperfréquences totalement intégrés et reconfigurables sur substrat silicium

La fréquence centrale du filtre est égale à 10 GHz et la bande passante choisie en mode ON est de 50 %. Les dimensions des résonateurs, des inverseurs et des lignes d'accès sont résumées dans le Tableau 3.3.

Tableau 3.3 : Dimensions du filtre à stubs d'ordre 4 accordable en bande passante.

	Accès	Résonateurs 1 et 3	Résonateurs 2 et 4	Inverseurs 1 et 3	Inverseur 2
Longueur (mm)	2,7	2,79	2,76	2,56	2,52
Largeur (mm)	0,53	0,1	0,11	0,41	0,29

Les résultats de simulation sont présentés à la Figure 3.25. La bande passante obtenue en mode OFF est de 32 %, avec une fréquence centrale identique à celle du mode ON (10 GHz). Quel que soit le mode de fonctionnement, dans la bande passante du filtre, les pertes d'insertion sont inférieures à 1 dB et l'adaptation supérieure à 26 dB.

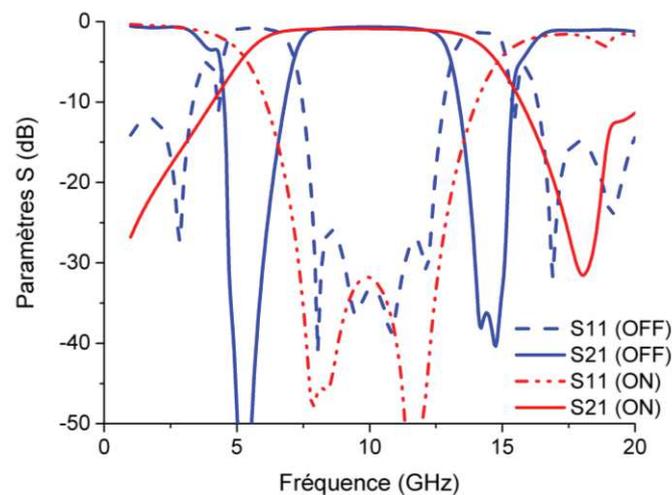


Figure 3.25 : Réponses HFSS™ du filtre à stubs sans saut d'impédance en modes OFF et ON.

Le dopage de la moitié de chaque résonateur rend ce filtre accordable en bande passante. La bande passante du filtre peut alors commuter de 32 % à 50 %, par le seul biais d'une faible tension de polarisation.

Ce filtre a été réalisé (Figure 3.26 (a)) à partir des étapes de fabrication décrites dans le chapitre 2. Cependant, l'épaisseur de métallisation de ce filtre étant identique à celle de l'oxyde, les résonateurs sont coupés au niveau de la zone dopée, comme le montre la photographie au microscope d'un résonateur (Figure 3.26 (b)).



Figure 3.26 : (a) Photographie du filtre accordable sans saut d'impédance. (b). Photographie au microscope de la transition zone non dopée / zone dopée d'un résonateur coupé.

En effet, si l'épaisseur de l'aluminium est inférieure ou égale à celle de l'oxyde (SiO_2) (Figure 3.27), cela provoque une coupure du métal entre les parties dopées et non dopées. Ainsi, les prochains circuits seront réalisés avec une épaisseur d'oxyde plus faible.

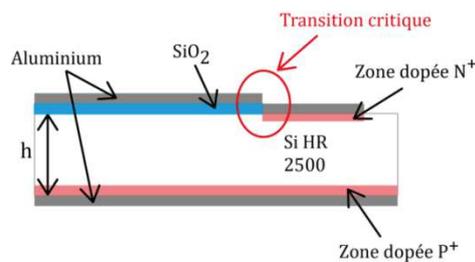


Figure 3.27 : Vue en coupe de la transition zone non dopée / zone dopée d'un résonateur.

L'inconvénient des filtres à stubs sans saut d'impédance se situe au niveau du choix des bandes passantes. En effet, une fois que la bande passante en mode ON est choisie, la bande passante du mode OFF est subie. Pour pallier à ce problème, la solution est d'utiliser des filtres à stubs à saut d'impédance.

3.2.3.2 Filtres à stubs à saut d'impédance

Avant de présenter les structures étudiées et réalisées, il est important d'expliquer la méthode de synthèse utilisée. En effet, la synthèse initiale des filtres à stubs à saut d'impédance (décrite dans [10]) offre des degrés de liberté pour contrôler les zéros de transmission. Dans notre contexte, elle doit donc être adaptée pour obtenir une flexibilité dans le choix des bandes passantes. Ainsi, il devient possible, non seulement de choisir la bande passante du mode OFF, mais également celle du mode ON.

- Synthèse des filtres à stubs à saut d'impédance

La Figure 3.28 (a) illustre un filtre à stubs sans saut d'impédance comparé à un filtre à stubs avec saut d'impédance (Figure 3.28 (b)).

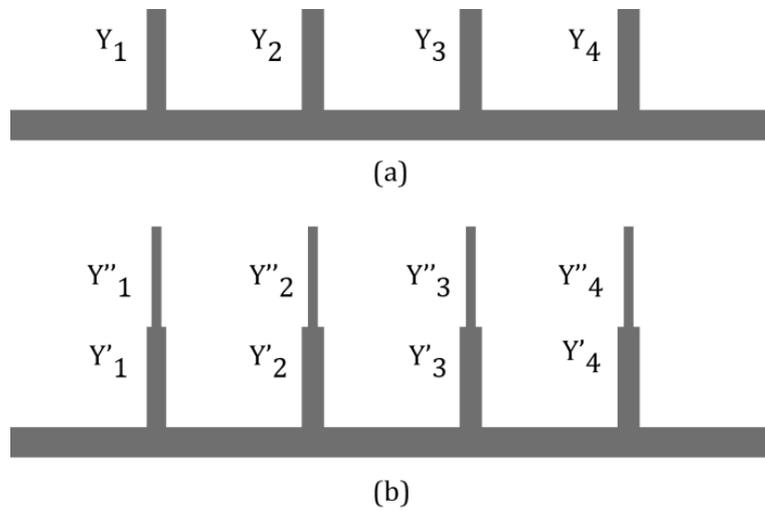


Figure 3.28 : (a) Illustration d'un filtre à stubs sans saut d'impédance. (b) Illustration d'un filtre à stubs avec saut d'impédance.

La synthèse des filtres à stubs en court-circuit sans saut d'impédance détermine les admittances, Y_k , de chaque résonateur, en fonction de la bande passante et la fréquence centrale choisie, tel que le montre la relation (25).

$$Y_k = Y_A \left(\sqrt{\left(\frac{J_{k,k+1}}{Y_A} \right)^2 + \left(\frac{g_0 w_1 C_a \tan \theta_1}{2} \right)^2} + \sqrt{\left(\frac{J_{k-1,k}}{Y_A} \right)^2 + \left(\frac{g_0 w_1 C_a \tan \theta_1}{2} \right)^2} - \left(\frac{J_{k-1,k}}{Y_A} \right) - \left(\frac{J_{k,k+1}}{Y_A} \right) \right) \quad (25)$$

où $J_{k,k+1}$ et $J_{k-1,k}$ sont les inverseurs d'admittance, C_a est un paramètre de liberté sur les admittances, g_k sont les coefficients de Tchebyscheff et θ_1 est calculé en fonction de la bande passante ω_1 choisie, à partir de l'équation (26).

$$\theta_1 = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{\omega_1}{2} \right) \quad (26)$$

Pour simplifier l'équation (25), on pose l'équation (27), telle que:

$$Y_k = Y_A \alpha_k \quad (27)$$

A partir de ces admittances pour les résonateurs en court-circuit, on peut déterminer celles des résonateurs en circuit-ouvert à partir de l'équation (28) :

$$Y'_k = Y_A \left(\sqrt{\left(\frac{J_{k,k+1}}{Y_A} \right)^2 + \left(\frac{g_0 w_1 C_a \tan \theta_2}{2} \right)^2} + \sqrt{\left(\frac{J_{k-1,k}}{Y_A} \right)^2 + \left(\frac{g_0 w_1 C_a \tan \theta_2}{2} \right)^2} - \left(\frac{J_{k-1,k}}{Y_A} \right) - \left(\frac{J_{k,k+1}}{Y_A} \right) \right) \times \left(\frac{a \tan^2 \theta_2 - 1}{(a+1) \tan^2 \theta_2} \right) \quad (28)$$

où θ_2 est calculé en fonction de la deuxième bande passante choisie ω_2 à partir de l'équation (29).

$$\theta_2 = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{\omega_2}{2} \right) \quad (29)$$

Pour simplifier l'équation (28), on pose l'équation (30), telle que:

$$Y'_k = Y_A \alpha'_k \times \left(\frac{a \tan^2 \theta_2 - 1}{(a+1) \tan^2 \theta_2} \right) \quad (30)$$

Etant donné que les résonateurs du filtre à saut d'impédance seront court-circuités au niveau du saut d'impédance, la relation (31) permet d'obtenir les admittances de la première partie des résonateurs à saut d'impédance.

$$Y_k = Y'_k \quad (31)$$

Il est alors possible de calculer le paramètre a , telle que le montre l'équation (32) :

$$a_k = \frac{\tan^2 \theta_2 \alpha_k + \alpha'_k}{\alpha_k'^2 (\alpha'_k - \alpha_k)} \quad (32)$$

Ensuite, il ne reste plus qu'à calculer l'admittance de la deuxième partie de chaque résonateur à partir de l'équation (33) :

$$Y''_k = a_k Y'_k \quad (33)$$

- Exemples de filtres à stubs à saut d'impédance accordables en bande passante

Dans cette partie, deux exemples de filtres à saut d'impédance sont présentés. A partir de la synthèse précédente, les admittances Y_k sont calculées lorsque les résonateurs sont en court-circuit, soient pour les parties des résonateurs les plus proches des inverseurs. Ainsi, les zones dopées sont distribuées sur la deuxième partie de chaque résonateur (Figure 3.29), soit pour ce premier filtre, sous toute la partie la plus large de chaque résonateur.

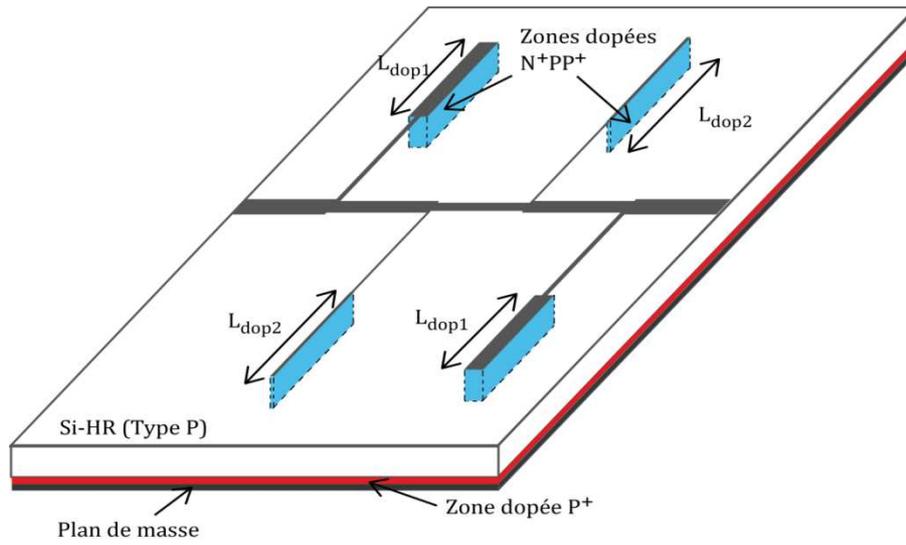


Figure 3.29 : Masque du filtre d'ordre 4 (avec résonateurs à saut d'impédance), accordable en bande passante ; mode OFF : BP = 50 % et mode ON : BP = 75 %.

Les bandes passantes choisies pour ce filtre sont de 50 % pour le mode OFF et de 75 % pour le mode ON. Les résonateurs sont dimensionnés pour obtenir une fréquence centrale de 10 GHz dans les deux états de fonctionnement. Les dimensions des résonateurs, des inverseurs et des lignes d'accès sont données dans le Tableau 3.4.

Tableau 3.4 : Dimensions du filtre à stubs (avec saut d'impédance) accordable en bande passante (Mode OFF : BP = 50 %, mode ON : BP = 75 %).

	Accès	Résonateurs 1 et 4		Résonateurs 2 et 3		Inverseurs 1 et 3	Inverseur 2
		Zone non dopée	Zone dopée	Zone non dopée	Zone dopée		
Longueur (mm)	2,56	2,89	2,55	2,77	2,9	2,57	2,75
Largeur (mm)	0,53	0,16	0,54	0,075	0,11	0,4	0,28

Les résultats de simulation électromagnétique de ce filtre sont présentés à la Figure 3.30.

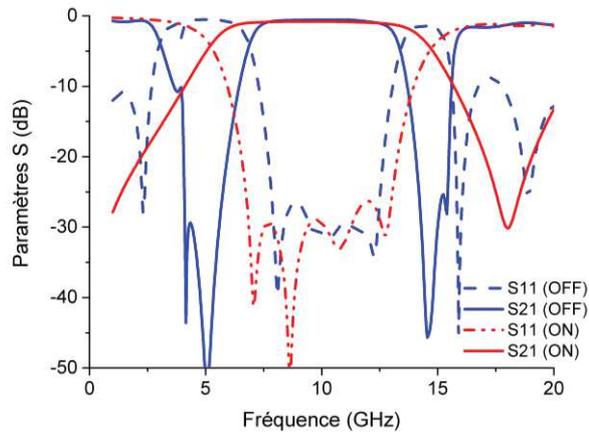


Figure 3.30 : Réponses HFSS™ du filtre à stubs à saut d'impédance accordable en bande passante (Mode OFF : BP = 50 %, mode ON : BP = 75 %).

Ce filtre accordable offre une souplesse de conception en termes de choix des bandes passantes. Les pertes d'insertion sont faibles, inférieures à 1 dB, avec une adaptation supérieure à 27 dB, dans les deux bandes de fréquence considérées.

La Figure 3.31 représente la photographie du filtre fabriqué ainsi que les résultats de mesure dans les deux modes de fonctionnement du filtre.

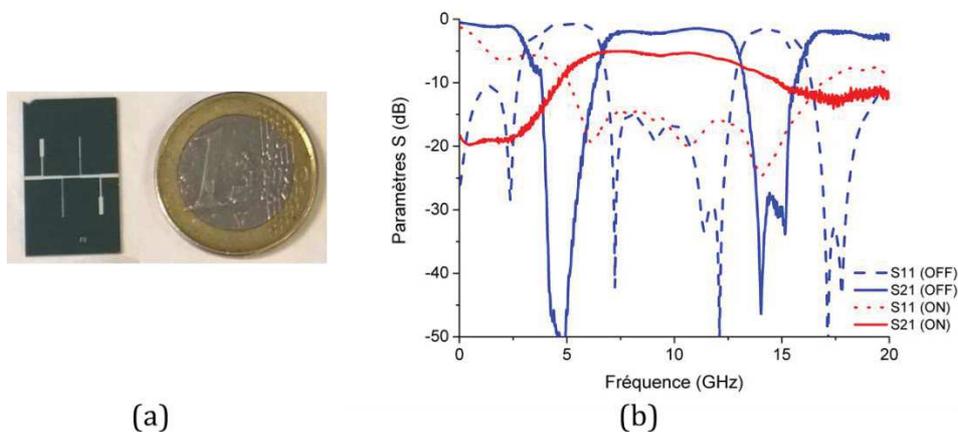


Figure 3.31 : (a) Photographie du filtre accordable. (b) Mesures en mode OFF et ON.

Les performances ne sont pas celles espérées en simulation. Contrairement au filtre précédent (sans saut d'impédance), il n'y a pas de coupure dans la métallisation des résonateurs. Par contre, lors de la réalisation de ce filtre, il y a eu des problèmes de dopage. La solution de sol-gel utilisée était granuleuse (fortement inhomogène). Excepté les résonateurs de la partie 3.2.1, tous les dispositifs réalisés ont été fabriqués sur ce même wafer. L'inhomogénéité de la solution implique une forte disparité des quantités de dopants et par conséquent une très forte variation de la résistivité obtenue en mode ON. Pour tous les dispositifs, le dopage est beaucoup plus faible que prévu, et pour essayer de pallier à ce problème, la tension de polarisation appliquée est plus importante que celle utilisée lors des simulations.

Chapitre 3 Conception de dispositifs hyperfréquences totalement intégrés et reconfigurables sur substrat silicium

La résistivité minimale estimée en mode ON est de quelques $\Omega.cm$ (avec une tension de polarisation de -6 V), au lieu d'une résistivité de 0,015 $\Omega.cm$ attendue (avec une tension de l'ordre de -2 V). Ainsi, en mesure, en mode OFF, le niveau de pertes est inférieur à 2 dB, mais en mode ON, la résistivité étant insuffisante, le niveau de pertes est de l'ordre de 5 dB. Une rétro-simulation a été effectuée afin d'évaluer la résistivité obtenue en mesure en mode ON. Il s'avère que les résultats de simulation s'approchent de ceux mesurés lorsque la résistivité sous la zone dopée est égale à 2 $\Omega.cm$ (Figure 3.32). Malgré ces mauvaises performances, ces mesures valident la faisabilité d'intégrer l'élément d'accord pour des filtres accordables en bande passante, directement dans le substrat Si-HR.

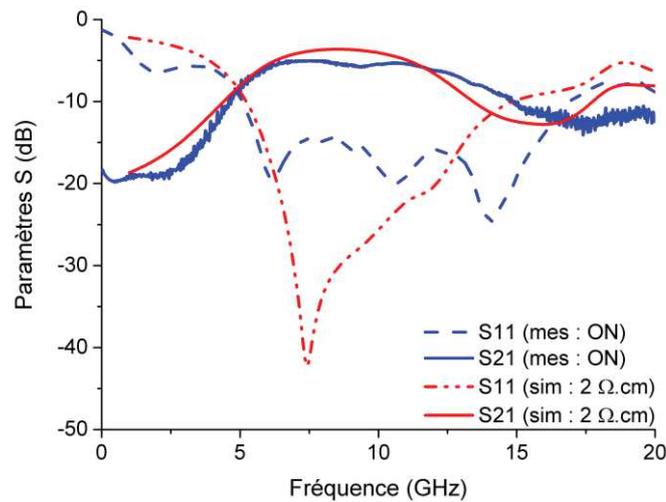


Figure 3.32 : Mesure et rétro-simulation en mode ON du filtre.

La bande passante du filtre précédent peut commuter de 50 % en mode OFF, à 75 % en mode ON. Cependant, les bandes passantes choisies peuvent être plus faibles. Comme le filtre précédent, les admittances Y'_k sont calculées lorsque les résonateurs sont en court-circuit, et les admittances Y''_k lorsque les résonateurs sont en circuit-ouvert.

Ainsi, les zones dopées sont distribuées sur la deuxième partie de chaque résonateur, comme pour le filtre précédent. Ce filtre, dont les dimensions sont données dans le Tableau 3.5, possède une bande passante en mode OFF de 20 % qui atteint 50 % en mode ON.

Tableau 3.5 : Dimensions du filtre à stubs accordable en bande passante (Mode OFF : BP = 20 % ; mode ON : BP = 50 %).

	Accès	Résonateurs 1 et 4		Résonateurs 2 et 3		Inverseurs 1 et 3	Inverseur 2
		Zone non dopée	Zone dopée	Zone non dopée	Zone dopée		
Longueur (mm)	1,24	2,33	3,04	2,13	3,04	1,93	1,75
Largeur (mm)	0,53	0,63	0,06	0,95	0,08	0,47	0,34

En simulation (Figure 3.33), les pertes d'insertion sont plus faibles en mode OFF (1,3 dB) qu'en mode ON (2,3 dB), avec une adaptation dans les deux modes, supérieure à 21 dB.

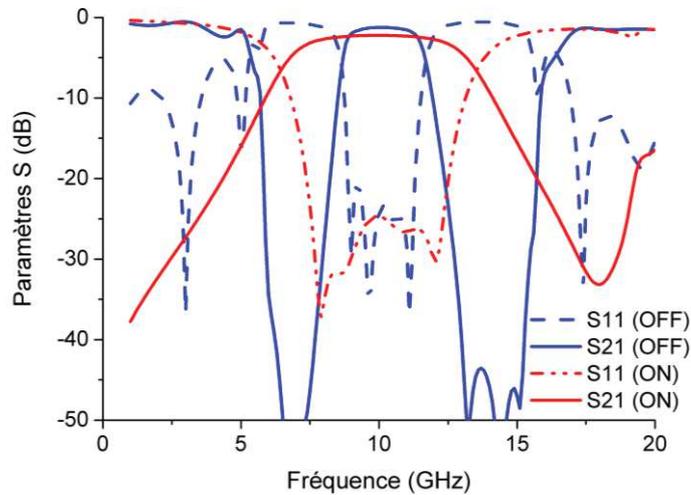


Figure 3.33 : Réponses HFSS™ du filtre accordable en bande passante (Mode OFF : BP = 20 % ; mode ON : BP = 50 %).

Les zones dopées de ce filtre ayant une plus faible largeur que les précédentes, la surface de chaque zone dopée est plus faible et par conséquent, la résistance R_{ON} liée à la résistivité de la zone dopée en mode ON est plus forte. Cette résistance ne peut plus être considérée comme nulle et implique un niveau de pertes plus important dans la bande passante du filtre. En effet, si la résistivité est améliorée de façon à ce que la conductivité s'approche de celle d'un métal, les pertes d'insertion seraient beaucoup plus faibles. La Figure 3.34 représente la simulation du filtre en modes OFF et ON, où la résistivité de $0,015 \Omega \cdot \text{cm}$ dans la zone dopée est remplacée par de l'aluminium. En mode ON, les pertes d'insertion ne sont alors plus que de 0,6 dB.

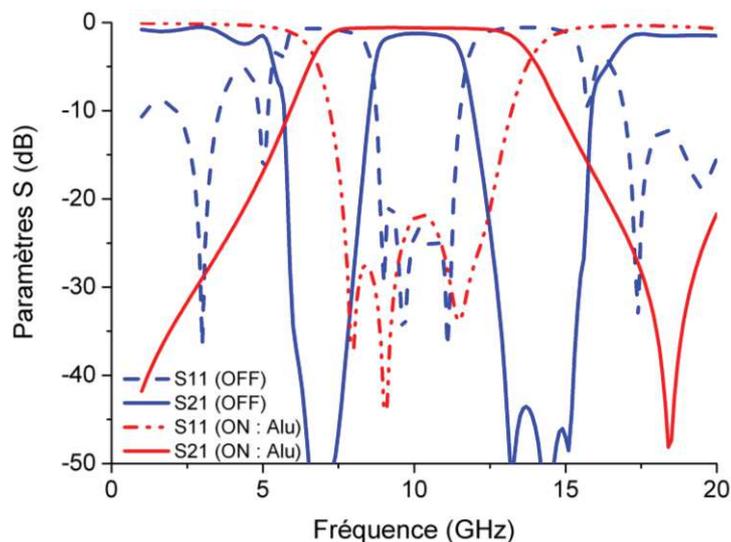


Figure 3.34 : Réponses HFSS™ du filtre accordable en bande passante (Mode OFF : BP = 20 % ; mode ON (aluminium), BP = 50 %).

Chapitre 3 Conception de dispositifs hyperfréquences totalement intégrés et reconfigurables sur substrat silicium

Dans cette partie, le principe du switch à base d'une jonction N+PP+ a été intégré à des filtres accordables en bande passante. Appliqué aux filtres à stubs à saut d'impédance, il apporte une grande souplesse en termes de choix de bande passante.

Remarque : Avec un filtre en mode OFF ayant une bande passante de 50%, il serait difficile de diminuer la bande passante en dessous de 20 %, limitée par la largeur des résonateurs. Avec une hauteur de substrat de 675 μm et une fréquence centrale du filtre égale à 10 GHz, l'impédance maximale que l'on peut espérer réaliser (avec une résolution de masque suffisamment précise) est de 140 Ω , ce qui correspond à une largeur de ligne égale à 10 μm (Figure 3.35). Pour minimiser les couplages entre deux résonateurs, il est préférable que la largeur de ceux-ci ne soient pas trop importante, l'impédance minimale est légèrement inférieure à 40 Ω (w est alors proche de 1000 μm). Afin que les impédances des résonateurs soient comprises entre 40 Ω et 140 Ω , la bande passante minimale est de 15 % et cela pour une bande passante maximale de 47 % (impédances comprises entre 40 Ω et 140 Ω). Pour rester dans cette gamme d'impédance, la différence maximale entre les deux bandes passantes ne peut excéder les 32 %.

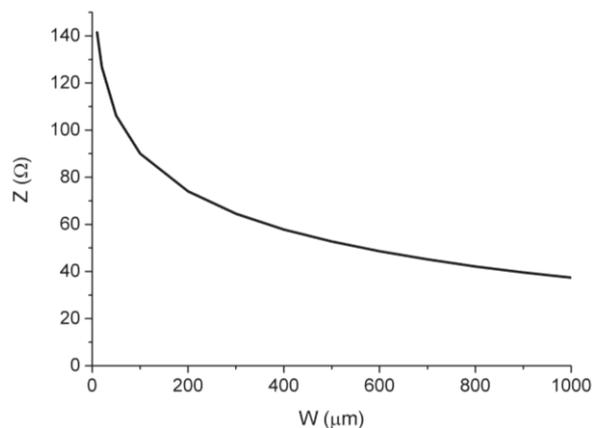


Figure 3.35 : Variation de l'impédance d'une ligne en fonction de sa largeur.

3.2.4 Filtres à stubs à saut d'impédance : accordabilité en bande passante et en fréquence centrale

A partir de la synthèse précédente, si les fréquences centrales en circuit-ouvert et en court-circuit sont différentes, il est possible de réaliser des filtres accordables en fréquence centrale et en bande passante, comme le montre les deux dispositifs suivants.

Pour cela, à partir du filtre précédent, dont la fréquence centrale est égale à 10 GHz, avec une bande passante en mode OFF égale à 20 % et une bande passante en mode ON égale à 50 %, il suffit de rallonger les longueurs des parties dopées de chaque résonateur afin de diminuer la fréquence centrale du mode OFF.

En théorie, pour réaliser un filtre accordable en bande passante et en fréquence centrale, une adaptation de la synthèse serait nécessaire, et cela non seulement pour les résonateurs mais également pour les inverseurs. En effet, à partir de la synthèse, si la fréquence entre les deux modes varie et si les longueurs des résonateurs sont calculées pour être égales à $\lambda/4$ en mode ON, ils ne sont plus demi-onde en mode OFF. De plus, les inverseurs devraient être accordables en fonction de la fréquence de fonctionnement. Toutefois, le fait de rallonger les résonateurs en mode OFF offre de bonnes performances dans les deux états de fonctionnement. Nous utilisons donc cette synthèse approchée.

Les caractéristiques choisies du filtre, sont les suivantes :

- mode OFF : Fréquence centrale égale à 8,3 GHz avec une bande passante de 20 %,
- mode ON : Fréquence centrale égale à 10 GHz avec une bande passante de 50 %.

Les dimensions de ce filtre sont résumées dans le Tableau 3.6.

Tableau 3.6 : Dimensions du filtre accordable en bande passante et en fréquence centrale (Mode OFF : $F_c = 8,3$ GHz, BP = 20 % ; mode ON : $F_c = 10$ GHz, BP = 50 %).

	Accès	Résonateurs 1 et 4		Résonateurs 2 et 3		Inverseurs 1 et 3	Inverseur 2
		Zone non dopée	Zone dopée	Zone non dopée	Zone dopée		
Longueur (mm)	1,24	2,33	4,19	2,13	4,33	1,93	1,75
Largeur (mm)	0,53	0,63	0,08	0,95	0,08	0,47	0,34

Chapitre 3 Conception de dispositifs hyperfréquences totalement intégrés et reconfigurables sur substrat silicium

Les résultats de simulation (Figure 3.36) présentent de bonnes performances en termes de pertes d'insertion (inférieures à 1,2 dB pour le mode OFF et 2,2 dB pour le mode ON) et d'adaptation (supérieures à 19 dB et 25 dB, respectivement pour les modes OFF et ON).

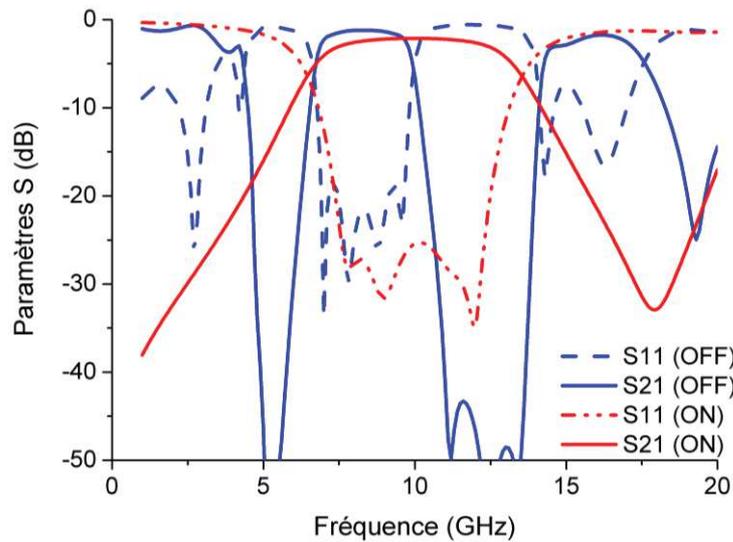


Figure 3.36 : Réponses HFSS™ du filtre accordable en bande passante et en fréquence centrale (mode OFF : BP = 20 %, Fc = 8,3 GHz ; mode ON : BP = 50 %, Fc = 10 GHz).

La fréquence centrale du filtre en mode OFF peut être supérieure à celle du mode ON, contrairement au filtre précédent. Pour une montée en fréquence du mode OFF, les parties dopées de chaque résonateur sont plus courtes.

Les dimensions du filtre (Tableau 3.7) sont calculées pour obtenir les caractéristiques suivantes :

- mode OFF : Fréquence centrale égale à 11,6 GHz avec une bande passante de 20 %,
- mode ON : Fréquence centrale égale à 10 GHz avec une bande passante de 50 %.

Tableau 3.7 : Dimensions des éléments du filtre.

	Accès	Résonateurs 1 et 4		Résonateurs 2 et 3		Inverseurs 1 et 3	Inverseur 2
		Zone non dopée	Zone dopée	Zone non dopée	Zone dopée		
Longueur (mm)	1,24	2,33	2,37	2,12	2,27	1,76	1,93
Largeur (mm)	0,53	0,67	0,05	1,02	0,1	0,39	0,35

Le Figure 3.37 présente les résultats de simulation électromagnétique d'un filtre à stubs à saut d'impédance accordable en fréquence centrale et en bande passante.

