



**HAL**  
open science

# ETUDE, REALISATION ET CARACTERISATION D' INTERCONNEXIONS RADIOFREQUENCES POUR LES CIRCUITS INTEGRES DES GENERATIONS A VENIR

Anna Triantafyllou

► **To cite this version:**

Anna Triantafyllou. ETUDE, REALISATION ET CARACTERISATION D' INTERCONNEXIONS RADIOFREQUENCES POUR LES CIRCUITS INTEGRES DES GENERATIONS A VENIR. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Joseph-Fourier - Grenoble I, 2006. Français. NNT: . tel-00085172

**HAL Id: tel-00085172**

**<https://theses.hal.science/tel-00085172>**

Submitted on 11 Jul 2006

**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.





*Στους γονείς μου Ιωάννη και Αλεξάνδρα,  
και στον αδερφό μου Νίκο*

*Στην αστείρευτη αγάπη μου  
Κριστόφ*



|  |           |
|--|-----------|
| <b>INTRODUCTION GENERALE .....</b>   | <b>7</b>  |
| <b>CHAPITRE 1 : LIMITATIONS DES INTERCONNEXIONS ET SOLUTIONS INNOVANTES .....</b>                        | <b>11</b> |
| 1.1. LES INTERCONNEXIONS DANS LES CIRCUITS INTEGRES .....  | 12        |
| 1.1.1. Les interconnexions intra-puce .....  | 12        |
| 1.1.1.1. L'architecture du réseau .....  | 12        |
| 1.1.1.2. L'évolution des paramètres électriques .....  | 14        |
| 1.1.1.3. La distribution des signaux d'horloge .....   | 16        |
| 1.1.2. L'impact de l'évolution technologique .....   | 17        |
| 1.1.2.1. Le retard à la propagation du signal .....  | 17        |
| 1.1.2.2. L'insertion des répéteurs .....   | 19        |
| 1.1.2.3. Le décalage (skew) de la distribution des signaux d'horloge .....                               | 20        |
| 1.1.2.4. La consommation de puissance .....  | 22        |
| 1.1.2.5. Le débit global .....   | 23        |
| 1.2. LES SOLUTIONS INNOVANTES .....  | 24        |
| 1.2.1. Les interconnexions 3D.....   | 24        |
| 1.2.2. La voie optique.....  | 25        |
| 1.3. LES INTERCONNEXIONS RF .....  | 27        |
| 1.3.1. Interconnexions RF- guidées .....   | 28        |
| 1.3.2. Interconnexions RF sans fils.....   | 29        |
| 1.3.3. Faisabilité et défis des interconnexions RF sans fils .....                                       | 33        |
| 1.3.3.1. La vitesse de propagation du signal .....   | 33        |
| 1.3.3.2. La consommation de puissance .....  | 34        |
| 1.3.3.3. Les interférences électromagnétiques.....   | 35        |
| 1.3.3.4. L'intégration des antennes.....   | 35        |
| 1.4. OBJECTIF DE L'ETUDE : EVALUER LA FAISABILITE ET L'INTEGRABILITE DES INTERCONNEXIONS SANS FILS ..... | 37        |
| REFERENCES.....  | 39        |
| <b>CHAPITRE 2 : MODELISATION ELECTROMAGNETIQUE DES ANTENNES INTEGREES .....</b>                          | <b>43</b> |
| 2.1. ANTENNE EN ESPACE LIBRE .....   | 44        |
| 2.1.1. Définition des paramètres principaux des antennes [Bal-97] .....                                  | 44        |
| 2.1.1.1. Le diagramme de rayonnement.....  | 44        |
| 2.1.1.2. Régions de rayonnement.....   | 45        |
| 2.1.1.3. Directivité, efficacité et gain .....   | 46        |
| 2.1.1.4. Impédance d'entrée .....  | 48        |
| 2.1.2. Méthode de modélisation .....   | 48        |
| 2.1.2.1. Principe de la méthode .....  | 49        |
| 2.1.2.2. Calcul de la matrice de répartition [S].....  | 50        |
| 2.2. ANTENNE INTEGREE SUR SILICIUM.....  | 52        |
| 2.2.1. Modélisation des antennes sur silicium .....  | 53        |
| 2.2.1.1. Théorie des antennes sur substrat .....   | 53        |
| 2.2.1.2. Guide d'onde ouvert .....   | 56        |
| 2.2.2. Influence du substrat multi couche .....  | 57        |
| 2.2.2.1. Conception de la structure d'étude .....  | 58        |
| 2.2.2.2. Variation de l'épaisseur du silicium .....  | 63        |
| 2.2.2.3. Variation de la résistivité du silicium.....  | 66        |
| 2.2.2.4. Influence du diélectrique mince .....   | 70        |

|  |            |
|--|------------|
| 2.2.2.5. Influence de la métallisation en face arrière .....   | 73         |
| 2.2.2.6. Comparaison entre substrat Si-bulk et SOI .....   | 74         |
| 2.2.2.7. L'impact du réseau d'interconnexions .....  | 76         |
| <b>2.3. LA ZONE D'EXCLUSION DU METAL .....</b>   | <b>79</b>  |
| 2.3.1. L'impact de la géométrie de la zone d'exclusion .....   | 79         |
| 2.3.2. Effet du substrat sur la zone d'exclusion .....   | 82         |
| <b>2.4. CONCLUSIONS .....</b>  | <b>85</b>  |
| <b>REFERENCES.....</b>   | <b>86</b>  |
| <b>CHAPITRE 3 : VALIDATION EXPERIMENTALE DES PERFORMANCES DES ANTENNES INTEGREES .....</b>             | <b>89</b>  |
| <b>3.1. INTEGRATION ET CARACTERISATION DES STRUCTURES DE TEST .....</b>                                | <b>90</b>  |
| 3.1.1. Technologie d'intégration .....   | 90         |
| 3.1.2. Conception des antennes .....   | 91         |
| 3.1.3. Méthode de mesure hyperfréquence .....  | 93         |
| 3.1.4. Exemple de caractérisation d'une paire d'antennes .....   | 95         |
| 3.1.5. Impact de l'excitation.....   | 98         |
| <b>3.2. PERFORMANCES DES ANTENNES INTEGREES .....</b>  | <b>102</b> |
| 3.2.1. Influence de l'épaisseur du substrat .....  | 103        |
| 3.2.2. Influence de la résistivité du substrat.....  | 106        |
| 3.2.3. Effet des "dummies" .....   | 110        |
| 3.2.4. Comparaison entre simulation et mesure .....  | 113        |
| <b>3.3. CONCLUSIONS .....</b>  | <b>118</b> |
| <b>REFERENCES.....</b>   | <b>119</b> |
| <b>CHAPITRE 4 : INTERFERENCES ELECTROMAGNETIQUES ENTRE LES ANTENNES ET LES CIRCUITS INTEGRES .....</b> | <b>121</b> |
| <b>4.1. CONCEPTION DES MOTIFS DE TEST .....</b>  | <b>122</b> |
| 4.1.1. Structures dédiées à l'impact de métallisation.....   | 122        |
| 4.1.2. Structures dédiées aux effets de couplage.....  | 125        |
| <b>4.2. PERFORMANCES DES ANTENNES EN PRESENCE DE METALLISATIONS.....</b>                               | <b>126</b> |
| 4.2.1. Impact de la métallisation.....   | 127        |
| 4.2.2. Effet de l'épaisseur et de la résistivité du substrat.....                                      | 135        |
| <b>4.3. ETUDE DU COUPLAGE PARASITE.....</b>  | <b>139</b> |
| 4.3.1. Couplage entre antennes et lignes .....   | 139        |
| 4.3.2. Effet de l'orientation des lignes .....   | 142        |
| 4.3.3. Influence du substrat sur le couplage antenne ligne .....                                       | 144        |
| 4.3.4. Comparaison du couplage antenne-ligne et ligne-ligne.....                                       | 146        |
| <b>4.4. CONCLUSIONS .....</b>  | <b>148</b> |
| <b>CONCLUSIONS GENERALES .....</b>   | <b>151</b> |
| <b>PUBLICATIONS ET CONFERENCES.....</b>  | <b>155</b> |
| <b>REMERCIEMENTS.....</b>  | <b>157</b> |

## INTRODUCTION GENERALE

Les interconnexions ont fortement évolué avec l'intégration des circuits :

- Les circuits à lampes de la première moitié du XX siècle comportaient des composants reliés entre eux par des fils soudés (interconnexions en volume).
- Les circuits imprimés comportaient des composants reliés entre eux par des bandes de cuivre en surface d'un support isolant (interconnexions en surface).
- Les circuits intégrés actuels contiennent des composants reliés entre eux par des bandes conductrices à l'intérieur du circuit.

Les progrès de la microélectronique sont dus pour l'essentiel à la réduction de la taille des transistors élémentaires. Cependant, alors que la diminution des dimensions des composants améliore leur comportement, elle conduit à une augmentation des délais de propagation et de puissance consommée dans les interconnexions. Ainsi pour les technologies actuelles, le temps de transport de l'information sur les pistes métalliques domine sur le temps de commutation des portes logiques. Même si de nouveaux matériaux apparaissent, il est certain que les interconnexions constituent dès à présent un goulot d'étranglement sur le chemin des performances accrues.

L'utilisation des interconnexions sans fils est une des solutions alternatives potentielles qui permettront de lever les verrous imposés par les interconnexions conventionnelles.

Le travail que nous proposons dans ce mémoire consiste à évaluer la faisabilité des interconnexions sans fils, comme solution alternative pour résoudre les limitations des interconnexions traditionnelles du couple cuivre – isolant. Nos recherches se sont déroulées dans le cadre d'une collaboration entre STMicroelectronics et l'IMEP (Institut de Microélectronique Electromagnétisme et Photonique). Ce document est organisé en quatre parties.

Dans le premier chapitre nous présentons tout d'abord l'état de l'art et la nécessité d'introduction de systèmes d'interconnexions innovants, en exposant les limitations imposées sur leurs performances par l'évolution de la technologie. L'augmentation du retard des signaux véhiculés, la surface nécessaire et la puissance consommée constituent les motivations principales pour l'étude de nouvelles architectures. Une attention particulière est portée sur la distribution des signaux d'horloge. L'augmentation de la fréquence et la diminution de la période des signaux transmis limitent la tolérance sur le retard relatif (*skew*). De plus le réseau d'horloge est celui qui consomme le plus de

puissance sur la puce. Nous présentons donc la structure fondamentale de ce réseau ainsi que les modifications induites par la miniaturisation. Dans un deuxième temps, les interconnexions optiques, les interconnexions 3D et les interconnexions RF sont étudiées comme réponses pour les limitations mentionnées. Les principes de base de ces solutions alternatives sont présentés. Notre travail s'est orienté particulièrement vers la solution dite "RF", qui consiste à transmettre des ondes électromagnétiques en espace libre ou guidé, afin de réaliser les liaisons internes. L'augmentation de la fréquence des signaux à transmettre entraîne la réduction de la taille des antennes et par conséquent facilite leur implantation dans les circuits intégrés actuels. La compatibilité des antennes avec les procédés d'intégration existants rend cette solution attractive. De plus, plusieurs applications sont envisageables pour les antennes sur silicium : liaisons RF et analogiques, combinaison avec les MEMS, etc. Nous présentons donc les travaux récents sur les interconnexions RF, les applications envisageables et les points critiques qui déterminent leur viabilité.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation électromagnétique des antennes sur silicium. Nous avons choisi des dipôles linéaires de longueur millimétrique, ce qui constitue une configuration d'antenne simple et relativement connue dans la littérature. L'objectif de cette étude n'est pas la conception d'une antenne optimale mais la faisabilité d'antenne intégrée en utilisant les matériaux disponibles dans la fabrication des interconnexions. Dans un premier temps des modèles d'antennes imprimées et de guides d'ondes ouverts sont employés afin de quantifier les effets physiques décrivant la propagation des ondes générées par les antennes intégrées. Dans un deuxième temps nous étudions l'impact des paramètres technologiques du substrat tels que son épaisseur, sa permittivité et sa résistivité sur les performances des antennes, dans la bande de fréquence de 10 GHz à 40 GHz. Nos résultats sont en accord avec les autres travaux réalisés dans ce domaine. Afin d'aborder le cas d'un système de transmission intégrable et compatible avec les autres composants existants dans les circuits intégrés nous étudions dans un dernier temps l'impact de la métallisation. Nous proposons une architecture innovante au niveau du réseau d'interconnexions multi niveaux permettant d'intégrer les antennes dans les circuits actuels et futurs.

La conception, la réalisation et la caractérisation hyperfréquence des antennes sur un substrat de silicium ou SOI (*Silicon On Insulator*) sont présentées dans le troisième chapitre. La mesure confirme les observations obtenues pendant les étapes de simulation et valide le modèle électromagnétique dans une large bande de fréquence. L'influence des paramètres qui ne pouvaient pas être pris en compte pendant les simulations, tels que les blocs métalliques nécessaires au polissage mécano-chimique (*dummies*) et le choix de l'excitation, est étudiée.

Dans le dernier chapitre de ce mémoire nous abordons de façon expérimentale les cas d'un système réel. L'impact des autres niveaux métalliques sur les performances des antennes est le centre de notre attention. Nous démontrons que les antennes sont intégrables dans les circuits actuels si la configuration de la métallisation dans leur environnement proche est adaptée. Nous proposons donc une configuration des antennes optimale, qui nous a permis d'atteindre les performances les plus

élevées actuellement obtenues dans ce domaine. Les effets de couplage entre les antennes et les lignes de transmission voisines sont étudiés dans une dernière étape afin d'obtenir une idée plus complète sur la faisabilité d'un système d'interconnexions sans fils. Nous montrons que les effets de couplage entre les antennes et les lignes de transmission restent faibles et du même ordre de grandeur que les effets de couplage entre les interconnexions conventionnelles.

L'objectif de cette étude est de montrer que la solution d'interconnexions sans fils est une solution intégrable, compatible avec les autres composants, caractérisée par une maturité technologique et des performances de transmission prometteuses. Les résultats présentés dans ce mémoire apportent des réponses précises à ces interrogations et ils sont encourageants pour l'intégration des antennes dans le contexte des interconnexions sans fils.



## **Chapitre 1 : LIMITATIONS DES INTERCONNEXIONS ET SOLUTIONS INNOVANTES**

L'objectif de la première partie de ce chapitre est de présenter les tendances et les limitations prévues par l'industrie des semi-conducteurs pour les circuits intégrés. Nous nous intéressons particulièrement aux performances des interconnexions, qui deviennent limitantes pour les générations à venir. Les effets parasites qui apparaissent avec la miniaturisation posent de nouveaux défis physiques et technologiques. L'introduction de solutions innovantes, au-delà du cuivre et des matériaux de basse permittivité se révèle indispensable, spécialement pour les interconnexions globales dont le retard devient beaucoup plus grand que le retard des portes logiques.

Ces solutions alternatives sont abordées dans une deuxième étape. Parmi les nombreuses solutions proposées pour remplacer les systèmes traditionnels basés sur le couple cuivre – diélectrique, les deux plus prometteuses sont présentées : la voie optique et l'intégration 3D. De plus des analyses supplémentaires sont nécessaires pour montrer les véritables avantages de l'introduction de ces solutions.

La dernière partie du premier chapitre est focalisée sur les potentialités des interconnexions dites RF (Radio Fréquences). Deux solutions sont principalement proposées : la propagation des ondes millimétriques en espace libre et la propagation guidée. L'application principale exploitée dans la littérature est celle de la distribution des signaux d'horloge, aussi bien intra qu'inter puce au niveau d'un PCB (*Printed Circuit Board*). Cependant, d'autres applications telles que la transmission des signaux analogiques RF et des signaux numériques hauts débits sont envisageables. Ces premières études indiquent les points critiques à explorer et démontrent la faisabilité d'un tel système.

## 1.1. LES INTERCONNEXIONS DANS LES CIRCUITS INTEGRES

L'évolution qui caractérise principalement le domaine de la microélectronique est la réduction des dimensions des circuits intégrés. Au cours des quatre dernières décennies l'industrie des semi-conducteurs n'a cessé d'améliorer ses produits grâce à l'augmentation de la densité d'intégration, de la vitesse de fonctionnement et la diminution du coût de fabrication. Pourtant, les effets de la réduction des dimensions ne se limitent pas à un simple facteur d'échelle : des effets secondaires apparaissent, des limitations physiques et technologiques font surgir de nouvelles contraintes. Nous nous intéressons particulièrement aux limitations induites par la miniaturisation des réseaux d'interconnexions. Afin de bien situer ces problèmes, nous commençons par présenter brièvement le réseau des interconnexions dans les circuits intégrés. Les conséquences principales de la réduction des géométries sur les performances d'interconnexions intra-puce sont ensuite discutées.

### 1.1.1. Les interconnexions intra-puce

Dans ce paragraphe nous présentons rapidement le réseau des interconnexions intra-puce l'évolution des leurs paramètres électriques et la distribution des signaux d'horloge, qui est une de leurs principales applications.

#### 1.1.1.1. L'architecture du réseau

Dans les circuits intégrés actuels, la distribution de l'horloge, de l'alimentation et le transfert des données se basent sur une architecture en trois niveaux : les interconnexions globales, intermédiaires et locales (Fig.I.1).

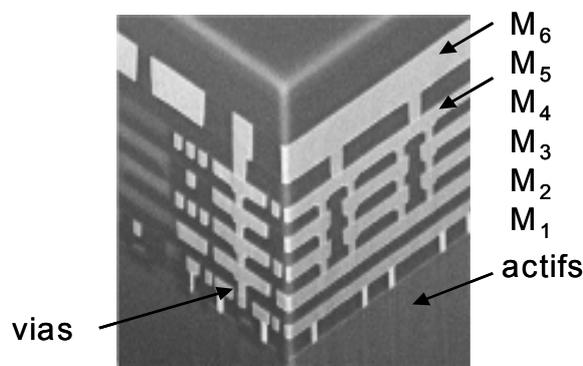


Figure I.1 : Le réseau des interconnexions dans les circuits intégrés.

Les interconnexions locales qui représentent la majorité des interconnexions sur la puce, relient les transistors dans un module logique ou analogique et utilisent les deux premiers niveaux métalliques. Leur longueur, de l'ordre de dix à quinze fois la longueur de grille des transistors, est négligeable en comparaison avec la longueur d'onde des signaux véhiculés ; elles se modélisent donc comme des éléments localisés. La miniaturisation rend ces lignes de plus en plus courtes et denses.

Les interconnexions intermédiaires occupent les niveaux métalliques trois à cinq en assurant typiquement la distribution d'horloge au sein d'un bloc isochrone formé de plusieurs modules logiques. Leur longueur, de l'ordre de quelques mm peut atteindre la moitié du périmètre du bloc.

Finalement, les interconnexions globales occupent les derniers niveaux de métallisation et correspondent aux liaisons entre les différents blocs du circuit intégré. Elles assurent la transmission des signaux entre les parties les plus éloignées, l'horloge et l'alimentation. Leur longueur peut atteindre jusqu'à la moitié du périmètre de la puce qui croît régulièrement. Puisque la longueur de ces lignes devient plus importante que la longueur d'onde, la modélisation de leurs propriétés électromagnétiques nécessite des approches plus rigoureuses.

Nous notons que la largeur et l'épaisseur des pistes métalliques augmentent depuis les couches basses jusqu'aux couches élevées, technique qui s'appelle *reverse scaling* [The-00]. Dans cette méthode les lignes des niveaux supérieurs présentent des sections transversales plus grandes afin d'obtenir des résistances plus faibles et par conséquent réduire le retard RC. L'utilisation de cette méthode n'est possible que dans le cas d'un nombre réduit des lignes critiques à cause de la place qu'occupent ces nouvelles lignes et des couplages capacitifs qu'elles vont introduire.

Le tableau I indique l'évolution de la technologie des interconnexions, telle qu'elle est prévue par l'ITRS 2004. Le pitch représente la somme de la largeur d'une interconnexion et de la distance de séparation entre deux interconnexions.

TABLEAU I

| <b>Année de mise en production</b>                             | <b>2004</b> | <b>2007</b> | <b>2010</b> | <b>2013</b> | <b>2016</b> |
|--|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| Génération technologique (nm)                                  | 90          | 65          | 45          | 32          | 22          |
| Pitch lignes locales (nm)                                      | 214         | 152         | 108         | 76          | 54          |
| Résistivité conducteur –niveau local ( $\mu$ Ohm.cm)           | 2,99        | 3,22        | 3,62        | 4,14        | 4,88        |
| Pitch lignes intermédiaires (nm)                               | 275         | 195         | 135         | 95          | 65          |
| Résistivité conducteur –niveaux intermédiaires ( $\mu$ Ohm.cm) | 2,75        | 2,92        | 3,19        | 3,58        | 4,17        |
| Pitch lignes globales (nm)                                     | 410         | 290         | 205         | 140         | 100         |
| Résistivité conducteur –niveau global ( $\mu$ Ohm.cm)          | 2,45        | 2,57        | 2,74        | 3,04        | 3,37        |
| Permittivité diélectrique effective                            | 3,1-3,6     | 2,7-3,0     | 2,3-2,6     | 2,0-2,4     | <2          |

La permittivité du diélectrique situé entre les interconnexions joue un rôle prépondérant sur le retard RC, la dissipation d'énergie et la diaphonie [Ber-01]. L'introduction de matériaux à permittivité faible [Arn-00] améliore les performances électriques. Toutefois ils doivent réunir des propriétés

électriques, mécaniques et de fiabilité requises pour l'industrialisation des circuits intégrés. De nombreux nouveaux diélectriques sont étudiés, dont le SiO<sub>2</sub> dopé fluorine ( $\epsilon_r = 3,9$ ), le SiOC ( $\epsilon_r = 2,9$ ), certains polymères ( $\epsilon_r < 2,5$ ), voire l'air ou le vide ( $\epsilon_r = 1$ ). Cependant la compatibilité de ce type de matériaux avec les différentes étapes élémentaires d'intégration doit être évaluée.

### 1.1.1.2. L'évolution des paramètres électriques

Les interconnexions présentent trois caractéristiques électriques importantes : la résistance, la capacité et l'inductance. Après quelques définitions nécessaires, nous analysons dans cette section l'influence de la miniaturisation sur la résistance, la capacité et l'inductance des lignes, afin de mieux comprendre les limitations induites sur les performances des circuits à venir. La figure I.2 montre un schéma équivalent des interconnexions à l'intérieur d'un circuit intégré.

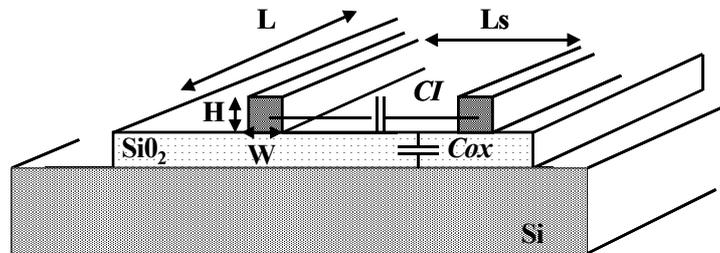


Figure I.2 : Schéma équivalent des interconnexions dans un circuit intégré.

La résistance  $R$  d'une ligne de longueur  $L$  dépend de la résistivité du matériau et de la section du conducteur :

$$R = \frac{\rho}{W \cdot H} \cdot L \quad (I.1)$$

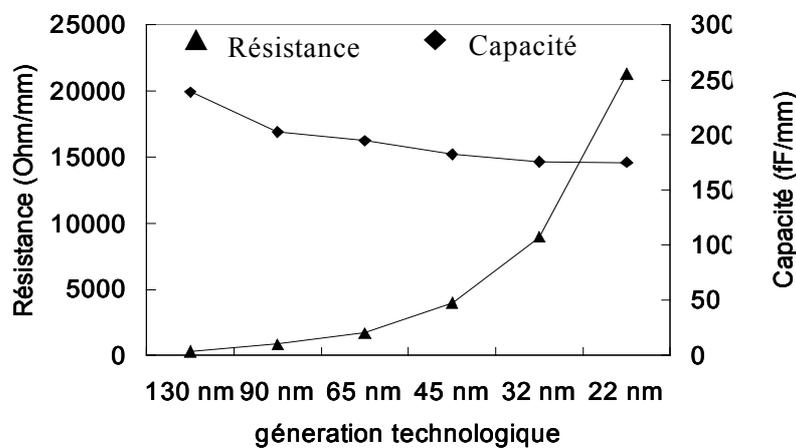
où  $\rho$  est la résistivité du matériau,  $W$  la largeur de la piste métallique et  $H$  son épaisseur. En général, pour un matériau donné, seule la modification de la géométrie de la ligne influence la valeur de la résistance. Ainsi, la miniaturisation des circuits s'accompagne d'une diminution de la section de la ligne et d'une augmentation de sa résistance. De plus, l'augmentation de la résistivité du cuivre qui survient dans les géométries inférieures à 100 nm et qui résulte des effets de rugosité de surface est un facteur supplémentaire qui accroît la résistance des lignes. Pour les interconnexions actuelles réalisées en cuivre, la barrière qui empêche le cuivre de diffuser réduit la section conductrice de la ligne et par conséquent induit une augmentation de sa résistance [Bes-04]. Tous ces facteurs contribuent donc à une large augmentation de la résistance d'une génération technologique à une autre.