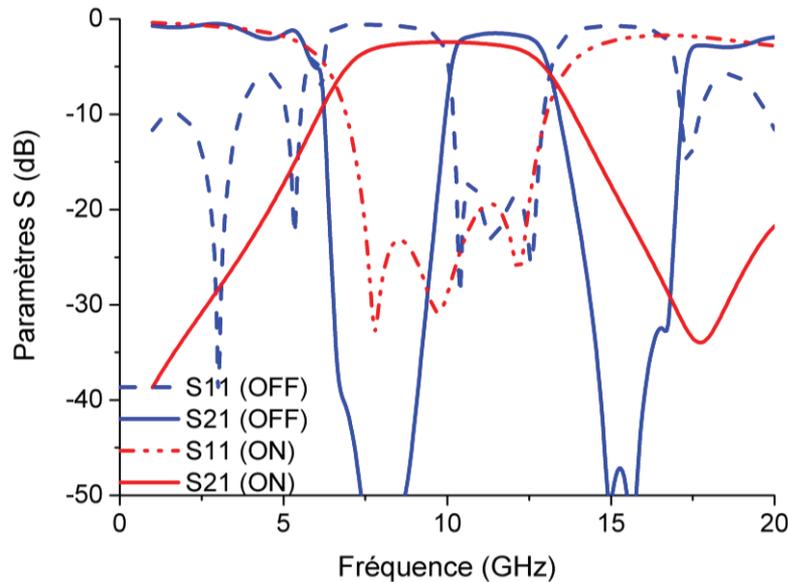


Figure 3.37 : Réponses HFSS™ du filtre accordable en fréquence centrale et en bande passante (Mode OFF : BP = 20 %, $F_c = 11,6$ GHz ; mode ON : BP = 50 %, $F_c = 10$ GHz).

La limitation des deux filtres à stubs accordables en fréquence centrale et en bande passante se situe essentiellement au niveau des inverseurs. En effet, les dimensions des inverseurs sont fixes et, en règle générale, ils doivent avoir une longueur égale $\lambda/4$ à la fréquence centrale. Or, la fréquence centrale varie entre les deux modes de fonctionnement. Un compromis de longueur des inverseurs a été nécessaire pour obtenir de bonnes performances à l'état OFF comme à l'état ON, ce qui restreint le rapport entre les deux fréquences choisies.

3.2.5 Bilan

Dans cette partie, nous avons montré la souplesse et la facilité d'intégration du switch sur chaque résonateur. Il est possible de concevoir des filtres :

- reconfigurables : filtres passe-bas / passe-haut,
- accordables en bande passante,
- accordables en bande passante et en fréquence centrale.

Les pertes d'insertion mesurées des résonateurs et du filtre à bande passante accordable (50 % à 75 %) sont respectivement inférieures à 1,4 dB et 2 dB (mode OFF). Ces pertes d'insertion sont inférieures aux filtres accordables de l'état de l'art [11].

Des mesures de filtres à stubs accordables en bande passante valident les simulations, même si des améliorations au niveau du dopage doivent être effectuées (des circuits sont en cours de réalisation). Une diminution de l'épaisseur d'oxyde est envisagée pour la réalisation des prochains circuits, afin de minimiser les risques de coupure de pistes.

Grace à l'utilisation de ces switchs intégrés, il n'est plus nécessaire de souder les éléments d'accord, de subir leurs pertes d'insertion et de percer des vias métalliques. Les effets parasites liés à l'interconnexion du circuit passif et du composant actif sont supprimés.

Dans cette partie, le switch vertical a été intégré sur une technologie planaire avec des filtres à stubs accordables, cependant d'autres topologies de filtres ainsi que des solutions d'amélioration avec l'utilisation d'autres technologies sont discutées dans le chapitre 4.

3.3 Les guides d'ondes et cavités

3.3.1 Principe de fonctionnement des guides d'ondes et cavités

Les guides d'ondes (Figure 3.38) sont des supports de transmission pour les ondes électromagnétiques. Par rapport aux lignes de transmission, ils présentent moins de pertes, mais ils sont plus encombrants [12]. Ils sont pour la plupart métalliques, ce qui implique un poids et un coût non négligeable. Toutefois, ces guides peuvent être intégrés dans des solutions planaires, en utilisant des techniques SIW (Substrate Integrated Waveguide).

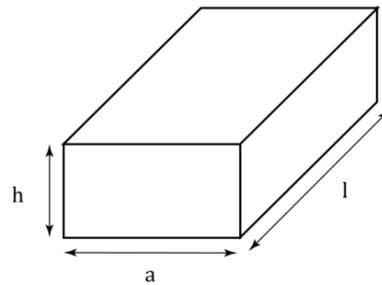


Figure 3.38: Illustration d'un guide d'onde rectangulaire.

Un guide d'onde métallique rectangulaire se comporte comme un filtre passe-haut, avec une fréquence de coupure [13] déterminée, en fonction du mode de propagation et des dimensions du guide, par la relation (34) :

$$f_{lm} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left[\left(\frac{l}{2a}\right)^2 + \left(\frac{m}{2h}\right)^2\right]} \quad (34)$$

Les dimensions h et a représentent, respectivement la hauteur du substrat et la largeur du guide.

Dans notre étude, l'objectif est de réaliser un guide SIW reconfigurable, dont les parois verticales correspondent à des zones dopées que l'on pourra polariser en directe (mode ON). Or, une cavité n'est autre qu'un guide d'onde fermé, dont les performances sont données à partir du coefficient de qualité propre de la cavité [14], calculées en fonction de ces différents types de pertes. Les facteurs de qualité, en technologie volumique, peuvent être très élevés [15]–[17] (supérieurs à 1000), alors qu'en technologie SIW les facteurs de qualité des cavités sont de l'ordre de 200-300 [18]–[20]. En effet, en technologie SIW, les facteurs de qualité sont plus faibles étant donné que c'est une technologie planaire, or le facteur de qualité est proportionnel à la hauteur de la cavité. Celui-ci doit être le plus élevé possible, il dépend de la géométrie et des matériaux utilisés. Ainsi, sont donnés en annexe, les calculs des coefficients de qualité d'une cavité réalisée à partir de switches intégrés, ainsi qu'une analyse de l'impact entre les pertes diélectriques et les pertes conductrices, respectivement liées à la résistivité du substrat et à celle de la jonction en mode ON. L'étude menée sur les guides a pour finalité la réalisation de cavités, à partir d'une technologie planaire, sans la nécessité de percer et de métalliser des vias, contrairement aux technologies SIW [21].

3.3.2 Les guides d'ondes reconfigurables

L'objectif de cette partie est de valider le concept du guide d'onde reconfigurable, à partir de parois réalisées à l'aide de jonctions polarisées en direct (mode ON). La largeur des parois verticales, est prise en compte par le calcul de la fréquence de coupure du guide. La Figure 3.39 illustre le dessin d'un guide d'onde simulé sous HFSS™, dont les zones dopées sont larges de 500 μm . Ce guide est alimenté par une ligne microruban. La largeur des accès entre la ligne et le guide augmente progressivement afin d'adapter l'impédance d'entrée du guide à l'impédance de la ligne microruban 50 Ω .

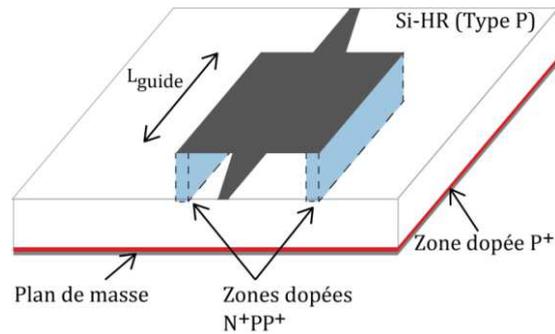


Figure 3.39 : Guide d'onde reconfigurable électriquement.

La Figure 3.40 présente les résultats de simulation en modes OFF et ON d'un guide de dimensions 5 mm x 8 mm (respectivement la largeur et la longueur du guide). La fréquence de coupure théorique de ce guide est de 9,1 GHz.

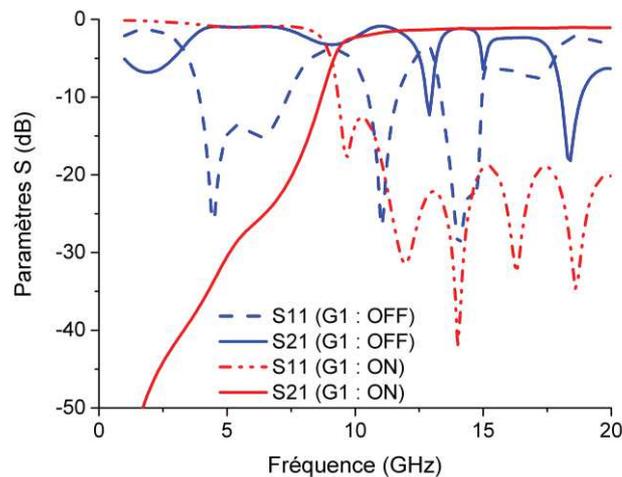


Figure 3.40 : Réponses HFSS™ d'un guide d'onde en modes OFF et ON.

En simulation en mode ON, la fréquence de coupure obtenue est identique à la fréquence théorique, l'adaptation est supérieure à 20 dB à partir de 11,2 GHz. Les pertes d'insertion obtenues à 20 GHz sont inférieures à 1,1 dB. En mode OFF, le guide se comporte comme un « mauvais filtre passe-bas ». En effet, la paroi supérieure du guide forme, avec le plan de masse, une capacité parallèle localisée. Cependant, au niveau des accès, les largeurs sont beaucoup moins importantes que celle de la capacité, mais trop larges pour être considérées comme selfiques, d'où l'appellation de « mauvais passe-bas » (Figure 3.41). Il est difficile de dessiner un filtre passe-bas en éléments distribués dont les éléments capacitifs soient suffisamment grands pour servir de guide d'onde en mode ON, avec des éléments selfiques qui ne perturbent pas.

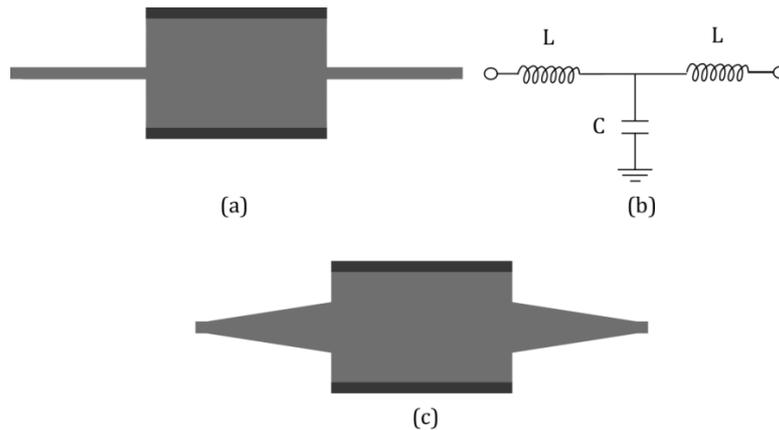


Figure 3.41 : (a) Dessin d'un filtre passe-bas en technologie microruban. (b) Schéma électrique équivalent de ce filtre. (c) Dessin du guide réel.

La fréquence de coupure du guide dépend de sa largeur en mode ON (Figure 3.42). Les guides simulés ont une largeur $G1 = 5$ mm et $G2 = 4$ mm. Leurs fréquences de coupure sont respectivement de 9,1 GHz et 11,2 GHz. Les pertes d'insertion sont inférieures à 1,2 dB pour les deux guides et l'adaptation est supérieure à 20 dB au-delà de 15 GHz.

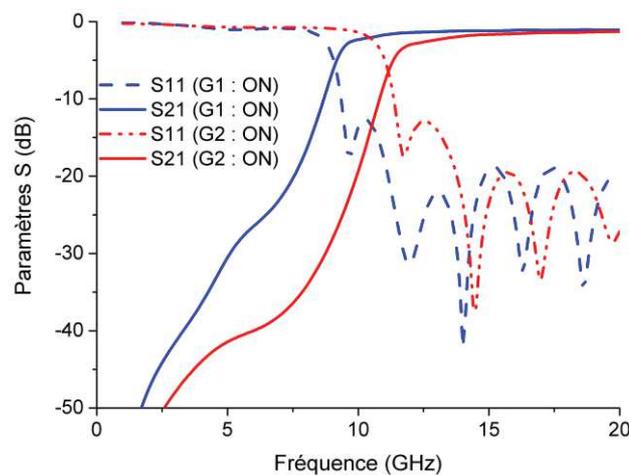


Figure 3.42 : Réponses HFSS™ des guides d'ondes en mode ON, G1 (5 mm x 8 mm) et G2 (4 mm x 8 mm).

3.3.3 Mesures

Ces guides ont été réalisés avec des quantités de dopants plus faibles que celles souhaitées. La Figure 3.43 est la photographie d'un guide, dont les dimensions internes, en mode ON, sont identiques à celle du guide G1 (5 mm x 8 mm), avec des largeurs de zones de 1,5 mm.

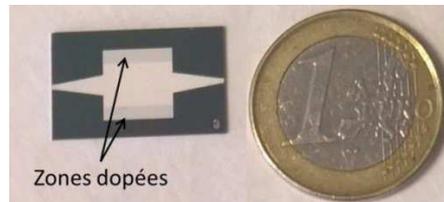


Figure 3.43 : Photographie du guide d'onde reconfigurable.

En simulation, le niveau de pertes visé était de 1,2 dB, avec une résistivité de $0,015 \Omega \cdot \text{cm}$ dans les zones dopées en mode ON. A cause des problèmes liés à la fabrication, le niveau de pertes mesuré est de 5 dB à 20 GHz (avec une tension de polarisation de -3,2 V). Par une rétro-simulation comparée à la mesure (Figure 3.44), la résistivité estimée, en mode ON, n'est seulement que de $10 \Omega \cdot \text{cm}$ par rapport au $0,015 \Omega \cdot \text{cm}$ souhaité (elle résulte des faibles quantités de dopants implantées). Si le niveau de dopage était conforme aux 10^{20} atomes / cm^3 demandés, le niveau de perte serait beaucoup plus faible.

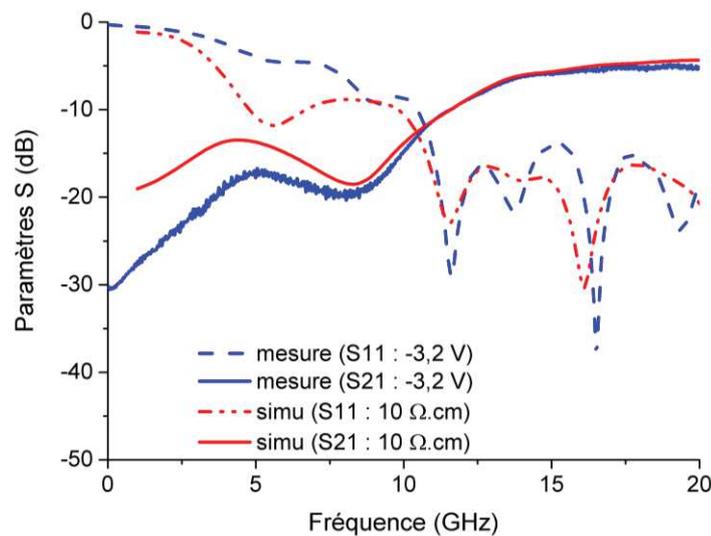


Figure 3.44 : Retro-simulation et mesure du guide d'onde reconfigurable.

Cette mesure valide le concept du guide d'onde reconfigurable en technologie planaire, avec des parois verticales réalisées à partir de zones dopées polarisées en direct. Ce concept nous permet d'éviter le perçage de trous métallisés pour fabriquer un guide d'onde électromagnétique. Avec un meilleur dopage et un substrat de plus haute résistivité, les performances seront améliorées, alors des cavités pourraient être réalisées afin de concevoir des filtres comme en technologie SIW.

3.4 Les antennes patches accordables en fréquence

Dans cette partie une solution d'antenne accordable de type patch est proposée. Ce type d'antennes est adapté à l'intégration sur silicium et à notre solution de switchs verticaux. Un compromis sur la fréquence de travail a été fait. L'objectif initial était de montrer l'intérêt pour des fréquences très élevées (gamme du millimétrique), mais nous nous sommes limités pour des raisons de facilités de mesure.

Ces démonstrateurs d'antennes accordables en fréquence, à élément d'accord intégré, permettent d'offrir d'autres perspectives que les filtres et les guides d'onde. La technologie planaire permet d'intégrer le switch de façon verticale, comme pour les dispositifs accordables précédents, contrairement à ce qui est étudié dans l'état de l'art. En effet, l'état de l'art fait part d'antennes accordables en fréquence où les MEMS réalisant l'accordabilité sont reportés sur le substrat et permettent de modifier la longueur physique de l'antenne. Cependant, les antennes accordables avec switch intégré de manière verticale, ne se limitent ni à ce choix d'antenne, ni à la technologie planaire, comme le montre les perspectives du chapitre 4.

3.4.1 Dimensionnement et simulation d'une antenne patch

Les antennes patches sont des antennes très utilisées en technologie planaire [4], [8], [9], [22]–[27]. L'élément rayonnant est séparé du plan de masse par un substrat défini par sa hauteur h et sa permittivité diélectrique ϵ_r (Figure 3.45) [28]. L est la longueur de l'antenne qui fixe sa fréquence de rayonnement (c'est la distance entre les deux fentes rayonnantes) et W son adaptation S_{11} (qui doit être inférieure à 10 dB).

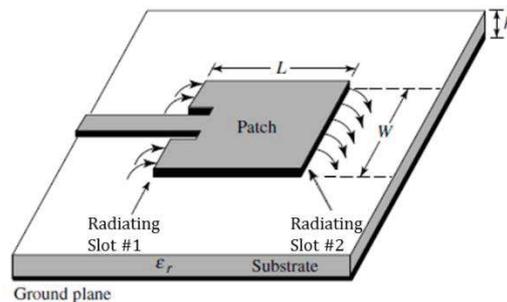


Figure 3.45 : Illustration d'une antenne patch [28].

La fréquence de rayonnement d'une antenne patch rectangulaire est déterminée par la relation (35) :

$$f_r = \frac{1}{2L_{eff} \sqrt{\epsilon_{r,eff}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \quad (35)$$

Chapitre 3 Conception de dispositifs hyperfréquences totalement intégrés et reconfigurables sur substrat silicium

Avec L_{eff} la longueur effective de l'antenne, liée aux lignes de champ électrique qui ne sont pas concentrées uniquement sous l'élément rayonnant, comme le montre la Figure 3.45, mais également dans l'air sur une longueur ΔL (de chaque côté de l'élément rayonnant). Cette longueur effective est donnée par les équations (36) et (37) :

$$L_{eff} = L + 2 \times \Delta L \quad (36)$$

$$\text{avec } \frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (37)$$

Le choix de la largeur W de l'antenne fixe son efficacité de rayonnement. Cette largeur est calculée à partir de l'équation (38) :

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (38)$$

La bande passante d'une antenne peut être définie comme la bande de fréquence dont le niveau d'adaptation S_{11} est inférieur à 10 dB.

L'antenne patch est alimentée par une ligne de transmission d'impédance caractéristique $Z_c = 50 \Omega$, qui est différente de l'impédance de l'antenne. Ainsi, pour que toute la puissance soit rayonnée et non pas réfléchi vers la source, il est nécessaire de minimiser, au niveau de l'antenne, le coefficient de réflexion lié à la ligne d'alimentation, par une adaptation d'impédance. Plusieurs solutions d'adaptation d'impédance existent :

- l'adaptation de l'antenne par ligne quart-d'onde (Figure 3.46 (a)),
- l'adaptation par fentes (Figure 3.46 (b)).

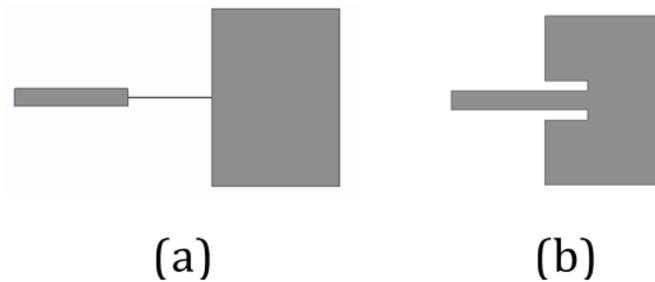


Figure 3.46 : Antenne patch avec une adaptation par (a) ligne quart-d'onde (b) fentes.

La Figure 3.47 illustre la structure d'une antenne patch sur substrat silicium dessinée sous HFSS™, pour laquelle l'adaptation 50Ω de l'antenne est réalisée par des fentes (situées de part et d'autre de la ligne d'accès). L'alimentation est simulée par un port localisé d'impédance égale à 50Ω . Cette antenne a été dimensionnée pour avoir une fréquence de rayonnement de 11,7 GHz en mode OFF, étant donné que le banc de mesure d'antennes, en cours de développement, permettra des mesures de diagramme de rayonnement entre 10 GHz et 20 GHz. Le Tableau 3.8 résume ses différentes dimensions.

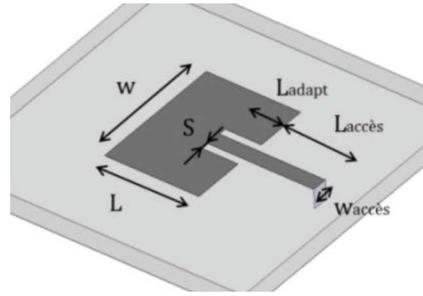


Figure 3.47 : Illustration de l'antenne patch rectangulaire.

Tableau 3.8 : Dimensions de l'antenne.

W (mm)	L (mm)	S (mm)	L _{adapt} (mm)	L _{accès} (mm)	W _{accès} (mm)
4,9	3,5	0,285	1,231	3,93	0,55

La simulation électromagnétique de cette antenne (Figure 3.48) prévoit une adaptation de 20 dB à la fréquence de rayonnement (11,7 GHz).

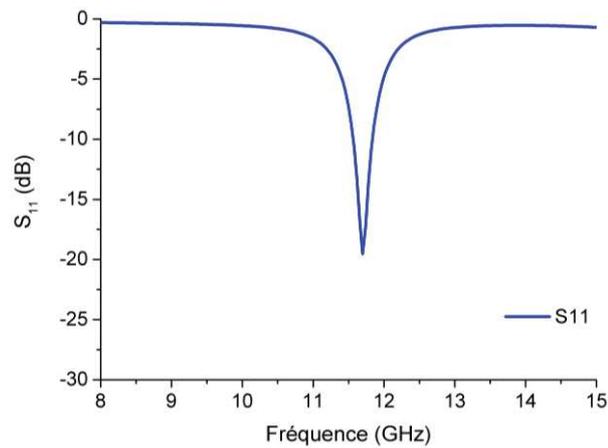


Figure 3.48 : Réponse HFSS™ du coefficient de réflexion de l'antenne.

Chapitre 3 Conception de dispositifs hyperfréquences totalement intégrés et reconfigurables sur substrat silicium

La Figure 3.49 illustre les résultats de simulation du gain de l'antenne et l'amplitude du champ électrique dans le substrat au mode fondamental TM_{010} (étant donné que $w \gg h$, $l \gg h$ et $l > w > h$) [28]. Le champ électrique est minimal au centre de l'antenne et maximal au niveau des fentes rayonnantes (aux extrémités suivant l'axe d'alimentation de l'antenne). Le gain de cette antenne est de 4,73 dB dans l'axe principal de rayonnement.

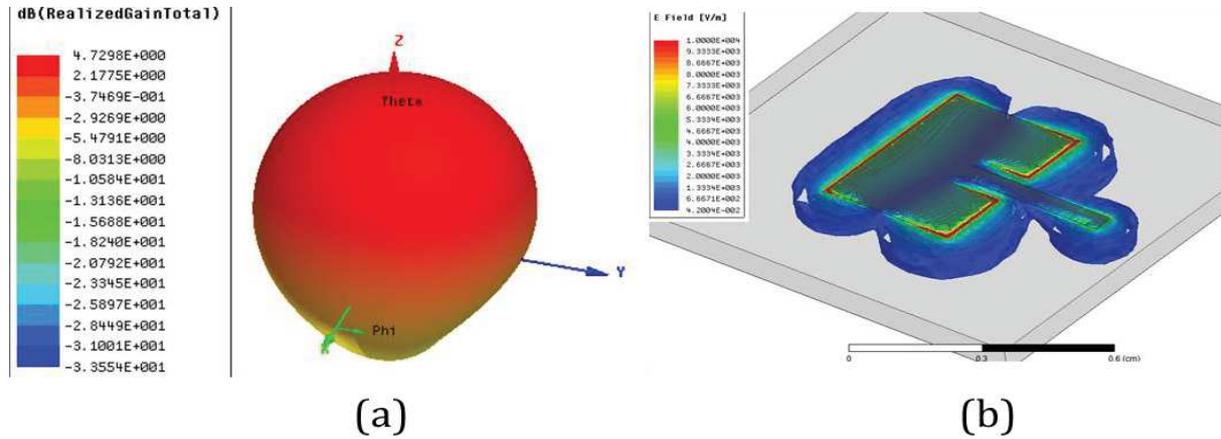


Figure 3.49 : (a) Gain en 3D. (b) Amplitude du champ électrique au mode fondamental.

3.4.2 Les antennes patchs accordables en fréquence

A partir du switch intégré, l'objectif est de concevoir une antenne accordable en fréquence, dont les performances en termes d'adaptation et de gain soient optimales dans les deux modes de fonctionnement.

3.4.2.1 Antennes patch avec une adaptation par ligne quart-d'onde

La Figure 3.50 illustre le dessin d'une antenne patch avec une adaptation par ligne quart-d'onde. L'objectif est de changer le mode de fonctionnement de l'antenne entre les deux états du switch, ainsi la zone dopée (de dimensions égales à la largeur de l'antenne $\times 100 \mu\text{m}$) est placée à l'extrémité de l'antenne, où se situe le maximum du champ électrique rayonné en mode OFF. De la même manière que les simulations précédentes, la zone dopée en mode ON est modélisée par une zone de résistivité égale à $0,015 \Omega \cdot \text{cm}$ dans toute l'épaisseur du substrat.

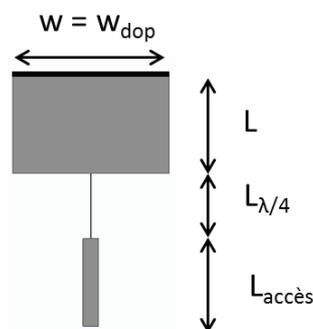


Figure 3.50 : Antenne patch dopée avec une adaptation par ligne quart-d'onde.

Les dimensions de l'antenne sont données dans le Tableau 3.9.

Tableau 3.9 : Dimensions de l'antenne patch avec une adaptation par ligne quart-d'onde.

W (mm)	L (mm)	$L_{\lambda/4}$ (mm)	$W_{\lambda/4}$ (mm)	$L_{\text{accès}}$ (mm)	$W_{\text{accès}}$ (mm)
4,9	0,35	0,23	0,023	3,9	0,48

La Figure 3.51 présente les résultats de simulation HFSS™ de cette antenne patch dans les deux états de fonctionnement du switch électrique. Les fréquences de rayonnement à l'état OFF pour les modes TM_{010} et TM_{002} sont respectivement de 11,17 GHz et 16,22 GHz, avec une adaptation, pour le premier mode, supérieure à 22 dB et pour le deuxième mode supérieure à 35 dB. A l'état ON, la fréquence de rayonnement est de 17,82 GHz pour un niveau d'adaptation de 12 dB.

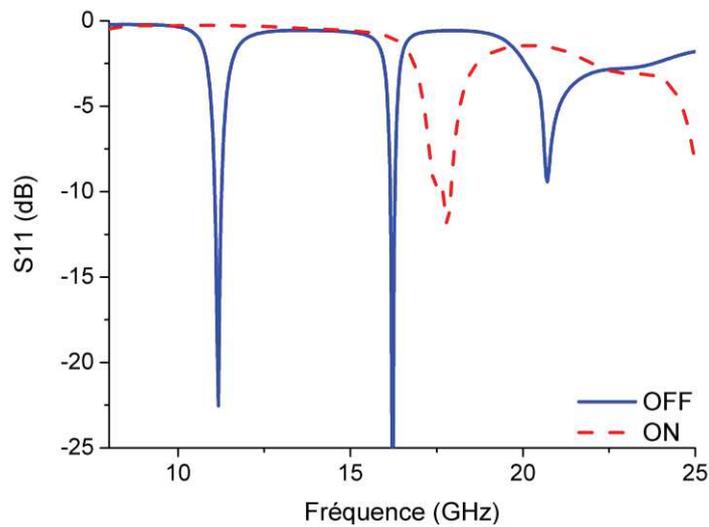


Figure 3.51 : Résultats de simulation en modes OFF et ON de l'antenne.

Chapitre 3 Conception de dispositifs hyperfréquences totalement intégrés et reconfigurables sur substrat silicium

La Figure 3.52 illustre le gain de l'antenne et la répartition du champ électrique dans les deux premiers modes de l'antenne, à l'état OFF. Concernant le mode TM_{010} et le mode TM_{002} , le gain de l'antenne est respectivement égal à 4,25 dB et 3,34dB.

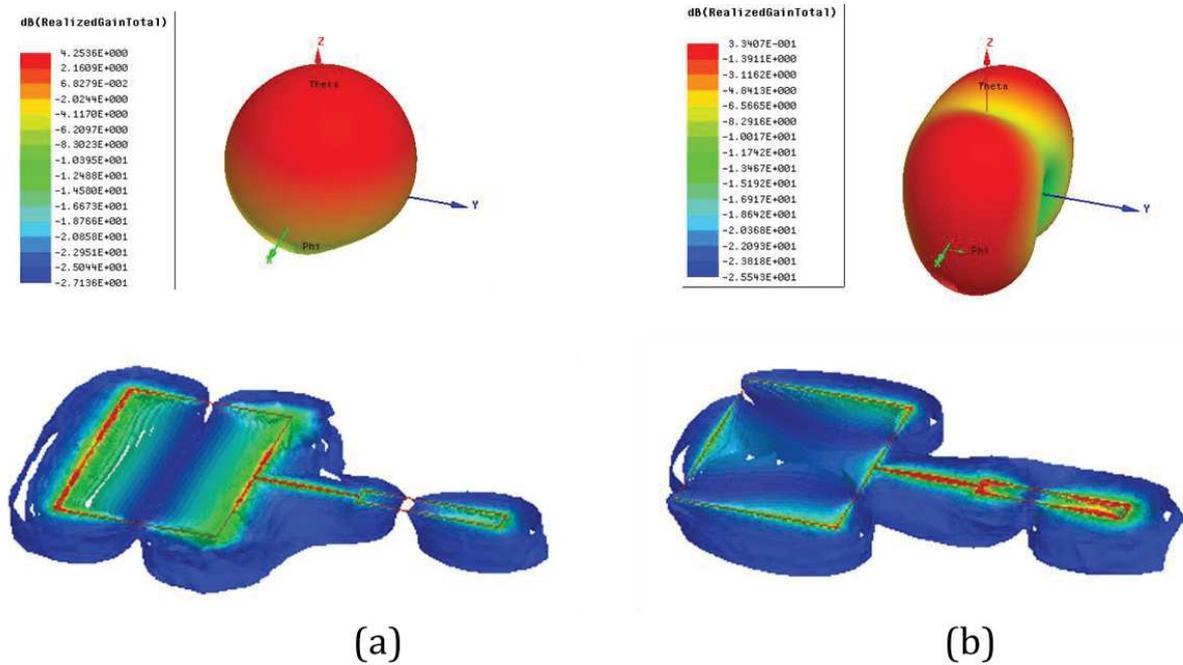


Figure 3.52 : Gain de l'antenne et répartition du champ électrique dans le substrat, à l'état OFF (a) Pour le mode TM_{010} . (b) Pour le mode TM_{002} .

A la fréquence de rayonnement à l'état ON, le mode de rayonnement sous l'antenne (Figure 3.53 (b)) n'est plus ni un mode TM_{010} , à cause de la présence du court-circuit électrique, ni un TM_{002} , à cause de la désadaptation de l'antenne. Plus les fréquences de rayonnement sont éloignées, dans les deux états de fonctionnement, plus l'adaptation est difficile à réaliser, un compromis au niveau de la longueur de la ligne quart-d'onde est nécessaire. Son gain, à l'état ON, n'est plus que de -0,7 dB.

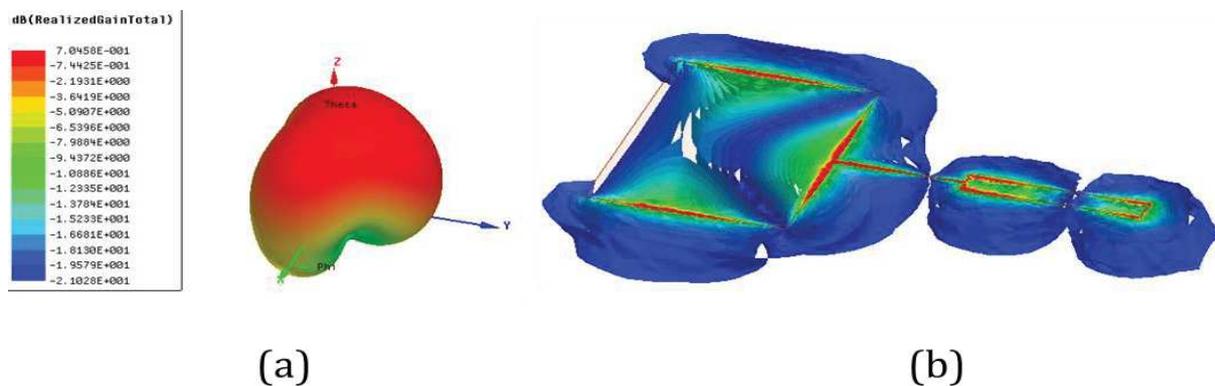


Figure 3.53 : Mode ON. (a) Gain de l'antenne. (b) Répartition du champ électrique dans le substrat.

Les antennes patch accordables, avec une adaptation d'impédance par une ligne quart-d'onde, sont difficiles à adapter si les fréquences sont relativement éloignées entre les deux états de fonctionnement. Une autre solution d'adaptation de l'antenne patch a été étudiée avec les antennes patchs à fentes, où deux paramètres, la largeur et la longueur de la fente, permettent d'adapter l'impédance d'entrée du patch à celle de la ligne microruban.

3.4.2.2 Antennes patch avec une adaptation par fentes

La Figure 3.54 illustre la structure de l'antenne patch avec une adaptation par fentes, avec des dimensions de la zone dopée identiques à la précédente et des dimensions d'antenne identiques à celle de la partie 3.4.1.

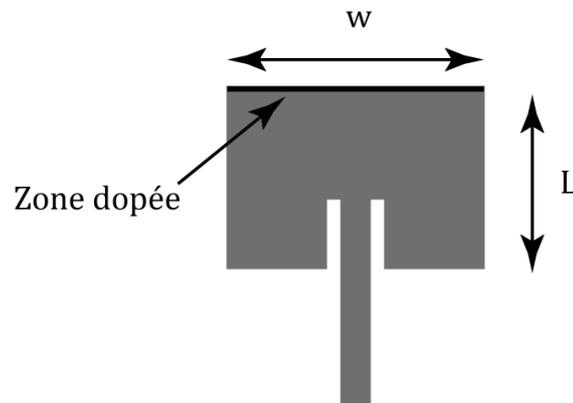


Figure 3.54 : Illustration d'une antenne patch accordable en fréquence.

Ainsi, l'antenne patch en mode OFF, rayonne à la fréquence de 11,7 GHz, avec une adaptation de 19 dB. Lors de sa commutation en mode ON, sa fréquence de rayonnement est égale à 19,5 GHz pour une adaptation supérieure à 25 dB (Figure 3.55).

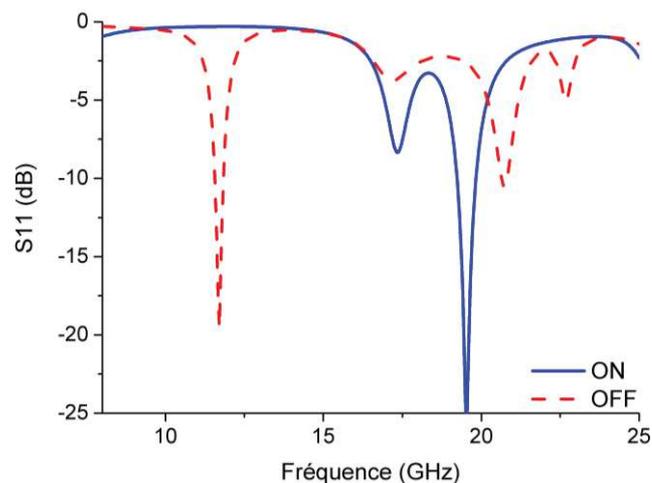


Figure 3.55 : Résultats de simulation HFSS™ de l'antenne patch accordable en modes OFF et ON.

Chapitre 3 Conception de dispositifs hyperfréquences totalement intégrés et reconfigurables sur substrat silicium

La Figure 3.56 et la Figure 3.57 illustrent le gain de l'antenne et la répartition du champ électrique aux fréquences de rayonnement des modes OFF et ON. A l'état OFF du switch, le gain est de 4,7 dB et le mode de fonctionnement de l'antenne est un mode TM_{010} . Etant donné que la zone dopée est placée sur la fente rayonnante du mode OFF, où se trouve le maximum de champ électrique, il y a un court-circuit électrique en mode ON, ce qui modifie la distribution du champ électrique dans le substrat, le mode se rapproche d'un TM_{002} . La largeur W devient la longueur liée à la fréquence de rayonnement de l'antenne. Le diagramme de rayonnement de l'antenne est alors modifié, et son gain maximal est de 3,9 dB.

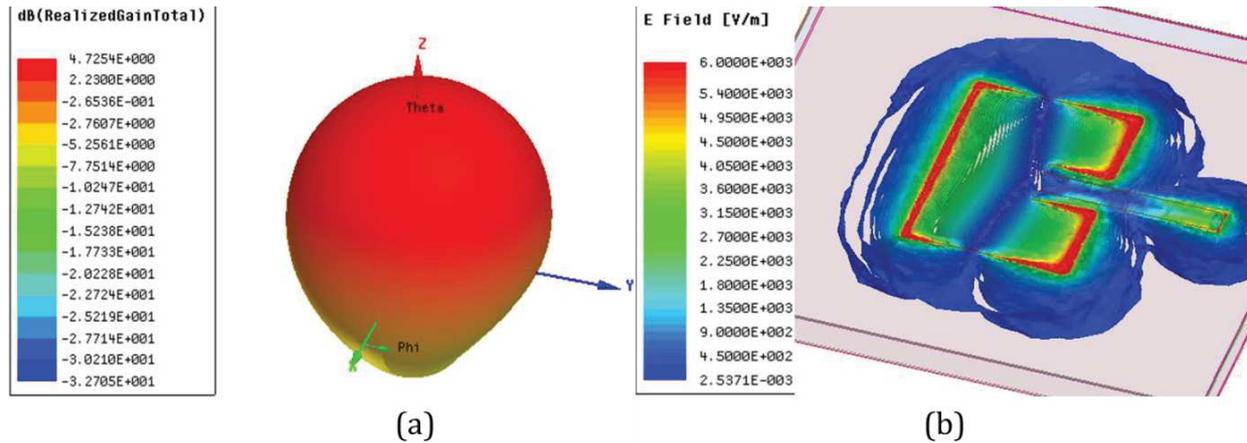


Figure 3.56 : Mode OFF. (a) Gain en 3D. (b) Répartition du champ électrique.

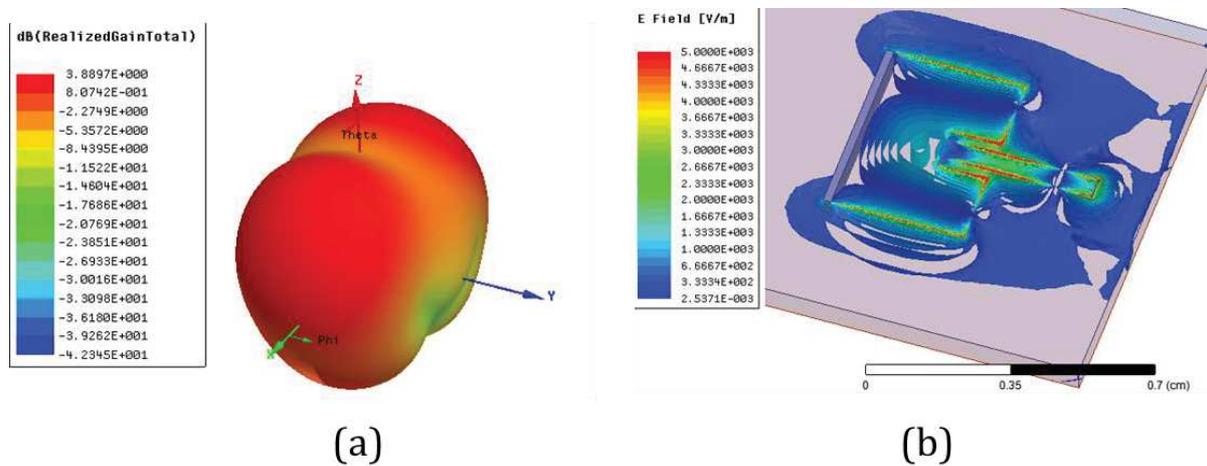


Figure 3.57 : Mode ON. (a) Gain en 3D. (b) Répartition du champ électrique.

Sur l'exemple précédent, la zone dopée est distribuée sur toute la largeur de l'antenne. Cependant, elle peut avoir une longueur plus faible, vue la flexibilité apportée par l'intégration de l'élément d'accord. La Figure 3.58 illustre le schéma d'une antenne dont la longueur de la zone dopée, L_{dop} , est égale à 1 mm.

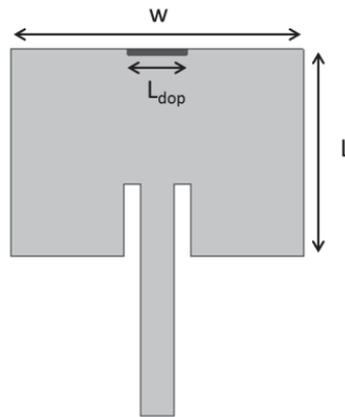


Figure 3.58 : Dessin de l'antenne avec une longueur de zone dopée est égale à 1 mm.

Le choix de la fréquence de rayonnement détermine la longueur de la zone dopée. La Figure 3.59 représente la variation de la fréquence de rayonnement simulée, en fonction de la longueur de la zone dopée.

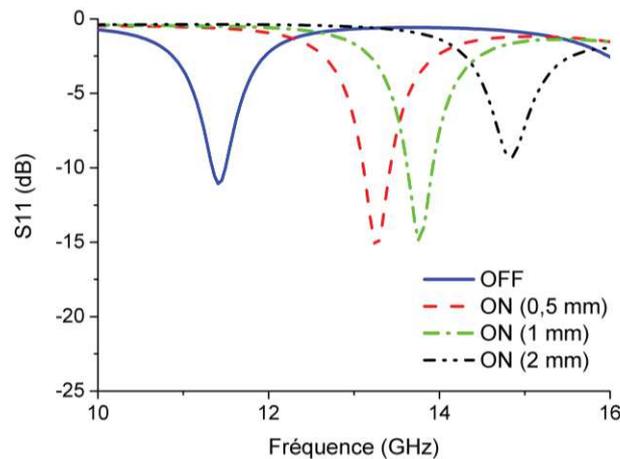


Figure 3.59 : Variation de la fréquence de rayonnement de l'antenne simulée en fonction de la longueur de la zone dopée.

Plus la zone dopée est grande, plus la fréquence de rayonnement augmente. En effet, lorsque la zone dopée est aussi large que l'antenne, le mode de fonctionnement se rapproche d'un mode TM_{002} . Par contre, lorsque la longueur de la zone dopée est plus petite que la largeur de l'antenne, le mode de fonctionnement change. Cependant, plus la zone dopée est petite, plus les fréquences de fonctionnement sont rapprochées et plus il est facile d'avoir une bonne adaptation aux deux fréquences de rayonnement.

Chapitre 3 Conception de dispositifs hyperfréquences totalement intégrés et reconfigurables sur substrat silicium

Le Tableau 3.10 résume les performances de l'antenne en fonction de la longueur de la zone dopée.

Tableau 3.10 : Performances de l'antenne en fonction de la longueur de la zone dopée.

Longueur de la zone dopée	OFF	ON		
		0,5 mm	1 mm	2 mm
Fréquence de rayonnement (GHz)	11,4	13,28	13,8	14,8
Adaptation (dB)	11	15,3	14,8	9,3
Gain (dB)	3,26	2,79	2,79	1,88

La Figure 3.60 est l'illustration du gain et de la répartition du champ électrique dans le substrat à la fréquence de l'antenne, dont la longueur de la zone dopée est de 1 mm. Le court-circuit électrique est placé sur la fente rayonnante du mode OFF. Sa longueur, nettement plus petite que la largeur de l'antenne, modifie le mode de fonctionnement de celle-ci.

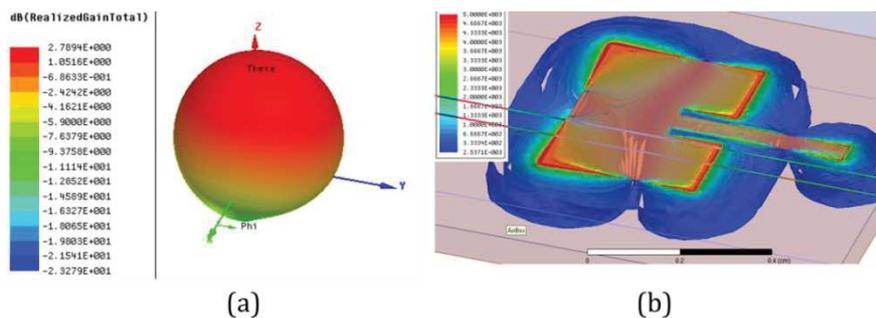


Figure 3.60 : Résultats de simulation de l'antenne en mode ON, avec une longueur de zone dopée est égale à 1 mm. (a) Gain en 3D. (b) Répartition du champ.

3.4.3 Mesures

Une antenne reconfigurable, basée sur les simulations précédentes, a été fabriquée. Malgré un dopage inhomogène (et plus faible que le dopage souhaité), les mesures en réflexion du démonstrateur montrent une accordabilité en fréquence. Une estimation du dopage conclut à une résistivité en mode ON de quelques Ω .cm. Ce démonstrateur (Figure 3.61) est une antenne patch avec adaptation par fentes, dont les dimensions sont données à la partie 3.4.2.2.



Figure 3.61 : Photographie d'une antenne patch avec une adaptation par fentes.

3.4 Les antennes patchs accordables en fréquence

Une rétro-simulation de l'antenne en mode ON aboutit à une résistivité sous la zone dopée de $3 \Omega \cdot \text{cm}$ contre $0,015 \Omega \cdot \text{cm}$ souhaité (Figure 3.62). Malgré cette forte résistivité, entre les deux états de l'élément d'accord, la fréquence de rayonnement de l'antenne commute de $11,7 \text{ GHz}$ à $17,1 \text{ GHz}$, avec respectivement un niveau d'adaptation de 17 dB et 40 dB .

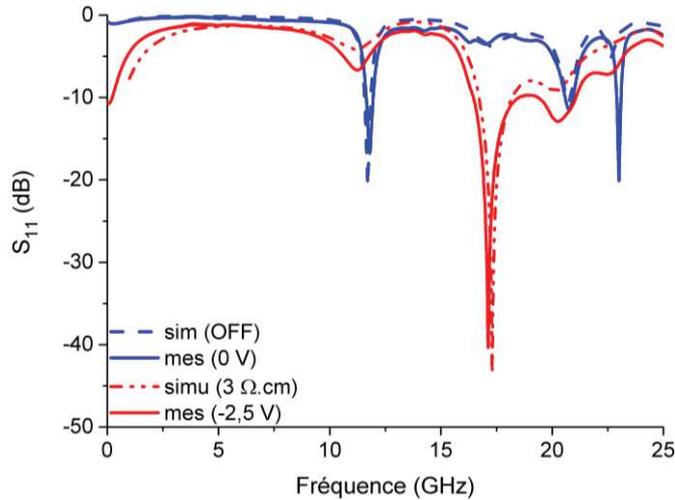


Figure 3.62 : Simulations / mesures de l'antenne patch avec une adaptation par fentes ($L_{\text{dop}} = W = 4,9 \text{ mm}$).

Même si l'adaptation de l'antenne est correcte dans les deux modes de fonctionnement, la résistivité en mode ON est trop élevée pour être considérée comme un court-circuit. Le mode du champ électrique sous l'antenne n'est pas suffisamment modifié pour avoir des fentes rayonnantes identiques au mode TM_{002} , ce qui entraîne une augmentation du niveau de pertes dans le substrat, très peu d'énergie est rayonnée. Le gain de l'antenne simulée à partir de cette résistivité n'est seulement que de -4 dB (Figure 3.63).

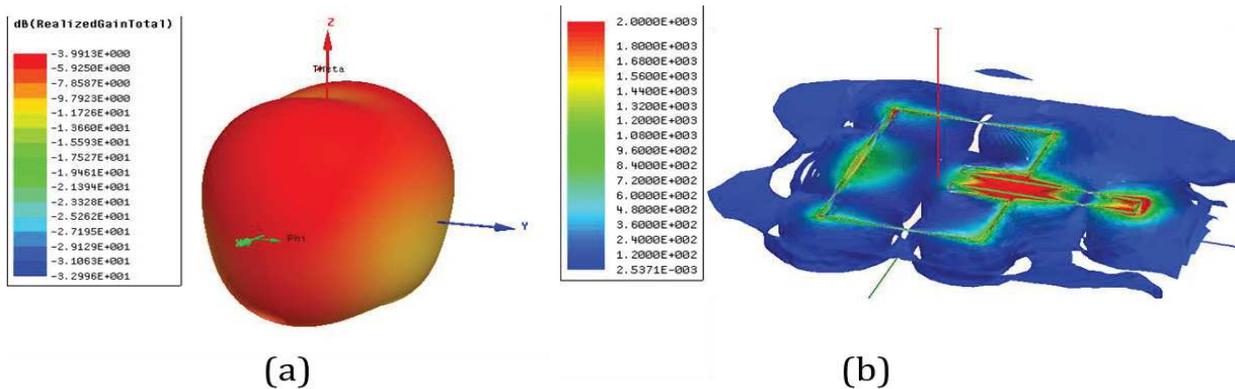


Figure 3.63 : Rétro-simulations de l'antenne patch avec une adaptation par fentes. (a) Gain en 3D. (b) Répartition du champ électrique dans le substrat.

3.4.4 Bilan

Les antennes patch avec une adaptation par ligne quart-d'onde ou une adaptation par fentes de l'impédance entre la ligne d'alimentation et l'antenne, permettent d'obtenir, en simulation, une bonne adaptation aux fréquences de rayonnement. Le dimensionnement d'une antenne patch accordable, nécessite de faire un compromis au niveau du circuit d'adaptation, pour l'adaptation des modes OFF et ON. Il n'y a plus besoin ni de reporter l'élément d'accord, ni de percer des vias métalliques. La longueur de la zone dopée offre une souplesse dans le choix de la fréquence de rayonnement en mode ON. Si une frontière métallique devait être réalisée avec des vias (Figure 3.64), cela engendrerait des contraintes technologiques en termes de diamètre minimal de via (de l'ordre de $150\ \mu\text{m}$) et un intervalle entre les vias qui doit être au moins égal à 2,5 fois le diamètre du via [29]. Or, avec notre solution, la largeur minimale de la zone dopée peut être de quelques microns. De plus, pour rendre cette antenne accordable, il faudrait distribuer des éléments d'accord sur la largeur de l'antenne (comme il a été vu dans l'état de l'art), ce qui augmenterait le niveau de pertes.

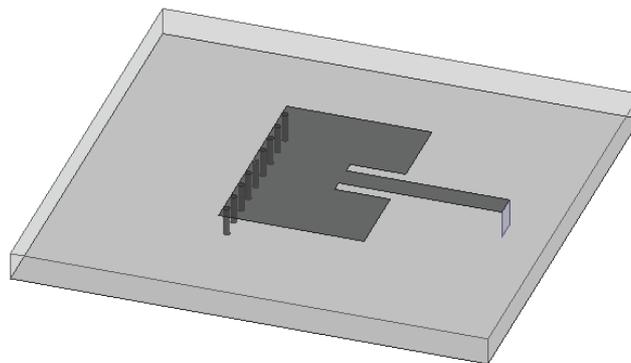


Figure 3.64 : Antenne patch avec 9 vias métalliques.

Une comparaison du niveau en réflexion est effectuée à la Figure 3.65 entre :

- l'antenne patch adaptée par des fentes avec un switch intégré idéal en mode ON, dont la zone dopée (l_{dop} est égale la largeur de l'antenne) est modélisée par une zone en aluminium sur toute l'épaisseur du substrat,
- l'antenne avec le switch intégré, dont la résistivité sous la zone dopée est égale à $0,015\ \Omega\cdot\text{cm}$, avec une zone dopée dont les dimensions sont identiques à la précédente,
- l'antenne à 9 vias métalliques, répartis sur toute la largeur de l'antenne en prenant en compte les contraintes technologiques.

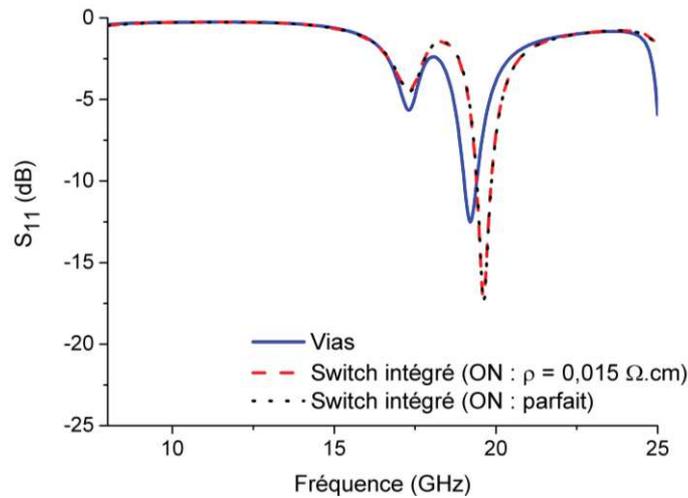


Figure 3.65 : Résultats de simulation de l'antenne avec switch intégré en mode ON et de l'antenne avec 9 vias métalliques.

Des trois antennes ayant les mêmes dimensions, l'antenne avec via est moins bien adaptée à cause de la largeur des vias (plus importante que la largeur de la zone dopée). Un compromis est nécessaire au niveau de l'adaptation (les largeurs et les longueurs des fentes), pour diminuer la désadaptation de l'antenne avec vias. Par rapport à l'antenne avec switch intégré dont la résistivité est égale à $0,015 \Omega.cm$, avec les vias métalliques le gain est supérieur de 0,75 dB (Figure 3.66). Cependant, si la résistivité en mode ON était améliorée, en considérant que la conductivité du switch devienne comparable à celle de l'aluminium, le gain avec le switch intégré serait identique à celui avec les vias (4,65 dB avec les vias et 4,74 dB avec un switch intégré comparable à de l'aluminium). Ainsi, le switch intégré rivalise en termes de performances avec les vias métalliques, mais il apporte une plus grande souplesse de fabrication et une facilité d'accordabilité de l'antenne.

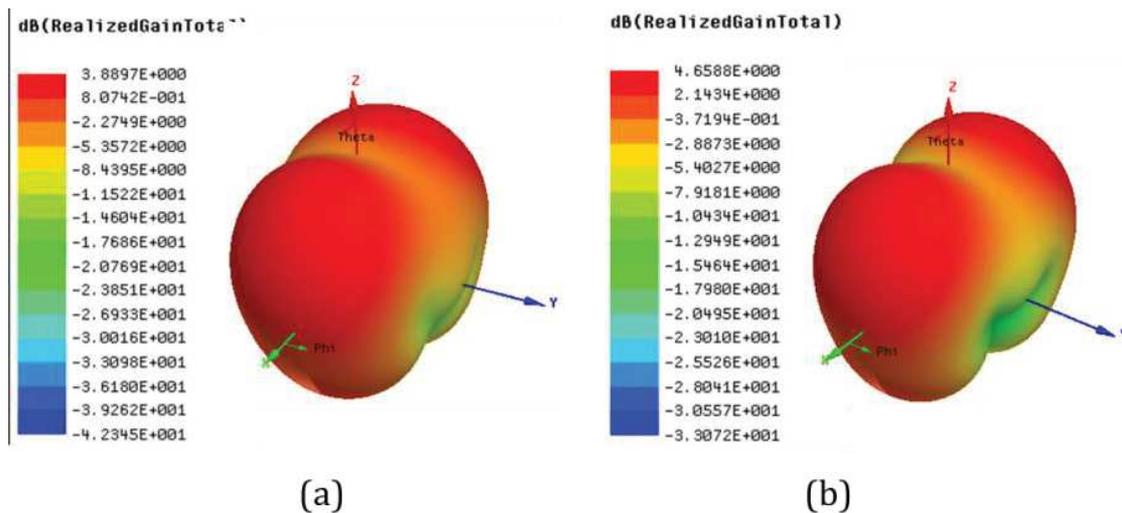


Figure 3.66 : Gain en 3D. (a) Antenne avec switch intégré en mode ON ($\rho = 0,015 \Omega.cm$). (b) Antenne avec vias.

Chapitre 3 Conception de dispositifs hyperfréquences totalement intégrés et reconfigurables sur substrat silicium

En simulation, les antennes offrent de bonnes performances en termes de plage de variation de la fréquence, d'adaptation et de gain. Les antennes présentées dans l'état de l'art fonctionnent à des fréquences inférieures à celles simulées dans ce chapitre. Elles peuvent avoir une variation de la fréquence de l'ordre de 50 % pour des gains d'antennes compris entre 2,2 dBi et 4,4 dBi. Les antennes accordables à switch intégré, que nous proposons, pourraient avoir une fréquence de rayonnement inférieure mais ont été choisies ainsi afin de limiter l'encombrement des antennes. Plus la fréquence de l'antenne en mode OFF est faible, plus la taille de l'élément rayonnant est importante et plus la variation en fréquence peut être importante. Cependant, les gains et les plages de variations de nos antennes sont comparables en termes de gain et de plage de variation. Elles ne nécessitent plus d'éléments reportés, ce qui réduit les effets parasites liées aux interconnexions, la taille d'accord n'est plus une limite pour la montée en fréquence.

Malgré des problèmes lors de la fabrication, les mesures du démonstrateur confirment le concept d'antennes patchs accordables avec l'intégration de l'élément d'accord dans le substrat. Des nouveaux circuits avec une quantité de dopage supérieure à l'antenne présentée sont en cours de réalisation. Pour compléter les mesures en réflexion des antennes, des mesures de diagrammes de rayonnement sont prévues.

Des techniques d'amélioration de ces performances ainsi que des perspectives en termes de technologie et de topologies d'antennes sont discutées au chapitre 4.

3.5 Conclusion

Ce chapitre a permis de montrer la faisabilité de la co-conception d'un circuit passif et de son élément d'accord, autour de quelques applications hyperfréquences accordables complètement intégrées. La faisabilité d'intégrer les éléments d'accord a été prouvée par des simulations et des mesures, et ceci à partir de filtres, de guides d'onde ou d'antennes accordables, avec des performances qui rivalisent en termes de pertes d'insertion et d'accordabilité par rapport aux dispositifs accordables de l'état de l'art. Une grande flexibilité de conception est apportée par le choix de la localisation et du dimensionnement des zones dopées (localisées ou distribuées).

Malgré l'utilisation d'un substrat semi-conducteur, peu utilisé dans les dispositifs micro-ondes, les performances des dispositifs présentés dans ce chapitre, rivalisent avec d'autres technologies à priori plus adaptées à la propagation hyperfréquence. Un substrat silicium haute résistivité est utilisé afin de minimiser les pertes. L'intégration de l'élément d'accord permet de s'affranchir des effets parasites liés à la mise en boîtier d'un composant, ainsi qu'à l'interconnexion entre le dispositif passif et le composant actif, et par conséquent de compenser les pertes liées au substrat, notamment en basses fréquences. Il n'existe plus de contraintes technologiques en terme de réalisation de via métallique.

Cependant, la conception de dispositifs accordables sur un substrat silicium, avec une jonction P⁺NN⁺ comme élément d'accord, nécessite des améliorations en termes :

- de niveau des zéros de transmission des résonateurs,
- de pertes et d'adaptation dans les guides d'onde,
- d'adaptation des antennes.

Des solutions d'amélioration sont étudiées dans le chapitre suivant.

Cette nouvelle démarche de conception change les façons de penser et les fonctions hyperfréquences accordables offrent d'importantes perspectives, que ce soit au niveau des topologies ou des technologies ; certaines d'entre elles sont discutées dans le dernier chapitre.