Le second facteur déterminant est la capacité des lignes. De nombreuses études se sont focalisées sur l'estimation de la capacité linéique des interconnexions pour les technologies fortement submicroniques [Bar-88, Lee-98]. En particulier, il se révèle essentiel de disposer d'un modèle précis pour calculer la capacité de recouvrement entre conducteurs. L'équation la plus simple pour déterminer la capacité totale s'écrit [Sar-82] :

$$C = C_{ox} + C_l = k_{ox} \cdot \epsilon_o \cdot \frac{W \cdot L}{X_{ox}} + k_{ox} \cdot \epsilon_o \cdot \frac{H \cdot L}{L_s} = k_{ox} \cdot \epsilon_o \cdot L \cdot \left( \frac{W}{X_{ox}} + \frac{H}{L_s} \right) \quad (I.2)$$

où  $k_{ox}$  est la permittivité diélectrique d'oxyde,  $X_{ox}$  son épaisseur et  $L_s$  la distance entre les lignes. En raison du facteur de forme élevé des interconnexions (rapport entre la hauteur des lignes et leur largeur), la plus grande contribution à la capacité d'une interconnexion provient du couplage entre lignes adjacentes routées sur le même niveau de métal [Hav-01].

La figure I.3 illustre l'évolution de la capacité totale et la résistance linéiques d'une ligne en fonction de la génération technologique [Far-05] : la capacité diminue légèrement à chaque génération, grâce à l'introduction de diélectriques de permittivité réduite, tandis que la résistance croît de manière exponentielle.



**Figure I.3 :** Evolution de la capacitance linéique et de la résistance en fonction de la génération technologique.

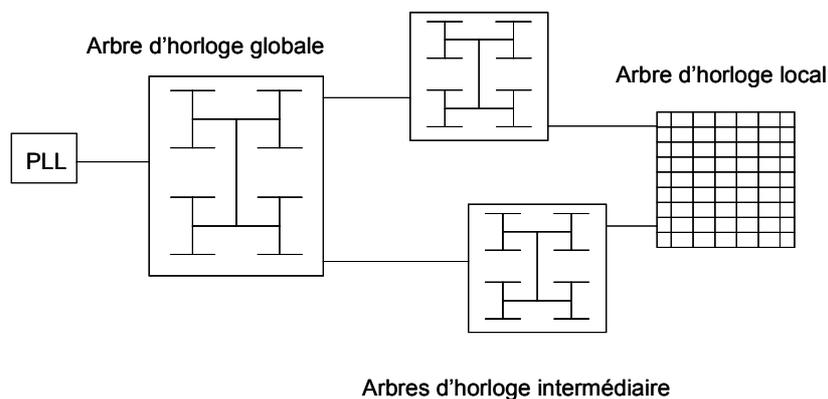
A cause de l'augmentation des fréquences de fonctionnement et de la longueur des lignes, les phénomènes inductifs ne peuvent plus être négligés pour les interconnexions longues des circuits actuels [Ism-98, Ism-00]. Ces phénomènes ont des effets significatifs sur le temps de propagation, l'intégrité des signaux et les interférences entre pistes voisines. La difficulté principale dans l'estimation de l'inductance des lignes provient du fait qu'elle est fonction de l'aire des boucles de courant formées par la ligne et le chemin de retour des courants, typiquement la masse. Il est en général difficile de déterminer avec précision le chemin de retour des courants.

L'inductance évolue légèrement avec les dimensions du conducteur et fortement avec la distance qui sépare l'interconnexion du chemin de retour du courant. Ce chemin de minimum impédance varie avec la fréquence. A partir d'une analyse basée sur le schéma électrique RLC de l'interconnexion [Syl-00], il est possible de démontrer que les longueurs ( $l$ ) pour lesquelles l'effet inductif est à prendre à compte, obéissent à l'équation suivante où  $T_r$  est le temps de montée du signal :

$$\frac{T_r}{2\sqrt{LC}} < l < \frac{2}{R}\sqrt{L/C} \quad (I.3)$$

### 1.1.1.3. La distribution des signaux d'horloge

Dans un circuit numérique, le signal d'horloge assure la synchronisation du transfert de données entre les divers blocs logiques et définit l'instant précis où le circuit peut changer d'état. Puisque ce signal est le plus rapide et qu'il est nécessaire presque partout dans le circuit, ses caractéristiques déterminent les performances globales. Le réseau de distribution d'horloge utilise couramment des arbres et des grilles (Fig.I.4). En général nous distinguons une boucle à verrouillage de phase, un arbre global qui distribue le signal sur la surface du circuit (cet arbre global est routé sur les niveaux de métallisation les plus élevés), éventuellement un arbre secondaire (conçu sur les couches intermédiaires), et des réseaux locaux (en général, sous forme de grilles) qui transportent le signal d'horloge jusqu'aux portes et registres.

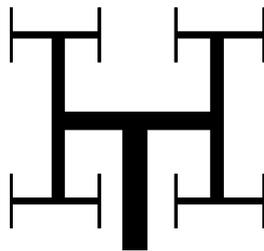


**Figure I.4 :** Exemple de réseau de distribution d'horloge.

La stratégie la plus couramment employée pour distribuer l'horloge est d'utiliser un arbre H [Bak-86]. Dans cette approche, la source délivrant le signal est placée à la racine de l'arbre et le signal est transmis aux quatre branches principales. Ces quatre signaux identiques constituent l'entrée du niveau suivant de l'arbre. Le processus est réitéré jusqu'à la dernière étape, où le signal synchronise les blocs locaux. Pour contrôler au mieux le temps de propagation sur les lignes constituant l'arbre et

le niveau du bruit, chaque ligne est souvent entourée par des lignes d'alimentation [Ave-99]. La largeur des conducteurs se réduit progressivement tout au long du chemin de transmission du signal jusqu'aux niveaux inférieurs de la hiérarchie (Fig.I.5). Dans le but de diminuer les réflexions parasites l'impédance du conducteur quittant chaque branche  $Z_{k+1}$  doit être deux fois plus élevée que celle du conducteur qui envoie le signal [Bak-86], [Nek-93].

La grille est la structure la plus simple : une grille conductrice est alimentée par des répéteurs. Les avantages de cette structure résident dans sa régularité, sa granularité (tous les points du circuit sont aisément atteints), sa robustesse aux variations technologiques et la facilité de sa conception. Son inconvénient principal tient au fait que cette structure est très capacitive et donc, consommatrice d'énergie.



**Figure I.5 :** Motif d'arbre H avec diminutions successives de la largeur du conducteur pour le contrôle d'impédance.

### 1.1.2. L'impact de l'évolution technologique

L'augmentation de la densité d'intégration a conduit au développement de réseaux d'interconnexions denses avec un nombre de pistes métalliques constamment croissant et un pitch décroissant. Ces interconnexions sont le siège d'effets parasites tels que le retard de propagation du signal, la désynchronisation des signaux d'horloge, la consommation de puissance et la limitation de la bande passante. Ces effets deviennent de plus en plus aigus avec la miniaturisation des réseaux et avec l'augmentation de la fréquence, faisant des interconnexions un facteur limitant pour les performances des circuits. Ces phénomènes parasites et leur conséquences sur les interconnexions globales, qui sont les plus contraignantes pour les futures générations de circuits intégrés, sont présentés dans la suite.

#### 1.1.2.1. Le retard à la propagation du signal

La limite fondamentale des performances des interconnexions est le retard entre l'instant où le signal est émis et l'instant où il est reçu. Le temps de propagation d'un signal peut être divisé en plusieurs intervalles. Il dépend de chaque partie du réseau de transmission : la porte logique, les interconnexions et l'étage tampon (*buffer*) de sortie.

Les figures suivantes (Fig.I.6) et (Fig.I.7) illustrent les schémas équivalents d'une liaison typique qui comprend des inverseurs et des transistors. Le retard de propagation peut être exprimé pour cette liaison par [Bak-85, Bak-95] :

$$t = (2,3 R_{tr} + R_{int}) * C_{int} \quad (I.4)$$

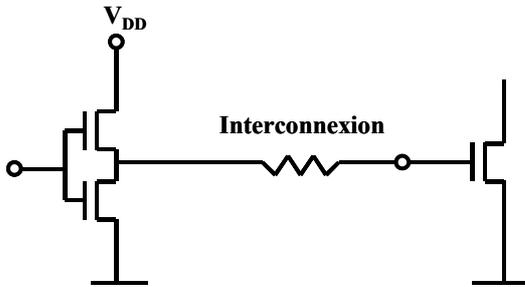


Figure I.6 : Exemple d'une liaison typique.

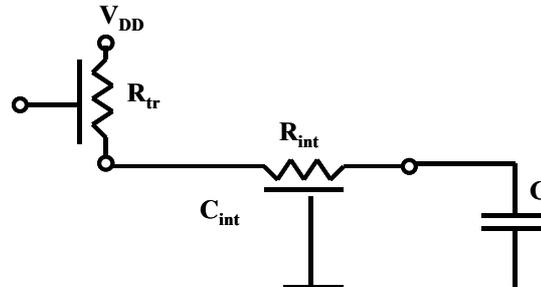


Figure I.7 : Circuit électrique équivalent.

où  $R_{tr}$  et  $R_{int}$  sont respectivement les résistances du transistor et de l'interconnexion, et  $C_{int}$  la capacité de l'interconnexion.

Pour les liaisons les plus longues, telles que celles qu'assurent les lignes globales, le retard est dominé par le retard des interconnexions puisque leur résistance est beaucoup plus grande que la résistance de sortie des transistors et leur capacité bien supérieure à celle de l'étage de sortie. La figure I.8 présente les prédictions de l'ITRS 2004 pour le retard RC des interconnexions occupant les divers niveaux métalliques dans les circuits intégrés. Ces résultats sont basés sur des résultats de simulations électromagnétiques.

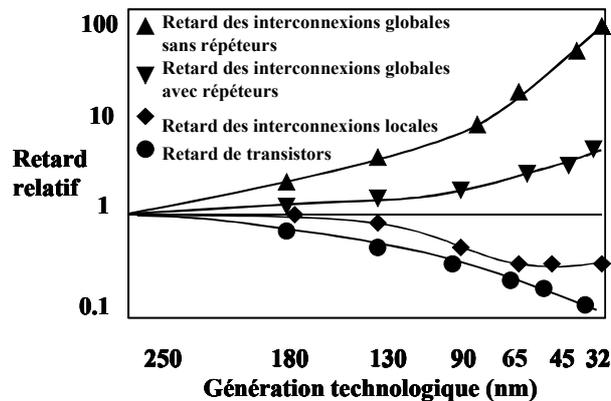


Figure I.8 : Le retard relatif des interconnexions en fonction de la génération technologique (ITRS 2004).

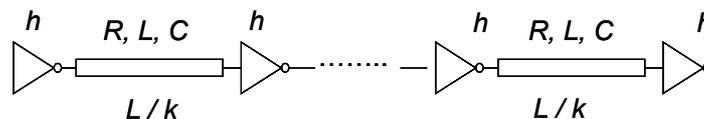
Concernant les lignes locales, l'intégration du cuivre, meilleur conducteur que l'aluminium et des diélectriques de basse permittivité a permis de baisser les capacités parasites et d'améliorer leurs performances. En plus, la longueur de ces interconnexions diminue d'une génération à l'autre, il est donc prévu que l'évolution de la technologie induise une réduction des temps de retard sur ces lignes d'une manière similaire à celle observée pour le temps de transition des transistors.

Les interconnexions intermédiaires ont a priori des résistances et des capacités faibles, résultat de leur plus grande section. En outre, leur longueur dérive de la taille des blocs logiques isochrone, qui n'augmente que peu à chaque nouvelle génération. Le retard qu'elles introduisent augmente peu et l'introduction de diélectriques à permittivité faible suffit à compenser cette hausse.

En revanche, les conséquences de la réduction des dimensions se révèlent particulièrement dégradantes pour les interconnexions globales, qui deviennent de plus en plus longues. L'augmentation du retard de propagation du signal dans ces lignes limite les performances des circuits intégrés des générations à venir, même avec l'insertion de répéteurs. Des solutions technologiques et conceptuelles nouvelles sont requises.

### 1.1.2.2. L'insertion des répéteurs

Puisque le retard de propagation du signal présente une dépendance avec le carré de la longueur d'une interconnexion, une façon évidente pour réduire ce retard est de diviser la ligne en cellules plus courtes (Fig.I.8). Dans ce but, des répéteurs, qui sont principalement des inverseurs CMOS, sont insérés entre les cellules. La figure I.9 illustre une ligne longue, dont la longueur  $L$  est divisée en un nombre  $k$  de segments de longueur  $L/k$ , entre lesquels l'insertion des répéteurs est uniforme.



**Figure I.9 :** Insertion de répéteurs le long d'une interconnexion modélisée par RLC.

Etant donné que les répéteurs ont leur propre temps de retard, ils occupent de la surface supplémentaire et ils consomment de la puissance, il existe un nombre optimum de sections pour diviser la ligne. Plusieurs modèles existent pour déterminer ce nombre optimum, ainsi que les dimensions et le retard interne des répéteurs [Adl-98, Ven-00]. Une contribution majeure proposée par Bakoglu [Bak-90, Bak-85] caractérise le retard des répéteurs en se basant sur leur capacité d'entrée et leur résistance de sortie. L'égalité entre le retard propre au segment conducteur et celui du répéteur donne le nombre et la taille optimale pour une impédance d'interconnexion spécifique. Pour le cas d'une ligne RLC, les travaux menés par Ismail et Friedman [Ism-00] ont montré que le nombre

optimum de répéteurs pour obtenir un minimum de retard se trouve entre le nombre maximum pour une ligne RC et zéro pour une ligne LC.

Afin d'illustrer ces éléments, nous utilisons l'analyse de [Sak-93] pour laquelle le nombre optimum de segments ( $N$ ) et le retard sur une ligne munie de répéteurs sont extraits par le modèle  $\alpha$  de court circuit et ils sont décrits respectivement par :

$$N=l\cdot\sqrt{R\cdot C/2T_r} \quad (I.5)$$

$$\tau=R\cdot C\cdot L+\frac{R\cdot C}{2N}\cdot L^2+(N-1)\cdot T_r \quad (I.6)$$

Dans le cas d'une interconnexion en Al de longueur 1,5 mm, de largeur 2  $\mu\text{m}$  et de hauteur 1  $\mu\text{m}$  dans une technologie CMOS 0,5  $\mu\text{m}$  ( $T_r = 125$  ps,  $R = 100$  Ohm ), le calcul montre que la solution optimale consiste à découper la ligne en deux segments ( $N = 2$ ) et insérer un seul répéteur. Le retard de l'interconnexion est alors de  $\tau = 750$  ps, ce qui est sept fois plus grand que le temps de parcours ( $T_{of} = 100$  ps) pour la même distance. Le cas sans répéteurs donne 881 ps.

### 1.1.2.3. Le décalage (skew) de la distribution des signaux d'horloge

Idéalement, le signal d'horloge devrait parvenir en même temps à tous les éléments à synchroniser. Néanmoins ce signal doit être distribué par un réseau qui comprend des répéteurs et des interconnexions et par conséquent il arrive à l'entrée des divers éléments à des instants différents. Le décalage temporel avec lequel le front du signal arrive aux divers points à synchroniser s'appelle *skew*, (Fig.I.10) et il est défini par l'équation :

$$T_{skew} = T_{C_i} - T_{C_f} \quad (I.7)$$

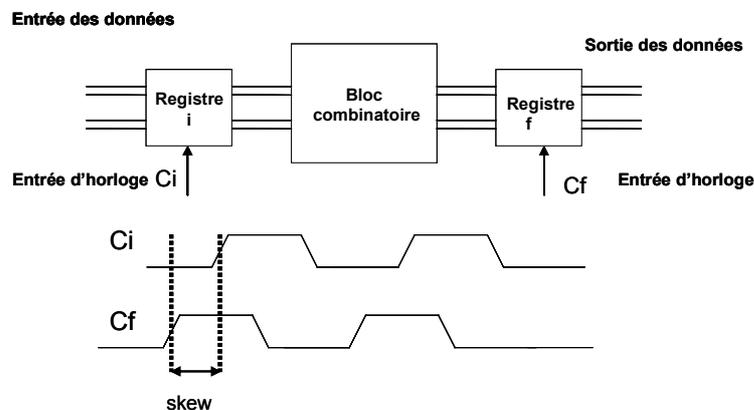


Figure I.10 : Schéma représentatif du skew d'horloge.

Les origines du *skew* sont multiples. Citons [Wan-83] : i) la différence de longueur du lien entre la source d'horloge et les registres, qui donne une valeur variable au retard RC, ii) la différence de délais dans les répéteurs sur le chemin entre la source et les registres, iii) les différences entre les paramètres technologiques des différents chemins (résistance linéique, capacité linéique, dimension des lignes...)

La fréquence maximale  $f_{CLK_{max}}$  avec laquelle les données peuvent être traitées dans un système numérique constitué d'éléments de synchronisation entre lesquels il y a un bloc combinatoire est donnée par [Fri-01] :

$$\frac{1}{f_{CLK_{max}}} = T_{CP_{min}} \geq T_{skew} + T_{PD} \quad (I.8)$$

expression dans laquelle  $T_{CP_{min}}$  est la période d'horloge minimale,  $T_{skew}$  est le retard relatif des fronts d'horloge et  $T_{PD}$  est le retard total entre deux registres. Comme l'indique l'équation précédente, le *skew* peut limiter considérablement la fréquence maximale d'utilisation d'un système synchrone : l'augmentation de la fréquence des signaux à véhiculer induit la diminution de leur période. Par conséquent, le retard relatif (*skew*) devient une fraction de plus en plus grande du cycle d'horloge. Si le *skew* est supérieur à 10 % de la période du signal, il peut provoquer des dysfonctionnements du circuit.

Le *skew* étant essentiellement dû au déséquilibre des temps de propagation dans les différentes branches du réseau de distribution d'horloge, une structure symétrique en H ou plus rarement en X, permet de le minimiser : chaque trajectoire entre le générateur et les registres a la même longueur et pratiquement un retard identique. Dans une telle structure, le *skew* est dû principalement aux variations technologiques des paramètres électriques des branches et à la variation de la température du substrat [Aja-01].

Dans le but de réduire les distorsions subies par le signal d'horloge et de minimiser le temps de propagation sur les branches, des répéteurs sont insérés régulièrement le long des lignes constituant l'arbre. La figure I.11 présente un exemple d'arbre avec des répéteurs en trois niveaux [Fri-01].

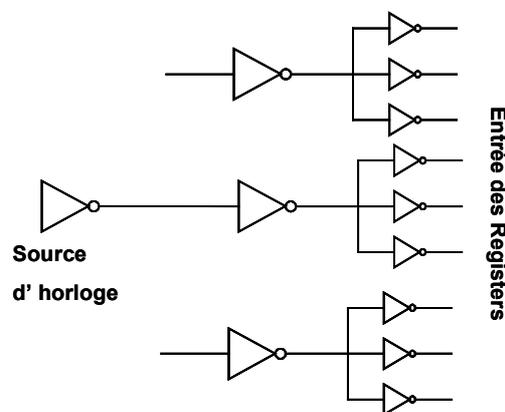


Figure I.11 : Motif d'arbre H avec des répéteurs en trois niveaux.

Cette approche devient essentielle quand la surface à couvrir est grande et elle améliore considérablement la précision et la forme des signaux à transmettre. Pourtant l'insertion de répéteurs contribue à accroître les ressources matérielles utilisées et nous cherchons généralement à minimiser leur nombre. Ce dernier dépend de la capacité d'entrée totale (registres et interconnexions) et de *skew* acceptable [Mij-87]. En plus les répéteurs donnent naissance à une nouvelle source de *skew*, puisque les caractéristiques des éléments actifs (tension du seuil, mobilité) se révèlent beaucoup plus sensibles à la variation du procédé de réalisation que les éléments passifs.

Nous venons donc de voir que la progression de la technologie rend de plus en plus difficile la distribution des signaux d'horloge dont les transitions sont parfaitement déterminées et abruptes. De plus le *skew* devient de moins en moins contrôlable et il est difficile de transmettre une horloge à quelques giga hertz sur la surface entière d'un circuit. La distribution des signaux d'horloge à deux fréquences différentes est une solution actuelle pour ces contraintes : une horloge globale diffuse un signal de fréquence relativement faible sur toute la surface du circuit et des horloges locales, de fréquence rapide, obtenue à partir de l'horloge lente par multiplication de fréquence, synchronisent localement chaque partie du circuit. Par conséquent, des nouvelles architectures dites GALS (*Globally Asynchronous and Locally Synchronous*) sont introduites [Mei-99, Sjo-00].

#### 1.1.2.4. La consommation de puissance

La puissance dissipée dans un circuit et l'échauffement thermique qu'elle induit sont des limites majeures à l'évolution des circuits. Le réseau de distribution de l'horloge des microprocesseurs actuels consomme une grande fraction de la puissance totale du circuit, typiquement un tiers, [Gro-98], [Tam-00], [Gro-02] et par conséquent a un impact important sur les performances du système. La puissance dissipée se divise en trois parties :

$$P_{Totale} = P_{dynamique} + P_{court-circuit} + P_{fuites} \quad (I.9)$$

La première contribution à la consommation d'énergie, la plus importante, est la puissance dynamique liée aux charges et décharges des capacités parasites associées aux interconnexions et aux transistors. La puissance dynamique est représentée par l'équation :

$$P_{dynamic} = \alpha \cdot f \cdot C_{totale} \cdot V_{dd}^2 \quad (I.10)$$

avec  $\alpha$  le facteur d'activité ( $\alpha = 1$ , pour l'horloge),  $f$  la fréquence d'opération,  $C_{totale}$ , la capacité parasite et  $V_{dd}$  la tension d'alimentation.

La puissance de court circuit est liée au fait qu'il y a un moment où les paires de transistors NMOS et PMOS sont simultanément en état de conduction. Il se forme alors un chemin

direct de conduction vers la masse et par conséquent un court circuit. L'énergie dissipée dans ce cas est donnée par :

$$P_{court-circuit} = I_{cc} \cdot V_{dd} \quad (I.11)$$

Enfin la puissance de fuites est dissipée quand il n'y a pas opération du circuit :

$$P_{fuite} = I_{fuite} \cdot V_{dd} \quad (I.12)$$

Puisque dans les circuits CMOS VLSI, la contribution principale à la consommation, est la puissance dynamique, la réduction de cette quantité requiert la diminution de la fréquence d'opération, de la tension d'alimentation et/ou de la capacité totale du réseau. Pourtant, la diminution de la fréquence est contradictoire avec la tendance vers des circuits de plus en plus rapides. Certaines techniques sont donc proposées dans la littérature pour diminuer la tension d'alimentation et la capacité de la charge [Ath-00].

#### 1.1.2.5. Le débit global

Le débit global d'un réseau d'interconnexions métalliques est donné par l'équation [Mil-97] :

$$B = B_0 \cdot \frac{A}{L^2} \quad (I.13)$$

expression empirique dans laquelle A est la surface totale de conduction, L la longueur de la ligne, et  $B_0$  une constante dépendant de la technologie, valant environ  $10^{-16}$  dans le cas des circuits actuels. Il est à noter que le débit ne varie pas avec le facteur d'échelle et que donc, les interconnexions électriques classiques ne peuvent pas assurer de débits de l'ordre du téra-bit par second, tels que ceux requis pour les générations à venir.

## 1.2. LES SOLUTIONS INNOVANTES

La nécessité d'introduire de nouveaux systèmes d'interconnexions, différents du couple métal - isolant traditionnel, a été soulignée par le Roadmap de 1997. Pour première fois, il a été réalisé que la tendance incessante pour des géométries plus petites, des fréquences plus élevées et de puces plus grandes conduit à une incompatibilité entre les besoins en interconnexions et leurs performances. Des analyses supplémentaires ont démontré que le problème est particulièrement aigu pour les lignes globales. Ces lignes n'arriveront pas à atteindre les exigences prévues par le Roadmap même pour le cas le plus optimiste, concernant les valeurs de la résistance et de la constante diélectrique. Cette constatation a conduit à la recherche de nouveaux concepts d'interconnexions pour continuer l'évolution des circuits intégrés, prévue par la loi de Moore.

Une sélection des solutions les plus prometteuses est présentée dans la suite. Des travaux supplémentaires sont indispensables pour évaluer la faisabilité de ces solutions, et si elles présentent de véritables avantages pour les performances des circuits intégrés. Cependant la solution ultime qui va remplacer les interconnexions traditionnelles consistera en une combinaison des approches présentées ensuite.

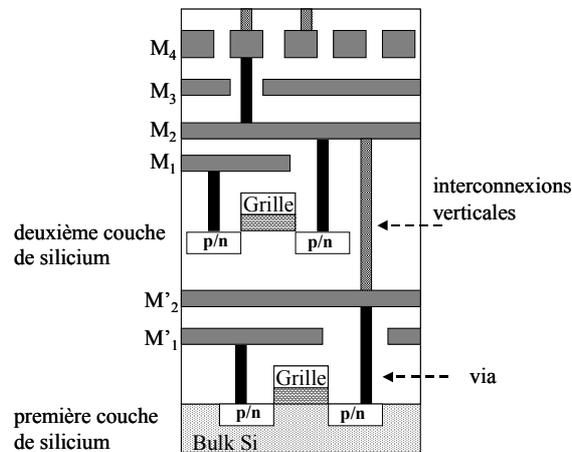
### 1.2.1. Les interconnexions 3D

L'introduction de technologies alternatives pour surmonter les problèmes des générations futures conduit à la conception d'intégration 3D, une solution prometteuse qui pourrait améliorer les performances des interconnexions en réduisant le retard, la surface de circuit intégré et la consommation de puissance.