3.6 Bibliographie du chapitre 3

- [1] Z. Brito-Brito, I. Llamas-Garro, G. Navarro-Munoz, J. Perruisseau-Carrier, and L. Pradell, "UMTS-WiFi switchable bandpass filter." pp. 125–128, 2009.
- [2] Z. Brito-Brito, I. Llamas-Garro, L. Pradell-Cara, and A. Corona-Chavez, "Microstrip Switchable Bandstop Filter using PIN Diodes with Precise Frequency and Bandwidth Control," in *2008 38th European Microwave Conference*, 2008, pp. 1707–1710.
- [3] C. G. Christodoulou, Y. Tawk, S. A. Lane, and S. R. Erwin, "Reconfigurable Antennas for Wireless and Space Applications," *Proc. IEEE*, vol. 100, no. 7, pp. 2250–2261, Jul. 2012.
- [4] M. Jusoh, T. Sabapathy, M. F. Jamlos, and M. R. Kamarudin, "Reconfigurable Four-Parasitic-Elements Patch Antenna for High-Gain Beam Switching Application," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 13, pp. 79–82, 2014.
- [5] C. Lugo and J. Papapolymerou, "Electronic switchable bandpass filter using PIN diodes for wireless low cost system-on-a-package applications," *IEE Proc. - Microwaves, Antennas Propag.*, vol. 151, no. 6, p. 497, Dec. 2004.
- [6] S. Sirci, J. D. Martinez, and V. E. Boria, "Low-loss 3-bit tunable SIW filter with PIN diodes and integrated bias network." pp. 1211–1214, 2013.
- [7] P. Wong and I. Hunter, "Electronically Tunable Filters," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 10, no. 6, pp. 46–54, Oct. 2009.
- [8] A.-F. Sheta and S. F. Mahmoud, "A Widely Tunable Compact Patch Antenna," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 7, pp. 40–42, 2008.
- [9] M. F. Ismail, M. K. A. Rahim, and H. A. Majid, "The Investigation of PIN diode switch on reconfigurable antenna," in *2011 IEEE International RF & Microwave Conference*, 2011, pp. 234–237.
- [10] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures, Volume 1*. 1964.
- [11] A. Ocera, P. Farinelli, P. Mezzanotte, R. Sorrentino, B. Margesin, and F. Giacomozzi, "A Novel MEMS-Tunable Hairpin Line Filter on Silicon Substrate," in *2006 European Microwave Conference*, 2006, pp. 803–806.
- [12] "WAVEGUIDES Flexible Waveguide manufacturers custom waveguide suppliers FLEXIGUIDE LIMITED UK." [Online]. Available: <http://www.flexiguide.com/products-rectangular-flextwist.htm>.
- [13] P. Combes, *Micro-ondes - Tome 1, Lignes, guides et cavités*. 2007.
- [14] R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*. 2000.
- [15] R. Vahldieck, "Design and development of high-Q microwave filters-past, present and future," in *1999 IEEE Africon. 5th Africon Conference in Africa (Cat. No.99CH36342)*, 1999, vol. 2, pp. 1099–1104.

- [16] M. T. Stickel, P. C. Kremer, and G. V. Eleftheriades, "High-Q silicon micromachined cavity resonators at 30 GHz using the split-block technique," *IEE Proc. - Microwaves, Antennas Propag.*, vol. 151, no. 5, p. 450, 2004.
- [17] V. Singh, K. S. Parikh, S. Singh, and R. B. Bavaria, "DR OMUX for Satellite Communications: A Complete Step-by-Step Design Procedure for the C-Band Dielectric Resonator Output Multiplexer," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 14, no. 6, pp. 104–118, Sep. 2013.
- [18] M. Armendariz, V. Sekar, and K. Entesari, "Tunable SIW bandpass filters with PIN diodes." pp. 830–833, 2010.
- [19] J. Bohorquez, B. Potelon, C. Person, E. Rius, C. Quendo, G. Tanne, and E. Fourn, "Reconfigurable Planar SIW Cavity Resonator and Filter," in *2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2006, pp. 947–950.
- [20] A. El Mostrah, B. Potelon, E. Rius, C. Quendo, and J.-F. Favennec, "C-band cross-coupled SIW filter using a novel topology of electric coupling." pp. 188–191, 2010.
- [21] B. Potelon, J.-F. Favennec, C. Quendo, E. Rius, C. Person, and J.-C. Bohorquez, "Design of a Substrate Integrated Waveguide (SIW) Filter Using a Novel Topology of Coupling," *IEEE Microw. Wirel. components Lett.*, vol. 18, no. 9, pp. 596–598.
- [22] S. Montusclat, F. Gianesello, D. Gloria, and S. Tedjini, "Silicon Integrated Antenna Developments up to 80 GHz for Millimeter Wave Wireless Links," in *The European Conference on Wireless Technology, 2005.*, 2005, pp. 257–260.
- [23] S.-B. Byun, J.-A. Lee, J.-H. Lim, and T.-Y. Yun, "Reconfigurable Ground-Slotted Patch Antenna Using PIN Diode Switching," *ETRI J.*, vol. 29, no. 6, pp. 832–834, Dec. 2007.
- [24] L. P. B. Katehi, "Micromachined microstrip patch antenna with controlled mutual coupling and surface waves," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 49, no. 9, pp. 1282–1289, 2001.
- [25] Y. J. Sung, T. U. Jang, and Y.-S. Kim, "A reconfigurable microstrip antenna for switchable polarization," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 14, no. 11, pp. 534–536, Nov. 2004.
- [26] N. Behdad and K. Sarabandi, "A Varactor-Tuned Dual-Band Slot Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 2, pp. 401–408, Feb. 2006.
- [27] A. Grau Besoli and F. De Flaviis, "A Multifunctional Reconfigurable Pixelated Antenna Using MEMS Technology on Printed Circuit Board," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 12, pp. 4413–4424, Dec. 2011.
- [28] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. John Wiley & Sons, 2012.
- [29] J. Garreau, "Etude de filtres hyperfréquence SIW et hybride-planaire SIW en technologie LTCC," Université de Bretagne Occidentale, 2012.

Chapitre 4 Perspectives

Sommaire

4.1	Introduction	175
4.2	Solutions d'amélioration des performances des dispositifs RF	176
4.2.1	Utilisation d'un substrat très haute résistivité	176
4.2.2	Réalisation d'une membrane sous la zone dopée.....	177
4.2.3	Le silicium poreux : un avenir prometteur dans les dispositifs hyperfréquences.....	179
4.2.4	Choix d'un autre substrat semi-conducteur : AsGa.....	183
4.3	Une montée en fréquence possible	184
4.4	Caractérisation de la jonction P⁺NN⁺ : linéarité et tenue en puissance	188
4.4.1	Notions de linéarités.....	188
4.4.2	Tenue en puissance d'un composant non-linéaire.....	192
4.5	Les switches en série	194
4.5.1	Simulations Silvaco®.....	194
4.5.2	Les lignes couplées.....	195
4.5.3	Les résonateurs accordables.....	197
4.6	Différentes topologies de filtres	198
4.6.1	Les filtres SIW.....	198
4.6.2	Les filtres interdigités	203
4.7	Les antennes planaires accordables	205
4.7.1	Antennes patches accordables à éléments parasites.....	205
4.7.2	Antennes accordables en polarisation	206
4.8	Les déphaseurs reconfigurables	208
4.9	Dispositifs accordables continus par variation capacitive	210
4.9.1	Solution d'amélioration du filtre à stubs accordable en fréquence centrale et en bande passante (à inverseurs accordables par des capacités variables).....	210
4.9.2	Filtres à accordabilité continue.....	211
4.10	Conclusion	212
4.11	Bibliographie	213

4.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, des dispositifs accordables sur silicium, dont l'élément d'accord est une jonction P⁺NN⁺ intégrée dans le substrat, ont été présentées. L'accordabilité de ces dispositifs est rendue possible par l'application d'une faible tension de polarisation. Les résultats atteints en simulation, rivalisent avec des technologies à priori plus appropriées aux circuits micro-ondes. Bien que les simulations montrent des performances intéressantes en termes de pertes pour les filtres, ou d'adaptation pour les antennes, d'autres solutions sont envisagées dans la première partie de ce chapitre. Ces solutions consistent à utiliser :

- un substrat silicium de plus haute résistivité,
- la réalisation de membrane sous les zones dopées,
- le silicium poreux,
- un autre substrat semi-conducteur, tel que l'AsGa.

La non-linéarité et la tenue en puissance sont deux critères auxquels ces éléments d'accord doivent être caractérisés afin de répondre aux exigences de certaines applications dans les systèmes de communications hyperfréquences. Ces fondements sont discutés afin de comprendre les effets dans les dispositifs accordables. La caractérisation de nos switchs réalisés à partir d'une jonction N⁺PP⁺ est une des perspectives de notre travail.

Le concept de switch intégré, permettant de co-dessiner le circuit passif et les composants actifs, offre une souplesse dans la fabrication de dispositifs accordables, dont l'élément d'accord intégré ne pose plus de problèmes parasites de packaging et d'interconnexion. La simplicité d'intégration de l'élément d'accord ouvre de nombreuses perspectives, telles que :

- la réalisation de switchs en série,
- d'autres topologies de filtres que les filtres à stubs,
- d'autres topologies d'antennes telles que les antennes patchs accordables en fréquence,
- la réalisation de déphaseur,
- l'accordabilité continue en utilisant des jonctions à capacités variables.

4.2 Solutions d'amélioration des performances des dispositifs RF

4.2.1 Utilisation d'un substrat très haute résistivité

Des simulations et des mesures ont été effectuées dans les chapitres précédents, à partir de substrats de résistivité de $2500 \Omega \cdot \text{cm}$. Or, il est possible de trouver des substrats de résistivité $10 \text{ k}\Omega \cdot \text{cm}$ avec des caractéristiques (orientation, polissage et dimension des wafers) identiques à ceux utilisés pour la fabrication de nos circuits. Nous avons vu que la tangente de perte est inversement proportionnelle à la résistivité du substrat, ainsi plus la résistivité est importante plus les pertes sont faibles. De plus, en mode ON, la qualité du switch à partir d'une jonction P⁺NN⁺, ne dépend pas de la résistivité du substrat. Si le filtre d'ordre 4 accordable en bande passante (20 % mode OFF (Figure 4.1 (a)) et 50 % ON (Figure 4.1 (b))), étudié à la partie 3.2.3.2, était conçu avec un substrat de résistivité $10 \text{ k}\Omega \cdot \text{cm}$ au lieu de $2500 \Omega \cdot \text{cm}$, le niveau en transmission serait :

- en mode OFF : égal à 0,9 dB (contre 1,25 dB avec $\rho = 2500 \Omega \cdot \text{cm}$),
- en mode ON : égal à 2 dB (contre 2,2 dB avec $\rho = 2500 \Omega \cdot \text{cm}$).

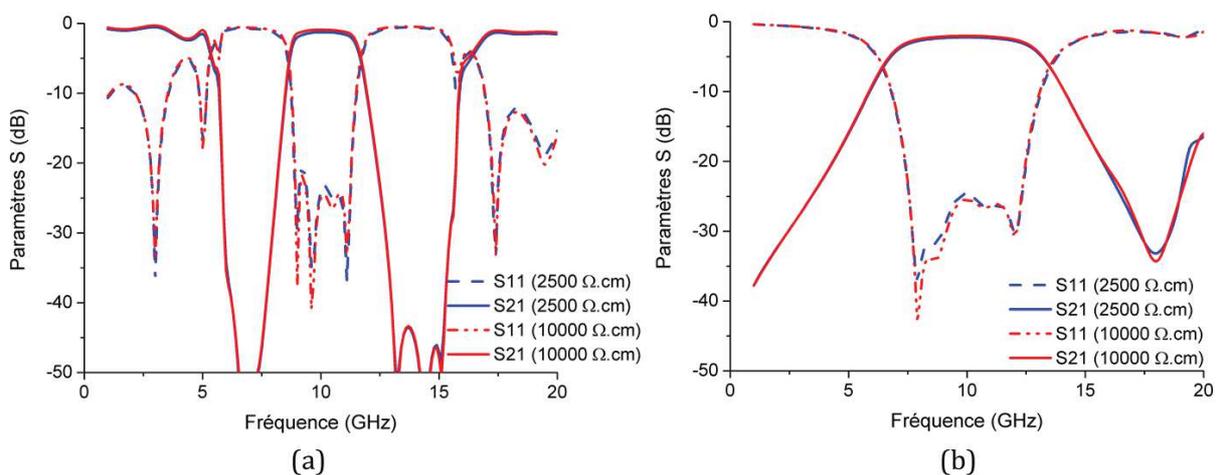


Figure 4.1 : Réponses HFSS™ d'un filtre accordable en bande passante, en fonction de la résistivité du substrat. (a) Mode OFF. (b) Mode ON.

A partir du substrat de $2500 \Omega \cdot \text{cm}$, le niveau de pertes du filtre est déjà faible, ainsi un substrat de résistivité plus élevée n'améliore que légèrement ses performances. Plus la fréquence de fonctionnement du dispositif est faible, plus l'impact de la résistivité du substrat sera élevé.

4.2.2 Réalisation d'une membrane sous la zone dopée

La résistance série en mode ON R_{ON} est proportionnelle à la longueur de la zone résistive, et par conséquent à la hauteur du substrat. Si le substrat est affiné, la valeur R_{ON} diminue, ainsi, afin d'améliorer le switch en mode ON (ceci s'applique surtout dans le cas de surface de zone dopée localisée), une membrane peut être réalisée sous la zone dopée.

En termes de procédés de fabrication, le masque qui sert aux zones dopées face avant peut également être utilisé pour la gravure des membranes face arrière. Cependant, cela nécessite quelques étapes supplémentaires :

- une oxydation face arrière,
- une photolithographie,
- une gravure de l'oxyde,
- une gravure ionique réactive profonde de type Bosch : Cette technique permet la création de murs verticaux. L'amincissement réalisé est compris entre 400 μm et 500 μm pour une hauteur de substrat de 675 μm ,
- une désoxydation de la face arrière.

La Figure 4.2 illustre la vue en coupe de la zone dopée sur membrane.

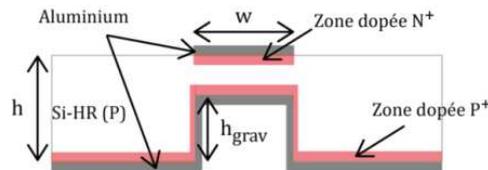


Figure 4.2 : Vue en coupe de la zone dopée.

Appliqué au filtre passe-bas / passe-haut de la partie 3.2.2, la réalisation de membrane sous les zones dopées améliore le niveau de pertes en simulation (Figure 4.3) de 0,5 dB, en mode ON, sans détériorer le mode OFF.

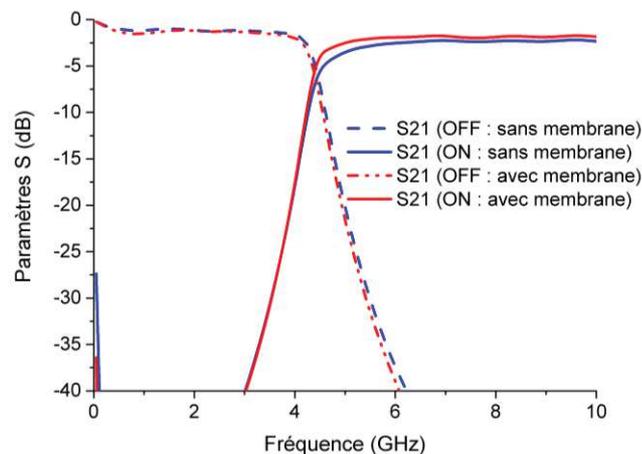


Figure 4.3 : Réponses HFSS™ du filtre passe-bas / passe-haut avec et sans membrane.

La réalisation d'une membrane sous la zone dopée, appliquée à une antenne à fentes accordable (longueur de la zone dopée = 2 mm), permettra une amélioration du niveau d'adaptation (Figure 4.4) supérieure à 3,5 dB en mode ON, sans dégrader le niveau d'adaptation du mode OFF. Le gain de l'antenne simulée (Tableau 4.1) avec une membrane est supérieur à celui sans membrane.

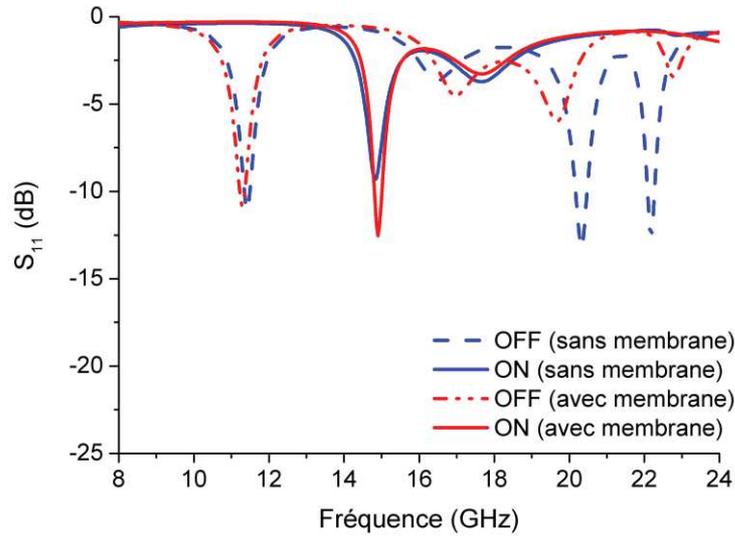


Figure 4.4 : Résultats de simulation de l'antenne patch avec et sans membrane.

Tableau 4.1 : Gain de l'antenne patch avec et sans membrane dans les deux états de fonctionnement.

	OFF	ON
Gain (dB) Sans membrane	3,26	1,88
Gain (dB) Avec membrane	4,2	3,34

4.2.3 Le silicium poreux : un avenir prometteur dans les dispositifs hyperfréquences

L'une des pistes investiguées aujourd'hui pour la diminution des pertes des dispositifs RF sur silicium, réside en l'utilisation de silicium poreux (SiP). Les pores sont formés par anodisation électrochimique, pour cela le substrat silicium (type N ou P) est placé dans un bain d'acide fluorhydrique (HF) entre 2 électrodes (Figure 4.5). La différence de potentiel appliquée entre ces électrodes provoque une réaction entre les ions F^- de la solution et le substrat silicium, ce qui entraîne la formation de pores suivant des orientations choisies (Figure 4.6).

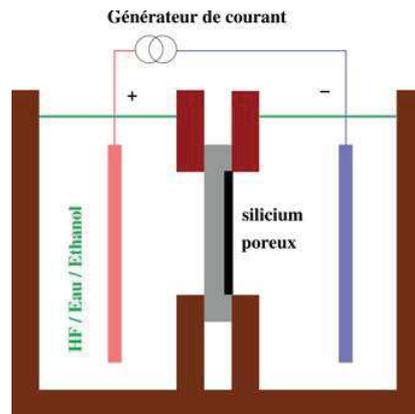


Figure 4.5 : Schéma d'une cellule d'anodisation du silicium [1]

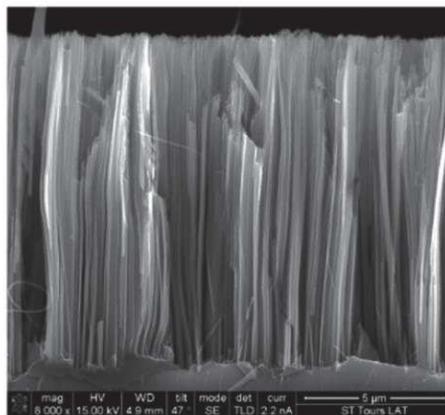


Figure 4.6 : Nanofils de silicium obtenus par gravure [2]

Un substrat de type N possède une meilleure tenue mécanique qu'un substrat de type P. La porosité du silicium peut être comprise entre 30 % et 80 %, avec des tailles de pores allant de quelques nanomètres (silicium microporeux) à plusieurs micromètres (silicium macroporeux), sur une épaisseur pouvant atteindre quelques centaines de microns [3]. Plus la résistivité du substrat est faible, plus la taille des pores peut être élevée. Plus la porosité est importante, plus les pertes ohmiques vont être faibles [4] et ceci grâce à la faible conductivité du silicium poreux (SiP) (entre 10^{-1} et 10^{-3} S.m⁻¹).

Ainsi, la création de ces trous d'air diminue la tangente de perte (Figure 4.7) et la permittivité diélectrique effective [5]. Cette dernière peut se calculer à partir de la relation (39) :

$$\epsilon_{rSiP} = \epsilon_{rSi} \times (1 - p) + \epsilon_{air} \times p \quad (39)$$

où p est le coefficient de porosité.

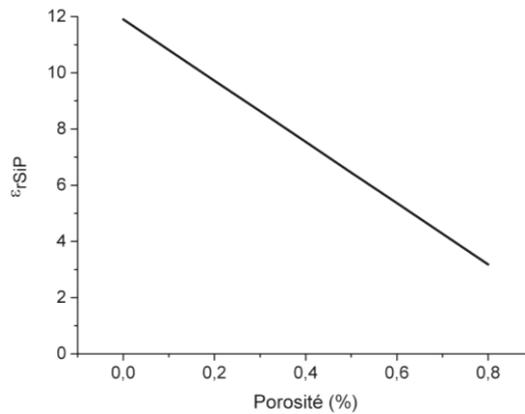


Figure 4.7 : Permittivité diélectrique du silicium poreux en fonction de la quantité de porosité.

Pour une porosité de 80 %, le silicium présente une permittivité diélectrique effective, ϵ_{rSiP} , égale à 3,2. Une permittivité faible favorise le rayonnement des ondes électromagnétiques, ce qui est intéressant dans la conception des antennes. A partir de l'antenne patch accordable à adaptation par fentes étudiée à la partie 3.4.2.2, l'objectif est d'évaluer l'atout du SiP sur les performances d'une antenne. Ainsi, une couche de SiP de 100 μm , avec une porosité de 80%, a été insérée entre le patch et le substrat silicium (dont la hauteur est réduite à 575 μm), comme le montre le Figure 4.8. La couche de SiP modifie la permittivité effective du substrat. Ainsi, les dimensions de l'antenne avec SiP ont été ajustées afin d'obtenir la même fréquence de rayonnement, en mode OFF, que celle de l'antenne sans SiP, i.e. 11,7 GHz.

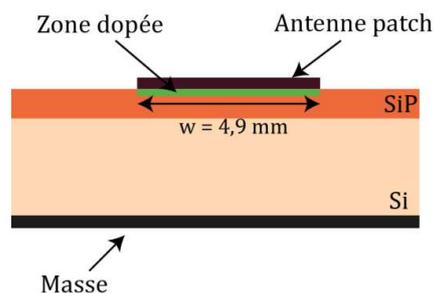


Figure 4.8 : Vue en coupe de l'antenne patch sur silicium et silicium poreux.

Une comparaison des performances des antennes avec et sans silicium poreux, avec une longueur de zone dopée de $w = 4,9 \text{ mm}$, est présentée sur la Figure 4.9. En mode ON, avec le SiP, deux fréquences de rayonnement de 17 GHz et de 21,7 GHz, possèdent une adaptation supérieure à 15 dB. La Figure 4.10 illustre la répartition du champ électrique à ces deux fréquences.

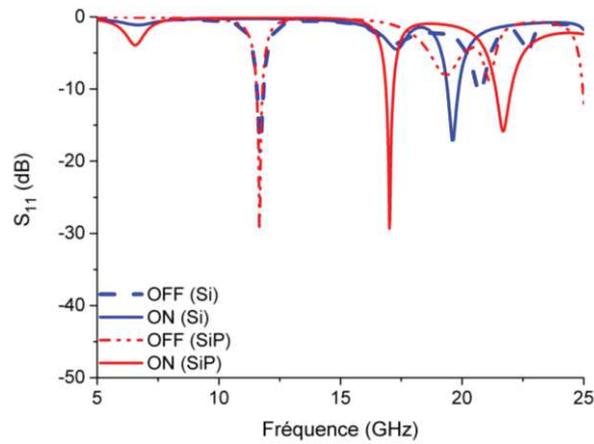


Figure 4.9 : Réponses HFSS™ d'une antenne patch accordable sur silicium et silicium poreux.

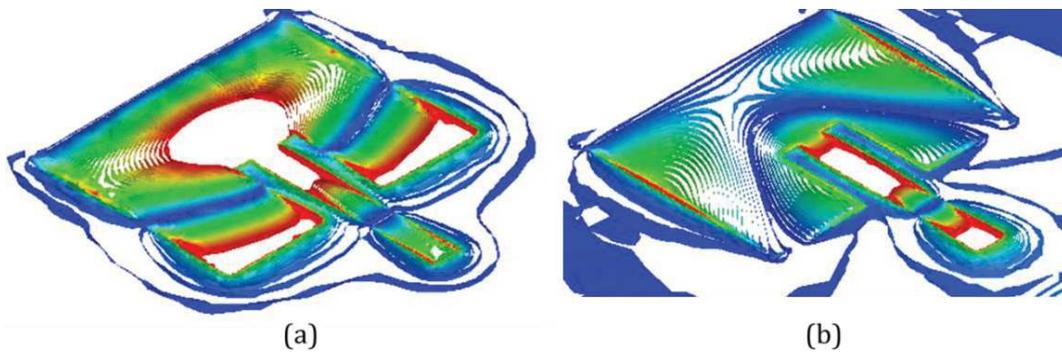


Figure 4.10 : Champ électrique de l'antenne avec silicium poreux en mode ON. (a) à 17 GHz. (b) à 21,7 GHz.

Les performances avec Si et SiP de l'antenne sont résumées dans le Tableau 4.2. A 11,7 GHz (mode OFF) et à 17 GHz (mode ON), l'adaptation de l'antenne avec SiP est supérieure à 29 dB. Le gain avec SiP est au minimum égal à 4,19 dB à 17 GHz et il est supérieur à 5,6 dB pour les deux autres fréquences de fonctionnement.

Tableau 4.2 : Performances des antennes patchs accordables avec et sans silicium poreux.

	Antenne sans silicium poreux			Antenne avec silicium poreux		
	OFF	ON		OFF	ON	
Fréquence de rayonnement (GHz)	11,7	17,2	19,63	11,7	17	21,7
Gain (dB)	5,5	1,6	4,96	5,69	4,19	5,63
Adaptation (dB)	20,7	4,5	17	29,4	29,3	15,5

Concernant l'antenne étudiée, le SiP augmente son adaptation et son gain. Il offre en plus la possibilité de travailler à une fréquence d'un mode supérieur.

L'apport du SiP a également été vérifié à partir de simulations électromagnétiques du guide d'onde étudié à la partie 3.3.2. Dans ce cas, le SiP a pour objectif de diminuer le niveau de pertes dans le guide. Comme pour l'antenne, une couche de silicium poreux de 100 μm d'épaisseur, avec une porosité de 80%, a été insérée entre le dispositif et le silicium (Figure 4.11). Les dimensions du guide d'onde G2 étaient de 4 mm x 8 mm. Pour garder la même fréquence de coupure, la largeur du guide simulé avec silicium poreux est de 4,8 mm, à cause de la baisse de la permittivité du silicium poreux. Le silicium poreux diminue les pertes entre 0,3 dB et 1,2 dB au-delà de la fréquence de coupure (Figure 4.12). Toutefois, l'amélioration du niveau de pertes par la porosité d'une couche de silicium aurait un impact plus important à partir de substrats faibles résistivités.

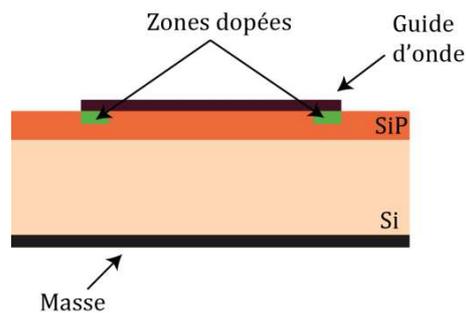


Figure 4.11 : Vue en coupe du guide d'onde avec silicium poreux.

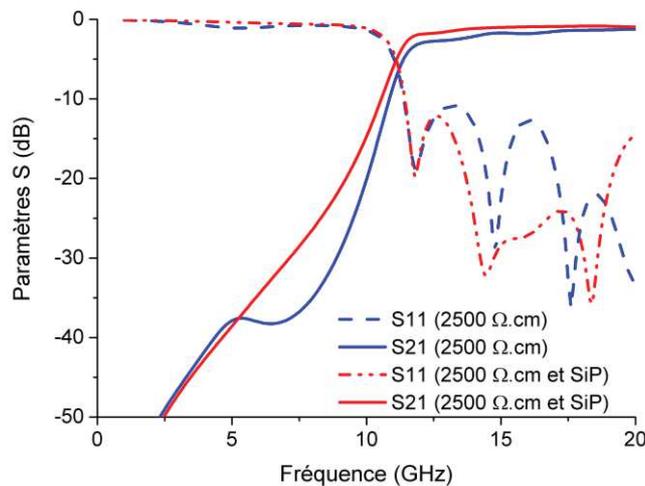


Figure 4.12 : Réponses HFSS™ d'un guide avec et sans silicium poreux.

Si à la fois une couche de silicium poreux et des membranes sous les zones dopées sont appliqués à ce guide, l'amélioration du niveau de pertes est comprise entre 0,5 et 1,5 dB.

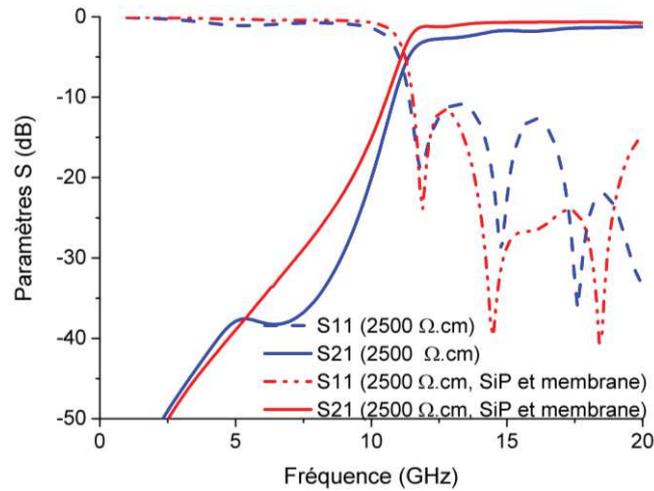


Figure 4.13 : Réponses HFSS™ d'un guide en fonction des procédés technologiques utilisés.

4.2.4 Choix d'un autre substrat semi-conducteur : AsGa

Mis à part le coût moins élevé du silicium [6] et le fait qu'il possède un oxyde naturel (le SiO₂), les avantages de l'AsGa sont multiples :

- un bruit plus faible dans les composants,
- une mobilité des électrons et des trous plus élevées [7],
- une tension de claquage plus importante,
- la résistivité intrinsèque est supérieure à 10⁷ Ω.cm [7],
- des pertes diélectriques plus faibles (Tableau 4.3).