Puisque la taille du circuit intégré a une influence directe sur le retard, la création d'une deuxième couche de silicium actif réduira la surface totale de silicium et en conséquence la longueur des lignes critiques et le retard associé. La puce entière est donc divisée en blocs fonctionnels et chaque bloc est placé sur une couche distincte de silicium, empilée au-dessus d'une autre [Ban-01]. Ces couches sont ensuite liées avec des interconnexions verticales et un grand nombre d'informations est transféré entre les interconnexions horizontales de chaque couche et les interconnexions verticales qui les relient (Fig.I.12).

Le choix d'une technologie particulière pour fabriquer des circuits 3D dépend du cahier des charges ; les performances du circuit sont influencées par les caractéristiques électriques des dispositifs fabriqués et les processus de fabrication requis. L'intégration des dispositifs sur les diverses

couches de silicium s'obtient généralement avec les processus de cristallisation de silicium amorphe, de collage, de croissance et de cristallisation en phase solide [Sou-00].



**Figure I.12** : Schéma de principe de l'intégration 3D.

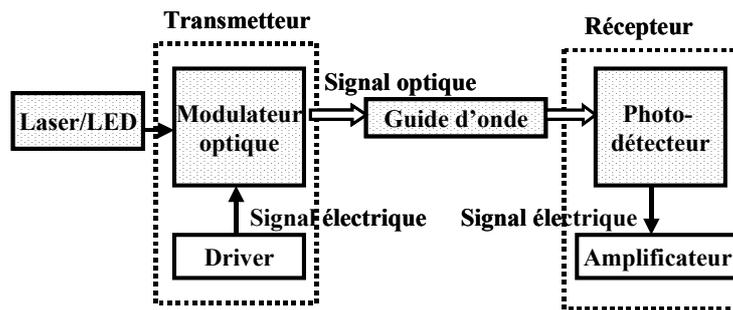
Sur le plan des performances, l'idée d'une architecture 3D apparaît comme une réponse évidente aux problèmes d'interconnexions. De plus il s'agit d'une solution qui est caractérisée par une flexibilité de conception du système et de placement des blocs fonctionnels puisque nous pouvons placer des circuits avec différentes tensions d'alimentation et performances sur les couches distinctes et diminuer de cette façon les interférences électromagnétiques entre eux. Cependant, l'analyse des effets thermiques est nécessaire pour comprendre les limitations de cette technologie. Il est bien connu que la plus grande partie de la chaleur générée dans les circuits intégrés vient des transistors et qu'elle est dissipée par le substrat de silicium. Avec une architecture multicouche, les dispositifs qui se trouvent aux niveaux supérieurs vont aussi générer une fraction importante de la chaleur. De plus, toutes les couches actives sont isolées entre elles par des couches de diélectrique, lesquelles ont une conductivité thermique plus faible que celle du silicium. Par conséquent, la dissipation de la chaleur devient plus difficile pour les circuits 3D et peut provoquer la dégradation des performances et une réduction de la fiabilité due à l'augmentation des fuites de jonctions et à des défaillances d'électromigration ou d'autres mécanismes activés thermiquement [Kuh-95].

### 1.2.2. La voie optique

Le concept d'interconnexion optique est une solution potentielle attractive qui pourrait résoudre la plupart des problèmes posés par les interconnexions intra ou inter-puce. Les avantages couramment cités sont une capacité de transmission énorme, l'absence de phénomènes d'interférence électromagnétique, la possibilité d'une grande densité d'interconnexions et une faible consommation

de puissance [Jia-00, Mil-00]. La difficulté majeure réside dans l'intégration, sur la même puce, de composants optiques et électriques, ce qui soulève des problèmes technologiques ardu. Le silicium est un semi-conducteur à gap indirect, ce qui le rend peu efficace pour la génération de photons. Par contre, les matériaux III-V ou II-VI sont de bons candidats parce qu'ils sont des matériaux à gap direct ; mais l'incompatibilité de ces matériaux avec les processus de fabrication conventionnels du silicium rend difficile leur implémentation dans les technologies habituelles.

Les efforts de développement d'une technologie optique se focalisent sur l'implantation d'un émetteur, d'un récepteur et d'un guide d'onde [Che-05] (Fig.I.13).



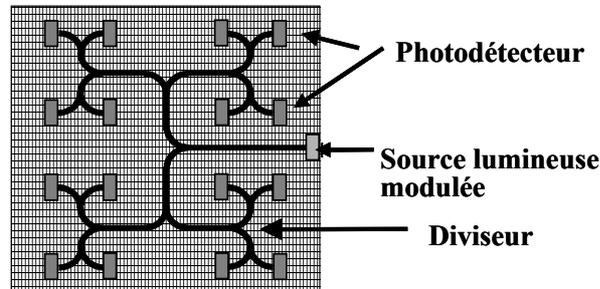
**Figure I.13** : Schéma conceptuel pour la réalisation des liaisons optiques.

Le rôle des sources est de convertir le signal électrique en signal optique. Les sources possibles sont les diodes électroluminescentes (*Light Emitting Diode*), les lasers à semi-conducteurs, lesquels ne peuvent être utilisés uniquement comme des sources externes. Les guides d'ondes optiques sont constitués de deux matériaux diélectriques : un matériau d'indice élevé (le cœur) est entouré d'un matériau d'indice plus faible (la gaine). La lumière est guidée dans le cœur.

Du point de vue élémentaire, les phénomènes de propagation des signaux électriques et optiques sont similaires : dans les deux cas le signal est porté par une onde électromagnétique, mais l'onde optique est caractérisée par une longueur d'onde plus faible et une énergie de porteurs plus élevée.

Le récepteur est le composant le plus critique d'un lien optique. Son rôle est de convertir le signal optique en signal électrique en minimisant le bruit et la distorsion. Le récepteur peut en général être séparé en trois blocs : le signal optique est converti par le photo détecteur, puis un préamplificateur délivre une tension de faible amplitude en minimisant le bruit, un deuxième étage d'amplification permet de délivrer une tension d'amplitude plus élevée et un circuit de décision génère le signal numérique. Les détecteurs peuvent être des photodiodes ou des phototransistors. Les paramètres principaux permettant de sélectionner un détecteur sont la longueur d'onde de fonctionnement, la vitesse et la sensibilité. Une jonction PN polarisée en inverse est la photodiode la plus simple. Le préamplificateur a comme fonction la conversion du courant issu du photo détecteur

en une tension de faible amplitude. La principale difficulté porte sur le compromis bande passante/sensibilité. Un exemple de distribution d'horloge optique est montré sur la figure I.14. Le réseau consiste en une seule source photonique, couplée à un guide d'onde avec des photo détecteurs aux extrémités.



**Figure I.14** : Exemple de distribution d'horloge optique.

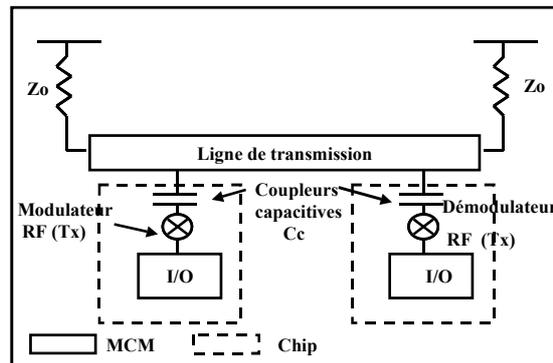
L'incorporation de guides optiques dans les composants présente plusieurs avantages. Dans un premier temps, le débit est augmenté puisque l'information est portée par la lumière. Les problèmes liés aux couplages électromagnétiques disparaissent ainsi que tous les effets parasites liés à un système purement électrique. Nous remarquerons toutefois qu'il existe des imperfections à cette technologie du "tout optique" : le rendement est faible puisqu'une partie de l'énergie est perdue lors de l'émission, lors du transport de l'information et lors de la réception. En effet, il est difficile d'aligner les faisceaux optiques entre deux éléments du circuit. De plus, les émetteurs en silicium ne sont pas les plus performants. Enfin, l'absorption au cours de la propagation peut être importante et cette approche présente des difficultés technologiques qui sont loin d'être résolues.

### 1.3. LES INTERCONNEXIONS RF

Les interconnexions RF constituent une des solutions radicales proposées pour répondre à la problématique des systèmes conventionnels. Elle se focalise principalement sur la distribution des signaux d'horloge. Cette approche a été proposée dans la littérature pour les liaisons inter et intra puce sous deux configurations différentes : les interconnexions RF guidées [Cha-01-a, Cha-01-b, Ryu-01] et les interconnexions RF sans fils [Flo-00]. Un système d'interconnexions RF comprend en général un émetteur RF qui génère le signal sinusoïdal, un canal de transmission et un récepteur qui permet la reconversion du signal détecté en un signal d'horloge conventionnel. La différence essentielle entre la solution guidée et la solution sans fils est le canal de transmission. Les premiers résultats obtenus pour ces nouveaux systèmes d'interconnexions confirment leurs potentialités même si les performances restent à comparer aux interconnexions métalliques conventionnelles.

### 1.3.1. Interconnexions RF- guidées

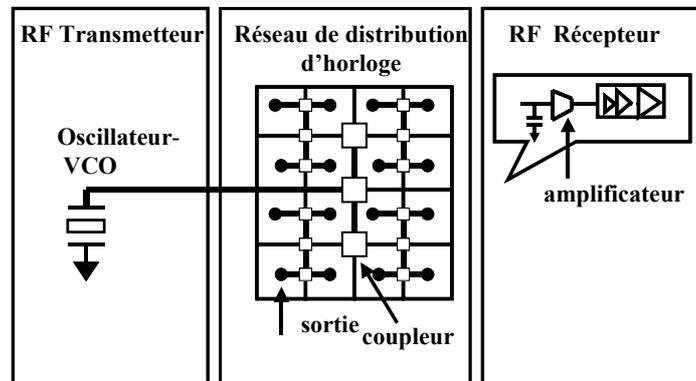
Ce travail est motivé par le fait que la transmission des micro-ondes en milieux guidés tels que les lignes micro-ruban ou coplanaire présente de faibles atténuation et dispersion jusqu'aux fréquences voisines de 200 GHz [Fra-91]. Le système proposé [Cha-01-a, Cha-01-b, Shi-02], consiste en un LAN (*Local Area Network*) localisé à l'intérieur d'un Multi Chip Module. Nous pouvons distinguer des entrées et des sorties, des coupleurs capacitifs, des circuits de transmission RF et une ligne micro-ruban ou coplanaire en guise de milieu de propagation du signal (Fig.I.15).



**Figure I.15 :** Schéma équivalent de la transmission RF guidée sur le MCM.

L'emploi des techniques de modulation CDMA (*Code Division Multiple Access*) et de FDMA (*Frequency Division Multiple Access*) permet d'obtenir une communication simultanée sur plusieurs canaux, qui partagent le même milieu de propagation. Après une étape de modulation, le transmetteur envoie les signaux au canal de transmission par l'intermédiaire d'un coupleur capacitif, situé à une distance de 25  $\mu\text{m}$  de la ligne de transmission. Il présente une surface de 1000  $\mu\text{m}^2$  et une capacité de l'ordre de 10 fF. La ligne, qui a une largeur de 100  $\mu\text{m}$ , est adaptée à son impédance caractéristique pour éviter les réflexions parasites à ses extrémités. Le récepteur effectue la démodulation pour récupérer les données en bande de base. Une technologie CMOS de 0,18  $\mu\text{m}$  a été employée. Les distributions d'horloge intra et inter puce ont été démontrées respectivement à la fréquence de 2,8 GHz avec une porteuse RF de 5 GHz et à la fréquence de 4 GHz avec une porteuse de 10 GHz. La puissance consommée a été estimée à 48 mW par paire de transmetteurs. Les avantages de cette solution sont principalement la bande passante large de 100 Gb/s/interconnexion, la communication en même temps sur un grand nombre de canaux, et la compatibilité avec la technologie silicium.

Un deuxième système à été proposé [Ryu-01] pour la distribution guidée d'horloge dépassant le GHz sur PCB (Fig.I.16).



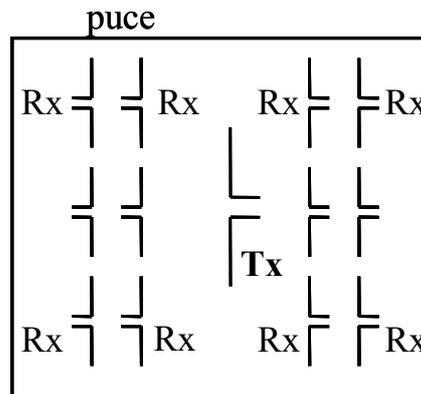
**Figure I.16 :** Système proposé pour la propagation des signaux d'horloge sur PCB.

Ce réseau est constitué d'un émetteur pour générer le signal RF, d'un arbre H avec des lignes micro-rubans ou strip-lines, des diviseurs de Wilkinson et d'un circuit de restitution en réception. L'arbre H est amélioré par le remplacement des jonctions T par des diviseurs de Wilkinson qui permettent aux ondes arrivant sur les nœuds de voir la même impédance caractéristique et réduire ainsi considérablement les réflexions. Un premier démonstrateur a été réalisé avec 32 points de sortie. Les circuits de réception sont implantés dans une technologie CMOS de 0,35  $\mu\text{m}$  avec trois niveaux de métallisation. La puissance mesurée au niveau des 32 sorties est de  $-24$  dBm pour une puissance d'entrée de  $-4$  dBm. Le *skew* maximum est de 22 ps à la fréquence de 2 GHz. Cette solution est particulièrement bien adaptée pour des fréquences comprises entre 200 MHz et 10 GHz et des longueurs d'interconnexions variant entre 10 cm à 3 m. Les points forts de cette approche sont la réduction de la consommation du circuit de distribution d'horloge liée à l'emploi de signaux RF à basse amplitude, la suppression des réflexions successives de l'arbre H, et la diminution du retard relatif.

### 1.3.2. Interconnexions RF sans fils.

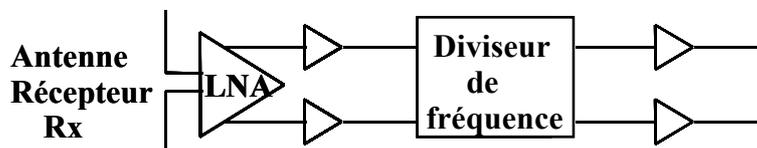
La mise en œuvre des interconnexions sans fils consiste en l'intégration d'un réseau de transmetteurs et de récepteurs pour constituer des liaisons entre deux points du circuit intégré ou entre deux circuits intégrés voisins. La figure I.17 présente un schéma conceptuel de distribution des signaux d'horloge au sein d'une puce par un système sans fils, qui remplace le réseau traditionnel d'arbres en H. Une antenne centrale émet une onde électromagnétique à travers l'ensemble de la puce et les antennes miniatures intégrées dans chaque bloc fonctionnel détectent cette onde. Un signal

d'horloge local est ensuite généré. Cette solution est motivée par le fait que l'augmentation de la fréquence permet de réduire la longueur des antennes et de rendre leur implantation dans les circuits actuels envisageable. L'information est transmise à une vitesse proche de la vitesse de la lumière ce qui devrait permettre de réduire le retard de propagation du signal et par conséquent le retard relatif (*skew*). Un tel système ne nécessite pas de développement technologique, ce qui démontre son intérêt économique.



**Figure I.17 :** Schéma équivalent de la distribution sans fils de signaux d'horloge en utilisant des antennes dipôles.

La première démonstration d'un système d'interconnexions sans fils intra-puce a été faite à la fréquence de 7,4 GHz [Flo-00]. Le circuit de réception (Fig.I.18) comprend l'antenne, l'amplificateur à faible bruit (*L.N.A.*), les buffers et les diviseurs de fréquence. Dans cette étape, une antenne externe a été employée pour émettre le signal global. Il est ensuite détecté par l'antenne réceptrice, amplifié, divisé (8 : 1) pour produire le signal local à la fréquence de 925 MHz, puis répété et distribué dans les divers blocs. Le circuit de réception a été implanté dans une technologie CMOS 0,25  $\mu\text{m}$ , avec cinq niveaux de métallisation et un substrat dopé P, de résistivité conventionnelle.



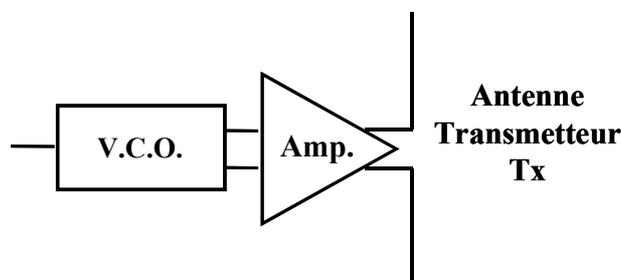
**Figure I.18 :** Circuit de réception utilisé pour la détection des signaux RF.

L'antenne est un dipôle linéaire de longueur 2 mm et de largeur 10  $\mu\text{m}$ , ce qui correspond à un dixième de la longueur d'onde ( $\lambda/10$ ) dans l'oxyde de silicium ( $\epsilon_r = 3,9$ ) à la fréquence de 7,4 GHz. La distance qui sépare l'antenne et le substrat est 7  $\mu\text{m}$ . Le bilan de transmission entre les dipôles intégrés au dernier niveau de métallisation ( $M_5$ ) et à une distance de 3,3 mm, donne un coefficient de

transmission ( $S_{12}$ ) de - 64 dB et un gain de transmission (G) de - 49 dB. Ce niveau élevé d'atténuation est lié aux pertes de conduction dans le substrat semi-conducteur et à la présence d'interférences électromagnétiques. La différence entre le coefficient de transmission et le gain de transmission provient de la désadaptation de l'antenne : son impédance caractéristique à la fréquence de 7,4 GHz est  $Z_A=20-j300$  Ohms, loin de l'impédance prévue pour l'amplificateur à faible bruit fixée à 100 Ohms. Cet écart s'explique vraisemblablement par la difficulté à simuler précisément l'environnement technologique des structures (remplissage des niveaux métalliques par des blocs métalliques, présence de couches diélectriques non-conformes ou de passivations, intégration de vias, etc...).

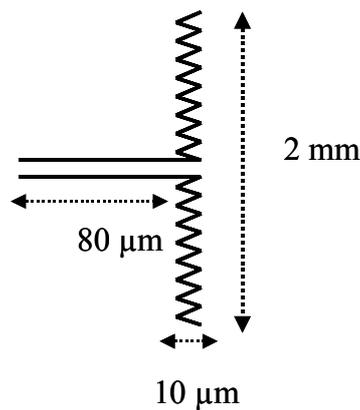
Le récepteur est capable de détecter un signal de - 43 dBm à l'entrée de l'amplificateur à faible bruit (*L.N.A.*). La mesure des paramètres [S] sous une impédance de 50 Ohms indique que le gain de l'amplificateur est de 10 dB. Etant donnée que l'atténuation du système de transmission sans fils est de - 64 dB à la fréquence de 7,4 GHz, il faut disposer d'un amplificateur externe délivrant une puissance de + 21 dBm à l'entrée de l'antenne émettrice. La consommation du récepteur est 62,5 mW sous une alimentation de 2,5 V dont 21 mW pour l'amplificateur à faible bruit et 18,4 mW pour les diviseurs de fréquence. La surface du circuit est  $2 \times 0,7$  mm<sup>2</sup> dont l'antenne occupe 72 %. En supposant qu'il faut seize récepteurs pour distribuer l'horloge locale à travers tout un circuit, la surface totale occupée sera de 22,4 mm<sup>2</sup>, ce qui représente 6,5 % de la surface moyenne d'une puce pour la génération 0,25 µm.

L'amélioration des performances liée à l'augmentation de la fréquence des signaux transmis et à l'emploi d'une technologie plus avancée explique la motivation pour la poursuite de ces travaux, avec la démonstration d'un système plus complet à la fréquence de 15 GHz, à partir d'une technologie CMOS 0,18 µm [Flo-01-b, Flo-02]. Le principe de fonctionnement est identique mais dans cette deuxième étape le circuit de transmission est lui aussi intégré (Fig.I.19). Le signal global est maintenant généré dans la puce elle-même par un oscillateur (*V.C.O.*), amplifié et amené jusqu'à l'antenne émettrice pour être ensuite propagé à travers le circuit intégré jusqu'aux éléments de détection.



**Figure I.19 :** Premier circuit de transmission intégré sur puce pour les interconnexions sans fils.

Le *V.C.O.* doit présenter un faible bruit de phase pour améliorer la qualité de l'horloge : des transistors PMOS qui présentent un bruit en  $1/f$  faible sont donc utilisés. La consommation du circuit de transmission est 48 mW, dont 7,2 mW dissipés par le *V.C.O.*, pour une tension d'alimentation de 1,5 V. La surface occupée est  $0,64 \times 2 \text{ mm}^2$ . Concernant le récepteur la consommation et la surface sont respectivement 40 mW et  $0,66 \times 2 \text{ mm}^2$ . Les antennes sont intégrées au dernier niveau métallique ( $M_6$ ) en cuivre. Il s'agit de dipôles zig-zag de longueur 2 mm et de largeur  $10 \mu\text{m}$ , avec un angle de courbure de  $30^\circ$  et une longueur de bras de  $80 \mu\text{m}$  (Fig.I.20). Ce type d'antenne présente de meilleures caractéristiques de transmission comparé à une antenne dipôle linéaire de même longueur [Kim-00].



**Figure I.20** : Schéma de l'antenne zigzag employée.

Pour éviter d'occuper une surface rédhibitoire, les antennes ne fonctionnent pas en résonance et l'introduction d'inductances est indispensable pour effectuer l'adaptation dans les circuits de transmission et de réception. Le gain de transmission, à la fréquence de 15 GHz est - 53 dB à une distance de 6,7 mm et - 45 dB à une distance de 3,7 mm. La présence d'interférences entre le transmetteur et le récepteur dégrade ces valeurs de 5 à 10 dB. L'étude a également montré que les antennes intégrées sur le premier niveau métallique présentent un gain plus élevé de  $\sim 5$  dB que celles qui sont situées aux autres niveaux [Flo-01-b]. Le tableau II résume les paramètres mesurés et attendus de cette démonstration. La différence entre les valeurs prévues par les simulations et les valeurs obtenues pendant la mesure souligne la nécessité de développer des outils de simulation afin de prendre en compte toutes les informations réelles et pouvoir ainsi prévoir plus précisément tous les paramètres caractéristiques des chaînes de transmission et de détection du signal sur la puce.

TABLEAU II

| <b>V.C.O.</b>               | <u>Simulations</u><br>@ 20-21,6 GHz | <u>Mesure</u><br>@ 14,3-15 GHz | <b>Amplificateur<br/>de sortie</b>            | <u>Simulations</u><br>@ 21 GHz | <u>Mesure</u><br>@14,4 GHz |
|-----------------------------|-------------------------------------|--------------------------------|---|--------------------------------|----------------------------|
| Consommation de puissance : | 3 mW                                | 7,2 mW<br>(Vdd = 1,5 V)        | Consommation de puissance :                   | 24 mW<br>(Vdd = 0,9 V)         | 41 mW<br>(Vdd=1,3 V)       |
| Bruit de phase :            | -                                   | 113 dBc/Hz @<br>3 MHz          | Puissance délivrée à l'antenne :              | + 12 dBm                       | - 12,9 dBm                 |
| <b>L.N.A.</b>               | <u>Simulations</u><br>@ 21 GHz      | <u>Mesure</u><br>@ 14,4 GHz    | <b>Diviseur de fréquence</b>                  | <u>Simulations</u>             | <u>Mesure</u>              |
| Consommation de puissance : | 11,2 mW                             | 28 mW                          | Consommation de puissance :                   | 6 mW<br>(Vdd = 1,5 V)          | 4,5 mW<br>(Vdd = 2,1 V)    |
| Configuration du bruit :    | 2,94 dB                             | 8 dB                           | Vitesse de Commutation :<br>(Vdd : 1,5/2,1 V) |                                | 15,8 GHz /<br>20,4 GHz     |
| Gain :                      | 27 dB                               | 21 dB                          |   |                                |                            |
|                             |                                     | <b>Antennes</b>                | <u>Simulations</u>                            | <u>Mesure</u>                  |                            |
|                             |                                     | Gain @ 6,7 mm :                | - 48 dB                                       | - 53 dB                        |                            |
|                             |                                     | Impedance :                    | 125-j55 Ohms                                  | 89-j43 Ohms                    |                            |

### 1.3.3. Faisabilité et défis des interconnexions RF sans fils

L'objectif de tout système d'interconnexions est d'assurer une liaison fiable en minimisant en même temps le bruit et les interférences, la puissance consommée et la surface occupée. Pour les interconnexions RF, les objectifs demeurent identiques, avec la nécessité supplémentaire d'évaluer les paramètres de circuits spécifiques pour les radiofréquences tels que le gain, la linéarité, l'adaptation et le bruit. Dans ce paragraphe sont présentées les études relatives à ces divers aspects, complétant l'évaluation de la faisabilité d'une solution sans fils.