Tableau 4.3 : Pertes diélectriques répertoriées de l'AsGa.

	[8]			[9]	[7]	[10]	[11]	[12]
Année de publication	1977			1967	1994	1973	2007	1991
Fréquence (GHz)	4,6	8,2	11,6	9,4	10	60	140	0 à 400
tanδ	0,15x10 ⁻⁴	0,2x10 ⁻⁴	0,3x10 ⁻⁴	5,6x10 ⁻⁴	10x10 ⁻⁴ -60x10 ⁻⁴	15x10 ⁻⁴	3x10 ⁻⁴	< 0,002

La permittivité diélectrique de l'AsGa (12,9 [13]), supérieure à celle du silicium, est un autre avantage en terme de miniaturisation dans la conception de dispositifs hyperfréquences, tels que les lignes de transmission, les filtres ou les guides d'ondes. Seule la conception des antennes, qui nécessite un maximum d'énergie rayonnée, est plus adaptée sur des substrats de faible permittivité.

Des simulations électromagnétiques (Figure 4.14) ont été effectuées afin d'évaluer la différence du niveau de pertes entre deux substrats silicium de résistivité 2500 Ω .cm et 10000 Ω .cm et un substrat AsGa. Concernant, les simulations avec un substrat silicium, les pertes diélectriques sont évaluées à chaque point de fréquence en fonction de la résistivité. Tandis que la simulation avec le substrat AsGa, la tangente de perte est fixée à $5,6 \times 10^{-4}$ [9]. Pour cette comparaison le dispositif choisi est une ligne de transmission d'impédance caractéristique 50 Ω et de longueur 20 mm. Il existe une différence du niveau de pertes comprise entre 0,2 et 0,3 dB entre le substrat silicium 2500 Ω .cm et le substrat AsGa, sur toute la bande de fréquence considérée. Cependant, en choisissant un substrat silicium très haute résistivité (10000 Ω .cm), la différence avec l'AsGa est très faible. Une étude sur le comportement de la jonction en mode ON est envisagée pour confronter les performances de ces deux types de substrat. Par contre, en mode OFF, en termes de pertes, le choix d'un substrat silicium HR rivalise avec un substrat AsGa.

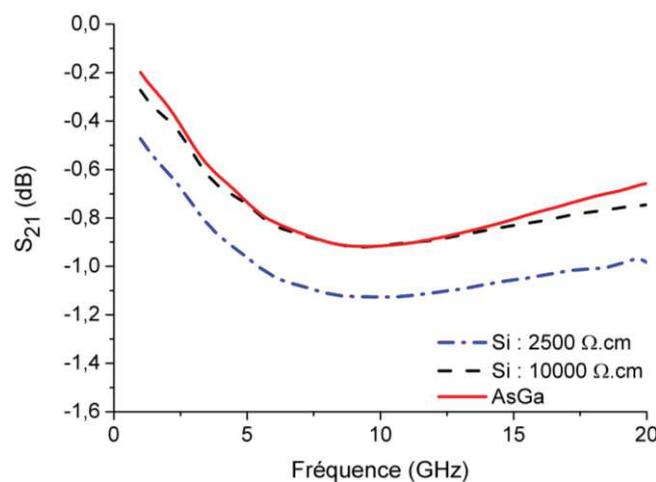


Figure 4.14 : Résultats de simulation HFSS™ d'une ligne de transmission en fonction du substrat choisi.

4.3 Une montée en fréquence possible

Plus la fréquence du dispositif est importante, plus le niveau de pertes est faible et plus l'impact de la résistivité du substrat est négligeable. La Figure 4.15 représente le niveau en transmission, en fonction de la résistivité du substrat d'épaisseur 675 μ m, d'une ligne d'impédance caractéristique égale à 50 Ω et de longueur $\lambda/2$ à la fréquence considérée. Plus la résistivité est faible et plus le coût du wafer est faible. Cependant, pour des applications hyperfréquences faibles pertes, il est nécessaire d'utiliser des substrats dont la résistivité est supérieure à 500 Ω .cm. Ceci est d'autant plus vrai lorsque l'on travaille à des fréquences inférieures à 20 GHz. Au-delà de 50 GHz, il n'existe pas de variations significatives entre les niveaux de pertes pour des résistivités de substrat supérieures à 500 Ω .cm.

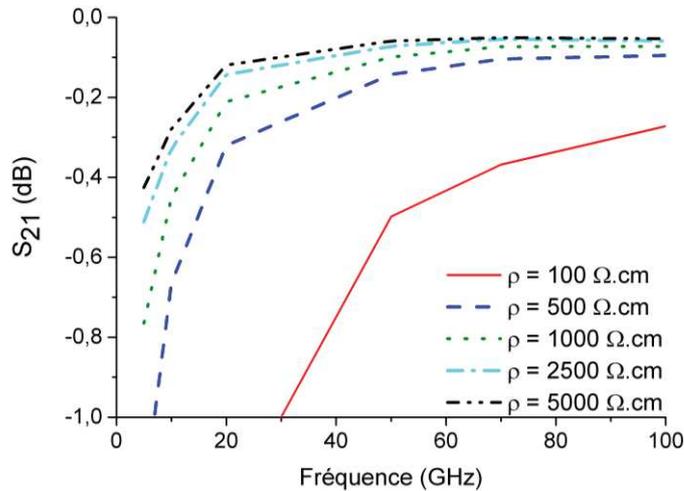


Figure 4.15 : Résultats HFSS™ en transmission d'une ligne de longueur $\lambda/2$ en fonction de la résistivité du substrat.

Le problème qui se pose au niveau de la montée en fréquence se situe au niveau de l'épaisseur du substrat. En effet, compte tenu du mode de propagation, elle doit être inférieure à dix fois la longueur d'onde. La Figure 4.16 représente la hauteur maximale du substrat en fonction de la fréquence de fonctionnement du dispositif. Ainsi, en utilisant des wafers de $675 \mu m$, la conception de dispositifs hyperfréquences fonctionnant à des fréquences supérieures à 15 GHz nécessiterait de les polir (ou les graver) afin de diminuer leurs épaisseurs.

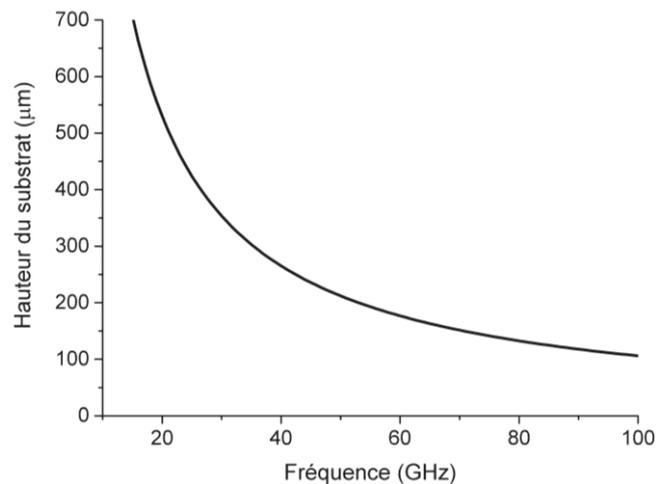


Figure 4.16 : Hauteur maximale du substrat en fonction de la fréquence de fonctionnement du dispositif.

Des simulations électromagnétiques sous HFSS™ ont été effectuées à partir de lignes de transmission, pour lesquelles la longueur de la ligne est égale à une demi-onde et la hauteur du substrat un dixième de la longueur d’onde (lorsque la fréquence est supérieure à 15 GHz). Ainsi, dans les deux modes de fonctionnement, le niveau en transmission est calculé à chaque point de fréquence dont les dimensions de lignes et de hauteurs des substrats considérés sont indiquées dans le Tableau 4.4. Dans ces conditions (Figure 4.17), en mode OFF, le niveau de pertes est inférieur à 0,3 dB sur toute la bande fréquence, et en mode ON, l’isolation est supérieure à 40 dB.

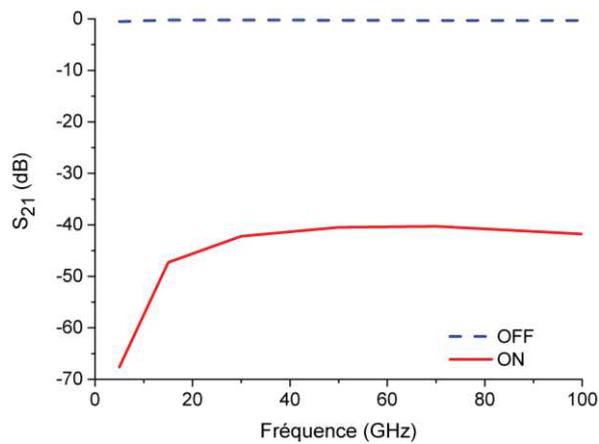


Figure 4.17 : Evolution du niveau de transmission en simulation d’une ligne de longueur = $\lambda/2$ avec une épaisseur de substrat = $\lambda/10$.

Tableau 4.4 : Dimensions des lignes et hauteur du substrat en fonction de la fréquence considérée.

	5 GHz	30 GHz	70 GHz	100 GHz
L = $\lambda/2$ (mm)	10,71	1,7	0,73	0,51
Hsub < $\lambda/10$ (μm)	675	< 350	< 150	< 105
tan δ	0,0139	0,0038	0,0027	0,0024

En mode OFF, quelles que soient la hauteur du substrat et la fréquence de fonctionnement, plus la ligne est courte, plus le niveau de pertes est faible (Figure 4.18 (a)). En mode ON (Figure 4.18 (b)), si la fréquence de fonctionnement est élevée, il est nécessaire de diminuer la hauteur du substrat afin d’avoir une isolation suffisante. En effet, pour une ligne de longueur $\lambda/2$ à 100 GHz, une épaisseur de substrat de 675 μm permet d’atteindre une isolation de seulement 13 dB, alors que si le substrat est poli de façon à avoir une épaisseur de 100 μm , l’isolation obtenue est de 42 dB. Par contre en basses fréquences (à 5GHz), le niveau de pertes est compris entre - 70 dB et - 170 dB, pour une hauteur de substrat respective de 675 μm et de 100 μm .

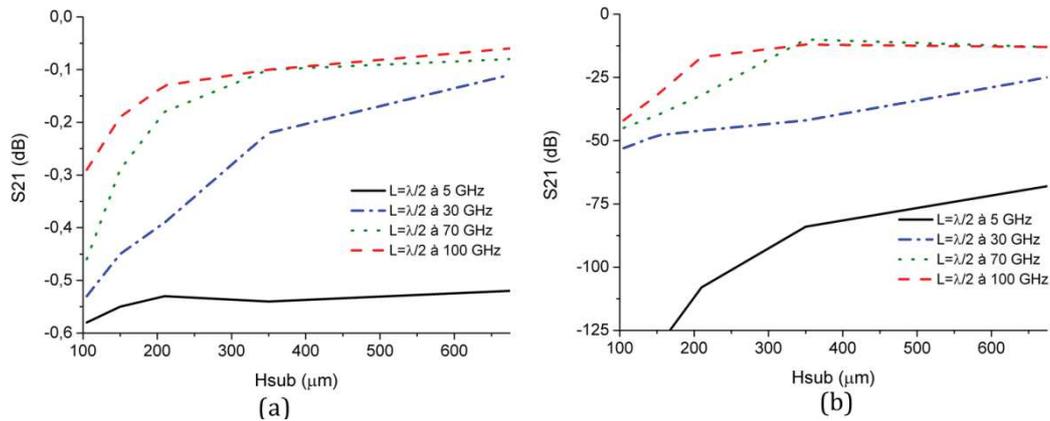


Figure 4.18 : Niveau en transmission simulé en fonction de la hauteur du substrat. (a) Mode OFF. (b) Mode ON.

Pour confirmer ces résultats, des simulations ont été effectuées à partir d'un résonateur à stub en circuit-ouvert pour deux épaisseurs différentes de substrats, avec les caractéristiques suivantes :

- hauteur de substrat = 675 μm , largeur de la ligne = 480 μm , longueur de la ligne de transmission = 2,7 mm et longueur du stub = 1,04 mm,
- hauteur de substrat = 170 μm , largeur de la ligne = 135 μm , longueur de la ligne de transmission = 2,7 mm et longueur du stub = 1,26 mm.

Les longueurs des stubs en circuit-ouvert sont calculées pour avoir un premier zéro de transmission à 21,7 GHz, le deuxième zéro de transmission doit alors apparaître à $3 \times \lambda/4$ soit 65,1 GHz. Lorsque le substrat est épais (675 μm), le résonateur possède un seul zéro de transmission à 21,7 GHz (Figure 4.19). Tandis qu'aux fréquences plus hautes, le stub est « transparent » vis-à-vis de la ligne de transmission, l'épaisseur du substrat est importante du point de vue de la longueur d'onde et la discontinuité pourrait empêcher le mode de se propager (effet en cours de justification). Si le substrat est affiné de telle sorte que l'épaisseur soit inférieure à $\lambda/10$ sur toute la bande de fréquence considérée, alors la réponse en fréquence présente deux zéros de transmission, dont le deuxième est situé à 61,1 GHz.

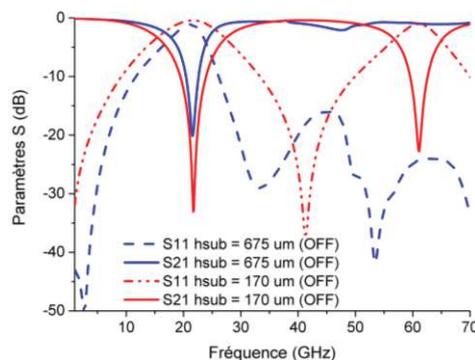


Figure 4.19 : Réponses HFSS™ d'un résonateur à stub en circuit-ouvert pour des épaisseurs de substrat égales à 170 μm et 675 μm .

La Figure 4.20 représente la réponse du résonateur dans les deux modes de fonctionnement, avec une hauteur de substrat égale à $170\ \mu\text{m}$, le mode ON étant simulé avec une zone résistive longue de $63\ \mu\text{m}$, et une résistivité de $0,015\ \Omega\cdot\text{cm}$. Dans les deux états de fonctionnement, à la fréquence centrale, le niveau d'adaptation est supérieur à $28\ \text{dB}$ et le niveau de pertes est inférieur à $0,7\ \text{dB}$. De plus, en mode OFF, les deux zéros de transmission sont inférieurs à $-25\ \text{dB}$ (à $21,7\ \text{GHz}$ et à $61\ \text{GHz}$). Tandis qu'en mode ON, ils sont de l'ordre de $-15\ \text{dB}$ (à $43,2\ \text{GHz}$), ils pourraient être améliorés si la résistivité était plus faible.

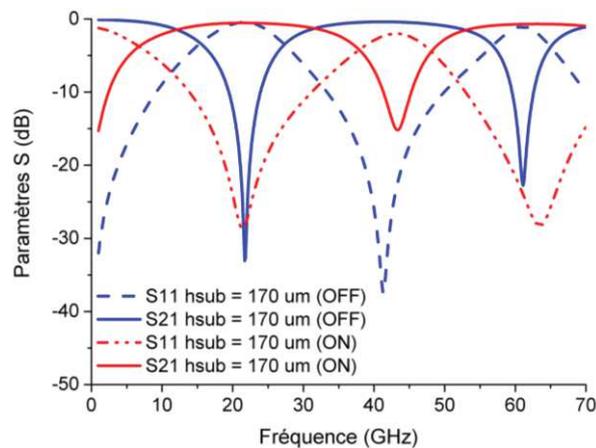


Figure 4.20 : Réponses HFSS™ d'un résonateur à stub dans les deux états de fonctionnement.

A travers cette analyse, nous avons montré qu'il était possible de réaliser des dispositifs accordables à très hautes fréquences sur un substrat silicium, dont l'épaisseur est à ajuster en fonction de la fréquence.

4.4 Caractérisation de la jonction P⁺NN⁺ : linéarité et tenue en puissance

Dans les chapitres précédents, des dispositifs hyperfréquences accordables ont été étudiés, basés sur le comportement ON / OFF de la jonction P⁺NN⁺ utilisée. Cependant, la linéarité et la tenue en puissance sont deux composantes fondamentales qui caractérisent un élément d'accord.

4.4.1 Notions de linéarités

La Figure 4.21 compare deux signaux de sortie ayant traversés un système linéaire et un système non-linéaire. A travers un système linéaire la tension de sortie est proportionnelle à la tension d'entrée, tandis que lorsqu'un signal traverse un système non-linéaire, l'amplitude du signal n'est plus proportionnelle à celle du signal d'entrée et il existe également l'apparition de signaux harmoniques (aux fréquences $2\omega_0$, $3\omega_0$, $4\omega_0\dots$).

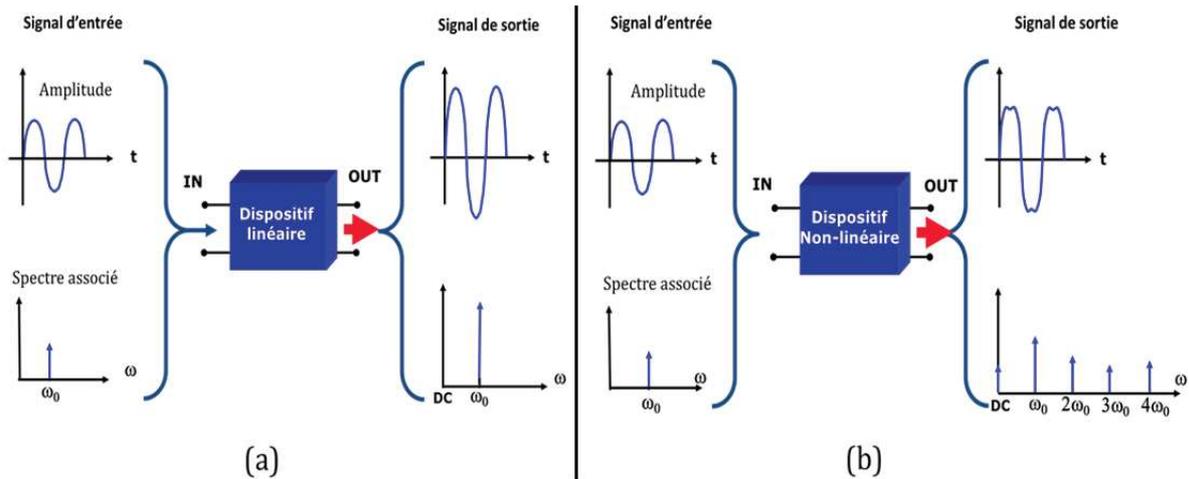


Figure 4.21 : Fonctionnement d'un système (a) Linéaire. (b) Non-linéaire.

Dans le cas d'un système large-bande, plusieurs fréquences se trouvent à l'entrée d'un système non-linéaire, il en résulte une multitude de fréquences en sortie. La Figure 4.22 illustre un exemple de spectre où deux fréquences f_1 et f_2 traversent un système non-linéaire. En sortie de ce système, il existe les composantes fondamentales (f_1 et f_2), les composantes harmoniques à $2f_1$, $2f_2$, $3f_1$, $3f_2$ (HDx : Harmonic Distortion) et les produits d'intermodulation (IMx : Intermodulation Products) $mf_1 \pm nf_2$, avec $m, n = 1, 2, 3 \dots$ et l'ordre du produit d'intermodulation est la somme de $m + n$. Comme on peut le voir sur le spectre, les fréquences qui peuvent générer des interférences au niveau du signal utile, sont les produits d'intermodulation d'ordre 3 aux fréquences $2f_1 - f_2$ et $2f_2 - f_1$. Celles-ci sont proches des signaux utiles et par conséquent sont difficiles à filtrer.

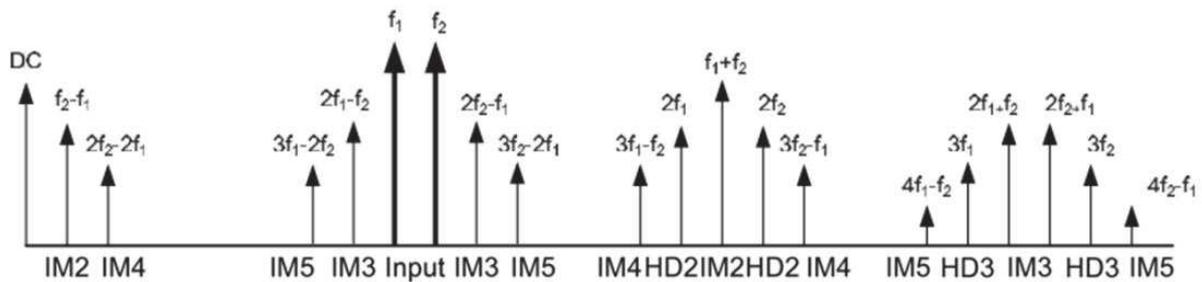


Figure 4.22 : Spectre en fréquence d'un système non-linéaire à deux fréquences d'entrée [14].

Ainsi, la non-linéarité d'un composant est définie par l'IP₃ (Point d'interception d'ordre 3), calculée en fonction de la puissance des signaux issus de ces produits d'intermodulation IM3. L'IP₃ est le point d'intersection des courbes des puissances de sortie des signaux utiles et issu de l'IM3, en fonction de la puissance d'entrée (Figure 4.23). L'IMD3 est la différence entre la puissance du signal utile et la puissance des signaux IM3. En sortie, la puissance de l'IP3 (dBm) est calculée à partir de la relation (39) :

$$IP3 = P_s + \frac{1}{2} IMD3 \quad (39)$$

Plus l'IP₃ est élevé moins les produits d'intermodulation seront gênants.

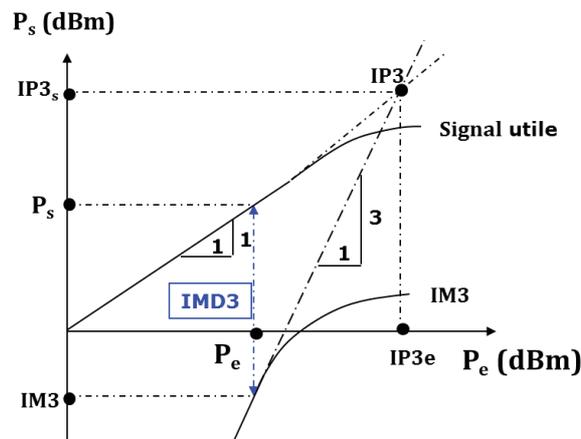


Figure 4.23 : Définition du produit d'intermodulation d'ordre 3 (IP₃).

Les composants semi-conducteurs tels que les diodes PIN, les varactors ou les composants basés sur des jonctions MOS, sont des composants fortement non-linéaires, ce qui pose problème dans la plupart des applications hyperfréquences (excepté les oscillateurs). Des études ont montrées qu'il est possible d'améliorer la non-linéarité de ces composants en utilisant des diodes varactors en série [14] ou des diviseurs de potentiels [15].

La Figure 4.24 représente deux systèmes de mesure permettant la caractérisation des produits d'intermodulation d'ordre 3 sur un amplificateur (a) et une diode varactor (b). Deux signaux RF sont combinés par un coupleur à - 10 dB et les produits d'intermodulation sont mesurés par un analyseur de spectre.

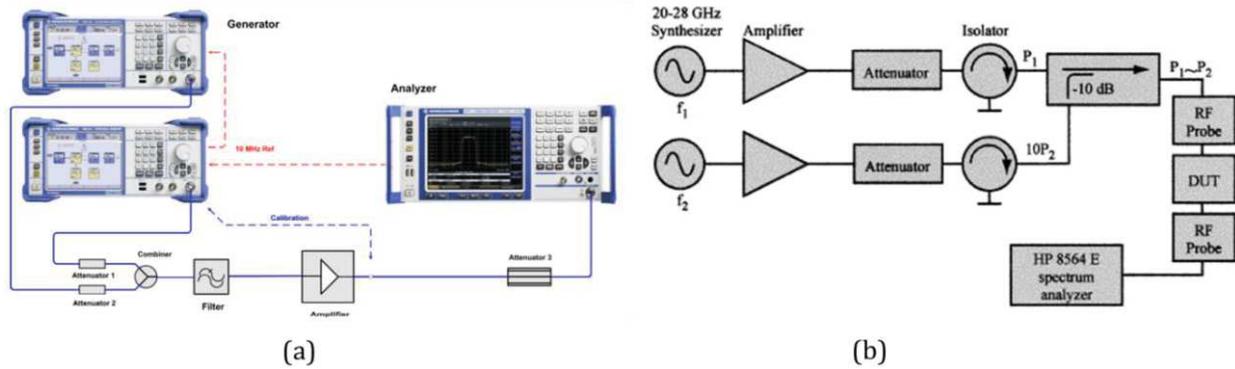


Figure 4.24 : Système de mesure des produits d'intermodulation d'ordre 3 (a) d'un amplificateur [16] d'une diode varactor [17].

Le Tableau 4.5 donne un aperçu des niveaux des produits d'intermodulation d'ordre 3 des switches de l'état de l'art.

Tableau 4.5 : Niveau des produits d'intermodulation d'ordre 3 des switches de l'état de l'art.

Référence du switch	Conditions de mesure de l'IP3	IP3
SKY13298_360LF [18]	Pin = 5 dBm ; 3,1 GHz < F < 4,8 GHz	18 (dBm)
	Pin = 5 dBm ; 6,3 GHz < F < 7,9 GHz	16 (dBm)
SW393 [19]	Pin = 10 dBm ; F = 0,5 GHz ; ΔF = 5 MHz	39 (dBm)
	Pin = 10 dBm ; F = 0,9 GHz ; ΔF = 5 MHz	38 (dBm)
AS179_92LF [20]	Pin = 5 dBm ; 0,5 GHz < F < 3 GHz	50 (dBm)
ADG901 [21]	Pin = 4 dBm ; F1 = 900 MHz ; F2 = 901 MHz	36 (dBm)
HMC550A [22]	Pin = 17 dBm ; 0,5 GHz < F < 6 GHz	52 (dBm)
TQP4M0013 [23]	Pin = 15 dBm ; F = 1 GHz ; ΔF = 1 MHz	49 (dBm)

4.4.2 Tenue en puissance d'un composant non-linéaire

A forte puissance, certains composants peuvent se comporter comme des éléments non-linéaires. Il en résulte une distorsion du signal et un phénomène d'intermodulation. Même si les niveaux des signaux d'intermodulation sont faibles, cela peut être un problème si les puissances en jeu sont fortes, si la même antenne est utilisée à la fois pour l'émission et la réception, si le récepteur présente un très faible niveau de sensibilité et surtout si les nouvelles composantes fréquentielles d'intermodulation tombent dans la bande de réception.

Les composants sont caractérisés par leur puissance à 1 dB de compression. C'est l'écart entre la puissance réelle en sortie et la puissance théorique si le composant avait un comportement linéaire (Figure 4.25). Le phénomène de compression est source de raies harmoniques au niveau du spectre de sortie. Au-delà d'une certaine puissance d'entrée, la puissance de sortie de la fréquence fondamentale du signal n'est plus proportionnelle à celle d'entrée, mais elle est également répartie sur les fréquences harmoniques. Par conséquent, il est nécessaire de travailler dans la zone linéaire afin de minimiser les puissances des fréquences harmoniques.

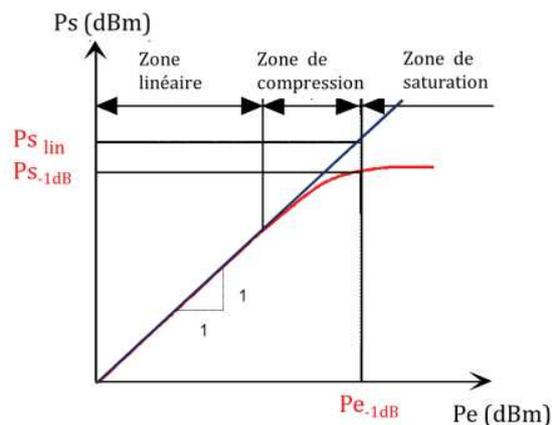


Figure 4.25 : Illustration du point à 1 dB de compression.

La Figure 4.26 illustre un système de mesure permettant la caractérisation du point de compression, appliqué dans l'exemple à un amplificateur.

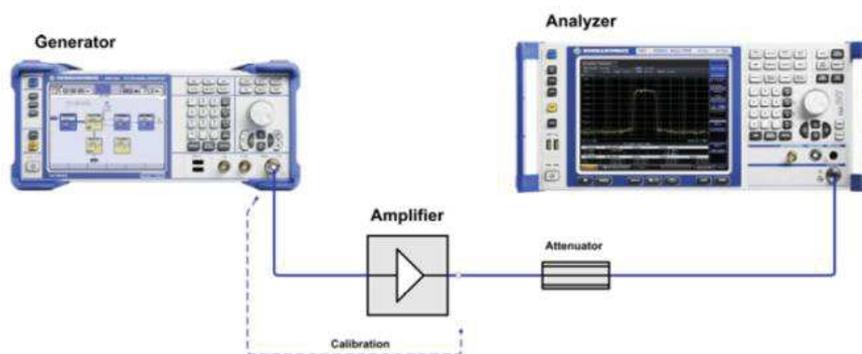


Figure 4.26 : Exemple de système de mesure du point de compression à 1 dB d'un amplificateur [16].

4.4 Caractérisation de la jonction P+NN+ : linéarité et tenue en puissance

La Figure 4.27 représente les points de compression à 1 dB des switches en fonction de la fréquence de l'état de l'art.

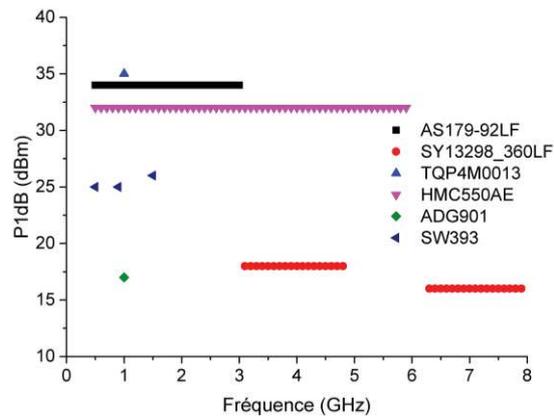


Figure 4.27 : Point de compression à 1 dB des switches de l'état de l'art.

La jonction P+NN+ doit être caractérisée en fonction des effets non-linéaires en termes de niveaux de puissance des produits d'intermodulation, ainsi que du point de compression à 1 dB.

4.5 Les switches en série

Jusqu'à présent la technologie utilisée était la technologie planaire, dont la diode polarisée en directe court-circuitait verticalement le dispositif avec le plan de masse, la diode se trouvait donc en parallèle. Cependant, pour certains dispositifs, il serait intéressant d'effectuer ce court-circuit en série dans le même plan que le dispositif. La Figure 4.28 illustre un résonateur en circuit-ouvert dont la longueur est variable par l'application d'une polarisation directe entre les zones dopées.