#### 1.3.3.1. La vitesse de propagation du signal

La motivation principale pour l'introduction de réseaux d'interconnexions alternatives est l'augmentation du temps de retard dans les interconnexions conventionnelles. L'étude menée par Floyd [Flo-01-b] indique le retard associé aux interconnexions sans fils en technologie 0,18  $\mu\text{m}$ . Ce délai de transmission provient du temps de vol ( $t_{of}$ ) et du retard propre au récepteur. En supposant que le milieu dominant de propagation des ondes est le silicium, ce qui constitue un pire cas de retard en raison de la permittivité plus élevée ( $\epsilon_r = 11,7$ ), le temps de vol pour une distance de 1,3 cm (distance maximale) est 150 ps. Le retard lié au récepteur a été estimé avec des simulations SPICE à 188 ps. Le retard total résultant pour la propagation du signal entre le transmetteur et la sortie du récepteur est

338 ps, ce qui correspond à 63 % de la période d'un signal de fréquence 1,875 GHz. Le retard relatif (*skew*) est 34 ps soit 6,4% de la période du signal de sortie, ce qui reste inférieur au niveau maximal acceptable (10%). Ce retard d'un système d'interconnexions sans fils reste assez élevé. Ce qui rend attractive cette solution est le fait que ce retard diminue avec l'insertion des nouvelles générations technologiques, contrairement aux interconnexions globales, dont les performances se dégradent à chaque nouvelle génération. Ainsi, le passage d'une technologie 100 nm à 70 nm, diminue le retard des transistors de 30% et augmente la distance maximale couverte par les interconnexions de 7%. Par conséquent, le temps de vol augmente de ~7% et le retard du récepteur diminue de ~30%. Le retard d'une liaison diminue alors de 338 ps à 292 ps, donc de 14 %.

### 1.3.3.2. La consommation de puissance

L'étude menée par Floyd [Flo-99] a permis de comparer la puissance dissipée par un réseau d'horloge sans fils et la puissance des réseaux de distribution conventionnels, tels qu'un arbre en H avec les répéteurs, ou une grille. Cette étude est basée sur la relation dynamique (eq.I.10) suivante, en supposant que la tension d'alimentation et la fréquence d'opération sont les mêmes pour tous les systèmes.

$$P_{dynamic} = \alpha \cdot f \cdot C_{totale} \cdot V_{dd}^2$$

Dans ces conditions, comparer les puissances revient à une comparaison de la capacité totale [Res-98]. Celle-ci comprend essentiellement trois composantes : la capacité  $C_G$  liée aux niveaux supérieurs qui assurent la distribution du signal entre sa source et les divers blocs, (y compris la capacité de ces blocs et des répéteurs), la capacité des interconnexions  $C_W$  entre la sortie des répéteurs et les points à synchroniser et enfin la capacité d'entrée  $C_L$  de ces mêmes points. Le tableau III résume les conclusions de cette étude portant sur la dissipation de puissance.

TABLEAU III

| Capacitance (pF)        | 0,1 $\mu$ m, Cu, k=2, Vdd=1,2 V, @ 2 GHz, 16 sorties |            |           |
|-------------------------|--|------------|-----------|
|                         | Grille   | Arbre en H | Sans Fils |
| $C_G$                   | 1281   | 870        | 1064      |
| $C_W$                   | 772  | 52         | 52        |
| $C_L$                   | 1242   | 1242       | 1242      |
| $C_T = C_G + C_W + C_L$ | 3295   | 2164       | 2358      |
| % Puissance             | 5,9  | 3,9        | 4,2       |

Les performances du réseau sans fils sont comparables à celles de l'arbre H et meilleures que celles de la grille en terme de puissance. Ces résultats sont basés sur des résultats expérimentaux pour l'horloge sans fils à 0,25  $\mu\text{m}$  et d'autres résultats publiés pour la grille et l'arbre en H [Res-98]. Une méthodologie de réduction d'échelle a été ensuite employée pour les prédictions des valeurs en technologie 0,1  $\mu\text{m}$ .

### **1.3.3.3. Les interférences électromagnétiques**

La réalisation d'un système d'interconnexions RF demande un rapport signal sur bruit élevé à l'entrée de chaque bloc récepteur. Il y a plusieurs facteurs à considérer pour estimer le rapport signal sur bruit maximal pour une distribution sans fils de signaux d'horloge : la puissance du signal transmis, le gain de transmission des antennes, les effets des interférences liés à la présence des autres structures, le bruit thermique et le bruit induit sur les antennes à cause des transitions des circuits digitaux voisins. Le bruit provenant des circuits digitaux a deux contributions : le bruit généré par les transistors, qui injectent du courant dans le substrat commun, et le bruit induit sur les antennes à cause du couplage avec des lignes longues situées à proximité. Pour les basses fréquences où le rayonnement reste limité, ces deux contributions demeurent assez élevées [Meh-03]. L'augmentation de la fréquence du signal émis par les antennes en comparaison avec la fréquence du circuit et la combinaison des antennes avec des structures différentielles devrait réduire ce type de bruit. Le rapport signal sur bruit a été estimé dans une étude récente [Bra-00], menée à la fréquence de 18 GHz, pour une distance de 2 cm entre les antennes émettrice et réceptrice, à  $\sim -23$  dB. Le signal d'entrée a été fixé à +10 dBm, l'atténuation du canal est -53 dB, le bruit thermique -64 dBm, le bruit digital -72 dBm et 5 dB l'atténuation liée aux interférences.

Plusieurs études sont menées pour mieux comprendre l'atténuation provoquée par les structures présentes sur le chemin de propagation des ondes [Yoo-00, Ras-02, Guo-03]. La densité, la géométrie et l'orientation de ces structures fixent l'atténuation, qui varie entre 5 et 10 dB. Tous ces résultats montrent que le milieu le plus intéressant pour la propagation des ondes est le substrat du silicium.

### **1.3.3.4. L'intégration des antennes**

Le choix d'un type d'antenne par rapport à une autre est basé essentiellement sur la flexibilité conceptuelle, le rapport puissance transmise/puissance émise, la surface occupée et la facilité d'excitation. Les antennes principalement proposées dans la littérature sont des antennes linéaires : monopoles de longueur 1 à 3 mm, dipôles de longueur 2 mm et zigzag de longueur 2 mm

[Kim-00, Ras-03]. L'insertion d'antennes de type patch s'avère moins intéressante à cause de leur encombrement et de la nécessité de plans de masse afin d'effectuer l'excitation.

La taille d'une antenne intégrée est limitée par les dimensions du circuit. Plusieurs techniques de miniaturisation sont référencées dans la littérature [Skr-01] : l'insertion de matériaux de permittivité élevée, le chargement des antennes par des éléments localisés (afin d'augmenter la permittivité effective et de réduire la taille), l'introduction de plans de masse et de court-circuits. Pour les applications sans fils, où la vitesse de propagation du signal et la surface occupée sont des facteurs prédominants, la solution la plus envisageable est l'optimisation de la géométrie de l'antenne. Afin de maximiser le rayonnement et de réduire la taille de l'antenne, le fonctionnement aux fréquences élevées est imposé. La proximité de plans de masse, d'interconnexions ou d'autres structures voisines va changer les caractéristiques des antennes. Pour les rendre efficaces, il convient donc d'optimiser leur géométrie en tenant compte de leur environnement.

## **1.4. OBJECTIF DE L'ETUDE : EVALUER LA FAISABILITE ET L'INTEGRABILITE DES INTERCONNEXIONS SANS FILS**

L'objectif de cette étude est de mener l'évaluation des interconnexions sans fils intra puce comme solution alternative aux systèmes d'interconnexions conventionnelles. La motivation provient des travaux réalisés récemment dans ce domaine, qui montrent qu'il s'agit d'une solution à fortes potentialités : i) le retard de propagation du signal diminue lors de l'introduction de chaque nouvelle génération, ii) la consommation de puissance est du même ordre que dans les systèmes conventionnels, iii) les interférences électromagnétiques sont dirigeables, iv) l'intégration des antennes sur silicium possible. De plus la compatibilité d'intégration avec les procédés existants des lignes d'interconnexions souligne l'intérêt économique de cette solution par rapport aux autres solutions proposées pour la problématique. Les points sur lesquels notre attention était attirée afin de compléter les études existantes sont :

- L'impact des paramètres technologiques (résistivité et épaisseur du silicium permittivité et épaisseur des diélectriques, etc...) sur les performances des antennes intégrées.

A partir des résultats de la littérature nous choisissons une paire d'antennes linéaires, afin d'exploiter l'influence des matériaux sur les propriétés de transmission. La modélisation électromagnétique des antennes sur le substrat de silicium permettra : i) la comparaison de nos résultats avec les travaux déjà menés dans ce domaine, ii) la compréhension de l'impact des paramètres technologiques sur les performances du système. Les conclusions nous permettront d'optimiser la transmission du signal et de dégager des voies pour obtenir un maximum de puissance transmise.

- La conception, la réalisation et la caractérisation des antennes et des motifs de test.

Les premiers résultats expérimentaux vont valider le modèle électromagnétique et confirmer ainsi les hypothèses pour l'influence des matériaux. La méthodologie de caractérisation sera basée sur la mesure dans le domaine fréquentiel de la matrice de répartition [S] entre les antennes.

- L'impact des autres niveaux métalliques sur les caractéristiques d'un système de transmission sur puce sans fils.

Dans le but d'avancer vers un système réel nous aborderons l'influence des métallisations dans l'environnement des antennes. L'étude de structures complexes, difficiles à concevoir avec les outils standards de modélisation électromagnétique sera présentée. Nous allons donc proposer une structure innovante, avec d'excellentes caractéristiques de transmission et intégrable dans les circuits actuels.

- Les effets de couplage entre les ondes générées par les antennes et les composants voisins.

Dans une dernière étape l'investigation des phénomènes parasites, provenant du fonctionnement des antennes nous permettra de conclure sur leur compatibilité avec les circuits actuels.

## REFERENCES

- [Adl-98] V. Adler and E. G. Friedman, "Repeater Design to Reduce Delay and Power in Resistive Interconnect", *IEEE Transactions on Circuits and Systems II : Analog and Digital Signal Processing*, vol. 45, no. 5, pp. 607-616, May 1998.
- [Aja-01] A. H. Ajami, K. Banerjee, M. Pedram, "Non Uniform Chip Temperature Dependent Signal Integrity", *IEEE Symposium on VLSI Technology Digest Of Technical Papers*, 2001.
- [Ath-00] W. Athas, N. Tzartzanis, W. Mao, L. Peterson, R. Lai, K. Chong, J.S. Moon, L. Svensson, M. Bolotski, "The Design and Implentation of a Low Power Clock Powered Microprocessor", *IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol. 35, no. 11, pp. 1561-1570, 2000.
- [Arn-00] V. Arnal, J. Torres, P. Gayet, M. Haond, C. Vérove, B. Descouts, P. Spinelli, "A Novel SiO<sub>2</sub>-Air Gap Low k for Copper Dual Damascene Interconnect", *Proceedings of Advanced Metallization Conference, San Diego, 2000*.
- [Ave-99] R. M. Averil et al., "Chip integration methodology for the IBM S/390 G5 and G6 custom microprocessors", *IBM Journal of Research and Developments*, vol. 43, no. 5/6, pp. 681-706, 1999.
- [Bak-84] H. B. Bakoglu, H.;Meindl, "Optimal interconnect circuits for VLSI", *Solid-State Circuits Conference, Digest of Technical Papers, IEEE International Volume XXVII*, pp. 164 – 165, Feb 1984.
- [Bak-85] H. B. Bakoglu HB., Meindl JD., "Optimal Interconnection circuits for VLSI", *IEEE Transactions on Electron Device Letters*, ED-32:903-909, 1985.
- [Bak-86] H. B. Bakoglu, J.T. Walker, and J. D.Meindl, "A symmetric clock distribution tree and optimized high speed interconnections for reduced clock skew in ULSI and WSI circuits, "in *Proceeding of IEEE Int. Conf. Computer Design*, pp. 118-122, October 1986.
- [Bak-95] H. B. Bakoglu, HB., "Circuits, interconnections and packaging for VLSI" Addison-Wesley; 1990. (Japanese translation, Maruzen, 1995).
- [Ban-01] K. Banerjee, S. J. Souri, P. Kapur and K. Saraswat, "3-D IC: A Novel Chip Design for Improving Deep Submicrometer Interconnect Performance and System-on-Chip Integration", *Proceedings of the IEEE*, vol. 89, no. 5, May 2001.
- [Ber-01] C. Bermond, B. Flechet, V. Arnal, A. farcy, J. Torres, Y. Morand, G. Le Carval, "Characterization and Simulation of Signal Propagation and Crosstalk on Advanced Cu SiO<sub>2</sub> on-chip Interconnects for High Speed Circuits", *IEEE International Interconnect Technology Conference, San Francisco, 2001*.
- [Bra-00] D. Bravo, H.Yoon, K. Kim, B. Floyd, and K.K.O "Estimation of the Signal to Noise Ration for On-Chip Wireless Clock Signal Distribution", *IEEE International Interconnect Technology Conference*, pp. 9-11, San Francisco, 2000.
- [Bar-88] E. Barke, "Line to Ground Capacitance Calculation for VLSI : A Comparison ", *IEEE Transaction of Computer Added Design*, vol. 29, no. 2, pp. 295-298, 1988.

- [Bes-04] W. F. A. Besling, V. Arnal, J. F. Guillaumond, C. Guedj, M. Broekaart, L. L. Chapelon, A. Farcy, L. Arnaud, and J. Torres, *IEDM Technical Digest*, pp. 325, 2004.
- [Cha-01-a] M. F. Chang, H. Shin and L. Zhang, "RF-Interconnect for Future Inter and Intra ULSI Communications", *IEEE IEDM Technical Digest*, pp. 23.41-23.44, Dec. 2001.
- [Cha-01-b] M. F. Chang, V. P. Roychowdhury, L. Zhang, H. Shin, and Y. Qian, "RF/ Wireless Interconnect for Inter- and Intra Chip Communication", *Proceedings of the IEEE*, vol. 89, no. 4, April 2001.
- [Che-05] G. Chen, H. Chen, M. Haurylau, N. Nelson, D. Albonesi, P. M. Fauchet, and E. G. Friedman, "Electrical and Optical On-Chip Interconnects in Scaled Microprocessors", *International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 2514-2517, May 2005.
- [Far-05] A. Farcy, O. Cueto, B. Blampey, V. Arnal, L. G. Gosset, W. F. A. Wesling, S. Chhun, T. Lacrevez, C. Bermond, B. Flechet, O. Rousière, F. de Crécy, G. Angénieux, J. Torres, "Optimization of signal propagation performances in interconnects of the 45 nm node by exhaustive analysis of the technological parameters impact", *IEEE IITC*, June 2005.
- [Fis-98] P. D. Fisher and R. Nesbit, "Clock-Cycle Estimation and Test Challenges for Future Microprocessors", *IEEE Circuits and Devices*, pp. 37-40, March 1998.
- [Flo-00] B.A. Floyd et al. "Wireless interconnection in a CMOS IC with integrated antennas", *Proceeding of ISSCC*, pp. 328-329, 2000.
- [Flo-01-a] B. A. Floyd, C. M. Hung and Kenneth K. O. "A 15 GHz Wireless Interconnect Implemented in a 0.18 - $\mu$ m Technology Using Integrated Transmitters, Receivers and Antennas", *Symposium on VLSI Circuits*, Digest of Technical Papers, 2001.
- [Flo-01-b] B. A. Floyd, "A CMOS Wireless Interconnect System For Multigigahertz Clock Distribution", *Dissertation*, University of Florida, Gainesville, 2001.
- [Flo-02] B.A. Floyd, C.M. Hung and K. K. O, "Intra -Chip Wireless Interconnect for Clock Distribution Implemented With Integrated Antennas, Receivers, and Transmitters," *IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol. 37, no. 5, May 2002.
- [Flo-99] B. A. Floyd and Kenneth, K. O. "The Projected Power Consumption of a Wireless Clock Distribution System and Comparison to Conventional Distribution Systems", *IEEE, IITC-1999*.
- [Fra-91] M. Y. Frankel et al., "Terahertz attenuation and dispersion characteristics of coplanar transmission lines", *IEEE Transactions On Microwave Theory Technics*, vol. 39, June 1991.
- [Fri-01] E. G. Friedman, "Clock distribution networks in synchronous digital integrated circuits", *Proceedings of the IEEE*, vol. 89, no. 5, May 2001.
- [Gro-02] J. Grodstein et al. "Power and CAD considerations for the 1.75 mbyte 1.2 ghz L2 cache on the alpha 213640 CPU," *Proceedings of the 12<sup>th</sup> ACM Great Lakes Symposium on VLSI*, pp. 1-6, New York 2002.
- [Gro-98] P. E. Gronowski et al., High performance Microprocessor Design", *Solid State Circuits*, vol. 33, no. 5, pp. 676-685, 1998.
- [Guo-03] X. Guo, R. Li, and Kenneth K. O., "Design Guidelines for Reducing the Impact of Metal Interference Structures on the Performance On-Chip Antennas", *IEEE AP-S, International Symposium and USNC/URSI National Radio Science Meeting*, vol. 1 pp. 606-609, June 2003.

- [Hav-01] R. H. Havemann and J. A. Hutchby, "High-Performance Interconnects : An Integration Overview"; *Proceedings of the IEEE*, vol. 89, no. 5, Mai 2001.
- [Ism-98] Y. I. Ismail et al., "Figures of Merit to Characterize the Importance of On-Chip Inductance", *Proceedings of DAC*, pp. 560, 1998.
- [Ism-00] Y. I. Ismail, E. G. Friedman, and J. L. Neves, "Exploiting On –Chip Inductance in High Speed Clock Distribution Networks", *Proc. 43<sup>rd</sup> IEEE, Midwest Symposium on Circuits and Systems*, August, 2000.
- [Jia-00] D. Jiang, B. L. Bhuvu, D. V. Kerns, Jr., and S.E. Kerns, "Comparative Analysis of Metal and Optical Interconnect Technology", *IEEE IITC*, Santa Clara May 2000.
- [Kim-00] K. Kim, "Design and Caractérisation of Components for Inter and Intra-Chip Wireless Communications", *Dissertation*, University of Florida, Gainesville, 2000.
- [Kuh-95] S. A. Kuhn, M. B. Kleiner, P. Ramm, and W. Weber, "Thermal analysis of vertically integrated circuits", in *IEDM Tech. Digest*, pp. 487-490, 1995.
- [Lee-98] M. Lee, "A Multilevel Parasitic Interconnect Capacitance Modeling and Extraction for Reliable On chip Clock Delay Evaluation" *Journal of Solid State Integrated Circuits*, vol. 33, no. 4, pp. 657-661, 1998.
- [Meh-02] J. Mehta, D. Bravo, and Kenneth, K. O. "Switching Noise Picked up by a Planar Dipole Antenna Mounted Near Integrated Circuits", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol.44, pp. 282-290, 2002.
- [Mij-87] D. Mijuskovic, "Clock distribution in application specific integrated circuits", *Microelectronics Journal*, vol. 18, pp. 15-27, July/August 1987.
- [Mei-99] T. Meincke, A. Hemani, S. Kumar, P. Ellervee, J. Oberg, T. Olsson, P. Nilsson, D. Lindqvist, H. Tenhunen, "Globally Asynchronous Locally Synchronous Architecture for Large High Performance ASICs", *Proceedings of ISCAS 1999*.
- [Mil-97] D. A. B. Miller, and H. Ozatkas, "Limit to the bit-rate capacity of electrical interconnects form the aspect ratio of the system architecture", *Special Issue On parallel and Distributed Computing*, vol. 41, pp. 42-52, 1997.
- [Mil-00] D. A. B. Miller, "Rationale and Challenges for Optical Interconnects to Electronic Chips", *IEEE Proccedings*, vol. 88, no. 6, June, 2000.
- [Nek-93] M. Nekili, Y. Savaria, G. Bois, and M. Bennani, "Logic-based H-trees for large VLSI processor arrays: A novel skew modeling and high speed clocking method", in *proc. 5<sup>th</sup> Conf. Microelectronics*, pp. 1-4, Dec. 1993.
- [Ras-02] A. B. M. H. Rashid, S. Watanabe and T. Kikkawa, "Interference Suppression of Wireless Interconnection in Si Integrated Antenna", *IITC, Proceedings of IEEE*, pp. 173-175, San Franscisco, 2002.
- [Ras-03] A. B. M. H. Rashid, S. Watanabe and T. Kikkawa, "Crosstalk Isolation of Monopole Antenna on Si for ULSI Wireless Interconnect", *IITC, Proceedings of IEEE*, pp. 156-158, San Franscisco, 2003.
- [Res-98] P. Restle and A. Deutsch, "Designing the Best Clock Distribution Network", *Symposium on VLSI Circuits Digest Technical Papers*, pp. 2-5, June 1998.
- [Ryu-00] W. Ryu, J. Lee,. H. Kim, S. Ahn, N. Kim, B. Choi, D. Kam, and J. Kim, "RF Interconnect for Multi-Gbits/s Board-Level Clock Distribution", *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, vol. 23, no. 3, August 2000.

- [Syl-00] D. Sylvester and K. Keutzer, "A global wiring paradigm for deep submicron design", *IEEE Transactions on Computer Aided Design of integrated circuits and systems*, vol. 19, no. 2, Feb. 2000.
- [Sak-93] T. Sakurai, "Closed-form expressions for interconnection delay, coupling and crosstalk in VLSI", *IEEE Transactions on Electron Device Letters*, vol. 40, no. 1, January 1993.
- [Sar-82] K. C. Saraswat and F. Mohamaddi, "Effect of Scaling of Interconnections on the Time Delay of VLSI Circuits", *IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol. Sc-17, no. 2, April 1982.
- [Sou-00] S. J. Souri, K. Banerjee, A. Mehrrottra, K. C. Saraswat, "Multiple Si Layer Ics : Motivation, Performance Analysis, and Design Implications", *IEEE DAC*, pp. 213-220, 2000.
- [Shi-02] H. Shin and M. F. Chang, "1.1 Gbit/s RF-interconnect based on 10 Ghz RF-modulation in 0.18  $\mu\text{m}$  CMOS", *Electronics Letters*, vol. 38, no. 2, January 2002.
- [Sjo-00] A. E. Sjogren, C. J. Mayers, "Interfacing Synchronous and Asynchronous Modules Within a High Speed Pipeline", *IEEE Transactions on VLSI Systems*, vol.8, no.5, pp. 573-583, 2000.
- [Skr-01] A. K. Skrivervik, J. F. Zurcher, O. Staub, and J. R. Mosig, "PCS antennas design : the challenge of miniaturization", *IEEE, AP. Magazine*, vol. 43, no. 4, August 2001.
- [Tam-00] S. Tam, et al., "Clock generation and Distribution for the first IA-64 microprocessor", *Solid State Circuits*, vol. 3, no. 11, pp. 1545-1552, 2000.
- [The-00] T. N. Theis, "The Future of Interconnections Technology", *IBM, J. Res. Develop.*, vol. 44, no. 3, May 2000.
- [Yoo-00] H. Yoon, K. Kim, and Kenneth, K. O., "Interference effects on integrated dipole antennas by a metal cover for an integrated circuit package", *IEEE AP-S International Symposium and USNC/URSI National radio Science Mtg.*, pp. 782-785, July 2000.
- [Ven-00] R. Venkatesan, J. A. Davis, K. A. Bowman and J. D. Meindl, "Optimal Repater Insertion for N-Tier Multilevel Interconnect Architectures", *IEEE IITC*, pp. 132-134 Burlingame, 2000.
- [Wan-83] D. Wann and M. Franklin, "Asynchronous and clocked control structures for VLSI based interconnections networks", *IEEE Transactions on Computer*. vol. 32, pp. 284-293, March 1983.

## **Chapitre 2 : MODELISATION ELECTROMAGNETIQUE DES ANTENNES INTEGREES**

L'intégration d'une antenne sur silicium impose l'étude de l'influence des paramètres technologiques sur ses propriétés intrinsèques et sur les propriétés des ondes transmises. L'impact du substrat multicouche (silicium, diélectrique, métal) est donc étudié dans une première étape. Son introduction sous l'antenne donne naissance principalement à deux catégories d'ondes : les ondes rayonnées et guidées. La modélisation des antennes et des ondes est traitée de deux manières différentes : une étude numérique utilisant la méthode des équations intégrales et une formulation analytique basée sur les caractéristiques des antennes imprimées et sur les propriétés des ondes guidées. Les paramètres du substrat tels que l'épaisseur, la permittivité et la résistivité de chaque couche se sont montrés déterminants pour les caractéristiques du système de transmission.

L'implantation d'une antenne dans un système d'interconnexions sans fils réel rend indispensable l'étude de l'impact des autres niveaux de métallisation (interconnexions, plans de masse, alimentations...). La méthode numérique employée ne peut donner qu'une première approche des caractéristiques des antennes intégrées dans les circuits actuels. Toutes les caractéristiques technologiques (épaisseurs, blocs métalliques pour le polissage, barrières, vias..) ne peuvent pas être prises en compte dans les simulations. Les différences entre le modèle et le circuit qui sera réalisé peuvent introduire quelques écarts entre les performances simulées et mesurées. Pourtant les simplifications introduites donnent une vision assez claire des propriétés de la transmission en présence de métallisations, ce qui nous conduit à la proposition d'une première structure optimisée, en tenant compte des niveaux de métallisations placés sous l'antenne.

## 2.1. ANTENNE EN ESPACE LIBRE

Ce paragraphe commence essentiellement avec la définition des paramètres principaux des antennes en espace libre, un cas de référence qui va nous servir sur notre étude ultérieure des antennes sur silicium. La méthode de résolution numérique utilisée pour obtenir tous les résultats présentés dans ce mémoire est ensuite exposée, ainsi qu'un exemple concret de validation pour une antenne en espace libre.

### 2.1.1. Définition des paramètres principaux des antennes [Bal-97]

Les antennes linéaires font partie des antennes les plus anciennes, les plus simples, les plus économiques et en même temps les plus adaptées à une grande gamme d'applications. Leur modélisation analytique date du début du 20<sup>ème</sup> siècle et elle est en général basée sur la résolution des équations intégrales type Pocklington (1897) ou Hallen (1938), avec un choix approprié des conditions aux limites. Des formulations analytiques sont données par plusieurs auteurs [Kin-91, Ale-81], permettant d'obtenir la distribution du courant, l'impédance d'entrée et le champ rayonné. Dans cette partie nous rappelons brièvement quelques paramètres caractéristiques des antennes que nous allons souvent évoquer au cours de ce chapitre.