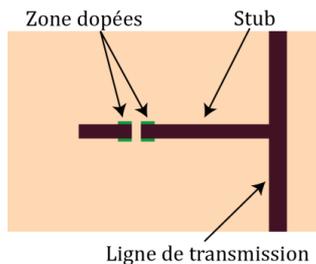


Figure 4.28 : Résonateur à stub accordable en fréquence par variation de la longueur physique.

4.5.1 Simulations Silvaco®

Des simulations électriques sous Silvaco® ont été effectuées afin d'estimer la distance maximale, entre deux lignes de transmission, que l'on peut court-circuiter dans un plan. A partir d'une jonction P+N, il n'est pas possible d'obtenir une résistivité suffisamment faible, contrairement à la jonction N+PP+ (ou P+NN+). La diode est polarisée entre les zones N+ et P+ (Figure 4.29 (a)), où les deux zones dopées sont espacées de 20 µm. A partir de cette topologie, la Figure 4.29 (b) montre l'évolution de la résistivité dans le substrat (échelle logarithmique en Ω.cm), pour une tension de polarisation de 1 V. La largeur de la zone simulée est de 100 µm, pour une épaisseur de 675 µm. Dans cette configuration, la résistivité décroît en dessous de 0,1 Ω.cm sur une épaisseur de 30 µm, ce qui est suffisant pour considérer que les deux lignes sont court-circuitées.

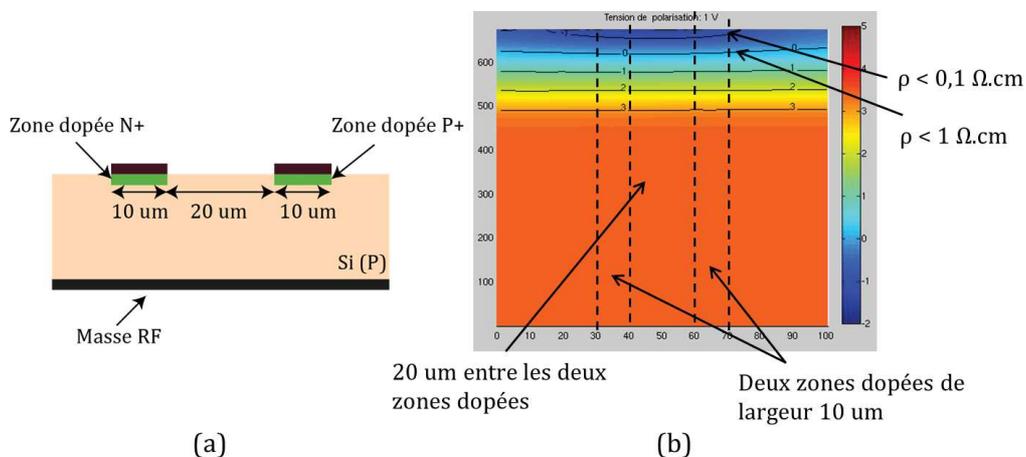


Figure 4.29 : (a) Illustration d'une diode N+PP+ en série. (b) Simulation électrique pour une tension de polarisation égale à 1 V.

Au-delà de 20 μm d'écart entre les deux zones dopées, il est tout de même possible de diminuer la résistivité, à condition d'augmenter la tension de polarisation. Des simulations ont été effectuées avec un écart de 50 μm et 100 μm (respectivement Figure 4.30 (a) et (b)) entre les deux zones dopées. Avec un écart de 50 μm , la résistivité décroît en dessous de 0,1 $\Omega\cdot\text{cm}$ sur une épaisseur d'environ 40 μm , pour une tension de polarisation de 2 V. Si on augmente l'écart à 100 μm , la résistivité est comprise entre 0,4 $\Omega\cdot\text{cm}$ et 1 $\Omega\cdot\text{cm}$ sur 50 μm . Par conséquent, il est possible de court-circuiter deux lignes métalliques, avec une jonction N⁺PP⁺ si celles-ci ne sont pas espacées de plus de 100 μm .

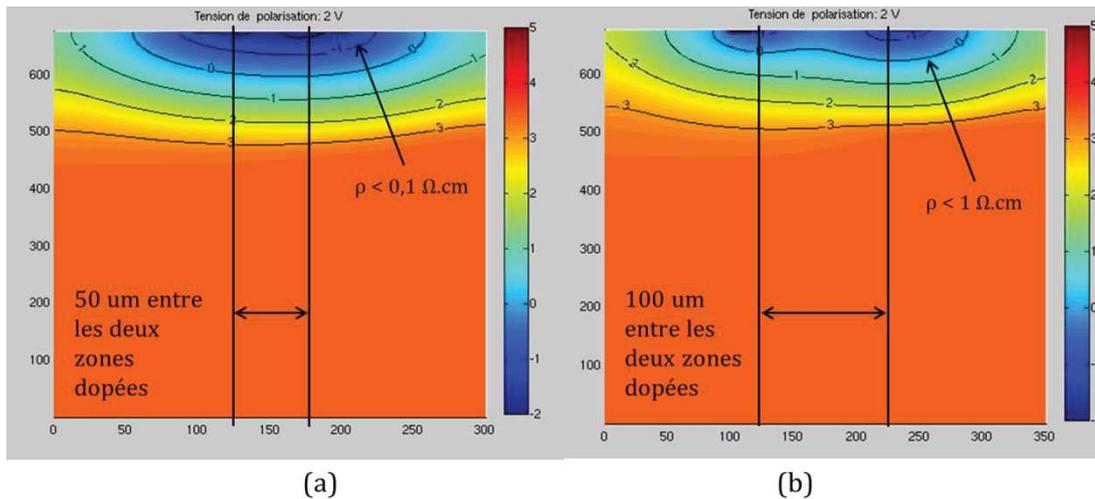


Figure 4.30 : Simulations électriques sous Silvaco® d'une diode N⁺PP⁺ en série avec un écart de (a) 50 μm et (b) 100 μm entre les deux zones dopées.

4.5.2 Les lignes couplées

Les lignes couplées ont été étudiées, afin de proposer des dispositifs hyperfréquences accordables en court-circuitant deux lignes métalliques dans un plan. En effet, à partir de cette topologie, il est facile de polariser la jonction (entre les deux lignes de transmission), afin de vérifier la faisabilité d'un court-circuit dans un plan. La Figure 4.31 (a) illustre le schéma d'une ligne couplée avec un écart entre les deux lignes de 30 μm . La résistivité du substrat est de 2500 $\Omega\cdot\text{cm}$ et l'épaisseur égale à 675 μm . Au lieu d'avoir une résistivité qui croît progressivement dans l'épaisseur du substrat, pour simplifier la modélisation, la zone résistive du mode ON (Figure 4.31 (b)) est simulée par deux couches d'épaisseurs égales à 30 μm , avec des résistivités respectives égales à 0,1 $\Omega\cdot\text{cm}$ puis 1 $\Omega\cdot\text{cm}$.

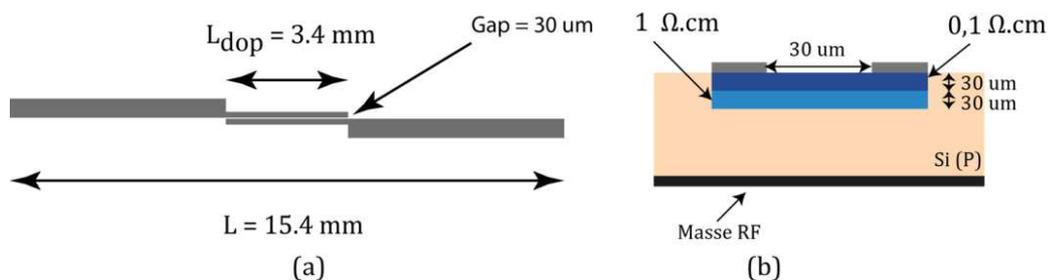


Figure 4.31 : (a) Masque d'une ligne couplée (largeur entre les deux lignes = 30 μm). (b) Vue en coupe en mode ON.

En mode OFF, la ligne couplée se comporte comme un filtre passe-bande et en mode ON comme une ligne de transmission. La Figure 4.32 représente les résultats de simulation électromagnétique dans les deux états de fonctionnement. En mode OFF, la fréquence centrale du filtre est de 7,5 GHz, avec des pertes d'insertion égales à 1,2 dB. En mode ON, les pertes d'insertion sont inférieures à 2,5 dB sur toute la bande de fréquence simulée, avec un niveau d'adaptation supérieur à 20 dB.

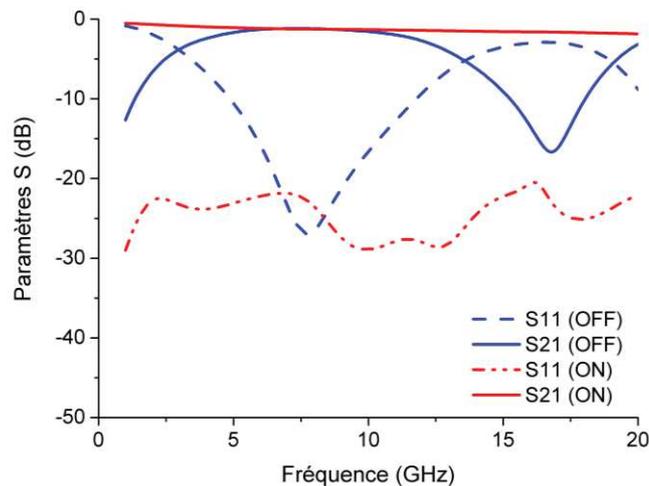


Figure 4.32 : Réponses HFSS™ d'une ligne couplée (gap = 30 μm) en modes OFF et ON.

Si la distance entre les deux tronçons de ligne couplée est augmentée à 72 μm, comme le montre la Figure 4.33, la simulation en mode ON est alors réalisée à partir d'une zone de 50 μm d'épaisseur, avec une résistivité de 1 Ω.cm.

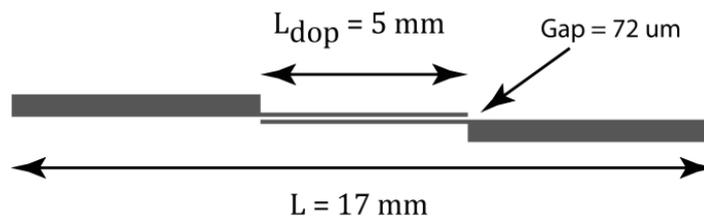


Figure 4.33 : Masque d'une ligne couplée (largeur entre les deux lignes = 72 μm).

Même si on augmente la distance entre les deux lignes (en restant inférieure à 100 μm), la résistivité est plus importante en mode ON, mais cela n'empêche pas de court-circuiter les deux tronçons de lignes (Figure 4.34). En mode ON, les pertes d'insertion sont égales à 4 dB à 20 GHz et l'adaptation supérieure à 15 dB.

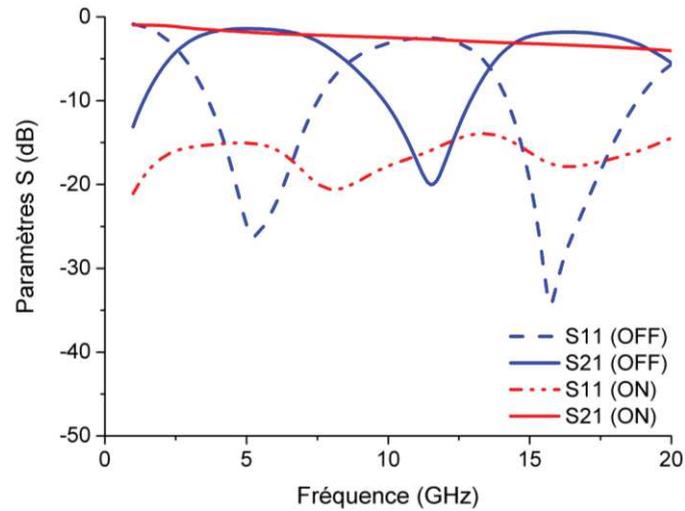


Figure 4.34 : Réponses HFSS™ d'une ligne couplée (gap = 72 µm) en modes OFF et ON.

4.5.3 Les résonateurs accordables

Le switch en série appliqué à un résonateur (Figure 4.35) offre la possibilité, par application d'une faible tension de polarisation, de faire varier la longueur du stub en circuit-ouvert, ainsi changer la fréquence centrale du résonateur.

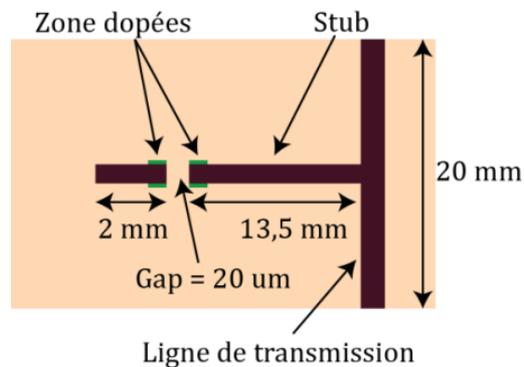


Figure 4.35 : Dessin d'un résonateur accordable en fréquence.

La distance entre les deux zones dopées de ce résonateur est faible, égale à 20 μm . En mode ON, la simulation est réalisée de façon similaire à la première ligne couplée (avec deux couches d'épaisseurs égales à 30 μm , dont les résistivités sont égales à 0,1 $\Omega\cdot\text{cm}$ puis 1 $\Omega\cdot\text{cm}$). La fréquence centrale du résonateur commute de 3,9 GHz en mode OFF, à 3,4 GHz en polarisation directe (Figure 4.36).

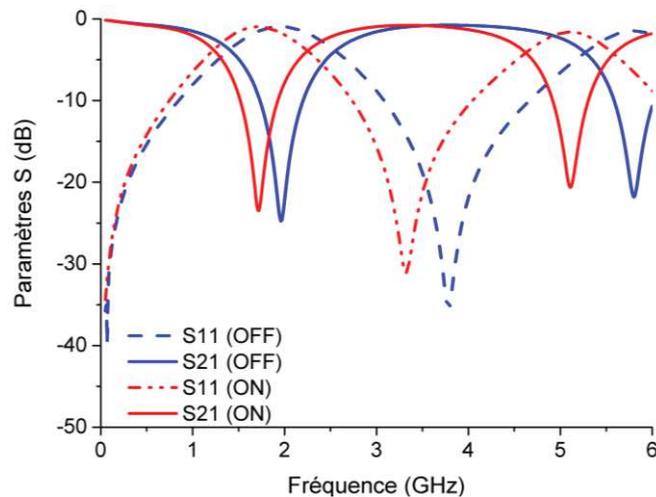


Figure 4.36 : Réponses HFSS™ d'un résonateur accordable en fréquence.

Ainsi, il n'est plus « seulement » possible d'effectuer un via électrique dans l'épaisseur du substrat mais également dans le même plan que le dispositif, ce qui offre encore de nombreuses perspectives de filtres accordables sur silicium avec éléments d'accord intégrés.

4.6 Différentes topologies de filtres

4.6.1 Les filtres SIW

Les résultats, obtenus dans le chapitre 3 sur les guides d'ondes, montrent la faisabilité de réaliser des parois verticales et créer un guide volumique sans réaliser de trous métalliques, à partir d'une technologie planaire. La technologie SIW initié par D. Deslandes et K. Wu en 2001 [24], est basée sur ce même principe d'utiliser un substrat en technologie planaire pour propager des modes électromagnétiques volumiques. Les cavités des filtres SIW peuvent être couplées :

- soit par des iris (ouvertures entre deux cavités) formant un couplage capacitif entre les deux cavités (Figure 4.37 (a)) [25], [26],
- soit par des posts (vias métalliques) réalisant un couplage inductif (Figure 4.37 (b)) [27][28].

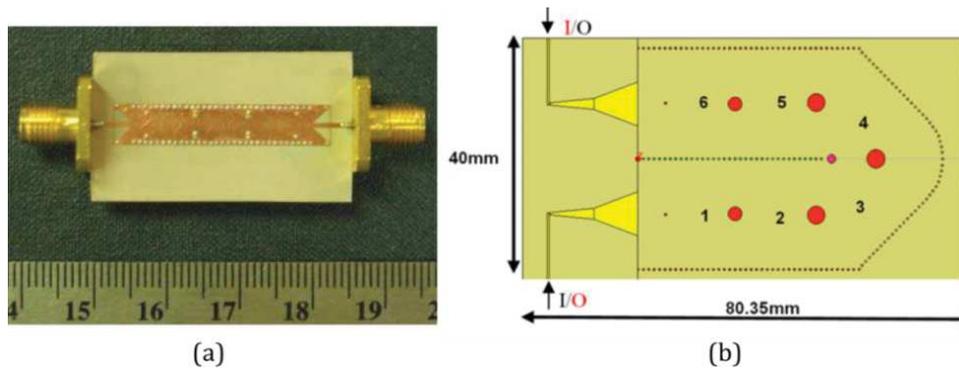


Figure 4.37 : (a) Filtre SIW à iris [26]. (b) Filtre SIW à posts [28].

Le problème de cette technologie est la nécessité de percer un nombre de vias importants dont l'écartement entre les vias doit être le plus faible possible afin de s'approcher des murs électriques parfaits, fragilisant ainsi le dispositif. L'écartement et le diamètre des vias sont limités par la technologie. Le diamètre minimal des trous est de l'ordre de $100\ \mu\text{m}$ et la distance entre les vias supérieure à leur diamètre. La solution du switch électrique sur substrat silicium que nous proposons pallie à ces contraintes. En effet, ces contraintes n'existent plus si les frontières du guide et les couplages entre les cavités sont réalisés à partir de zones dopées.

A partir de ces études de filtres SIW, l'innovation proposée est de concevoir un filtre SIW sans la nécessité de percer des trous dans le substrat. Les parois du guide et les couplages entre les cavités sont réalisés par des jonctions polarisées en direct. Les diamètres des vias métallisés ne sont plus une limite, puisque la micro technologie permet le dopage de zones micrométriques. Le filtre à posts étudié est illustré à la Figure 4.38. Les dimensions (Tableau 4.6) sont calculées, à partir de la synthèse de Tchebyscheff [29], pour les caractéristiques suivantes :

- fréquence centrale du filtre : 11,2 GHz,
- ordre : 6,
- ondulation dans la bande passante : 0,01 dB,
- bande passante : 20 %.

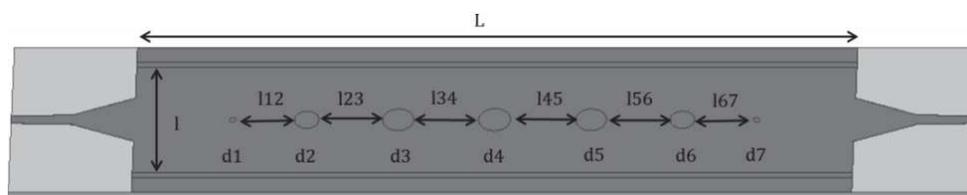


Figure 4.38 : Dessin du filtre SIW à posts.

Tableau 4.6 : Dimensions du filtre SIW à posts.

	L	l	d1 = d7	d2 = d6	d3 = d5	d4	l12 = l67	l23 = l56	l34 = l45
Dimensions (mm)	36,71	7,66	0,326	1,258	1,576	1,623	3,783	4,657	4,915

La Figure 4.39 représente les résultats de simulation du filtre SIW dans les trois cas suivants :

- sans pertes dans le substrat, vias et parois latérales du filtre en aluminium,
- substrat de résistivité égale à $10 \text{ k}\Omega\cdot\text{cm}$, vias et parois latérales du filtre en aluminium,
- substrat $10 \text{ k}\Omega\cdot\text{cm}$, vias et parois latérales du filtre en avec une résistivité égale à $0,015 \Omega\cdot\text{cm}$ et des membranes de $400 \mu\text{m}$.

Avec des substrats très haute résistivité (de l'ordre de $10 \text{ k}\Omega\cdot\text{cm}$), et des zones dopées dont la conductivité est égale à celle de l'aluminium, le niveau de pertes est de 2 dB à la fréquence centrale. Par comparaison, le filtre replié SIW à post [28] est un filtre passe-bande, dont la fréquence centrale est égale à 4 GHz et le niveau de pertes d'insertion est de l'ordre de 3 dB dans la bande passante.

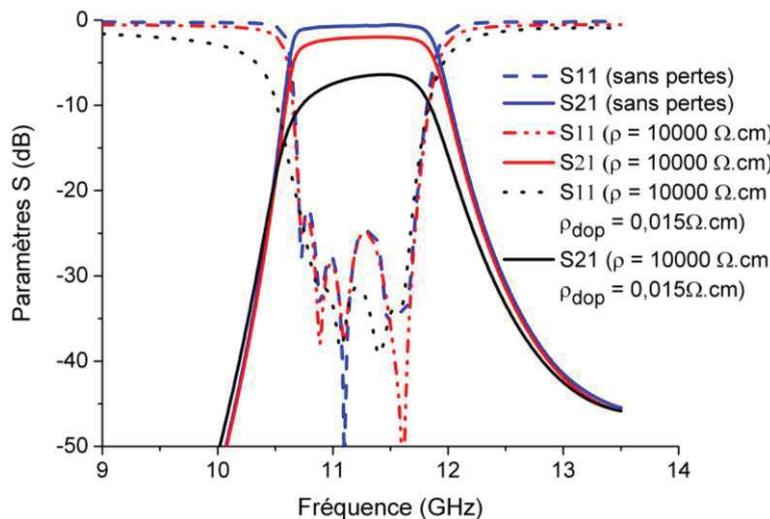


Figure 4.39: Résultats HFSS™ d'un filtre SIW d'ordre 6 à posts.

Théoriquement, il est possible de réaliser un tel filtre avec des zones dopées qui remplacent les vias métalliques. Cependant, la limite se situe au niveau de la résistivité en mode ON de la jonction, en effet avec une résistivité de $0,015 \Omega\cdot\text{cm}$, le niveau de pertes du filtre est de 6,5 dB à la fréquence centrale et cela même avec des membranes de $400 \mu\text{m}$ sous les zones dopées. Il faudrait pouvoir la diminuer en dessous de $0,001 \Omega\cdot\text{cm}$ (pertes d'insertion égales à 4,7 dB) et éventuellement avec des membranes de l'ordre de $400 \mu\text{m}$ (pertes d'insertion égales à 3,1 dB) (Figure 4.40).

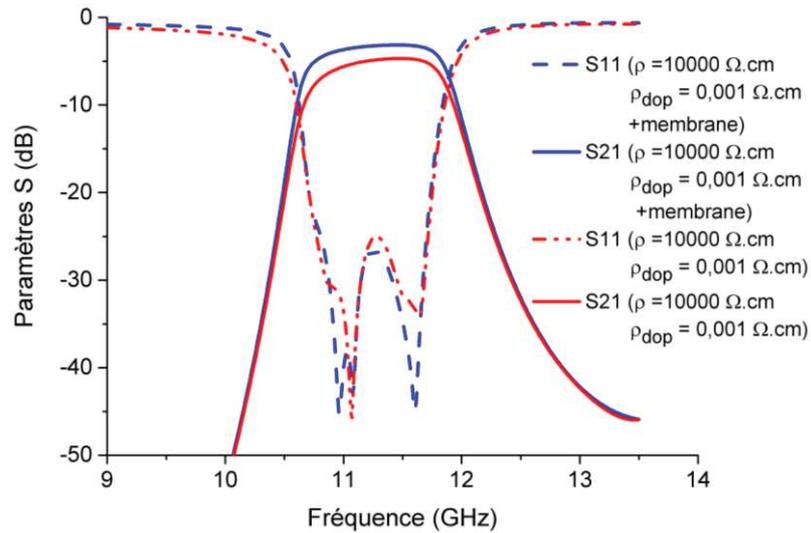


Figure 4.40 : Réponses HFSS™ du filtre SIW avec et sans membrane avec une résistivité sous la zone dopée égale à 0,001 $\Omega \cdot \text{cm}$.

Sur un substrat de 675 μm d'épaisseur (Figure 4.41 (a)), il est possible d'obtenir une résistivité de l'ordre de 0,001 $\Omega \cdot \text{cm}$ avec une tension de polarisation de - 2 V. Par contre, si le substrat est affiné, de telle sorte qu'il ne reste plus qu'une épaisseur de silicium de 275 μm sous les zones dopées (Figure 4.41 (b)), une tension de polarisation de l'ordre de - 1,4 V.

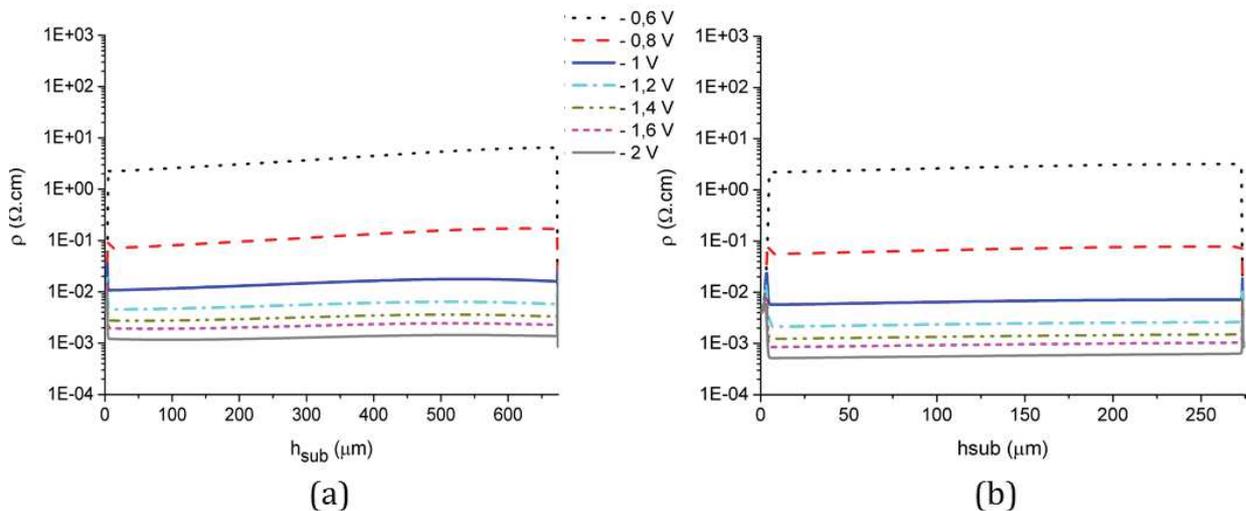


Figure 4.41 : Résistivité d'une jonction N+PP+ simulée sous Atlas® en fonction de la tension de polarisation. (a) (avec $h_{\text{sub}} = 675 \mu\text{m}$). (b) (avec $h_{\text{sub}} = 275 \mu\text{m}$).

L'avantage des filtres SIW à posts classiques, par rapport à ceux avec iris, est la diminution du nombre de vias ce qui entraîne en règle générale une fabrication plus facile mais surtout limite la fragilité des dispositifs. Cependant, la solution proposée d'un filtre à posts à switchs intégrés implique une disparité dans les tailles des zones dopées qui ne permet pas de fermer à la fois les parois du guide et des cavités. Ainsi, dans notre étude, la solution la plus appropriée serait un filtre SIW à iris, qui peut être représenté par la Figure 4.42 pour un filtre d'ordre 4 (quatre cavités).

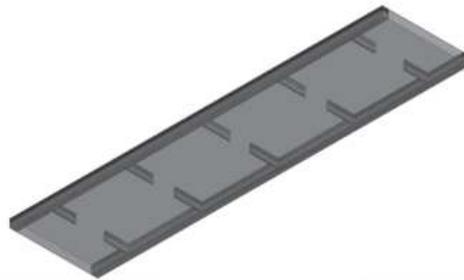


Figure 4.42 : Filtre SIW d'ordre 4 à iris.

Cependant, il reste le problème de l'amélioration de la résistivité en mode ON des jonctions, afin d'obtenir une résistivité de l'ordre de $0,001 \Omega \cdot \text{cm}$. En effet, avec une telle résistivité et des membranes sous les zones dopées, le niveau de pertes d'insertion pourrait être de l'ordre de 5 dB, contre 3 dB avec une résistivité équivalente à de l'aluminium (Figure 4.43).

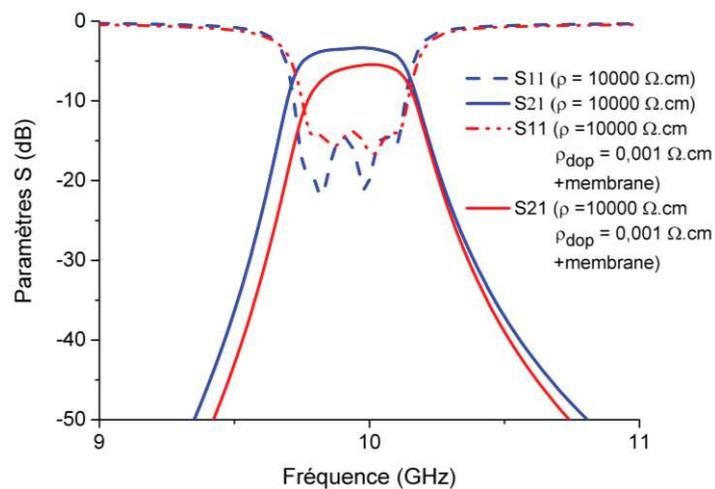


Figure 4.43 : Réponses HFSS™ d'un filtre SIW d'ordre 4 à iris en fonction de la résistivité de la zone dopée.

4.6.2 Les filtres interdigités

Les filtres interdigités sont des filtres adaptés aux larges bandes (30 % et 70 %) et faibles bandes passantes (2 % et 30 %) [29], [30]. Ils sont réalisés à partir de lignes couplées de longueur $\lambda/4$ dont les résonateurs sont terminés à une extrémité par un court-circuit et l'autre par un circuit-ouvert (Figure 4.44). Ces filtres sont des filtres compacts dont la distance entre les résonateurs, relativement importante, en fait des filtres peu sensibles aux tolérances de fabrication.

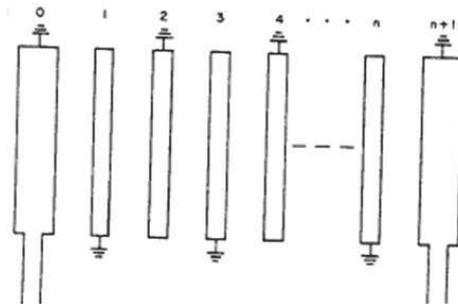


Figure 4.44 : Illustration d'un filtre interdigité [29].

L'accès de ces filtres peut se faire de façon latérale avec des stubs en circuit-ouvert ou en court-circuit (Figure 4.45) [31]. Dans notre cas, si la moitié des stubs sont dopés, cela permettrait de réaliser un filtre interdigité accordable en fréquence centrale.