#### 2.1.1.1. Le diagramme de rayonnement

Considérons un dipôle demi-onde pour lequel  $L = \lambda/2$ , comme c'est illustré sur la figure suivante (Fig.II.1). La variation de la densité de puissance rayonnée par ce dipôle en fonction des coordonnées dans l'espace ( $r, \varphi, \theta$ ) est représentée par son diagramme de rayonnement (Fig.II.2).

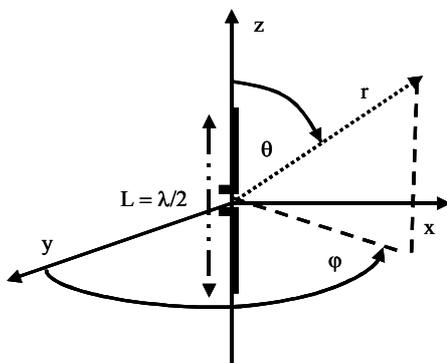


Fig.II.1 : Dipôle demi-onde en espace libre.

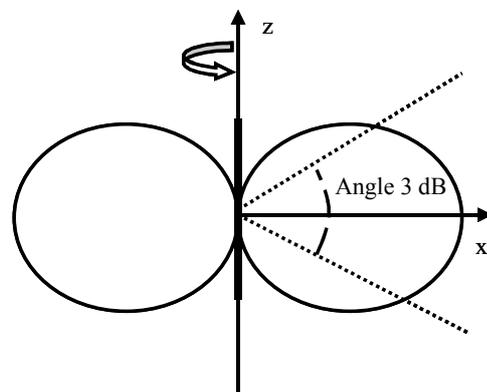


Fig.II.2 : Diagramme du rayonnement du dipôle.

Ce tracé permet de visualiser les directions privilégiées de rayonnement, appelées lobes. L'angle d'ouverture à 3 dB est un paramètre important puisqu'il permet de définir les deux directions du lobe principal pour lesquelles la puissance rayonnée vaut la moitié de la puissance maximum. La proximité des masses conductrices et du substrat entourant l'antenne ont une influence importante sur la forme du diagramme de rayonnement. Nous nous référons au cas simple d'un dipôle dans l'air, disposé horizontalement à une distance  $h$  d'un plan de masse (Fig.II.3). Son diagramme de rayonnement présente une dépendance du rapport  $h/\lambda_0$ , où  $\lambda_0$  est la longueur d'onde en espace libre (Fig.II.4). Plus la hauteur  $h$  est grande, plus le nombre de lobes est élevé.

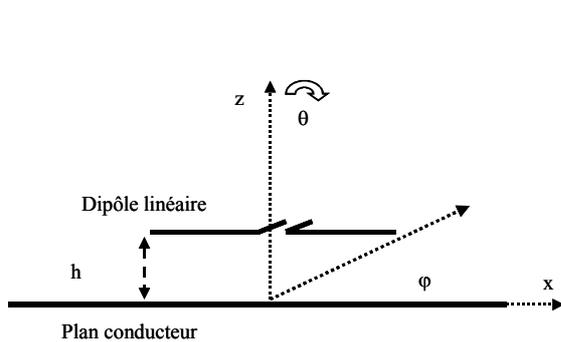


Fig.II.3 : Dipôle disposé à une hauteur  $h$  d'un plan de masse.

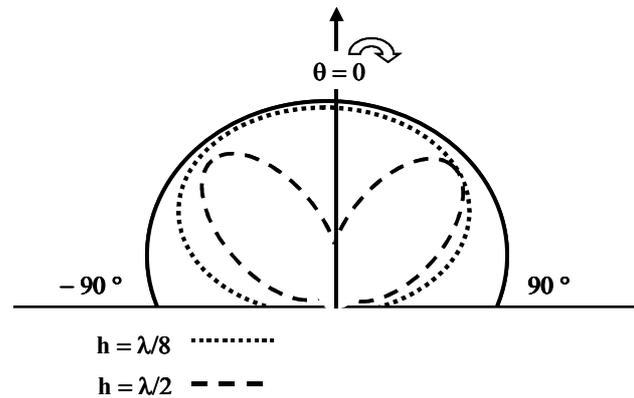


Fig.II.4 : Diagramme de rayonnement du dipôle disposé à une hauteur  $h$  d'un plan de masse.

### 2.1.1.2. Régions de rayonnement

L'espace autour d'une antenne est divisé en trois régions (Fig.II.5) : i) le champ proche réactif (zone de Rayleigh) ii) le champ proche rayonnant (zone de Fresnel) et iii) le champ lointain (zone de Fraunhofer).

Les conditions limites qui séparent ces trois régions ne sont pas uniques, plusieurs critères sont utilisés pour les distinguer. Pour la majorité des antennes la limite extérieure du champ proche réactif, où l'énergie s'emmagine et des ondes stationnaires qui ne se propagent pas existent, se trouve à une distance de la surface d'antenne de :

$$R_1 = 0,62 \cdot \sqrt{L^3 / \lambda} \quad (\text{II.1})$$

où  $\lambda$  est la longueur d'onde et  $L$  la plus grande dimension linéaire de l'antenne. Les champs électrique et magnétique présentent une décroissance en  $1/r^3$  et  $1/r^2$  respectivement et la densité de puissance décroît en  $1/r^5$ . Pour une antenne sur silicium ( $\epsilon_r = 11,7$ ) l'application de l'équation II.1 donne que  $R_1 \sim 0,7$  mm, si  $L = \lambda/2$  à la fréquence de 30 GHz.

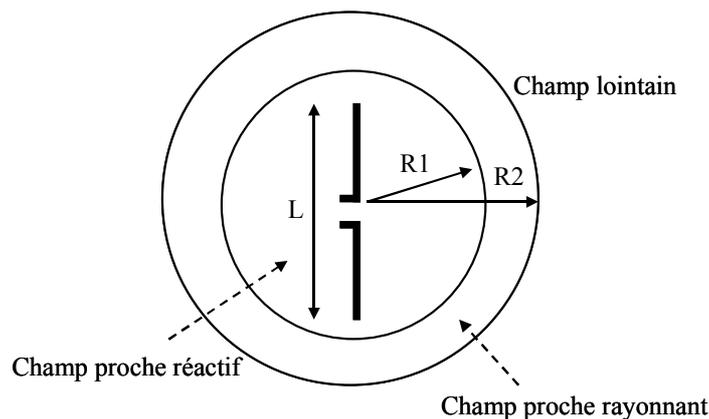
Le champ proche rayonnant est la région de l'espace où le rayonnement des ondes domine et la distribution angulaire du champ dépend de la distance. Les composantes du champ électrique présentent une dépendance avec la distance en  $1/r^2$  et en  $1/r$  et le champ magnétique une dépendance en  $1/r$ . La limite extérieure du champ proche rayonnant mesurée depuis l'antenne est :

$$R_2=2 \cdot L^2/\lambda \quad (\text{II.2})$$

L'application de cette équation pour une antenne sur silicium à la fréquence de 30 GHz résulte que  $R_2 \sim 1,5$  mm.

Pour le champ lointain la différence principale provient de la distribution angulaire du champ qui n'est plus une fonction de la distance. Les champs sont caractérisés par une décroissance en  $1/r$  et la densité de puissance par une décroissance en  $1/r^2$ . La limite intérieure du champ lointain est donnée par la relation suivante :

$$R > 2 \cdot L^2/\lambda \quad (\text{II.3})$$



**Figure II.5 :** Régions du champ autour d'une antenne.

Une antenne réceptrice placée donc dans le champ proche réactif, dans le champ proche rayonnant ou dans le champ lointain, va recevoir une densité de puissance qui décroît en fonction de la distance comme  $1/r^5$ ,  $1/r^3$  et  $1/r$  respectivement.

### 2.1.1.3. Directivité, efficacité et gain

La directivité est définie comme le rapport entre la densité de rayonnement  $U(\theta, \phi)$  dans une direction donnée et la densité du rayonnement d'une source isotrope  $U_0$ . La densité de rayonnement de cette dernière est égale à la puissance rayonnée par l'antenne ( $P_R$ ) divisée par  $4\pi$ . Nous notons que la

directivité ne dépend pas de la distance de l'élément rayonnant, puisque les deux densités décroissent en  $1/r^2$  :

$$D(\theta,\varphi)=\frac{U(\theta,\varphi)}{U_o}=\frac{4\pi\cdot U(\theta,\varphi)}{P_R} \quad (\text{II.4})$$

L'efficacité totale d'une antenne est utilisée pour prendre en compte les pertes à l'entrée du dispositif et les pertes liées aux conducteurs. Elle est égale au rapport entre la puissance rayonnée ( $P_R$ ) et la puissance d'alimentation ( $P_A$ ) :

$$e_t=\frac{P_R}{P_A}=e_r\cdot e_c\cdot e_d \quad (\text{II.5})$$

Le terme  $e_r$  est l'efficacité de réflexion provenant de la désadaptation à l'entrée du dispositif, et s'exprime comme :  $e_r=1-S_{11}^2$  avec  $S_{11}$  le coefficient de réflexion. Les termes  $e_c$  et  $e_d$  sont les efficacités qui prennent en compte les pertes provenant respectivement des conducteurs et des diélectriques. Ces deux quantités sont en général obtenues de façon expérimentale et comme elles ne peuvent pas être distinguées, elles sont combinées ensemble pour donner l'efficacité du conducteur-diélectrique  $e_{cd}$  ou efficacité du rayonnement. Cette efficacité est déterminée par la puissance rayonnée, divisée par la somme de la puissance rayonnée et de la puissance liée aux pertes :

$$e_{cd}=\frac{P_R}{P_R+P_{pertes}} \quad (\text{II.6})$$

Ainsi, une antenne théorique efficace à 100% aura un gain égal à sa directivité. Pour les antennes ordinaires, le gain est lié la directivité par l'intermédiaire de l'efficacité :

$$G(\theta,\varphi)=e_{cd}\cdot D(\theta,\varphi) \quad (\text{II.7})$$

Pour une antenne demi-onde la valeur théorique du gain est égale à 2,135 dB.

La formule de Friis donne le gain de transmission, qui relie la puissance reçue  $P_r$  à la puissance transmise  $P_t$  entre deux antennes en champ lointain :

$$\frac{P_r}{P_t}=|S_{21}|^2=(1-|S_{11}|^2)\cdot(1-|S_{22}|^2)\cdot G_r\cdot G_t\cdot\left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2\Rightarrow G=\frac{|S_{21}|^2}{(1-|S_{11}|^2)(1-|S_{22}|^2)} \quad (\text{II.8})$$

#### 2.1.1.4. Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée ( $Z_{in}$ ) est définie comme le rapport de la tension sur le courant à l'entrée du dispositif :

$$Z_{in} = \frac{V}{I} = R_{in} + j \cdot X_{in} = R_R + R_{pertes} + j \cdot X_{in} \quad (II.9)$$

La partie réelle est la somme de la résistance de rayonnement ( $R_R$ ) et de la résistance des pertes ( $R_{pertes}$ ). La partie imaginaire représente l'énergie qui est stockée dans la région du champ proche. La désadaptation de l'impédance entre l'antenne ( $Z_{in}$ ) et la source ( $Z_o$ ) d'excitation est dépendante de l'environnement et dégrade les performances du dispositif. Si les conditions d'adaptation ne sont pas satisfaisantes, les ondes subissent des réflexions vers la source, donnant naissance à des ondes stationnaires, caractérisées par le paramètre V.S.W.R. (*Voltage Standing Wave Ratio*). Pour les applications pratiques un V.S.W.R. de 2 est accepté.

Lorsque la longueur de l'antenne est proche de  $\lambda/2$ ,  $3\lambda/2$ , etc. son impédance d'entrée ( $Z_{in}$ ) est purement réelle et des situations de résonance apparaissent.

#### 2.1.2. Méthode de modélisation

La résolution théorique de tout problème électromagnétique est basée sur la résolution des équations de Maxwell, sous forme différentielle ou intégrale, dans le domaine fréquentiel ou temporel. Plusieurs méthodes sont actuellement utilisées (FDTD, TLM, FE, MOM), implantées dans des simulateurs numériques. Le choix d'une méthode particulière dépend d'une part du type du problème à résoudre (milieu ouvert ou fermé, matériaux homogènes ou pas, structure planaire ou tridimensionnelle...) et d'autre part des ressources informatiques disponibles.

Le logiciel CST Microwave Studio [CST-02] est bien adapté pour simuler des circuits planaires, intégrés dans une structure multicouche. Il permet donc de simuler des structures 3D, ce qui convient parfaitement aux structures d'antennes et de couches semi-conductrices, métalliques et diélectriques que nous allons analyser ensuite. Chaque couche est décrite par ses dimensions géométriques et par sa permittivité diélectrique complexe.

Le CST utilise une méthode temporelle (FIT) dont l'intérêt réside dans le fait qu'elle balaye après transformée de Fourier, un large spectre de fréquences. Pourtant le temps de simulation nécessaire à la convergence des résultats est imposé par un grand nombre d'itérations. En même temps les mécanismes des pertes qui dépendent de la fréquence sont difficiles à prendre en compte et nécessitent un calcul de convolution, coûteux en mémoire et en temps de calcul. Le principe de base de la méthode de résolution numérique utilisée dans ce mémoire pour l'extraction de tous les résultats de simulation est présenté ensuite.

### 2.1.2.1. Principe de la méthode

La méthode numérique employée consiste à résoudre les équations de Maxwell en utilisant la technique des équations intégrales (Finite Integration Technique) [Wei-77].

$$\oint_C \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{d}{dt} \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (\text{II.10-a})$$

$$\oint_C \vec{B} \cdot d\vec{l} = \mu_0 \int_S \vec{J} \cdot d\vec{S} + \mu_0 \epsilon_0 \frac{d}{dt} \int_S \vec{E} \cdot d\vec{S} \quad (\text{II.10-b})$$

$$\oint_S \vec{E} \cdot d\vec{S} = \frac{1}{\epsilon_0} \int_V \rho \cdot dV \quad (\text{II.10-c})$$

$$\oint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = 0 \quad (\text{II.10-d})$$

La résolution de ces équations commence par la définition précise d'un domaine de calcul, où les conditions limites peuvent être finies ou infinies, avec des parois ouvertes, des murs électriques, magnétiques ou périodiques. La création d'une discrétisation spatiale de la structure étudiée conduit à la définition des mailles élémentaires (Fig.II.6). Leur nombre, le rapport entre leur taille et la longueur d'onde et le rapport entre la plus grande maille et la plus petite sont des paramètres déterminants du temps et de la précision du calcul. A partir de ces mailles primaires, le logiciel créé automatiquement une deuxième discrétisation, orthogonale à la première afin de décrire complètement le système. Les équations de Maxwell sont décrites pour chaque maille et elles sont mises sous une forme matricielle, laquelle peut être facilement résolue dans le domaine temporel ou fréquentiel. Les tensions électriques et les flux magnétiques d'une facette sont calculés sur la maille primaire et les flux électriques et tensions magnétiques sur la maille secondaire.

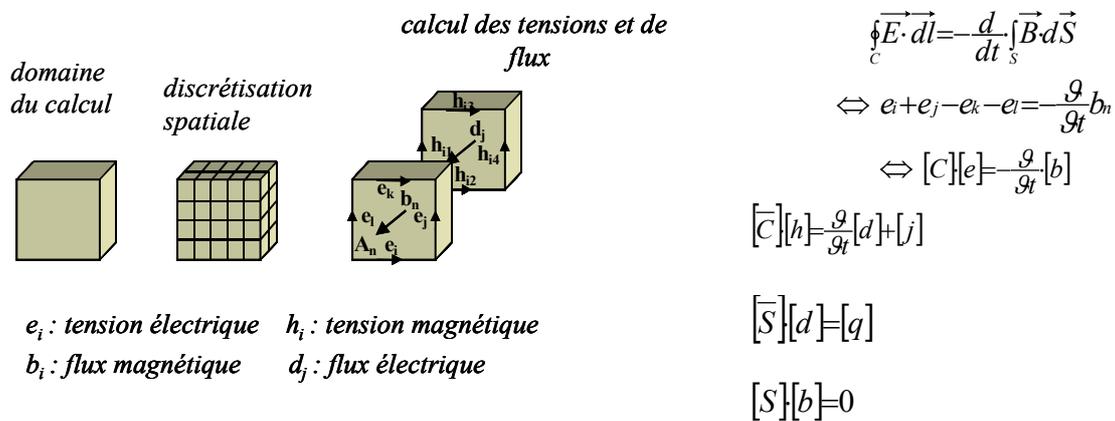
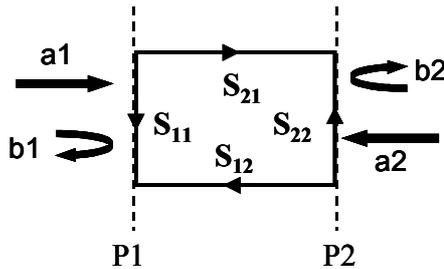


Figure II.6 : Schéma équivalent de la discrétisation spatiale utilisée par le simulateur.

L'excitation des structures étudiées peut être effectuée par une puissance différentielle, (souvent de 1 W) sous une impédance de 50 Ohms ou par un guide d'onde d'impédance variable. Le choix de l'excitation se révèle un facteur critique pour aborder le mieux possible le comportement d'une structure lorsque l'on effectue une comparaison avec la partie expérimentale.

### 2.1.2.2. Calcul de la matrice de répartition [S]

La figure II.7 rappelle la définition de la matrice [S] : soit un quadripôle avec les plans de référence P<sub>1</sub> et P<sub>2</sub> par rapport auxquels sont définis les amplitudes et les phases des ondes. Une onde incidente dans le plan P<sub>1</sub> ou P<sub>2</sub> (a<sub>1</sub> ou a<sub>2</sub>) donnera naissance à une onde réfléchie (b<sub>1</sub> ou b<sub>2</sub>) et à une onde transmise. Si le quadripôle est composé d'éléments linéaires, les relations qui relient les amplitudes complexes (a) et (b) sont des relations linéaires et nous pouvons écrire :



$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (\text{II.11})$$

$$\Rightarrow S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0}, \quad S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0}$$

$$\Rightarrow S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0}, \quad S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0}$$

Figure II.7 : Calcul de la matrice [ S ] d'un quadripôle.

Les éléments S<sub>ii</sub> de la diagonale de la matrice sont les coefficients de réflexion à partir desquels nous pouvons obtenir la fréquence de résonance, les pertes d'insertion (dB), les impédances d'entrée (Z<sub>in</sub>) et le rapport d'ondes stationnaires (V.S.W.R.). Les termes S<sub>ij</sub> sont les coefficients de transmission qui donnent le gain de transmission, la vitesse de phase et la vitesse de groupe des ondes transmises. Le dispositif est donc défini par son coefficient de réflexion, rapport de l'onde réfléchie sur l'onde incidente, et son coefficient de transmission, rapport de l'onde transmise sur l'onde incidente. Ces deux paramètres varient avec la fréquence du signal incident.

La figure suivante (Fig.II.8) présente les dimensions d'une antenne linéaire utilisée afin de tester la fiabilité de la méthode numérique. Il s'agit d'un dipôle de longueur 1,98 mm, en cuivre.

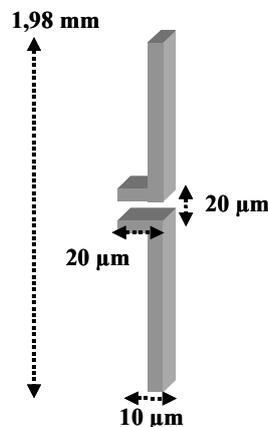
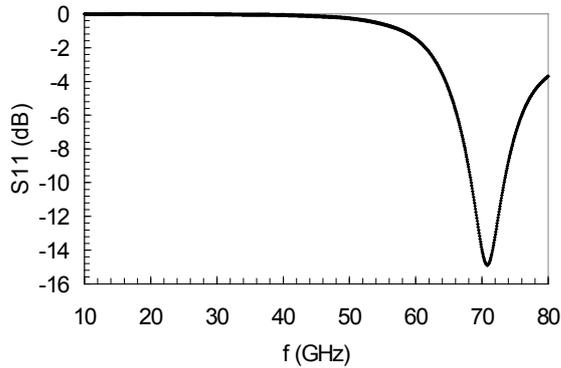
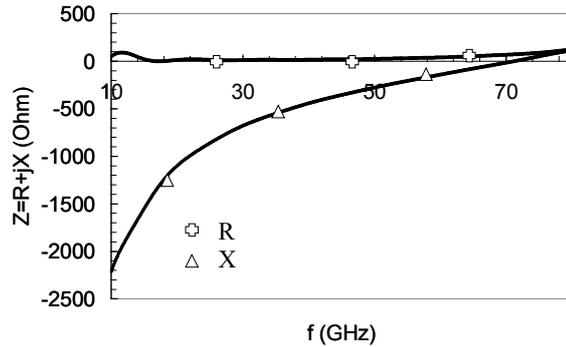


Figure II.8 : Dimensions de l'antenne étudiée.

Les figures ci-dessous (Fig.II.9), (Fig.II.10) montrent le coefficient de réflexion pour cette antenne en espace libre, ainsi que son impédance d'entrée.



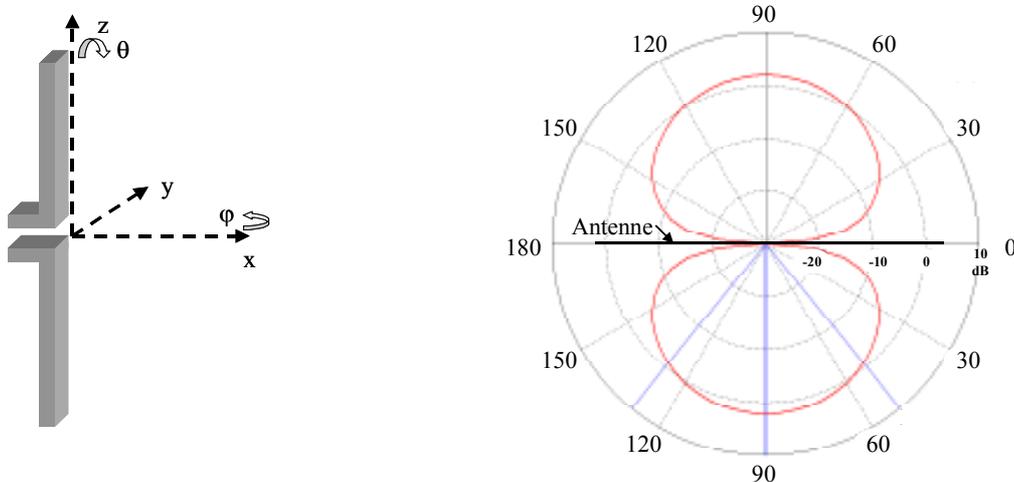
**Figure II.9 :** Coefficient de réflexion calculé par le logiciel.



**Figure II.10 :** Impédance d'entrée calculée par le logiciel.

Le plan de référence pour le calcul des paramètres est choisi à l'entrée des bras de l'antenne excitée en mode différentiel, ce qui est imposé par son implantation pratique dans les circuits intégrés. La fréquence de résonance est observée autour de 71 GHz. L'impédance d'entrée est :  $Z_{in} = 72,8 + j0,04$  Ohms. La valeur théorique pour le cas du dipôle fin ( $w < \lambda_0/1000$ ), calculée par la méthode de la force électromotrice induite est de  $Z = 73 + j42,5$  Ohms [Car-32]. L'écart entre la valeur calculée et la valeur théorique peut être lié au fait que le dipôle n'est pas de forme cylindrique, il ne se comporte pas réellement comme un dipôle fin et le métal n'est pas un conducteur parfait mais du cuivre ( $\sigma = 5,0 \times 10^7$  S/m).

Le logiciel permet aussi le tracé du diagramme de rayonnement (Fig. II.11) de l'antenne. Etant donné une polarisation linéaire, le diagramme dans un plan parallèle au champ électrique, s'appelle le diagramme dans le plan E (E-plane pattern). Le lobe principal présente un angle d'ouverture (3dB) de  $78^\circ$ . L'efficacité du rayonnement obtenue est 0,97 et le gain de l'antenne est 2,1 dB. Ces valeurs sont très proches des valeurs théoriques et valident ainsi la fiabilité de simulateur.



**Figure II.11 :** Diagramme de rayonnement en gain d'un dipôle en espace libre ( $\phi = 90^\circ$ ,  $\theta =$  variable).

## 2.2. ANTENNE INTEGREE SUR SILICIUM

Considérons la configuration d'une paire d'antennes, envisageable pour une intégration sur silicium afin d'effectuer des liaisons intra puce. La figure ci-dessous représente un schéma caractéristique de l'empilement technologique qui constituera son environnement (Fig.II.12). Nous distinguons la couche de diélectrique, la couche de silicium et la couche de la métallisation en face arrière des circuits intégrés.

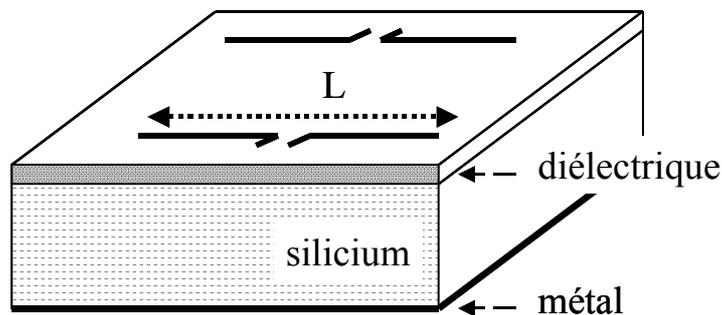


Fig.II.12 : Schéma représentatif d'une paire d'antennes sur silicium.

Notre objectif est d'évaluer l'impact de cet environnement technologique sur les performances de transmission des antennes intégrées. Dans le cas où les ondes électromagnétiques se propageraient dans un milieu prédominant, le calcul de la vitesse de phase peut permettre de fixer les caractéristiques de ce milieu, et de favoriser ainsi la propagation des ondes dans ce dernier. Pourtant, le cas des antennes sur puce est assez différent : nous avons trois milieux au total pour la propagation des ondes (espace libre, diélectrique, silicium), ce qui rend des investigations théoriques et expérimentales indispensables.

La compréhension de la propagation des ondes générées par des antennes intégrées demande la connaissance précise des caractéristiques des champs proches et des champs lointains. Le modèle précis décrivant les mécanismes de transmission sur puce reste à établir. Nous allons donc utiliser dans une première étape les modèles des ondes générées par les antennes imprimées et les modèles des ondes supportées par les guides d'ondes ouverts. Il s'agit là d'une première approximation qui va nous permettre d'aborder les effets physiques élémentaires.

Dans un deuxième temps nous étudierons l'influence des paramètres technologiques sur le bilan de transmission entre les antennes. Nous démarrons notamment par l'épaisseur et la résistivité du silicium qui est la couche la plus épaisse. Ensuite nous étudions le diélectrique et la métallisation en face arrière. Notre objectif est ici d'obtenir des informations afin d'optimiser la transmission en utilisant les matériaux et les procédés de réalisation existants.

## 2.2.1. Modélisation des antennes sur silicium

Dans ce paragraphe nous présentons un modèle proposé dans des travaux antérieurs sur les ondes générées par des antennes imprimées [Ale-83] [Uzu-79] [Kat-83], valable pour un substrat de permittivité et d'épaisseur variable. Puis un modèle des ondes supportées par un guide d'onde ouvert [Poz-83]. Enfin, nous abordons une application concrète sur silicium.

### 2.2.1.1. Théorie des antennes sur substrat

L'effet physique le plus important pour les antennes sur substrat épais (Fig.II.13) est l'apparition d'ondes de surface [Poz-83]. Les ondes de surface sont caractérisées par une décroissance exponentielle des champs dans l'air, loin de l'interface avec la majorité de champs confinés proche ou à l'intérieur du substrat, en général diélectrique [Col-60]. Parfois elles s'appellent aussi ondes de volume puisque aux fréquences élevées elles sont confinées dans le substrat.

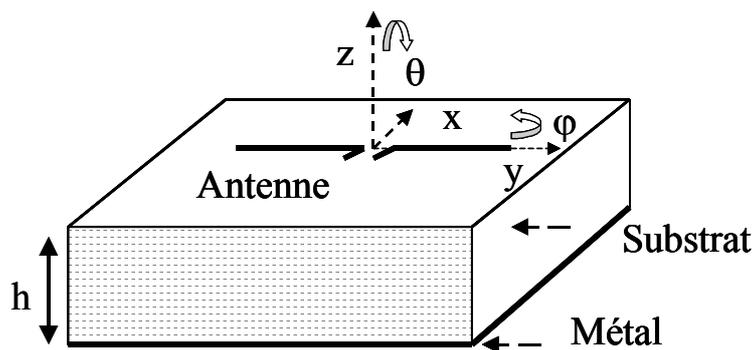


Figure II.13 : Antenne sur un substrat avec une couche de métallisation en face arrière.

Pour les antennes planaires qui ne se trouvent pas sur le même substrat, l'excitation de ce type d'ondes n'est pas en général souhaitée pour deux raisons : i) la puissance qu'elles transportent est considérée comme une perte puisqu'elle n'est pas rayonnée, ii) les ondes de surface excitées par une antenne peuvent subir des diffractions à cause des dimensions finies du substrat, ou se coupler à d'autres ondes et provoquer ainsi des interférences. Pour le cas d'un système de transmission intra puce, où les antennes réceptrice et émettrice sont placées sur le même substrat, l'excitation des ondes de surface se révèle très intéressant. Le substrat est certainement le milieu le plus approprié pour la transmission d'énergie entre les antennes intégrées.

Les travaux menés par le passé [Ale-83] [Uzu-79] [Kat-83] [Ran-81] ont conduit à une résolution analytique du problème d'une antenne sur substrat avec la méthode des Moments et ont permis d'obtenir le nombre et la nature des modes guidés, excités par une antenne linéaire sur un

substrat de permittivité et d'épaisseur variable. La résolution des équations de Maxwell pour les ondes planes utilise des fonctions sinusoïdales pour représenter les ondes qui ne se propagent pas et des fonctions exponentielles pour représenter les ondes qui se propagent.

Ainsi, pour une antenne sur substrat nous distinguons principalement : i) les ondes rayonnées en espace libre et en champ lointain, dont  $1/r$  est la dépendance de l'amplitude en fonction de la distance, ii) les ondes de surface ou ondes guidées pour les fréquences les plus élevées, ( $1/r^{1/2}$ ), iii) les ondes guidées d'ordre supérieur ( $1/r^2$ ), iv) les ondes de fuite ( $\exp(-\lambda r/r^{1/2})$ ) qui peuvent être rayonnées ou guidées.

Concernant les ondes de surface, leur nombre ( $N$ ) à une fréquence donnée est strictement fonction de l'épaisseur ( $h$ ) et de la permittivité relative du substrat ( $\epsilon_r$ ) [Ale-81], avec  $k_0$  le nombre d'onde en espace libre :

$$N_{TM} = \{n+1\} \quad n \cdot \pi \leq t \leq (n+1) \cdot \pi \quad n=0,1,2... \quad (\text{II.12-a})$$

$$N_{TE} = 0, \quad t \leq \pi/2 \quad n=1,2,3... \quad (\text{II.12-b})$$

$$N_{TE} = n, \quad (n-1/2) \cdot \pi \leq t \leq (n+1/2) \cdot \pi \quad n=1,2,3... \quad (\text{II.12-c})$$

$$t = k_0 \cdot h \cdot \sqrt{\epsilon_r - 1} \quad (\text{II.12-d})$$

Le mode fondamental est toujours un mode TM avec une composante du champ électrique parallèle à la direction de propagation. Le dipôle excite donc une onde de surface avec une efficacité maximale dans la direction axiale  $\varphi = 0^\circ$ . Nous rappelons que le diagramme de rayonnement pour un dipôle en espace libre présente une amplitude du rayonnement quasiment nulle dans la direction axiale ( $\varphi = 0^\circ$  et  $\varphi = 180^\circ$ ). Cela signifie que pour deux dipôles colinéaires (Fig.II.14) le couplage est principalement lié aux ondes de surface et présente une décroissance lente ( $1/r^{1/2}$ ) en fonction de la distance.

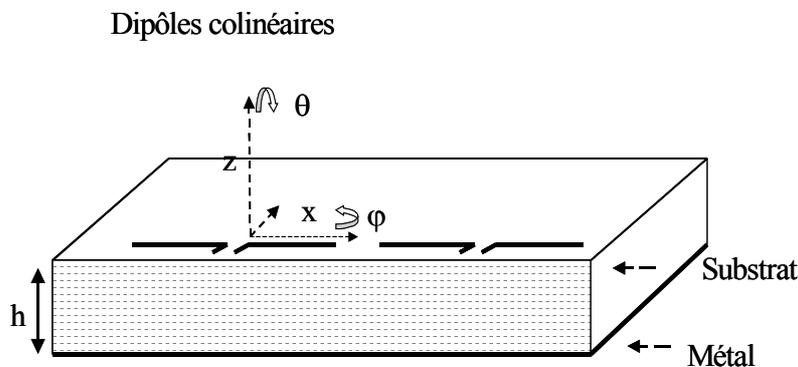
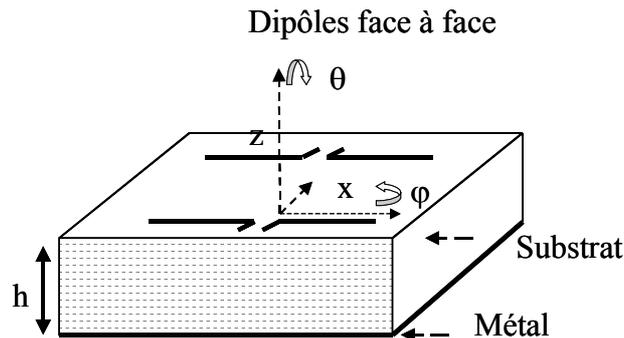


Figure II.14 : Configuration des dipôles colinéaires.

Dans le cas où les deux dipôles seraient face à face (Fig.II.15) ( $\varphi = 90^\circ$ ), si les conditions ( $h, \epsilon_r$ ) sont telles qu'un seul mode de propagation existe, le couplage lié aux ondes de surface est minimum. Le couplage dans cette configuration provient donc principalement des ondes rayonnées, et des ondes de fuites, excitées par l'antenne. La décomposition de ces ondes, comme le calcul de la puissance transmise et de l'atténuation de chacune, se révèle une tâche extrêmement difficile. Pour le cas où plus d'un mode se propage, le couplage entre dipôles face à face est lié aux ondes de surface de type TE.



**Figure II.15 :** Configuration des dipôles face à face.

Concernant maintenant les antennes intégrées, l'épaisseur du diélectrique est beaucoup plus faible que l'épaisseur de silicium. Nous pouvons donc considérer que le substrat est homogène. L'application des équations II.12-a, II.12-b, II.12-c et II.12-d dans la bande de fréquence de 10 GHz à 40 GHz, qui est la bande envisagée pour le fonctionnement des antennes, donne les résultats présentés dans le tableau suivant :

TABLEAU II.1

| Epaisseur du silicium ( $\mu\text{m}$ ) | @ 10 GHz        | @ 20 GHz                          | @ 30 GHz                          | @ 40 GHz                          |
|---|-----------------|-----------------------------------|-----------------------------------|-----------------------------------|
| 375                                     | TM <sub>0</sub> | TM <sub>0</sub>                   | TM <sub>0</sub>                   | TM <sub>0</sub>                   |
| 525                                     | TM <sub>0</sub> | TM <sub>0</sub>                   | TM <sub>0</sub>                   | TM <sub>0</sub>                   |
| 650                                     | TM <sub>0</sub> | TM <sub>0</sub>                   | TM <sub>0</sub>                   | TM <sub>0</sub> , TE <sub>1</sub> |
| 975                                     | TM <sub>0</sub> | TM <sub>0</sub>                   | TM <sub>0</sub> , TE <sub>1</sub> | TM <sub>0</sub> , TE <sub>1</sub> |
| 1300                                    | TM <sub>0</sub> | TM <sub>0</sub> , TE <sub>1</sub> | TM <sub>0</sub> , TE <sub>1</sub> | TM <sub>1</sub> , TE <sub>1</sub> |
| 1625                                    | TM <sub>0</sub> | TM <sub>0</sub> , TE <sub>1</sub> | TM <sub>1</sub> , TE <sub>1</sub> | TM <sub>1</sub> , TE <sub>1</sub> |

Nous notons que pour les épaisseurs de 375  $\mu\text{m}$  et 525  $\mu\text{m}$ , il n'y a que le mode fondamental (TM<sub>0</sub>) qui se propage. Pour l'épaisseur de 650  $\mu\text{m}$  nous avons excitation de modes TE<sub>1</sub> autour de la fréquence de 40 GHz. Pour l'épaisseur de 975  $\mu\text{m}$  ce mode est excité autour de 30 GHz. Finalement

pour les épaisseurs de 1300  $\mu\text{m}$  et 1625  $\mu\text{m}$  les modes  $\text{TM}_1$  sont excités autour de 40 GHz et 30 GHz respectivement et le mode  $\text{TM}_0$  est atténué.

Ces résultats peuvent donner une première idée des modes qui existent sur silicium d'épaisseur variable dans une large bande de fréquence.

### 2.2.1.2. Guide d'onde ouvert

Nous considérons ensuite le cas d'un diélectrique avec une couche métallique sur la face arrière, appelé guide d'onde ouvert. Notre objectif est ici d'étudier les modes qu'une couche de silicium avec un métal en face arrière peut supporter en cas des pertes négligeables.

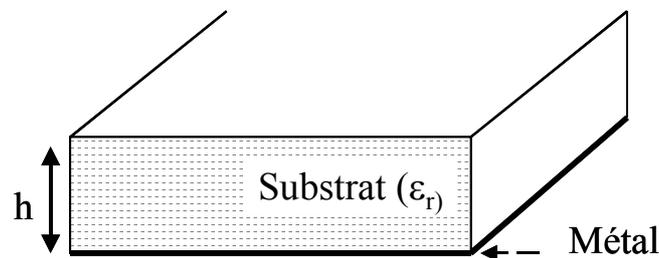


Figure II.16 : Schéma équivalent d'un guide d'onde ouvert.

Cet empilement peut supporter des ondes de surface planes, aussi bien TM que TE. La fréquence de coupure pour ces deux modes est donnée en fonction de l'épaisseur et de la constante diélectrique relative du matériaux [Poz-98] :

$$f_{cm} = \frac{m \cdot c}{2 \cdot h \cdot \sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad m=0,1,2 \dots \text{pour les ondes } \text{TM}_m \quad (\text{II.13-a})$$

$$f_{cm} = \frac{(2 \cdot m - 1) \cdot c}{4 \cdot h \cdot \sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad m=1,2 \dots \text{pour les ondes } \text{TE}_m \quad (\text{II.13-b})$$

A partir des équations précédentes nous constatons que pour toute structure diélectrique d'épaisseur ( $h$ ) et de permittivité relative ( $\epsilon_r$ ) différentes de zéro, il y a toujours au moins un mode de surface qui se propage, le mode  $\text{TM}_0$ . Ce mode est dominant avec une fréquence de coupure nulle résultat obtenu à partir des équations de Maxwell. Si l'épaisseur du substrat et sa permittivité sont choisies de façon que la fréquence du mode de propagation suivant ( $\text{TE}_1$ ) soit beaucoup plus grande que la fréquence d'utilisation de l'antenne, il n'y aura que le mode  $\text{TM}_0$  qui se propagera.

Avec les bonnes conditions aux limites, l'équation aux valeurs propres prend la forme suivante pour les modes  $TM_0$ , où  $\beta$  est la constante de propagation de ce mode spécifique et  $k$  le nombre d'onde :

$$k_{zd} \cdot \tan(k_{zd} \cdot h) = j \cdot k_{z0} \cdot \epsilon_r \quad (\text{II.13-c}) \quad \text{avec } k_{zd} = \sqrt{\epsilon_r \cdot k_0^2 - \beta^2} \quad \text{et } j \cdot k_{z0} = \sqrt{\beta^2 - k_0^2} \quad (\text{II.13-d})$$

La résolution de ces équations donne la courbe de dispersion.

L'application des équations II.13-a et II.13-b pour le silicium ( $\epsilon_r = 11,7$ ) donne la fréquence de coupure des modes en fonction de son épaisseur (tableau II.2).

TABLEAU II.2

| Epaisseur<br>( $\mu\text{m}$ ) | $f_c$ - $TM_1$<br>(GHz) | $f_c$ - $TE_1$<br>(GHz) | $f_c$ - $TE_2$<br>(GHz) |
|--------------------------------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|
| 375                            | 121                     | 61                      | 182                     |
| 525                            | 86                      | 43                      | 130                     |
| 650                            | 70                      | 36                      | 105                     |
| 975                            | 47                      | 23                      | 70                      |
| 1300                           | 35                      | 17                      | 52                      |
| 1625                           | 28                      | 14                      | 41                      |

Ces résultats indiquent que dans la bande de fréquence qui nous intéresse (10 GHz-40 GHz) pour les 375  $\mu\text{m}$  et 525  $\mu\text{m}$  de silicium il n'y a que le mode  $TM_0$  ou mode fondamental qui se propage. Pour les épaisseurs de 650  $\mu\text{m}$ , 975  $\mu\text{m}$  et 1300  $\mu\text{m}$  le mode  $TE_1$  apparaît avec une fréquence de coupure autour de 36 GHz, 23 GHz et 17 GHz respectivement. Pour l'épaisseur de 1625  $\mu\text{m}$  les modes  $TM_0$ ,  $TM_1$  et  $TE_1$ .

### 2.2.2. Influence du substrat multi couche

L'étude de l'intégration des antennes sur silicium démarre essentiellement par l'investigation de l'influence des paramètres technologiques sur les caractéristiques des antennes et sur les caractéristiques des ondes générées. Nous tentons tout d'abord de comprendre l'impact de l'épaisseur et de la résistivité du silicium, sur les performances d'un système de transmission intra puce. Dans une deuxième étape nous examinons l'impact du diélectrique et l'impact de la métallisation en face arrière des circuits intégrés. Finalement les performances des antennes sur substrat SOI (*Silicon On Insulator*) sont étudiées.

### 2.2.2.1. Conception de la structure d'étude

Nous considérons deux antennes dipôles (Fig.II.17) placées sur une tranche de silicium ( $\epsilon_r = 11,7$ ) d'épaisseur  $375 \mu\text{m}$  et de résistivité conventionnelle ( $\rho = 20 \text{ Ohm.cm}$ ). Nous rappelons que l'épaisseur de silicium après amincissement et après la mise en boîtier est égale à  $375 \mu\text{m}$ , donc les valeurs choisies correspondent aux technologies actuelles. Une couche mince de diélectrique est nécessaire pour isoler le cuivre ; elle couvre toute la surface du substrat semi-conducteur. Dans cette première étape, nous supposons qu'il s'agit de  $\text{SiO}_2$  ( $\epsilon_r = 4,2$ ) d'épaisseur  $2 \mu\text{m}$ , valeur moyenne d'un empilement diélectrique courant. Une couche mince de métal a été ajoutée sous le silicium, pour représenter la métallisation en face arrière des circuits intégrés et tenir compte des conditions expérimentales. Les couches de passivation, nécessaires pour protéger les circuits, sont négligées dans un premier temps.

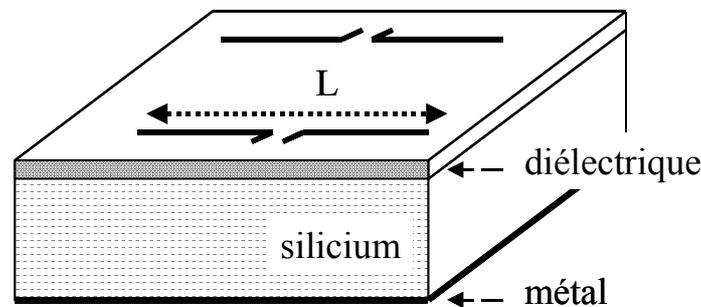


Figure II.17 : Schéma d'une paire d'antennes sur un substrat silicium.

Le choix des dipôles est motivé par le fait qu'il s'agit d'antennes simples avec des performances connues dans la littérature. L'objectif de cette étude n'est pas de concevoir l'antenne la plus adaptée pour l'application des interconnexions sans fils, mais la compréhension de l'influence des paramètres technologiques sur le bilan de transmission entre des antennes intégrées.

Le design de dipôles est imposé par leur fonctionnement légèrement au-dessous la fréquence de résonance afin d'obtenir un maximum de performances. Ainsi une bonne approximation est que la longueur du dipôle devrait être 0,47 de la longueur d'onde d'excitation [Stu-81]. La longueur résonante du dipôle ( $L_r$ ) peut être calculée à partir de la relation suivante :

$$L_r = 0,47 \cdot \lambda_r = 0,47 \cdot \frac{v}{f_r} = 0,47 \cdot \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} \cdot f_r} \quad (\text{II.14})$$

où  $c$  est la vitesse des ondes électromagnétiques dans le vide ( $3 \times 10^8 \text{ m/s}$ ), et  $\epsilon_{\text{eff}}$  la constante diélectrique effective, nécessaire pour prendre en compte la présence du substrat semi-conducteur. La constante diélectrique effective peut être approchée par l'équation suivante [Joh-93] :

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \times \left[ \left( 1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-2} + 0,04 \left( 1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right] = 6,91 \quad (\text{II.15})$$

où  $w$  est la largeur du conducteur et  $h$  l'épaisseur du substrat. La valeur choisie pour la largeur du conducteur est  $10 \mu\text{m}$ , justifiée par la largeur maximum réalisable des lignes d'interconnexions en cuivre dans les technologies actuelles. A partir de la relation II.14, la longueur d'onde est  $4,2 \text{ mm}$  et la longueur résonante ( $L_r$ ) de l'antenne est  $1,98 \text{ mm}$  à la fréquence de  $27 \text{ GHz}$ . Le choix de cette fréquence est justifié par les projections de l'ITRS sur les fréquences des signaux d'horloge à transmettre. Nous choisirons donc une largeur de bras égale à  $0,98 \text{ mm}$  et un espacement entre les bras de  $20 \mu\text{m}$  (Fig.II.8), afin d'avoir un maximum de rayonnement. Le métal utilisé couramment est du cuivre d'épaisseur  $0,9 \mu\text{m}$  et de conductivité  $\sigma = 5,0 \times 10^7 \text{ S/m}$ .

La distance entre les antennes émettrice et réceptrice est fixée à  $2,5 \text{ mm}$  et elle se place en champ lointain pour les fréquences autour de  $27 \text{ GHz}$ .

Le type d'antenne, leur dimensions et la distance entre elles sont proches des résultats publiés dans la littérature [Kim-00, Ras-02]. Ce choix particulier va nous permettre dans une première étape de comparer nos résultats avec les travaux des autres équipes et de valider l'outil de simulation. Ensuite, une fois le comportement de l'antenne sur le substrat multicouche établi, nous pourrons avancer notre étude vers des structures plus compliquées : évaluer l'influence des paramètres technologiques sur les performances du système, ainsi que les innovations à apporter au niveau de la conception.

La figure II.18 présente les coefficients de transmission et de réflexion d'une paire d'antennes, obtenus après simulation avec CST Microwave Studio pour un substrat de silicium d'épaisseur ( $h$ )  $375 \mu\text{m}$  et de résistivité égale à  $\rho = 20 \text{ Ohm.cm}$ . Les dimensions horizontales sont supposées infinies pour tous les matériaux et une excitation différentielle entre les bras des antennes a été utilisée pour obtenir la matrice [S].

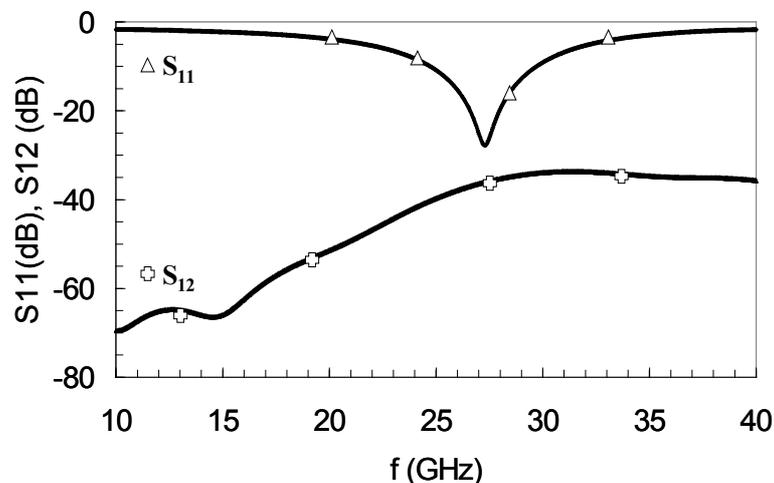


Figure II.18 : Coefficients de transmission et de réflexion en fonction de la fréquence.

La fréquence de résonance calculée par le logiciel est autour de 27 GHz avec un coefficient de réflexion de - 28 dB et une large bande passante. Le coefficient de transmission atteint la valeur de - 36 dB. Son augmentation en fonction de la fréquence est liée à l'efficacité de l'antenne ( $\sim L/\lambda$ ) qui augmente lorsque la longueur d'onde diminue.

La même transmission en espace libre donne un affaiblissement de - 14 dB à la fréquence de résonance, observée autour de 71 GHz. La présence du substrat multicouche et sa nature semi-conductrice augmente donc les pertes de propagation et diminue la fréquence de résonance en raison de la permittivité effective plus élevée.

L'impédance d'entrée de l'antenne est calculée à partir de la matrice [S], avec une impédance de 50 Ohms pour les ports d'excitation :

$$Z_{in} = 50 \cdot \frac{1+S_{11}}{1-S_{11}} \quad (\text{II.16})$$

Sa partie réelle (Fig.II.19) atteint une valeur proche de  $\sim 50$  Ohms sur une large bande de fréquence centrée autour de 27 GHz, ce qui signifie que nous avons une bonne adaptation entre l'antenne et la source d'excitation. Vu les limitations de surface pour l'intégration des antennes dans les réseaux d'interconnexions sans fils, les performances obtenues sans circuit d'adaptation spécifique sont assez avantageuses : une adaptation classique, type  $\lambda/4$  ( $\lambda = 4,2$  mm à 27 GHz) demande une ligne d'accès encombrante, de longueur millimétrique dans la bande de fréquences étudiée. En même temps, il faut se rappeler que l'antenne devra être adaptée à un amplificateur ou à un oscillateur dans la chaîne d'un circuit réel ; il est donc utile d'éviter les lignes d'accès supplémentaires. Après la fréquence de résonance, le comportement de l'antenne devient inductif puisque sa réactance devient positive.