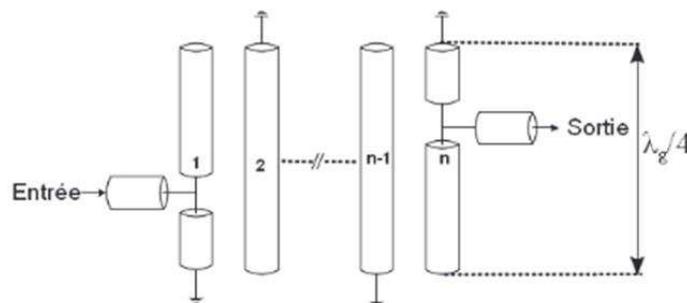


Figure 4.45 : Illustration d'un filtre à accès latéraux en court-circuit [31].

De manière générale, l'accordabilité en fréquence de ces filtres est réalisée soit :

- de manière discrète : par augmentation de la longueur physique à partir de switches RF (Figure 4.46) [32], [33],
- de façon continue à l'aide de capacités variables placées à l'extrémité de chaque résonateur [29].

Les Figure 4.46 et Figure 4.47 sont issues de la littérature [32] et représentent respectivement un filtre interdigité accordable avec des diodes PIN et les résultats de mesure dans les deux états de fonctionnement des diodes. Avec notre concept, les diodes PIN pourraient être remplacées par des zones dopées, ce qui éviterait les problèmes liés aux reports de composants.

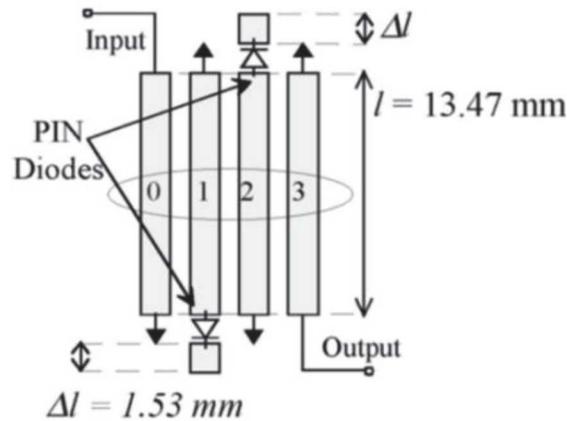


Figure 4.46 : Illustration d'un filtre interdigité accordable [32].

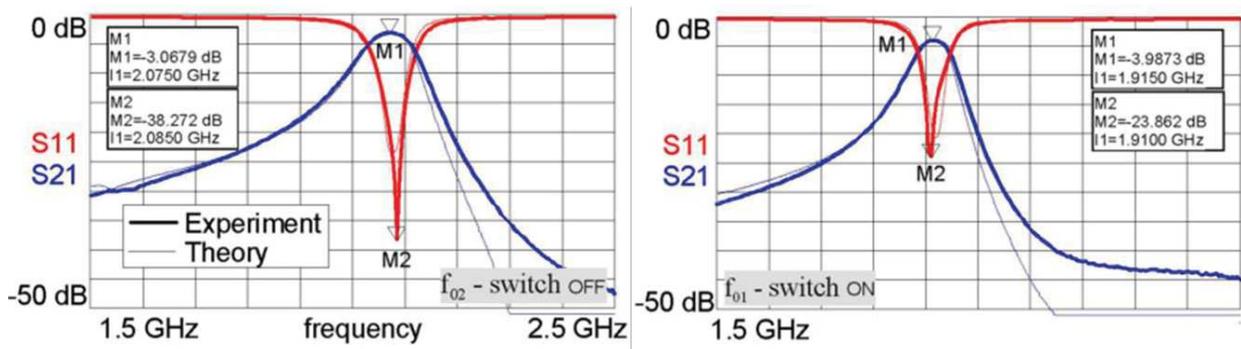


Figure 4.47 : Résultats de mesure du filtre interdigité accordable [32].

4.7 Les antennes planaires accordables

4.7.1 Antennes patchs accordables à éléments parasites

De nombreuses études portent sur l'accordabilité en diagramme de rayonnement des antennes, dont l'agilité réalisée à l'aide d'éléments parasites [34]–[40]. La Figure 4.48 représente une antenne patch à quatre éléments parasites. Dans cet exemple, chaque élément parasite peut être commandé individuellement pour faire varier la direction de l'antenne, par l'intermédiaire d'une diode PIN. Cependant, d'autres switches RF, tels que les MEMS ou les transistors, peuvent également remplir cette fonction. L'élément parasite fonctionne comme réflecteur lorsqu'il est connecté à la masse via le switch RF, et comme directeur lorsqu'il en est isolé. La Figure 4.49 présente l'évolution du diagramme de rayonnement de l'antenne lorsque :

- tous les éléments parasites sont court-circuités,
- seul l'élément A n'est pas court-circuité,
- seul l'élément B n'est pas court-circuité,
- seul l'élément C n'est pas court-circuité,
- seul l'élément D n'est pas court-circuité.

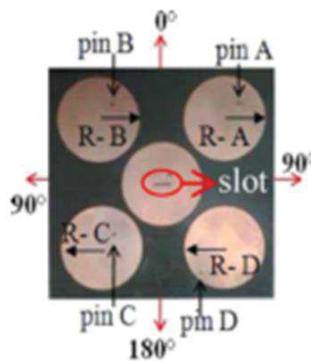


Figure 4.48 : Photographie d'une antenne patch à quatre éléments parasites [36].

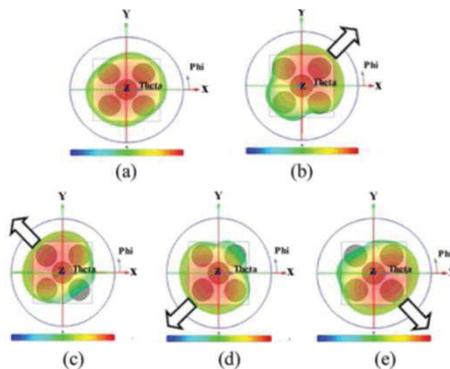


Figure 4.49 : Résultats de mesure de l'antenne patch à éléments parasites [36].

Dans ces antennes accordables en diagramme de rayonnement, au lieu d'utiliser des diodes PIN pour isoler ou connecter un élément parasite au plan de masse, l'idée que nous proposons est de doper tous les éléments parasites. La directivité de l'antenne serait alors contrôlée via la polarisation d'un ou plusieurs éléments dopés.

4.7.2 Antennes accordables en polarisation

Les antennes à polarisation accordable sont invariantes en termes de fréquence ou de diagramme de rayonnement. Une variation de la polarisation de l'antenne résulte de la variation du sens ou de la phase de la circulation des courants sur l'antenne, ceci soit par :

- la modification du circuit de polarisation [41]–[44],
- des courts-circuits entre l'élément rayonnant et la masse [45].

Les Figure 4.50 et Figure 4.51 sont deux exemples d'antennes accordables en polarisation, où la modification du circuit de polarisation est réalisée respectivement à partir de diodes varactors et de MEMS.

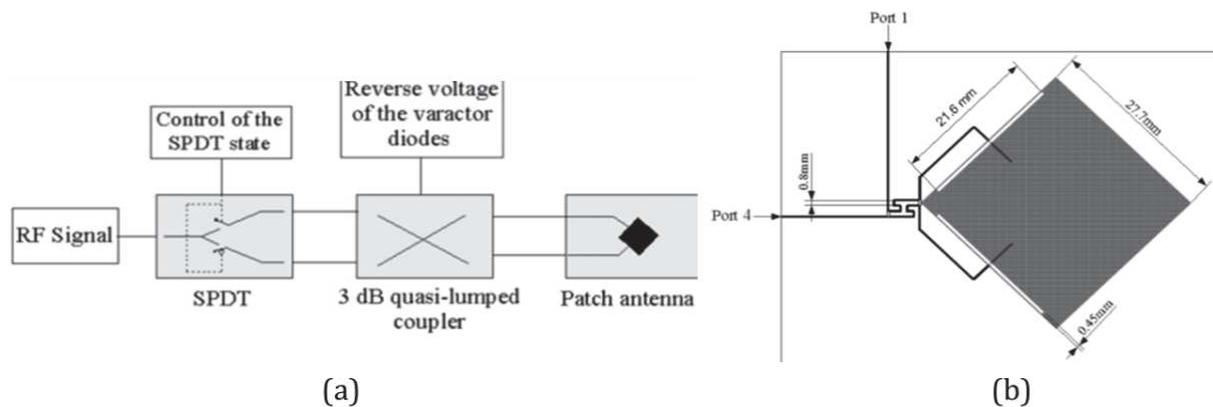


Figure 4.50 : (a) Topologie d'une antenne patch accordable en polarisation. (b) Dessin de l'antenne [43].

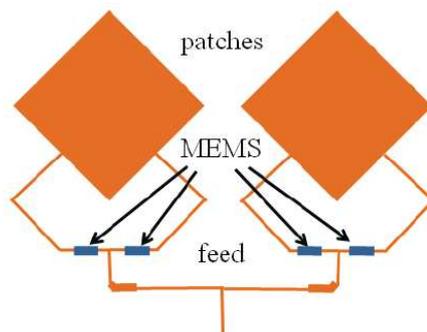


Figure 4.51: Antenne reconfigurable en polarisation à l'aide de MEMS [44].

Une topologie d'antenne accordable en polarisation à base de switches intégrés, que nous proposons, est illustrée à la Figure 4.52. En mode OFF, la ligne d'alimentation est celle de la voie 2 étant donné que le stub placé sur la voie 1 ramène un court-circuit à la fréquence de rayonnement de l'antenne. En mode ON, la voie 2 est court-circuitée, l'alimentation de l'antenne s'effectue alors par la voie 1.

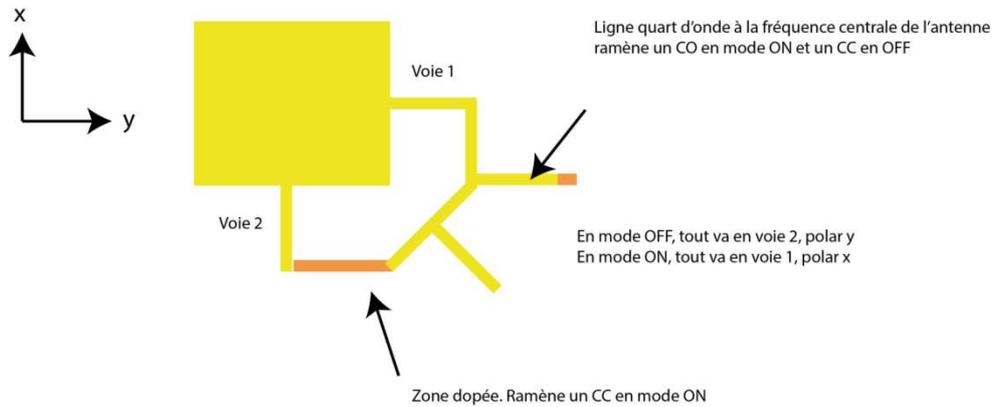


Figure 4.52 : Topologie d'une antenne patch accordable en polarisation.

4.8 Les déphaseurs reconfigurables

Les déphaseurs sont des dispositifs hyperfréquences très utilisés dans les applications à modulation de phase [46] ou d'antennes à balayage. L'agilité du diagramme de rayonnement est réalisée en appliquant une polarisation différente entre les éléments de l'antenne (Figure 4.53). L'antenne peut alors électriquement pointer dans différentes directions.

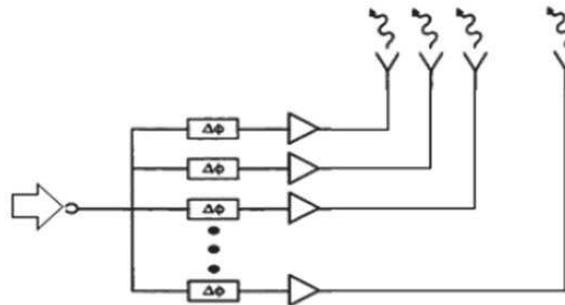


Figure 4.53 : Système d'antenne réseau à commande de phase [47].

Les déphaseurs peuvent également être réalisés à partir de lignes de longueur différentes, ce qui implique un retard du signal entre les différentes voies empruntées et par conséquent modifie sa phase. La Figure 4.54 illustre deux exemples de déphaseurs à ligne à retard à partir de diodes PIN et de MEMS.

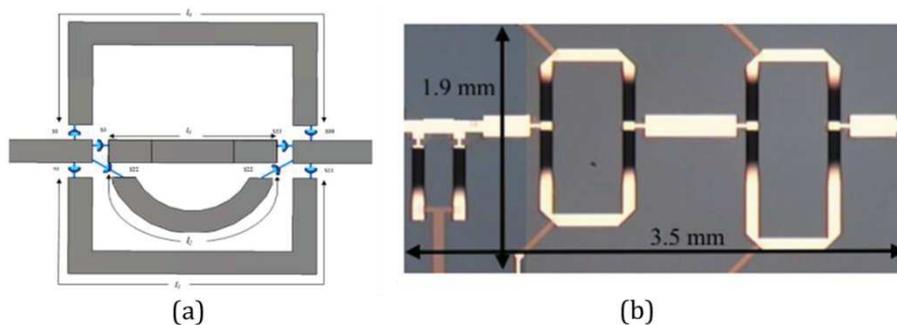


Figure 4.54 : Déphaseurs à lignes à retard (a) à diodes PIN [47] (b) à MEMS [48].

Une autre méthode pour concevoir des déphaseurs est basée sur des lignes périodiquement chargées par des capacités. Ces capacités modifient la vitesse de propagation du signal, et ainsi sa phase. Les Figure 4.55 et Figure 4.56 illustrent des photographies de déphaseurs réalisés respectivement à partir de diodes PIN et de MEMS, où les éléments d'accord sont placés le long de la ligne afin de créer plusieurs déphasages possibles.

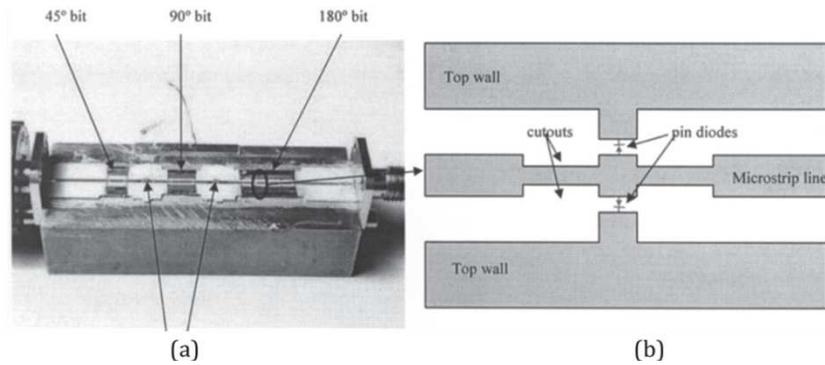


Figure 4.55 : Déphaseur à diodes PIN (a) Photographie. (b) Illustration du déphaseur [49].

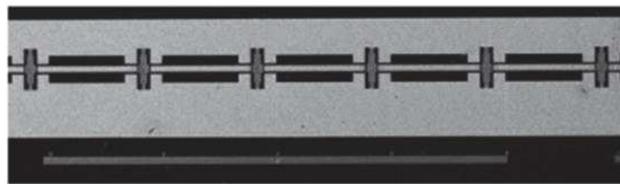


Figure 4.56 : Photographie d'un déphaseur à MEMS distribués le long d'une ligne de transmission sur un substrat silicium [50].

Si on remplace ces éléments d'accord par des switches intégrés en série (dont le concept est à valider), il serait alors possible de réaliser des déphaseurs à diodes intégrés dans le substrat.

4.9 Dispositifs accordables continus par variation capacitive

Les jonctions semi-conductrices peuvent être utilisées non seulement comme interrupteur comme nous l'avons montré jusqu'à présent, mais également en élément à capacités variables. Les perspectives ci-dessous impliquent une démonstration préalable de l'effet varactor adapté à notre concept et cela en fonction de la fréquence.

4.9.1 Solution d'amélioration du filtre à stubs accordable en fréquence centrale et en bande passante (à inverseurs accordables par des capacités variables)

Les filtres à stub accordables en fréquence centrale, présentés dans le chapitre 3, ont une plage de variation en fréquence limitée à cause des inverseurs qui ne sont pas accordables. Une solution d'accordabilité des inverseurs est étudiée dans [51] à base de MEMS. Les capacités liées aux MEMS permettent une adaptation dans les deux états de fonctionnement du filtre, dont les réponses sont données à la Figure 4.57. Ainsi, dans notre filtre, il faudrait modifier la structure des inverseurs avec des éléments à capacités variables. Ceux-ci pourraient être réalisés avec des jonctions différentes de celles qui composent les switchs intégrés. Il serait alors possible de modifier les impédances des inverseurs en fonction de la fréquence choisie et la plage de variation du filtre serait alors plus importante.

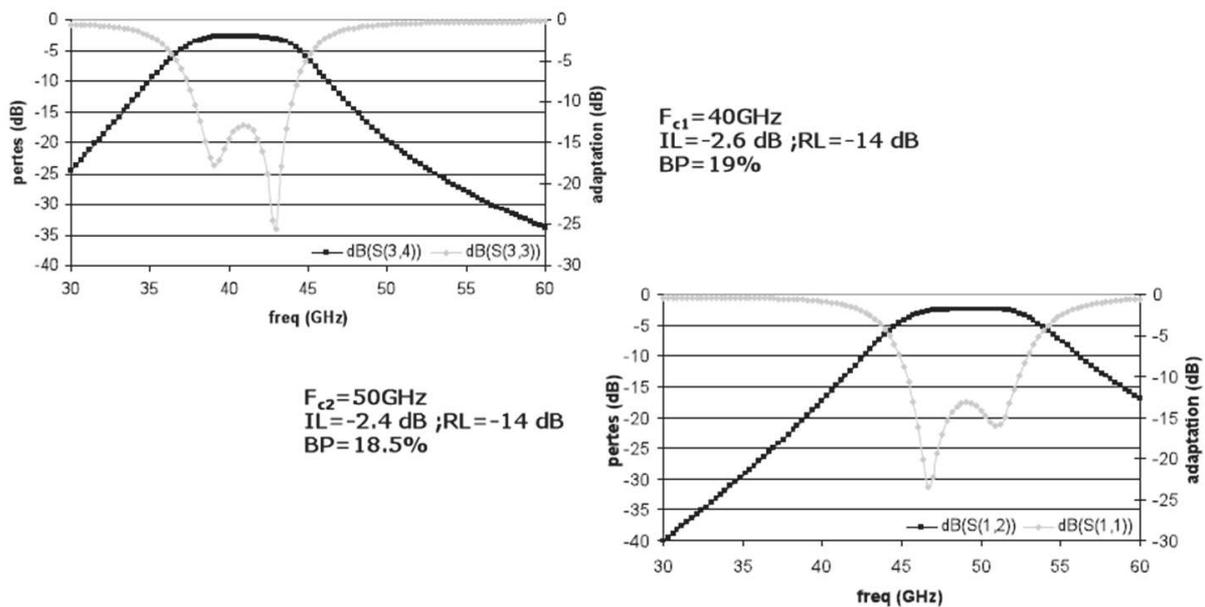


Figure 4.57 : Filtre accordable en fréquence centrale avec des inverseurs accordables [51].

4.9.2 Filtres à accordabilité continue

L'accordabilité continue est présente dans de nombreux dispositifs hyperfréquences (les filtres [15], [52]–[61], les antennes [62]) à partir de MEMS RF ou de diodes varactors. La Figure 4.58 représente deux exemples de filtres passe-bande à accord continu à partir de ces deux solutions. Or, la diode varactor est un composant à semi-conducteur, et après une étude plus approfondie de la jonction varactor, il serait possible de non plus intégrer un élément d'accord fonctionnant en mode ON / OFF, mais de contrôler la capacité de la jonction à partir de la tension de polarisation.

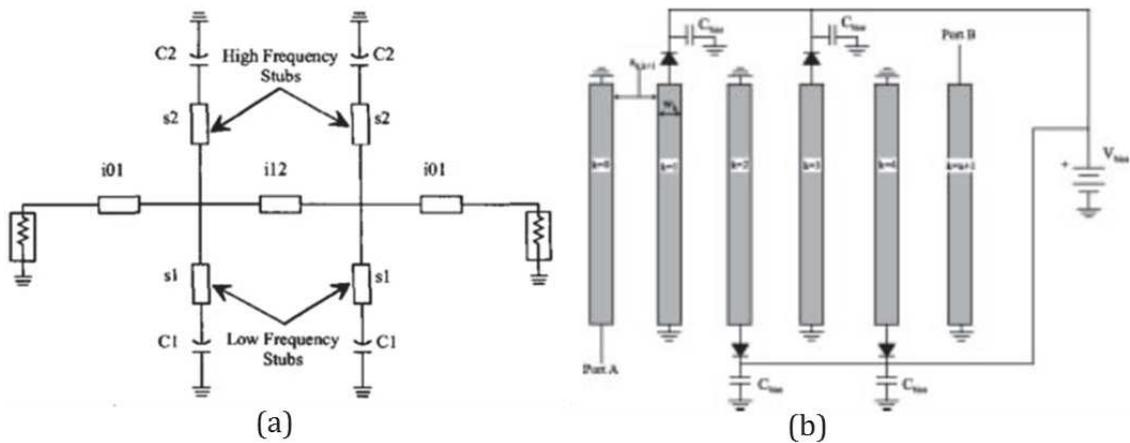


Figure 4.58 : (a) Filtre DBR accordable à MEMS [63]. (b) Filtre interdigité accordable à varactors [52].

4.10 Conclusion

Les travaux de cette thèse, en rupture avec l'état de l'art, de par une nouvelle démarche de co-conception de fonctions accordables intégrées, offrent de nombreuses perspectives auxquelles sont dédiées ce dernier chapitre.

Nous avons proposé des solutions d'améliorations des dispositifs étudiés dans le chapitre 3 en termes :

- d'utilisation de substrats de très haute résistivité,
- de gravure face arrière du silicium,
- de porosité du silicium,
- de conception de dispositifs sur un autre substrat semi-conducteur, tel que l'AsGa.

Nous avons montré que le niveau de pertes d'un substrat silicium diminue quand la fréquence augmente et ainsi des dispositifs hyperfréquences fonctionnant à des très hautes fréquences sont envisageables. La contrainte de cette montée en fréquence est liée à l'épaisseur du substrat, où le polissage des wafers peut s'avérer nécessaire, afin d'obtenir une bonne isolation du switch en mode ON.

De nombreuses perspectives ont été illustrées à partir de:

- switches en série, qui permettent une augmentation de la longueur physique du dispositif,
- la réalisation de filtres SIW, sans la nécessité de via, mais pour lesquels il faudrait améliorer la résistivité en mode ON,
- la possibilité de remplacer les diodes varactors dans les dispositifs à accord continu à capacités variables.

4.11 Bibliographie

- [1] “Le silicium poreux : nouvelles applications de ce matériau aux propriétés remarquables - L’Actualité Chimique.” [Online]. Available: <http://www.lactualitechimique.org/Le-silicium-poreux-nouvelles-applications-de-ce-materiau>.
- [2] G. G, D. T, K. S, and C. L, “Metal-Free Disordered Vertical Sub-Micron Silicon Wires Produced from Electrochemical p-Type Porous Silicon Layers,” *Electrochem. Solid State Lett.*, vol. 14, no. 8, pp. D81–D83, 2011.
- [3] J. Billoué, G. Gautier, and L. Ventura, “Integration of RF inductors and filters on mesoporous silicon isolation layers,” *Phys. status solidi*, vol. 208, no. 6, pp. 1449–1452, Jun. 2011.
- [4] G. E. Ponchak, I. K. Itotia, and R. F. Drayton, “Propagation Characteristics of Finite Ground Coplanar Waveguide on Si Substrates With Porous Si and Polyimide Interface Layers,” in *33rd European Microwave Conference, 2003*, 2003, pp. 45–48.
- [5] R. L. Peterson and R. F. Drayton, “Dielectric properties of oxidized porous silicon in a low resistivity substrate,” in *2001 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.01CH37157)*, 2001, vol. 2, pp. 767–770.
- [6] G. E. Ponchak, “RF Transmission Lines on Silicon Substrates,” in *29th European Microwave Conference, 1999*, vol. 1, pp. 158–161.
- [7] *Microwave Materials*. Springer Science & Business Media, 2013.
- [8] W. E. Courtney, “Complex Permittivity of GaAs and CdTe at Microwave Frequencies,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 25, no. 8, pp. 697–701, Aug. 1977.
- [9] C. B. Rogers, “Dielectric Constant and Loss Tangent of Semi-insulating GaAs at Microwave Frequencies,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 11, no. 11, p. 353, Nov. 1967.
- [10] A. E. Popa, “Materials Study for Millimeter Subcarrier Optical Modulators,” in *1973 IEEE G-MTT International Microwave Symposium*, 1973, pp. 295–296.
- [11] D. Lioubtchenko, S. Tretyakov, and S. Dudorov, *Millimeter-Wave Waveguides*. Springer Science & Business Media, 2007.
- [12] A. G. Engel and L. P. B. Katehi, “Low-loss monolithic transmission lines for submillimeter and terahertz frequency applications,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 39, no. 11, pp. 1847–1854, 1991.
- [13] S. M. Sze and K. K. Ng, *Physics of Semiconductor Devices*. 2006.
- [14] K. Buisman, *Device Realization, Characterization and Modeling for Linear RF Applications*. .
- [15] L. Athukorala and D. Budimir, “Compact Second-Order Highly Linear Varactor-Tuned Dual-Mode Filters With Constant Bandwidth,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 9, pp. 2214–2220, Sep. 2011.

- [16] R. & S. International, "Measuring with Modern Spectrum Analyzers - Application Note - 1MA201 -," 2013. [Online]. Available: https://www.rohde-schwarz.com/en/applications/measuring-with-modern-spectrum-analyzers-application-note_56280-36424.html.
- [17] L. Dussopt and G. M. Rebeiz, "Intermodulation distortion and power handling in RF MEMS switches, varactors, and tunable filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 4, pp. 1247–1256, Apr. 2003.
- [18] Skyworks, "SKY13298-360LF." [Online]. Available: <http://www.skyworksinc.com/uploads/documents/200797C.pdf>.
- [19] MACOM, "SW-393." [Online]. Available: <http://www.mouser.com/ds/2/249/SW-393-356419.pdf>.
- [20] Skyworks, "AS179-92LF." [Online]. Available: <http://www.skyworksinc.com>.
- [21] "ADG901/ADG902 Wideband, 40 dB Isolation at 1 GHz, CMOS 1.65 V to 2.75 V, SPST Switches Data Sheet (Rev. B) - ADG901_902-246502.pdf." [Online]. Available: http://www.mouser.com/ds/2/609/ADG901_902-246502.pdf.
- [22] Hittite, "HMC550A." [Online]. Available: <http://www.mouser.com>.
- [23] Triquint, "TQP4M0013-483372." [Online]. Available: <http://www.mouser.com>.
- [24] D. Deslandes and K. Wu, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 11, no. 2, pp. 68–70, Feb. 2001.
- [25] D. Deslandes and K. Wu, "Millimeter-wave substrate integrated waveguide filters," in *CCECE 2003 - Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering. Toward a Caring and Humane Technology (Cat. No.03CH37436)*, 2003, vol. 3, pp. 1917–1920.
- [26] Tae-Soon Yun, Hee Nam, Ki-Byoung Kim, and Jong-Chul Lee, "Iris Waveguide Bandpass Filter Using Substrate Integrated Waveguide (SIW) for Satellite Communication," in *2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, 2005, vol. 1, pp. 1–4.
- [27] D. Deslandes, "Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 2, pp. 593–596, Feb. 2003.
- [28] A. El Mostrah, B. Potelon, E. Rius, C. Quendo, and J.-F. Favennec, "C-band cross-coupled SIW filter using a novel topology of electric coupling." pp. 188–191, 2010.
- [29] G. L. Matthaei, B. M. Schiffman, E. G. Cristal, and L. A. Robinson, "Microwave Filters And Coupling Structures," Feb. 1963.
- [30] R. Mongia, *RF and Microwave Coupled-Line Circuits*. 1999.
- [31] D. L. Diedhiou, "Etude de dipositifs hyperfréquences accordables en technologie microfluidique," Université de Bretagne Occidentale, 2012.
- [32] F. Mahe, G. Tanne, E. Rius, C. Person, S. Toutain, F. Biron, L. Billonnet, B. Jarry, and P. Guillon, "Electronically Switchable Dual-Band Microstrip Interdigital Bandpass Filter For

- Multistandard Communication Applications,” in *30th European Microwave Conference, 2000*, 2000, pp. 1–4.
- [33] E. Fourn, A. Pothier, C. Champeaux, P. Tristant, A. Catherinot, P. Blondy, G. Tanne, E. Rius, C. Person, and F. Huret, “MEMS switchable interdigital coplanar filter,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 1, pp. 320–324, Jan. 2003.
- [34] G. Kumar and K. P. Ray, *Broadband Microstrip Antennas* -. 2003.
- [35] S.-H. Wi, Y.-S. Lee, and J.-G. Yook, “Wideband Microstrip Patch Antenna With U-Shaped Parasitic Elements,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 4, pp. 1196–1199, Apr. 2007.
- [36] M. Jusoh, T. Sabapathy, M. F. Jamlos, and M. R. Kamarudin, “Reconfigurable Four-Parasitic-Elements Patch Antenna for High-Gain Beam Switching Application,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 13, pp. 79–82, 2014.
- [37] T. Sabapathy, R. B. Ahmad, M. Jusoh, M. R. Kamarudin, and A. Alomainy, “A pattern-reconfigurable parasitic patch antenna using BAR and HPND PIN Diode,” in *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*, 2014, pp. 3444–3445.
- [38] M. Jusoh, M. F. Jamlos, M. R. Kamarudin, N. M. Nawawi, T. Sabapathy, and M. I. Jais, “Switchable parasitic patch antenna with beam steering for WiMAX application,” in *2013 IEEE Symposium on Wireless Technology & Applications (ISWTA)*, 2013, pp. 368–371.
- [39] S. Zhang, G. H. Huff, J. Feng, and J. T. Bernhard, “A Pattern Reconfigurable Microstrip Parasitic Array,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 10, pp. 2773–2776, Oct. 2004.
- [40] L. Petit, L. Dussopt, and J.-M. Laheurte, “MEMS-Switched Parasitic-Antenna Array for Radiation Pattern Diversity,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 9, pp. 2624–2631, Sep. 2006.
- [41] B. Kim, B. Pan, S. Nikolaou, Y.-S. Kim, J. Papapolymerou, and M. M. Tentzeris, “A Novel Single-Feed Circular Microstrip Antenna With Reconfigurable Polarization Capability,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 3, pp. 630–638, Mar. 2008.
- [42] Y.-F. Wu, C.-H. Wu, D.-Y. Lai, and F.-C. Chen, “A Reconfigurable Quadri-Polarization Diversity Aperture-Coupled Patch Antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 3, pp. 1009–1012, Mar. 2007.
- [43] F. Ferrero, C. Luxey, R. Staraj, G. Jacquemod, M. Yedlin, and V. Fusco, “A Novel Quad-Polarization Agile Patch Antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 5, pp. 1563–1567, May 2009.
- [44] R. L. Haupt and M. Lanagan, “Reconfigurable antennas,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 55, no. 1, pp. 49–61, 2013.
- [45] A. Khaleghi and M. Kamyab, “Reconfigurable Single Port Antenna With Circular Polarization Diversity,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 2, pp. 555–559, Feb. 2009.
- [46] N. S. Barker and G. M. Rebeiz, “Distributed MEMS transmission-line BPSK modulator,” *IEEE Microw. Guid. Wave Lett.*, vol. 10, no. 5, pp. 198–200, May 2000.