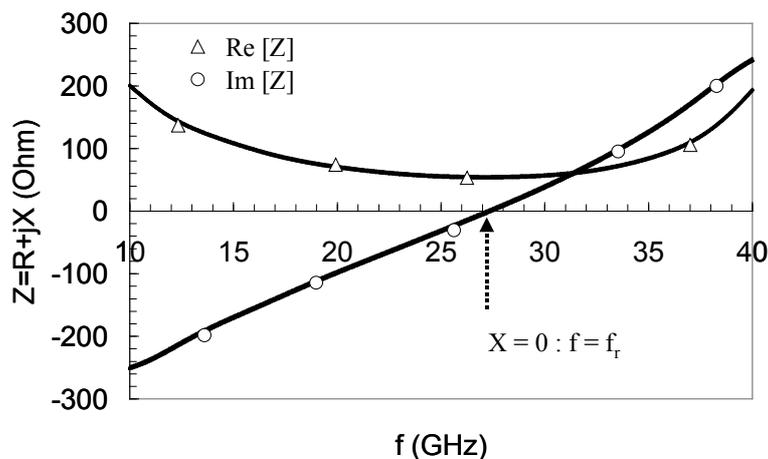
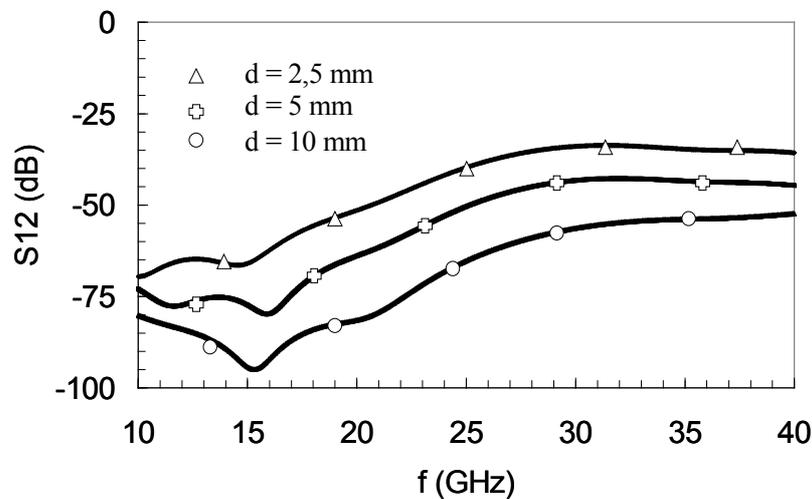


Figure II.19 : L'impédance d'entrée d'une antenne en fonction de la fréquence.

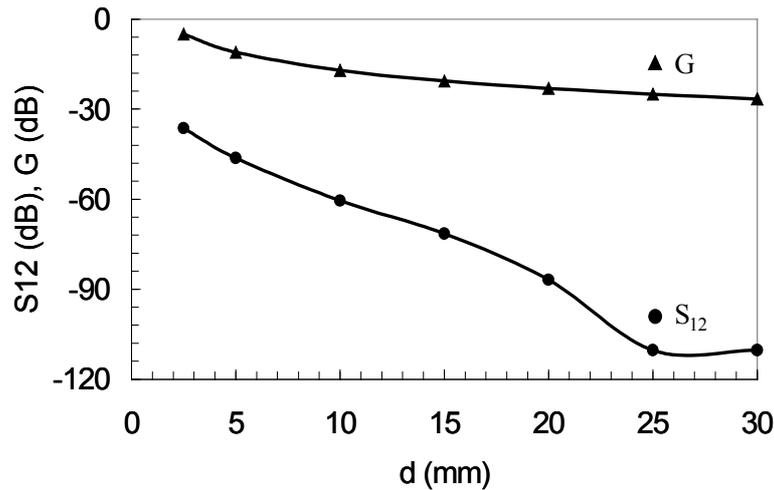
Le coefficient de transmission en fonction de la distance entre l'antenne émettrice et réceptrice est représenté sur la figure ci-dessous (Fig.II.20). Nous observons que la transmission diminue considérablement quand la distance augmente. Cela indique que pour les antennes sur  $375 \mu\text{m}$  de silicium et de résistivité conventionnelle la puissance est transmise principalement avec des ondes rayonnées, dont l'amplitude est très faible ( $S_{12} = -45 \text{ dB}$  à la fréquence de  $30 \text{ GHz}$  pour une distance de  $5 \text{ mm}$ ). Les ondes de surface présentent une faible atténuation en fonction de la distance et elles sont certainement très atténuées en raison de la conductivité élevée du substrat. Pour le substrat retenu pour l'étude la distance maximale envisagée pour des fréquences de fonctionnement supérieures à  $30 \text{ GHz}$  devrait être de  $10 \text{ mm}$  : la puissance minimale qui peut être détectée est de  $-56 \text{ dB}$  selon les travaux antérieurs.



**Figure II.20 :** Coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour une distance ( $d$ ) variable entre le transmetteur et le récepteur.

Ces résultats sont en bon accord avec les études existant dans ce domaine pour les performances d'antennes intégrées [Kim-00, Ras-02]. Des progrès technologiques et conceptuels sont nécessaires afin d'améliorer les performances. L'optimisation de la géométrie de l'antenne (zigzag, dipôle rempli) et de sa taille pourrait donner une transmission acceptable quoique faible, même pour des distances plus grandes.

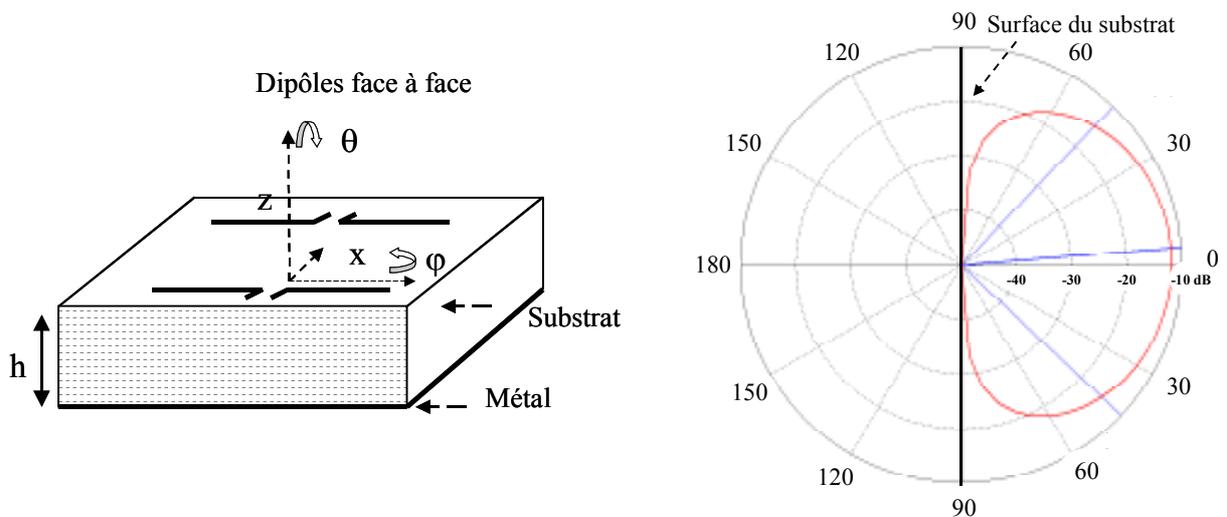
Sur la figure suivante (Fig.II.21) nous traçons la variation du coefficient de transmission ( $S_{12}$ ) pour les antennes sur silicium et la loi de Friis ( $G$ ) pour une paire d'antennes en espace libre en fonction de distance ( $d$ ) de séparation entre les dipôles à la fréquence de résonance. Nous remarquons que le coefficient de transmission suit une décroissance différente de celle dictée par la loi de Friis, qui décrit une propagation des ondes rayonnées avec une dépendance avec la distance en  $1/r$ . Cet écart est certainement lié à la présence des ondes guidées dans le support silicium, avec la métallisation en face arrière.



**Figure II.21 :** Coefficient de transmission et gain de transmission en fonction de la distance (d) entre le transmetteur et le récepteur.

Le diagramme de rayonnement de l'antenne sur le substrat de silicium (Fig.II.22) est nettement modifié en comparaison avec son diagramme de rayonnement en espace libre (Fig.II.11). L'antenne devient plus directionnelle en raison de la présence du métal sous le silicium. Son efficacité de rayonnement et son gain sont réduits en raison de la présence du substrat. Le lobe principal présente une amplitude de - 11,9 dB valeur faible pour le gain d'une antenne.

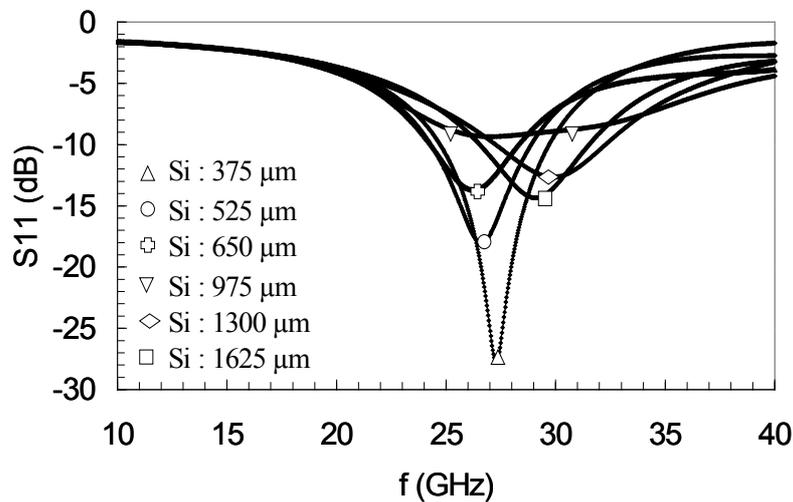
Ce diagramme confirme que les antennes sont faiblement couplées avec les ondes rayonnées puisque l'antenne réceptrice ne se trouve pas dans la direction du rayonnement maximum de l'antenne émettrice. Deux possibilités sont donc envisageables afin d'améliorer la transmission : i) utiliser une antenne émettrice extérieure orientée vers l'antenne réceptrice, ce qui est peu accessible pour l'application ciblée ii) favoriser la propagation des ondes guidées dans le substrat silicium, en optimisant son épaisseur et en réduisant les pertes de propagation.



**Figure II.22 :** Diagramme de rayonnement en gain d'une antenne sur 375  $\mu\text{m}$  de silicium ( $\varphi = 90^\circ$ ,  $\theta = \text{variable}$ ).

### 2.2.2.2. Variation de l'épaisseur du silicium

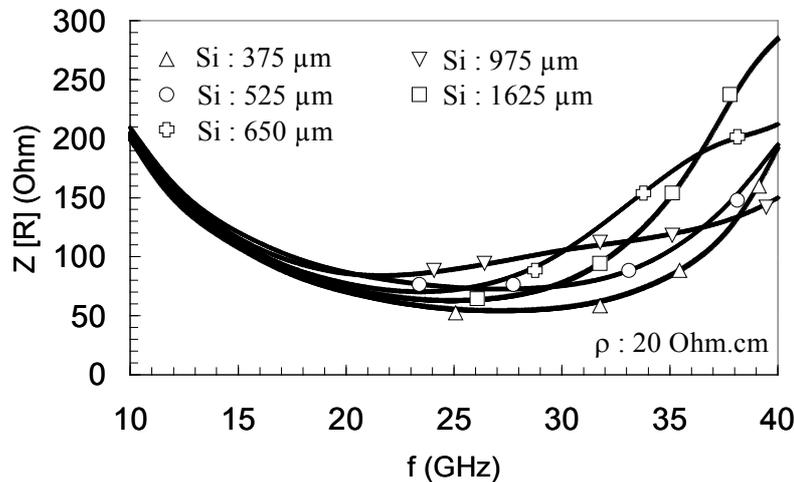
L'épaisseur finale du silicium varie avec le procédé de mise en boîtier et l'application envisagée. Il serait donc possible de l'ajuster afin d'optimiser la transmission des antennes intégrées. La figure suivante (Fig.II.23) présente le coefficient de réflexion de l'antenne en fonction de la fréquence, pour diverses valeurs de l'épaisseur du substrat et pour une résistivité fixe ( $\rho = 20 \text{ Ohm.cm}$ ). Nous observons que l'augmentation de l'épaisseur du silicium entraîne une diminution de la fréquence de résonance jusqu'à la valeur de  $650 \mu\text{m}$ . Pour des épaisseurs du substrat plus importantes ( $975 \mu\text{m}$ ,  $1300 \mu\text{m}$ , et  $1625 \mu\text{m}$ ) la fréquence de résonance augmente ( $975 \mu\text{m}$ ), et puis elle continue à se diminuer ( $1300 \mu\text{m}$ ,  $1625 \mu\text{m}$ ). La bande passante présente un maximum pour les antennes sur  $975 \mu\text{m}$  du silicium.



**Figure II.23** : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour diverses valeurs de l'épaisseur du substrat.

Les travaux menés antérieurement et présentés sur le paragraphe 2.2.1.1. ont montré que la fréquence de résonance des antennes sur substrat présente des oscillations qui sont dépendantes de la permittivité de ce dernier et du rapport entre l'épaisseur du substrat et la longueur d'onde en espace libre. Pour les antennes sur silicium la période d'oscillation est observée autour de  $975 \mu\text{m}$ , ce qui correspond à  $h = 0,1 \lambda_0$  à la fréquence de  $30 \text{ GHz}$ . Cette épaisseur correspond à la bande passante maximale.

Parallèlement les caractéristiques de rayonnement faibles sont liées à l'impédance d'entrée de l'antenne (Fig.II.24) et à la désadaptation induite par l'augmentation d'épaisseur du silicium. Comme pour le coefficient de réflexion nous observons que la partie réelle de l'impédance d'entrée présente des oscillations : elle augmente jusqu'à 650  $\mu\text{m}$  d'épaisseur et ensuite elle commence à diminuer.



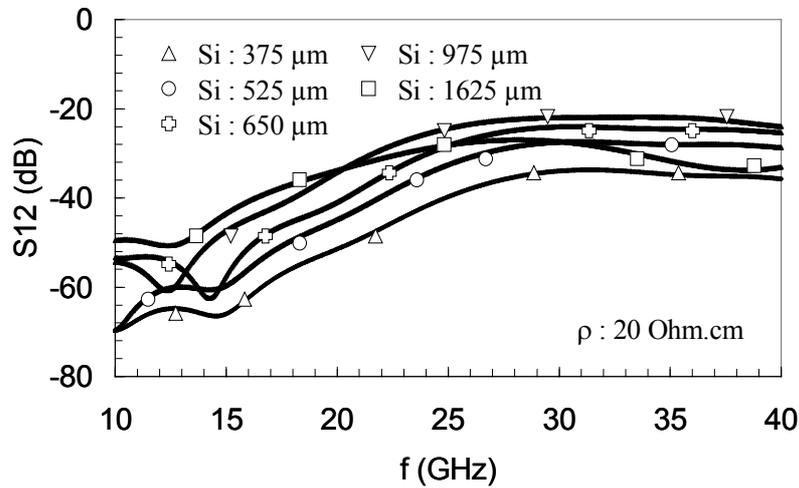
**Figure II.24 :** Partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence, pour différentes épaisseurs de silicium.

Pour les antennes sur substrat il est en général proposé [Poz-83], [Ale-83] que la partie réelle de leur impédance d'entrée est une superposition de la résistance de rayonnement, liée aux ondes qui se propagent en espace libre et de la résistance liée aux ondes guidées. L'augmentation de l'épaisseur du substrat accroît l'efficacité de rayonnement en raison de l'augmentation de distance entre les antennes et le plan métallique et en même temps l'efficacité d'excitation des ondes guidées. Il y a des gammes d'épaisseur où la résistance de rayonnement est plus grande que la résistance correspondant aux ondes guidées et le contraire. La résistance totale présente donc des oscillations en fonction de l'épaisseur du substrat en raison de l'apparition des nouveaux modes et de l'atténuation des modes déjà existants.

Les tableaux II.1 et II.2 montrent que pour les antennes sur 375  $\mu\text{m}$  et 525  $\mu\text{m}$  de silicium il n'y a que le mode  $\text{TM}_0$  qui se propage. Pour les antennes sur 650  $\mu\text{m}$  et 975  $\mu\text{m}$  le mode  $\text{TE}_1$  apparaît à la fréquence de 36 GHz et 23 GHz respectivement à partir de laquelle la partie réelle de l'impédance d'entrée commence à diminuer. Pour les antennes sur 1625  $\mu\text{m}$  de silicium le mode fondamental  $\text{TM}_0$  est complètement atténué à la fréquence de 30 GHz et le mode  $\text{TE}_1$  apparaît à la fréquence de 14 GHz.

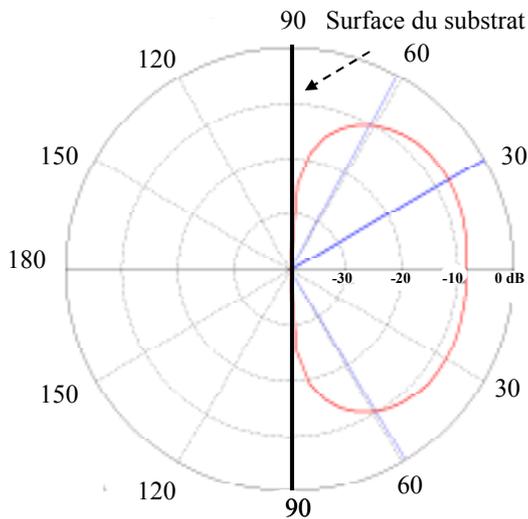
Si nous regardons maintenant le coefficient de transmission (Fig.II.25), nous observons que les meilleures caractéristiques de transmission sont obtenues pour les substrats les plus épais. Le coefficient de transmission augmente en fonction de l'épaisseur du silicium jusqu'à une valeur de saturation observée autour de 975  $\mu\text{m}$ .

Une différence de l'ordre de 20 dB est observée à la fréquence de 30 GHz entre 375  $\mu\text{m}$  et 975  $\mu\text{m}$  de silicium. Le tableau II.1 montre que pour les épaisseurs plus importantes (1625  $\mu\text{m}$ ) le mode fondamental est complètement atténué à la fréquence de 30 GHz, ce qui peut justifier les valeurs réduites de la puissance transmise.

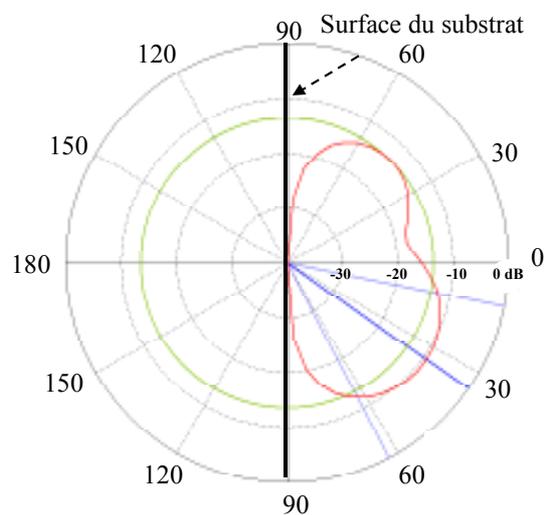


**Figure II.25 :** Module du coefficient de transmission en fonction de la fréquence, pour différentes épaisseurs de silicium.

Finalement le diagramme de rayonnement de l'antenne pour  $\varphi = 90^\circ$  et  $\theta$  variable est présenté sur les figures suivantes (Fig.II.26), (Fig.II.27) pour deux valeurs de l'épaisseur du substrat.



**Figure II.26 :** Diagramme de rayonnement en gain d'une antenne sur 975  $\mu\text{m}$  de silicium ( $\varphi = 90^\circ$ ,  $\theta = \text{variable}$ ).



**Figure II.27 :** Diagramme de rayonnement en gain d'une antenne sur 1325  $\mu\text{m}$  de silicium ( $\varphi = 90^\circ$ ,  $\theta = \text{variable}$ ).

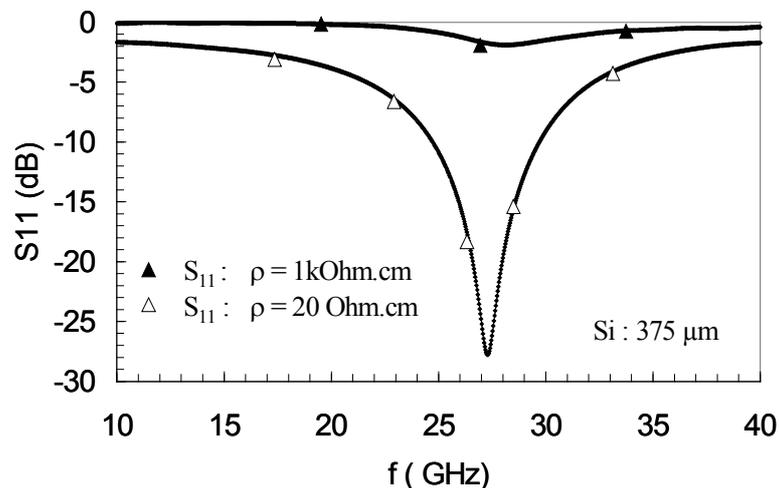
L'apparition de lobes secondaires et la diminution de la directivité des antennes est évidente au-delà de 975  $\mu\text{m}$ . Pour les antennes sur 975  $\mu\text{m}$  de silicium, l'amplitude du lobe principal est égale

à - 7,3 dB. Pour les antennes sur  $1325 \mu\text{m}$  l'amplitude du lobe principal est égale à - 9 dB et - 5 dB pour le lobe secondaire. Nous observons que des gains faibles sont obtenus pour les deux cas.

Nous venons donc de voir que le rôle de l'épaisseur du silicium se révèle prédominant pour les performances des antennes. Son augmentation entraîne un accroissement du coefficient de transmission jusqu'à une valeur de saturation. Parallèlement des caractéristiques de rayonnement de plus en plus faibles sont observées provenant de la désadaptation entre la source d'excitation et l'entrée des antennes. Les antennes sur silicium de résistivité conventionnelle présentent de très faibles valeurs de gain, en raison des faibles valeurs d'efficacité du rayonnement, résultat de la conductivité élevée du silicium. Nous examinons donc ensuite les performances des antennes pour un substrat de résistivité élevée.

### 2.2.2.3. Variation de la résistivité du silicium

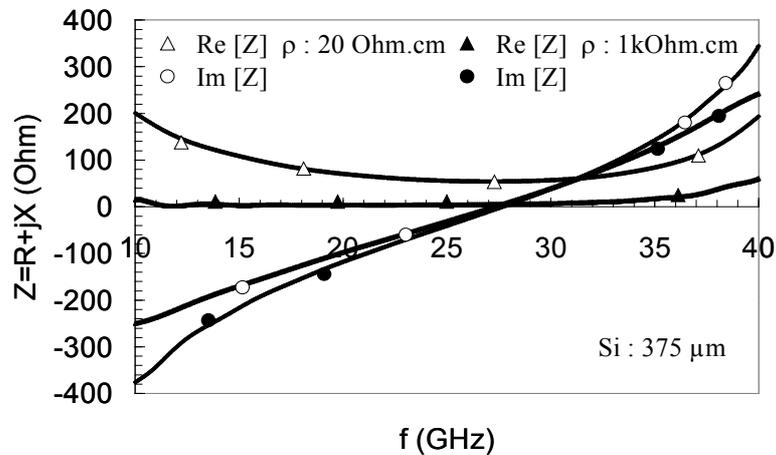
Dans ce paragraphe nous étudions l'impact de la résistivité du silicium sur les caractéristiques de transmission et de réflexion des antennes pour deux épaisseurs du substrat différentes. Nous commençons par notre cas de référence qui consiste en une paire d'antennes sur  $375 \mu\text{m}$  de silicium. L'augmentation de la résistivité de  $20 \text{ Ohm.cm}$  à  $1\text{k.Ohm.cm}$  induit une augmentation légère de la fréquence de résonance des antennes et elle entraîne en même temps de faibles caractéristiques de rayonnement (Fig.II.28).



**Figure II.28 :** Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour les résistivités de :  $\rho = 1\text{kOhm.cm}$  et  $\rho = 20 \text{ Ohm.cm}$  et pour une épaisseur de  $375 \mu\text{m}$ .

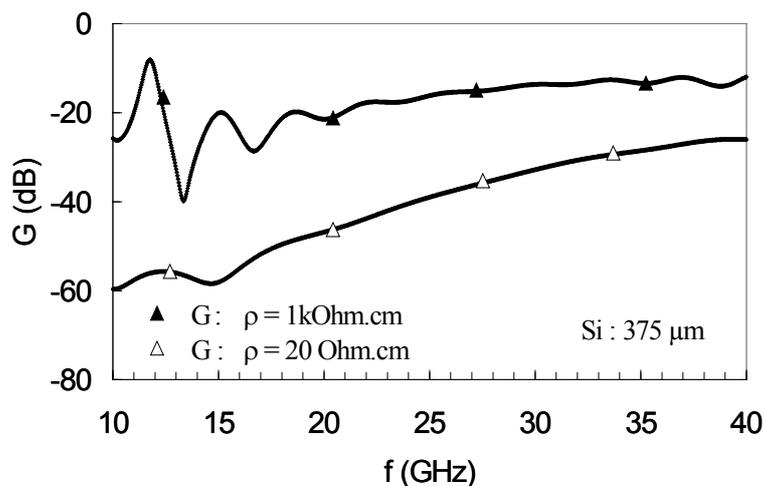
La partie imaginaire de l'impédance d'entrée (Fig.II.29) présente de faibles modifications avec la variation de la résistivité du substrat, contrairement à la partie réelle qui devient quasiment nulle pour

cette épaisseur. Ces variations ne sont pas surprenantes vu que le changement de la résistivité change les propriétés du milieu vues par les ondes à l'entrée de l'antenne et induit une désadaptation.