- [47] P. Anand, S. Sharma, D. Sood, and C. C. Tripathi, "Design of compact reconfigurable switched line microstrip phase shifters for phased array antenna," in *2012 1st International Conference on Emerging Technology Trends in Electronics, Communication & Networking*, 2012, pp. 1–3.
- [48] A. Stehle, G. Georgiev, V. Ziegler, B. Schoenlinner, U. Prechtel, H. Seidel, and U. Schmid, "RF-MEMS Switch and Phase Shifter Optimized for W-Band," in *2008 38th European Microwave Conference*, 2008, pp. 104–107.
- [49] S. Ortiz and A. Mortazawi, "Design and performance of a new digital phase shifter at X-band," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 14, no. 9, pp. 428–430, Sep. 2004.
- [50] G. Bartolucci, S. Catoni, F. Giacomozzi, R. Marcelli, B. Margesin, and D. Pochesci, "Realisation of distributed RF MEMS phase shifter with very low number of switches," *Electron. Lett.*, vol. 43, no. 23, p. 1290, 2007.
- [51] B. ESPANA, "Accordabilité des filtres à pertes," 2004.
- [52] A. R. Brown and G. M. Rebeiz, "A varactor-tuned RF filter," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 48, no. 7, pp. 1157–1160, Jul. 2000.
- [53] M. Makimoto and M. Sagawa, "Varactor Tuned Bandpass Filters Using Microstrip-Line Ring Resonators," in *MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1986, vol. 86, pp. 411–414.
- [54] E. Fourn, C. Quendo, E. Rius, A. Pothier, P. Blondy, C. Champeaux, J. C. Orlianges, A. Catherinot, G. Tanne, C. Person, and F. Huret, "Bandwidth and central frequency control on tunable bandpass filter by using MEMS cantilevers," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2003*, 2003, vol. 1, pp. 523–526.
- [55] B. Pillans, A. Malczewski, R. Allison, and J. Brank, "6-15 GHz RF MEMS tunable filters," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2005.*, 2005, pp. 919–922.
- [56] M. Sanchez-Renedo, R. Gomez-Garcia, J. I. Alonso, and C. Briso-Rodriguez, "Tunable combline filter with continuous control of center frequency and bandwidth," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 1, pp. 191–199, Jan. 2005.
- [57] M. A. El-Tanani and G. M. Rebeiz, "High-Performance 1.5–2.5-GHz RF-MEMS Tunable Filters for Wireless Applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 6, pp. 1629–1637, Jun. 2010.
- [58] G. Torregrosa-Penalva, G. Lopez-Risueno, and J. I. Alonso, "A simple method to design wide-band electronically tunable combline filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 1, pp. 172–177, 2002.
- [59] I. C. Hunter and J. D. Rhodes, "Electronically Tunable Microwave Bandpass Filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 30, no. 9, pp. 1354–1360, 1982.
- [60] Moon-Seok Chung, Il-Soo Kim, and Sang-Won Yun, "Varactor-Tuned Hairpin Bandpass Filter With An Attenuation Pole," in *2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, 2005, vol. 4, pp. 1–4.

- [61] A. Abbaspour-Tamijani, L. Dussopt, and G. M. Rebeiz, "Miniature and tunable filters using mems capacitors," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 7, pp. 1878–1885, Jul. 2003.
- [62] N. Behdad and K. Sarabandi, "A Varactor-Tuned Dual-Band Slot Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 2, pp. 401–408, Feb. 2006.
- [63] E. Fourn, C. Quendo, E. Rius, A. Pothier, P. Blondy, C. Champeaux, J. C. Orlianges, A. Catherinot, G. Tanne, C. Person, and F. Huret, "Bandwidth and central frequency control on tunable bandpass filter by using MEMS cantilevers," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2003*, 2003, vol. 1, pp. 523–526.

Conclusion générale

L'objectif principal des travaux menés dans le cadre de cette thèse est de valider le concept d'intégrabilité des éléments d'accord directement dans le substrat, ainsi que le développement d'une démarche de co-conception, et ceci dans l'objectif de concevoir des fonctions accordables complètement intégrées sur silicium.

En effet, à l'heure actuelle, ces fonctions sont réalisées à partir de composants passifs sur un substrat faible perte auquel on associe un (ou plusieurs) composant(s) reporté(s) pour les rendre accordables. Cela pose quelques problèmes non seulement dans la conception du circuit passif (contraintes liés à la taille de l'élément reporté et aux plages de report nécessaires au soudage), mais également dans l'apport d'éléments parasites liés à la mise en boîtier de l'élément d'accord et à l'interconnexion des deux parties. Ces composants d'accord reportés sont fabriqués à partir de jonctions semi-conductrices, ce qui a conduit notre étude vers le choix d'un substrat semi-conducteur. Malgré un niveau de pertes important en basses fréquences, le silicium est un matériau qui peut être intéressant pour les applications hyperfréquences. En effet, ses pertes peuvent être minimisées par l'utilisation de substrats tels que des substrats haute résistivité ou encore des technologies basées sur du silicium poreux. Par ailleurs, il s'agit d'un matériau peu coûteux par rapport à d'autres substrats semi-conducteurs, et par conséquent l'idée est de déterminer une méthode de co-conception, afin de définir de manière judicieuse des jonctions localisées ou distribuées pour concevoir des dispositifs accordables. Cela permet, lorsque l'on applique une tension de polarisation particulière, de modifier le comportement de la jonction et par conséquent de rendre le composant hyperfréquence accordable.

La difficulté est de prendre en compte les effets de la jonction semi-conductrice en fonction de la fréquence. En effet, il existe des logiciels capables de décrire le comportement électrique des composants semi-conducteurs et d'autres modélisant le comportement électromagnétique de dispositifs microondes. La solution que nous avons choisie pour cette co-conception est le couplage entre le logiciel Silvaco® et le logiciel HFSS™; couplage faible qui suppose que l'onde électromagnétique ne modifie pas la jonction.

Cette co-simulation a été développée sur un certain nombre de démonstrateurs et validée par la correspondance entre simulations et mesures, tels que les switches RF large bande qui présentent de faibles pertes d'insertion en mode OFF et une bonne isolation en mode ON.

Une fois le concept de base validé, d'autres fonctions hyperfréquences accordables ont été étudiées et réalisées, tels que :

- des résonateurs accordables,
- des filtres reconfigurables (passe-bas / passe-haut),
- des filtres accordables en bande passante,
- des filtres accordables en fréquence centrale et en bande passante,
- des guides d'ondes reconfigurables,
- des antennes accordables en fréquences.

Conclusion générale

Après réalisations et mesures de ces dispositifs, il s'est avéré que les résultats n'étaient pas au niveau des attentes espérées et que les circuits ont sans doute souffert de quelques problèmes de fabrication, que ce soit au niveau :

- des quantités de dopants insuffisants, ne permettant pas de commuter les dispositifs,
- de wafer de résistivité et de type de dopant non conformes à ceux demandés.
- de coupures de pistes liées à l'épaisseur d'oxyde trop importante par rapport à l'épaisseur de métallisation,
- mais également à cause de l'emploi de masques souples dont on a été contraint d'utiliser compte tenu de la phase de validation du concept. En effet, ces masques plastiques sont fabriqués à partir d'une imprimante haute résolution. Leurs inconvénients sont :
 - une résolution des lignes d'environ +/- 20 μm , ce qui fait une différence très importante lorsque les largeurs originales sont de l'ordre de 30 μm ,
 - des masques opaques pas suffisamment occultant,
 - des impuretés dans les zones « blanches » des masques,
 - un masque attirant la poussière lors des étapes de fabrications, ce qui implique d'autant plus d'impuretés dans les zones dopées et ainsi des tailles de jonctions plus petites que prévues.

Les simulations et les mesures présentées dans le chapitre 3 ont toutes été réalisées à partir des mêmes caractéristiques technologiques. Pour compléter ces mesures, il est nécessaire d'effectuer des mesures de linéarité et de tenue en puissance de la jonction N⁺PP⁺. Par ailleurs, le banc de mesure d'antennes étant en cours de développement, il est également envisagé de mesurer les diagrammes de rayonnement des antennes, afin d'évaluer leurs gains et leurs efficacités.

Les circuits étudiés dans le chapitre 3, tels que les filtres accordables en fréquence centrale et/ou en bande passante, les guides d'ondes, ainsi que les antennes accordables en fréquence, sont actuellement en cours de fabrication.

Des améliorations basées sur des technologies différentes ont été présentées dans le chapitre 4. Elles offrent de nombreuses perspectives en termes de topologies de filtres accordables (filtres SIW, interdigités...), d'antennes accordables (en fréquence, en diagramme de rayonnement...) ou de déphaseurs. D'autres jonctions de types diodes varactors pourraient être intégrées dans le substrat et ainsi concevoir des dispositifs à accord continu.

Annexe

Dans notre étude, la hauteur h du guide est définie par l'épaisseur du substrat, afin d'obtenir une fréquence de coupure relativement faible, la largeur a et la longueur l de celui-ci doit être suffisamment grande. $a \gg h$, implique un mode de propagation TE_{10} .

Une cavité est un guide complètement fermé. De même que pour le guide, la fréquence de résonance d'une cavité du mode de résonance TE_{101} (Equation 40) est calculée à partir de ces dimensions géométriques.

$$f_{101} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left[\left(\frac{1}{2a}\right)^2 + \left(\frac{0}{2h}\right)^2 + \left(\frac{1}{2l}\right)^2\right]} \quad (40)$$

l est la longueur de la cavité.

Ainsi, la Fig. 1 illustre la variation de la fréquence de résonance de la cavité en fonction de ses dimensions géométriques (excepté la hauteur qui n'intervient pas dans le calcul de la fréquence de résonance d'un mode TE_{101}). Plus les dimensions de la cavité sont grandes, plus sa fréquence de résonance est faible.

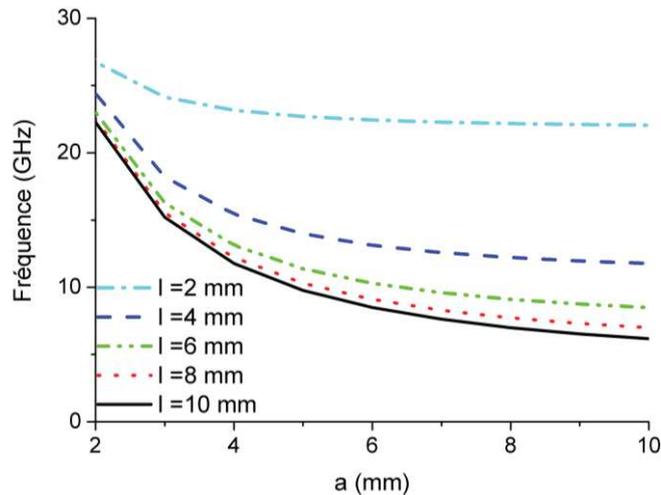


Fig. 1 : Fréquence de résonance de la cavité en fonction de ses dimensions.

Ainsi, les facteurs de qualité sont étudiés par la suite à partir d'une cavité rectangulaire, dont les quatre parois verticales sont réalisées à partir de zones dopées polarisées en direct. Le facteur propre de la cavité Q_{pr} peut être calculé, en fonction des coefficients de qualité liés au diélectrique Q_d et aux conducteurs Q_c utilisés, à partir de l'équation (41) :

$$\frac{1}{Q_{pr}} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} \quad (41)$$

Le coefficient de qualité des pertes diélectriques, pour un substrat silicium, peut être déterminé à partir de l'équation (42) :

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta} = \frac{1}{\frac{1}{\epsilon \omega \rho} + 0.0018} \quad (42)$$

La Fig. 2 représente l'évolution du coefficient de qualité des pertes diélectriques de la cavité, en fonction de la résistivité du substrat et de sa fréquence de résonance. On constate que, plus la résistivité du substrat est élevée, plus le coefficient de qualité est fort. Par ailleurs, plus les dimensions de la cavité sont faibles (plus la fréquence de résonance est élevée), plus le coefficient de qualité diélectrique est élevé.

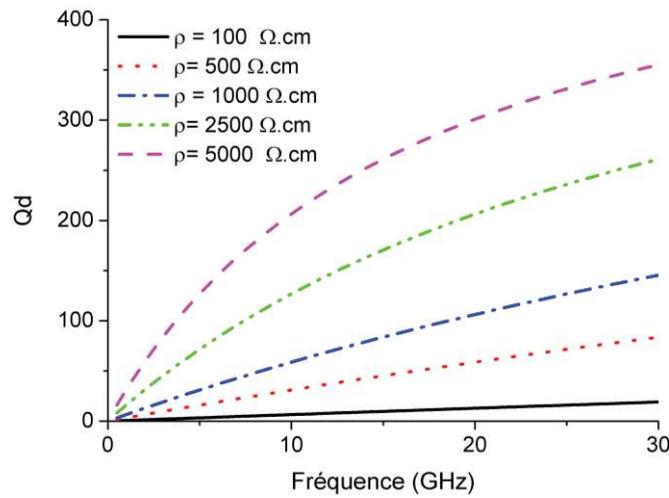


Fig. 2 : Coefficient de qualité diélectrique en fonction de la fréquence de résonance de la cavité et de la résistivité du substrat.

Concernant le coefficient de qualité lié aux pertes conductrices, il faut découpler les parois horizontales constituées d'aluminium de conductivité $37,7 \times 10^6$ S/m et les parois verticales réalisées à partir du switch électrique dont la conductivité varie en fonction des quantités de dopage et de la tension de polarisation. Le coefficient de qualité lié aux pertes ohmiques d'une cavité métallique peut être calculé à partir de l'équation (43) :

$$Q_c = \frac{w k_{r101}^2 Z_0^2 a^3 l^3 h \epsilon_0}{2\pi^2 R_m (2a^3 h + 2l^3 h + a^3 l + l^3 a)} \quad (43)$$

avec k_{r101} (Equation 44), le nombre d'onde à la fréquence de résonance de la cavité, tel que :

$$k_{r101} = \sqrt{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{0}{h}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{l}\right)^2} \quad (44)$$

Dans l'équation 43, les résistances des parois, R_m , apparaissent et dépendent de la conductivité des matériaux. Elles sont déterminées à partir de la relation (45) :

$$R_m = \frac{1}{\sigma \delta_s} \quad (45)$$

où δ_s (Equation 46) correspond à la surface de conduction, telle que :

$$\delta_s = \frac{1}{\sqrt{\pi \mu \sigma f_{r101}}} \quad (46)$$

Ainsi, il est nécessaire de calculer les deux résistances superficielles des parois R_{m1} et R_{m2} , liées respectivement à σ_1 la conductivité de l'aluminium et à σ_2 celle des parois verticales obtenues en polarisation directe des jonctions. Le coefficient de qualité de la cavité liée aux pertes conductrices peut ainsi être déterminé (Equation 47), à partir du découplage des parois de la cavité, tel que :

$$Q_c = \frac{w k_{r101}^2 Z_0^2 a^3 l^3 h \epsilon_0}{2\pi^2 [R_{m1}(a^3 l + l^3 a) + R_{m2}(2a^3 h + 2l^3 h)]} \quad (47)$$

La Fig. 3 illustre la variation du coefficient de qualité des pertes conductrices en fonction de la résistivité en mode ON sous la zone dopée (inversement proportionnelle à σ_2). On constate que, plus la cavité est grande et plus la résistivité en mode ON est faible, plus le coefficient de qualité est élevé. Avec une résistivité proche de 0 en mode ON, le coefficient de qualité Q_c est supérieure à 500 pour une fréquence inférieure à 12 GHz (12 GHz est la fréquence de résonance qui correspond à une cavité de dimensions 5 mm x 5 mm).

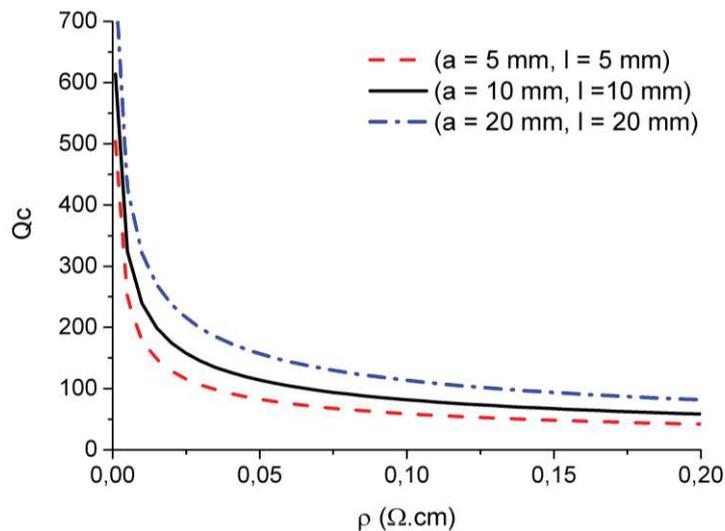


Fig. 3 : Facteur de qualité lié aux pertes conductrices en fonction des dimensions de la cavité et de la résistivité en mode ON des jonctions.

Ainsi, la Fig. 4 représente le facteur de qualité total de la cavité en fonction des dimensions de celle-ci et de sa résistivité obtenue en mode ON, lorsque le switch intégré a les caractéristiques suivantes :

- épaisseur du substrat : 675 μm ,
- résistivité du substrat : 2500 $\Omega\cdot\text{cm}$.

On constate que plus la cavité est petite et plus la résistivité en mode ON est faible, plus le coefficient de la cavité est élevé.

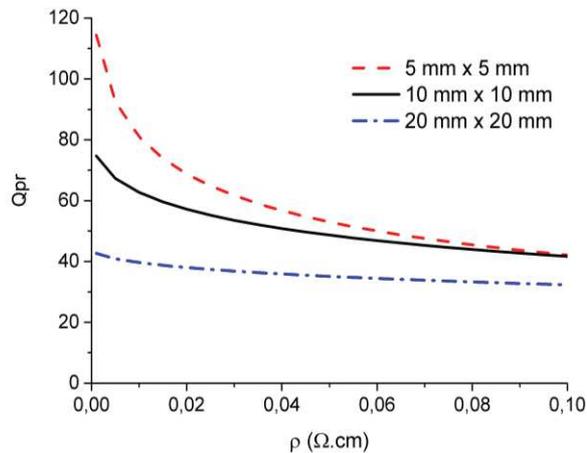


Fig. 4 : Facteur de qualité propre d'une cavité en fonction de la résistivité, en mode ON, du switch. (Substrat d'épaisseur 675 μm et de résistivité 2500 $\Omega\cdot\text{cm}$).

Le facteur de qualité propre d'une cavité réalisée par des jonctions en polarisation directe, est trop faible pour rivaliser avec des technologies SIW [19], dont le facteur de qualité est supérieur à 250. En effet, il a été montré que le facteur de qualité lié aux pertes diélectriques Q_d croît avec la fréquence à l'inverse du facteur de qualité lié aux pertes conductrices (Fig. 5).

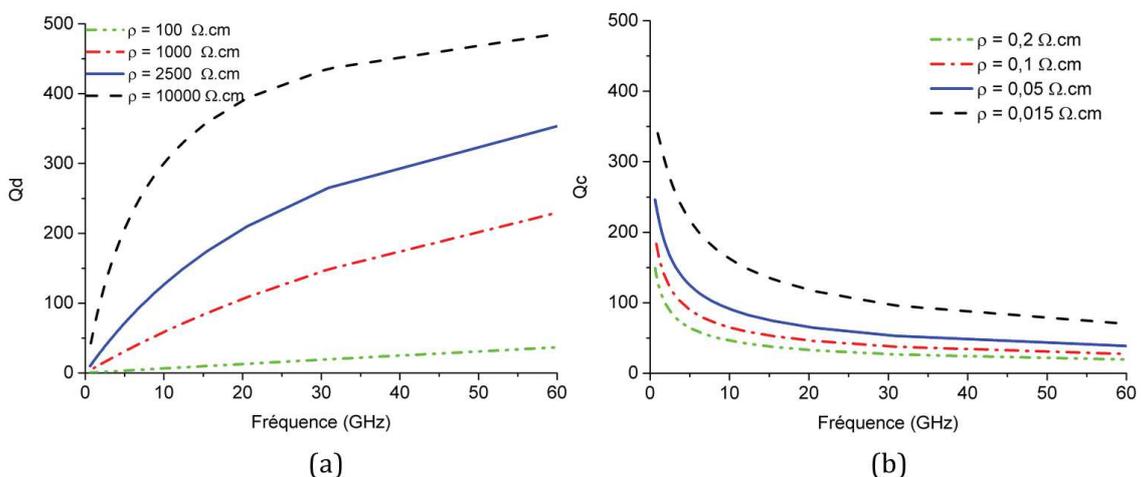


Fig. 5 : Coefficients de qualité (a) Lié aux pertes diélectriques. (b) Lié aux pertes conductrices.

Pour avoir un coefficient de qualité lié aux pertes diélectriques supérieur à 200, il faut :

- une résistivité de substrat égale à 1000 $\Omega.cm$ et $f > 55$ GHz,
- une résistivité de substrat égale à 2500 $\Omega.cm$ et $f > 18$ GHz,
- une résistivité de substrat égale à 10000 $\Omega.cm$ et $f > 4,7$ GHz.

Pour avoir un coefficient de qualité lié aux pertes conductrices supérieur à 200, il faut :

- une résistivité en mode ON égale à 0,05 $\Omega.cm$ et $f < 1,5$ GHz,
- une résistivité en mode ON égale à 0,015 $\Omega.cm$ et $f < 6,2$ GHz.

Ainsi, avec la jonction N⁺PP⁺ et une épaisseur du substrat égal à 675 μm , les facteurs de qualité Q_d et Q_c sont tous les deux supérieurs à 200 seulement si la fréquence de fonctionnement est comprise entre 4,7 GHz et 6,2 GHz, avec une résistivité de substrat supérieure à 10000 $\Omega.cm$ et une résistivité en mode ON inférieure à 0,015 $\Omega.cm$. Dans ces conditions, si Q_d et Q_c sont tous les égaux à 200, le facteur de qualité total de la cavité n'est seulement que de 100.

Si l'épaisseur du substrat choisi est supérieure à $h = 1$ mm, le coefficient lié aux pertes diélectriques reste inchangé, alors que le coefficient lié aux pertes conductrices est amélioré (Fig. 6). Avec une résistivité en mode ON égale à 0,015 $\Omega.cm$, il est supérieur à 200 pour une fréquence inférieure à 6,5 GHz (au lieu de 6,2 GHz pour une hauteur de substrat égale à 675 μm). Pourtant le coefficient de qualité totale de la cavité n'est seulement égal à 110, si toutes les conditions suivantes sont réunies :

- épaisseur de substrat : $h = 1$ mm,
- résistivité du substrat : $\rho = 10000 \Omega.cm$,
- résistivité en mode ON des parois verticales : $\rho = 0,015 \Omega.cm$,
- fréquence de résonance de la cavité : $F = 5$ GHz.

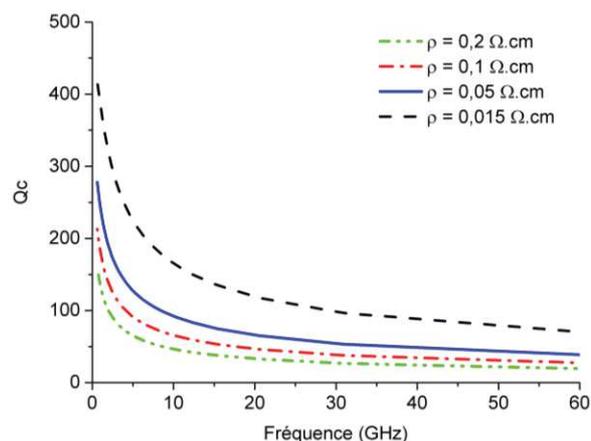


Fig. 6 : Coefficient de qualité lié aux pertes conductrices pour $h = 1$ mm.

Le coefficient de qualité total est essentiellement limité par la résistivité en mode ON des parois verticales, une solution d'amélioration de ce coefficient de qualité serait d'augmenter les concentrations des zones dopées pour augmenter la conductivité de parois (augmentation du facteur de qualité lié aux pertes conductrices), cependant, cette concentration est proche des limites technologiques. Une autre solution consisterait à réaliser des membranes sous les zones dopées.

Titre de la thèse : Modélisation et co-conception de dispositifs accordables sur substrat semi-conducteur : étude d'une nouvelle démarche de co-conception.

Résumé :

Compte tenu de la multiplication des standards dans le domaine des télécommunications, l'accordabilité au sein des systèmes est devenu une priorité en termes d'intégration et de coût. Un seul circuit accordable doit ainsi permettre d'adresser plusieurs normes. Dans la gamme des hyperfréquences, en technologie planaire, la fonction accordable (filtre ou antenne) est actuellement un dispositif passif distribué sur lequel sont reportés un ou plusieurs éléments d'accords. Il est ainsi possible de faire varier au moins une des caractéristiques du dispositif (fréquence centrale et/ou bande passante pour les filtres et fréquence de résonance, diagramme de rayonnement ou mode de polarisation pour les antennes). Le circuit passif étant distribué, pour assurer la propagation de l'onde, un matériau diélectrique faible pertes est généralement utilisé. Cependant, l'ajout d'éléments d'accord engendre des pertes et des perturbations liées au report du composant (éléments parasites au niveau de l'interconnexion et des discontinuités composant d'accord-dispositif passif, et de la mise en boîtier du composant reporté). Enfin, cette manière de réaliser des fonctions accordables rend peu flexible la conception (dimensions et localisation du composant d'accord et de la fabrication (perçage et métallisation pour les vias).

Dans ce contexte, nous proposons de co-concevoir des fonctions hyperfréquences accordables sur un substrat semi-conducteur sur lequel il est à la fois possible de réaliser le composant d'accord et le dispositif passif distribué. Cette co-conception du circuit passif et de son élément d'accord permet d'éliminer toutes les contraintes liées au report de composant, au perçage de via métallique et apporte une grande flexibilité au niveau du dimensionnement de la zone dopée. En effet, elles peuvent être soit localisées ou distribuées. Toutefois, ce concept nécessite que le support semi-conducteur soit à la fois compatible à la propagation de l'onde et à la réalisation de l'élément d'accord. Ces travaux de thèse ont permis de lever ce verrou en proposant des compromis permettant la réalisation de composants accordables validés par des démonstrateurs sur technologie silicium.

Au cours de ces travaux, une ligne de transmission micro-ruban et un composant d'accord de type switch ont été co-conçus. De très bonnes performances, validées par la mesure, ont été obtenues. De plus, une démarche de co-simulation a été proposée pour prendre en compte les effets semi-conducteurs dans la simulation électromagnétique.

Le concept ayant été validé, il a été ensuite appliqué à des dispositifs accordables relativement simples afin de montrer le potentiel de cette démarche (en termes de performances et de flexibilité de conception), tels que des filtres accordables, des guides d'ondes de type SIW (Substrate Integrated Waveguide) reconfigurables ou encore des antennes accordables en fréquence. Ces travaux font également apparaître de nombreuses perspectives pour la réalisation de nouvelles topologies de filtres accordables (filtres SIW, interdigités...), d'antennes accordables (en fréquence, en diagramme de rayonnement...) ou de déphaseurs. Enfin, un potentiel a été identifié pour de nouvelles topologies de fonctions accordables en continu à base de jonction de type diodes varactors (composants à capacités variables).

Mots clés : Accordabilité, Filtres, Antennes, Semi-conducteurs, Modélisation, Technologie Silicium, Switchs RF.

Title: Modeling and co-design of tunable devices on a semiconductor substrate: study of a new co-design approach.

Abstract :

Given the proliferation of standards in telecommunication systems, tunability is becoming a priority both in terms of integration and cost. A single tunable circuit needs to be able to work according to several different standards. Nowadays, a tunable function (filter or antenna) in planar technology is a passive distributed device to which some active tuning elements are soldered. At least one characteristic of the device can therefore be varied (the central frequency and/or the bandwidth in the case of a filter; or the resonant frequency, radiating pattern or polarization mode in the case of an antenna). Because passive devices are distributed in order to propagate the electromagnetic wave, they are often designed on a dielectric substrate to minimize losses. However, the addition of tuning elements causes some additional losses and disturbances (some parasitic effects can arise due to the packaging or the interconnection and discontinuities between active and passive parts). Finally, these tunable functions reduce the flexibility of the design (due to the size and localization of the active tuning elements) and manufacturing (due to drilling and via metallization).

In this context, we propose to co-design tunable microwave functions on a semiconductor substrate on which it is possible to build both the tunable element and the passive distributed component. This co-design between the passive and active parts removes the constraints related to the tuning elements and drilling of via holes. The concept offers a greater flexibility with regard to the size of doped areas, allowing them to be either localized or distributed. However, this approach requires the substrate to be compatible with the propagation of the electromagnetic field and with the design of the tunable element. The work of this thesis makes it possible to overcome such obstacles by proposing some tradeoffs allowing the design and the manufacture of tunable microwave components in silicon technology, which have been validated by demonstrator circuits.

During this work, a microstrip transmission line and a switch were co-designed. Good performances were obtained both in simulations and measurements. Moreover, a co-simulation approach is proposed to take into account the semiconductor effects in electromagnetic simulations.

Once validated, this concept was applied to other relatively simple tunable devices to show the potential of this approach (in terms of performances and design flexibility). Applications included tunable filters, reconfigurable waveguides (such as SIW: Substrate Integrated Waveguides) and frequency-tunable antennas. This study showed promising results for the design of new tunable filter topologies (SIW filters, coupled-line filters), tunable antennas (in resonant frequency or radiation pattern) and phase shifters. Finally, the approach shows potential for continuous tunable functions based on varactor diodes (with capacitance variation).

Keywords: Tunability, Filters, Antennas, Semiconductors, Modeling, Silicon Technology, RF Switches