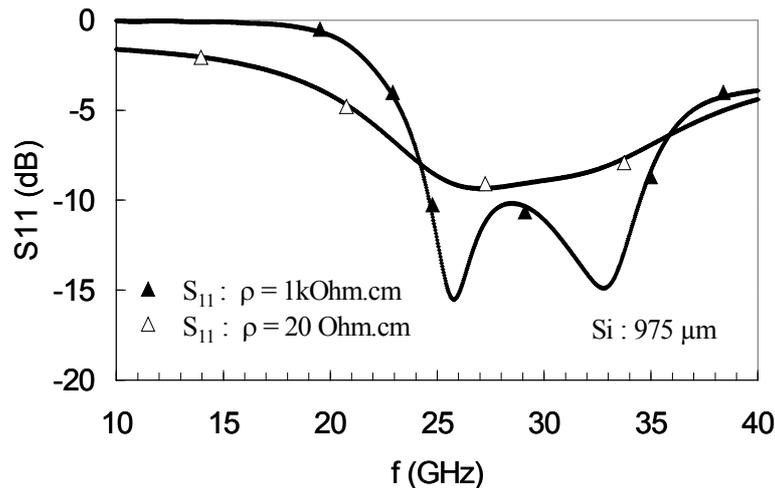
**Figure II.29 :** Impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour les résistivités de :  $\rho = 1 \text{ kOhm.cm}$  et  $\rho = 20 \text{ Ohm.cm}$  et pour  $375 \mu\text{m}$  du silicium.

Afin de prendre en compte les pertes liées à la désadaptation entre l'antenne et la source d'excitation, nous traçons le gain de transmission (Fig.II.30) décrit par l'équation de Friis (eq.II.8). Nous observons que le gain de transmission est autour de 20 dB plus élevé pour les antennes sur substrat de résistivité élevée que pour les antennes sur substrat de résistivité conventionnelle, pour les fréquences situées autour de 30 GHz. L'amélioration du niveau de transmission est probablement liée : i) à la diminution des pertes de conduction pour les ondes qui arrivent à l'antenne réceptrice pendant le substrat ii) à la diminution de l'atténuation des ondes qui arrivent à l'antenne réceptrice par rayonnement.



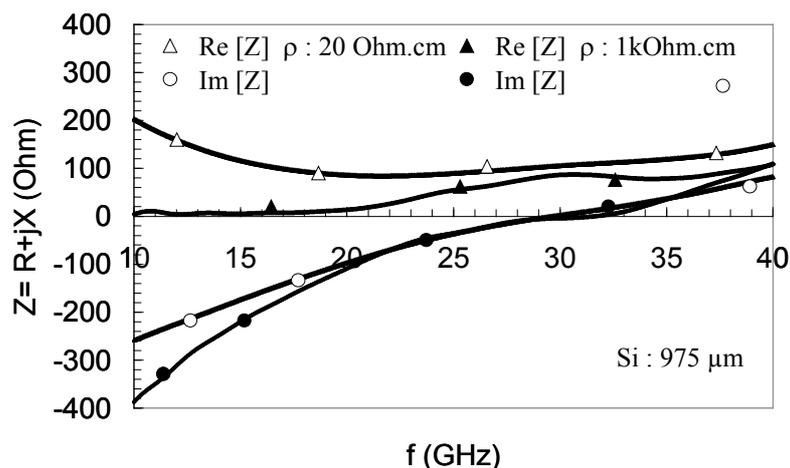
**Figure II.30 :** Gain de transmission en fonction de la fréquence pour les résistivités de :  $\rho = 1 \text{ kOhm.cm}$  et  $\rho = 20 \text{ Ohm.cm}$  et pour une épaisseur de  $375 \mu\text{m}$ .

L'impact de la résistivité du silicium est ensuite étudié pour une paire d'antennes sur  $975 \mu\text{m}$  d'épaisseur. Notre objectif est ici de vérifier la répétition des tendances précédentes dans une plus large gamme d'épaisseurs. La figure suivante représente le coefficient de réflexion pour deux résistivités d'un substrat de silicium de  $975 \mu\text{m}$ . De meilleures caractéristiques sont obtenues pour les antennes sur le substrat présentant la plus faible résistivité. Deux fréquences de résonance sont obtenues autour de 26 GHz et 33 GHz.



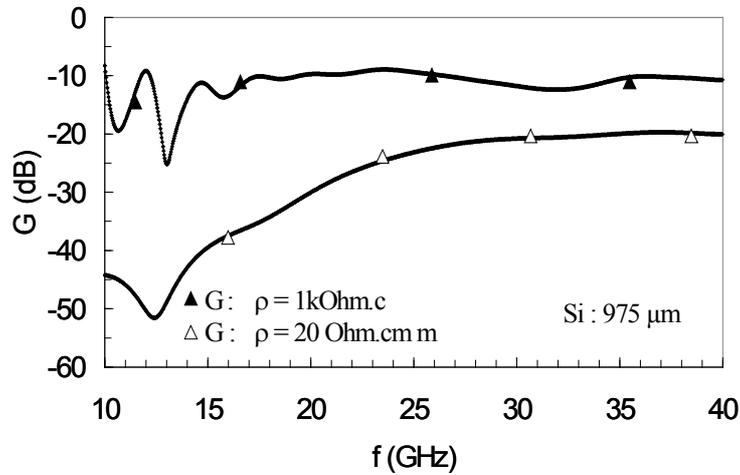
**Figure II.31 :** Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour les résistivités de  $\rho = 1\text{kOhm.cm}$  et  $\rho = 20 \text{ Ohm.cm}$  et pour une épaisseur de  $975 \mu\text{m}$ .

La partie réelle de l'impédance d'entrée des antennes pour ce cas (Fig.II.32) présente des valeurs de l'ordre de 100 Ohms dans la bande de fréquence de 25 GHz à 40 GHz.



**Figure II.32 :** Impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour les résistivités de  $\rho = 1 \text{ kOhm.cm}$  et  $\rho = 20 \text{ Ohm.cm}$  et pour  $975\mu\text{m}$  du silicium.

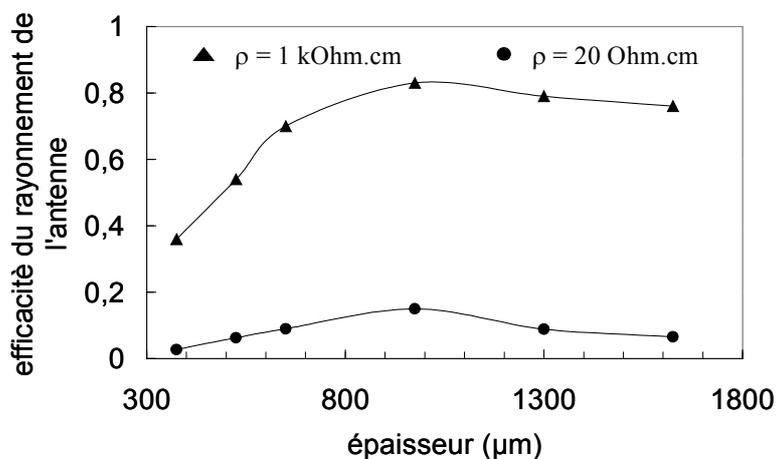
Parallèlement le gain de Friis montre que le niveau de transmission présente une valeur constante de l'ordre de -10dB (Fig.II.33) en fonction de la fréquence.



**Figure II.33** : Gain de transmission en fonction de la fréquence pour les résistivités de :  $\rho = 1\text{k}\Omega\cdot\text{cm}$  et  $\rho = 20 \text{ }\Omega\cdot\text{cm}$  et pour une épaisseur de  $975 \mu\text{m}$ .

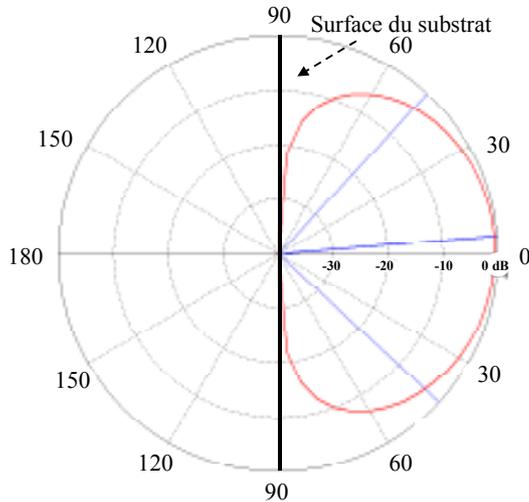
Nous observons donc une différence des paramètres de réflexion et de l'impédance d'entrée pour les deux épaisseurs de silicium, indiquant l'apparition d'autres mécanismes de transmission de l'énergie pour chaque cas.

Dans un dernier temps nous traçons l'efficacité du rayonnement de l'antenne (eq.II.6) qui présente des valeurs très faibles pour le substrat de résistivité conventionnelle et des valeurs plus élevées pour le substrat de résistivité élevée (Fig.II.34). Pour les deux cas l'efficacité augmente jusqu'à la valeur de  $975 \mu\text{m}$  et puis elle diminue. Le modèle des antennes imprimées discuté sur le paragraphe 2.2.1.1. indique que l'efficacité maximale d'une antenne sur substrat est observée autour de l'épaisseur d'apparition d'oscillations de ses grandeurs, c'est à dire à  $975 \mu\text{m}$ .

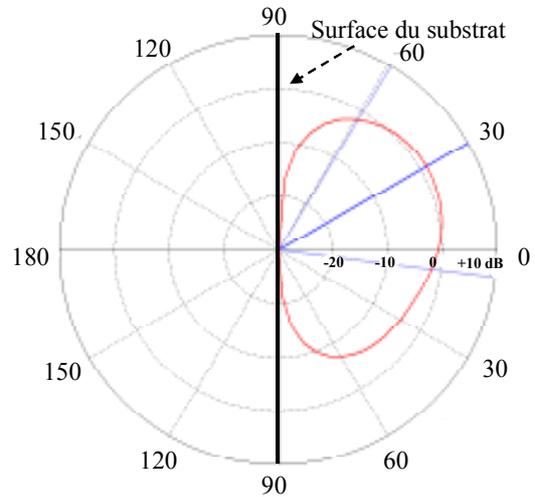


**Figure II.34** : Efficacité du rayonnement des antennes en fonction de l'épaisseur du silicium.

Sur les figures suivantes (Fig.II.35), (Fig.II.36) nous traçons les diagrammes du rayonnement des antennes sur substrat de résistivité élevée. Nous observons que le gain des antennes augmente en raison de l'augmentation de leurs efficacités de rayonnement. Nous obtenons donc les valeurs de - 0,5 dB pour 375  $\mu\text{m}$  du silicium et 1,3 dB pour 975  $\mu\text{m}$  du silicium.



**Figure II.35 :** Diagramme du rayonnement en gain d'une antenne sur 375  $\mu\text{m}$  de silicium ( $\varphi = 90^\circ$ ,  $\theta = \text{variable}$ ).



**Figure II.36 :** Diagramme du rayonnement en gain d'une antenne sur 975  $\mu\text{m}$  de silicium ( $\varphi = 90^\circ$ ,  $\theta = \text{variable}$ ).

La résistivité est donc le deuxième facteur critique pour les performances des antennes sur silicium. Son augmentation diminue les pertes de propagation des ondes et entraîne ainsi de très bonnes caractéristiques de transmission. Les antennes sur substrat de résistivité élevée présentent des performances maximales.

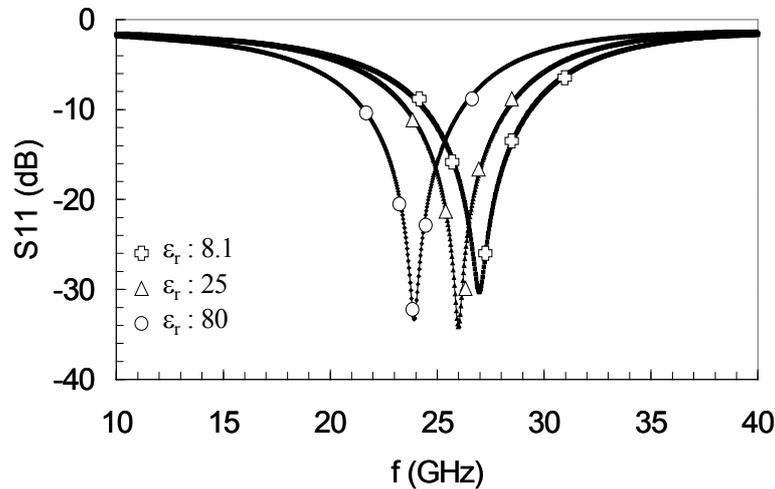
#### 2.2.2.4. Influence du diélectrique mince

Dans les circuits intégrés actuels, une couche mince de diélectrique est indispensable afin d'empêcher la diffusion du cuivre. Cette couche constituera l'environnement direct des antennes, ce qui nous amène à l'étudier afin de comprendre son impact sur les performances de transmission intra puce. Pour les résultats présentés ci-dessous un substrat de silicium d'épaisseur 375  $\mu\text{m}$  et de résistivité conventionnelle a été retenu. L'épaisseur du diélectrique a été dans une première étape fixée à 2  $\mu\text{m}$ .

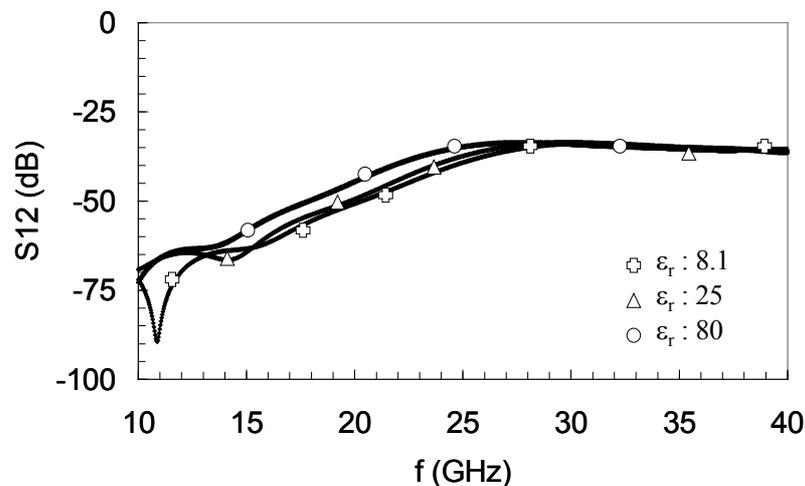
Nous étudions tout d'abord les conséquences de l'insertion de matériaux de différentes permittivités sous les antennes (Fig.II.37), (Fig.II.38). Nous observons que l'augmentation de la permittivité entraîne une diminution de la fréquence de résonance de l'antenne, ce qui signifie que pour une fréquence de fonctionnement donnée la taille de l'antenne sera réduite. Ce résultat n'est pas étonnant vu qu'une des façons traditionnelles de réduire la taille des antennes est l'utilisation des

matériaux de permittivité élevée. Cependant ces matériaux entraînent l'apparition d'ondes lentes : un compromis est toutefois indispensable entre la permittivité des matériaux employés et la vitesse de propagation des ondes que l'on souhaite obtenir.

Concernant le coefficient de transmission, pour les fréquences relativement basses ( $f < 25$  GHz), une amélioration de l'ordre de 7 dB est observée en passant de  $\epsilon_r = 8,1$  à  $\epsilon_r = 80$ .



**Figure II.37 :** Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour diverses valeurs de la permittivité du diélectrique.



**Figure II.38 :** Coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour diverses valeurs de la permittivité du diélectrique.

Ensuite, le cas où la permittivité du diélectrique est fixée ( $\epsilon_r = 4,2$ ) et son épaisseur variable est étudié (Fig.II.39), (Fig.II.40). Les résultats obtenus indiquent que l'augmentation de l'épaisseur du diélectrique entraîne une légère augmentation des coefficients de réflexion et de transmission. Par conséquent pour les épaisseurs de diélectrique technologiquement réalisables (quelques  $\mu\text{m}$ ) les performances du système en terme de puissance transmise ne peuvent pas être améliorées.

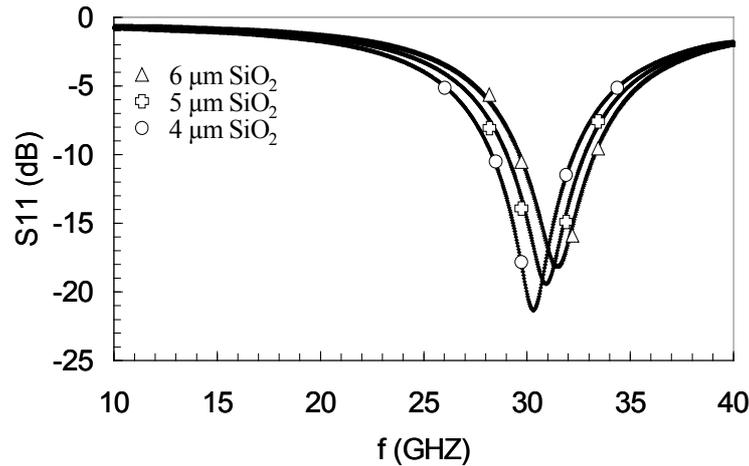


Figure II.39 : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour diverses valeurs de l'épaisseur du diélectrique.

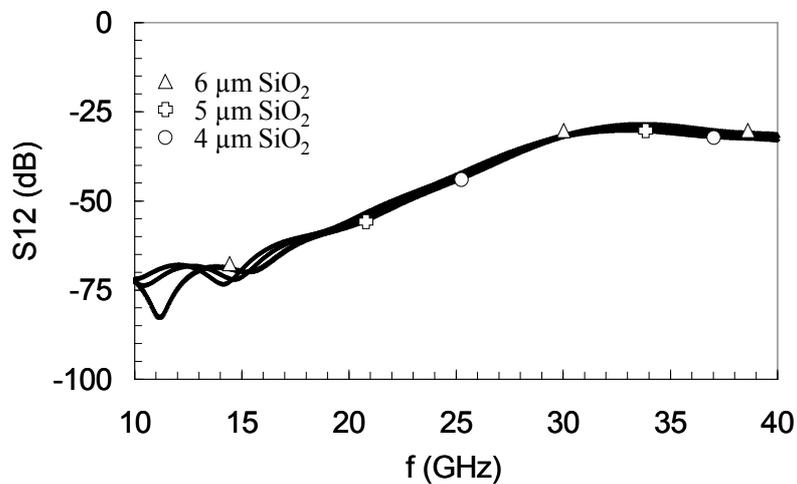


Figure II.40 : Coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour diverses valeurs de l'épaisseur du diélectrique.

En conclusion, le rôle du diélectrique vu les valeurs actuelles de son épaisseur est secondaire pour la puissance transmise. Son impact se révèle important pour les aspects d'adaptation et de taille de l'antenne : le choix d'un diélectrique de permittivité basse ou élevée a une incidence sur la vitesse de phase des ondes et entraîne des limitations au niveau de la surface. Pour l'application envisagée, l'épaisseur du diélectrique est beaucoup plus faible que l'épaisseur du silicium ce qui nous fait croire que son implication au niveau de vitesse de phase des ondes est négligeable. Ceci rend les diélectriques de permittivité élevée plus attractifs.

### 2.2.2.5. Influence de la métallisation en face arrière

La présence d'un plan métallique change la répartition du diagramme de rayonnement de l'antenne et améliore son gain de 3 dB. En même temps si l'antenne est très proche du plan conducteur, l'onde réfléchie est en opposition de phase ce qui entraîne des interférences destructives avec l'onde incidente. Ce problème peut être résolu avec l'introduction d'un espace de  $\lambda/4$  entre l'élément rayonnant et le plan de masse. Comme nous l'avons vu sur le paragraphe 2.2.2.3, une antenne placée sur 975  $\mu\text{m}$  de silicium rayonne avec efficacité autour des fréquences de 30 GHz où la longueur d'onde est de l'ordre de 4 mm. Nous allons considérer maintenant le même cas qu'auparavant, (antennes sur 375  $\mu\text{m}$  de silicium de résistivité conventionnelle) mais sans la métallisation en face arrière. Les dimensions latérales sont toujours considérées comme infinies pour toutes les couches. Les dimensions transversales sont : i) finies, ii) infinies. Les figures suivantes (Fig.II.41), (Fig.II.42) représentent les coefficients de réflexion et de transmission pour ces configurations d'antennes.

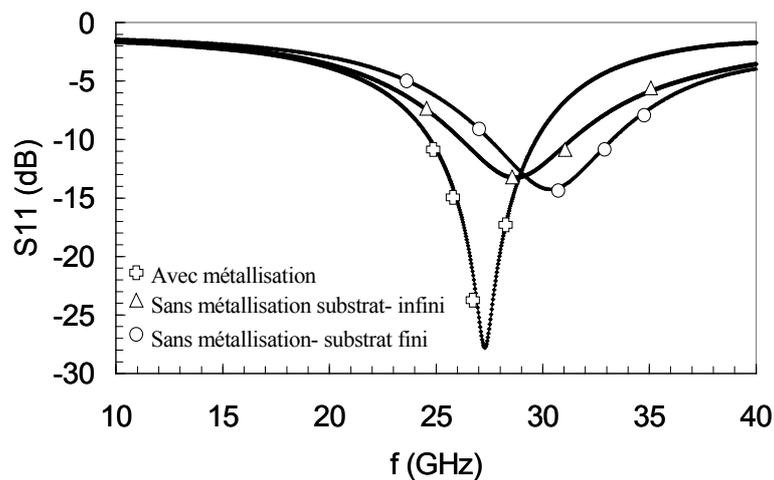


Figure II.41 : Coefficient de réflexion pour diverses conditions aux limites de la structure.

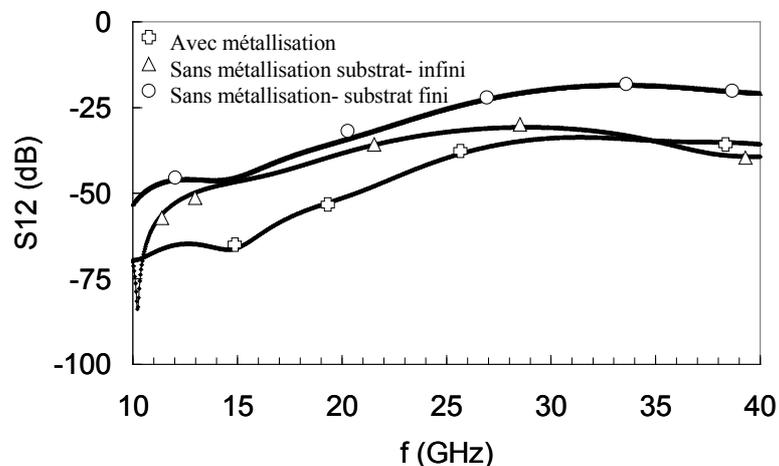
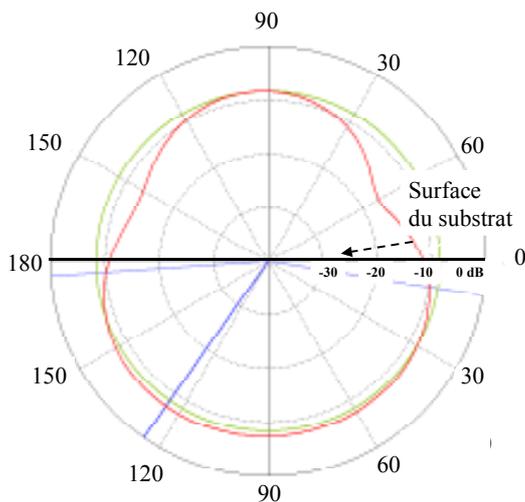
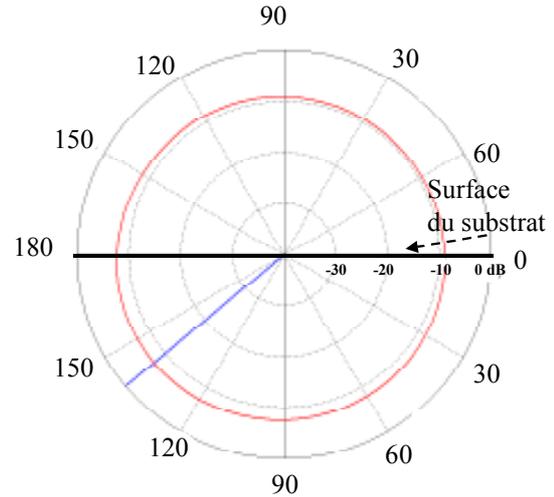


Figure II.42 : Coefficient de transmission pour diverses conditions aux limites de la structure.

Nous observons que pour les antennes sur substrat sans métallisation en face arrière, la fréquence de résonance augmente en raison de la permittivité effective réduite. Le coefficient de transmission augmente également à cause de la diminution des réflexions sur le métal et par conséquent à cause de la diminution des pertes provenant de ces dernières. Cependant les pertes de transmission sont plus élevées pour le substrat de dimensions transversales infinies. Les diagrammes du rayonnement pour ces deux cas d'antennes sont présentés sur les figures suivantes (Fig.II.43), (Fig.II.44).



**Figure II.43 :** Diagramme de rayonnement en gain sans métallisation et substrat fini ( $\varphi = 90$ ,  $\theta = \text{variable}$ ).

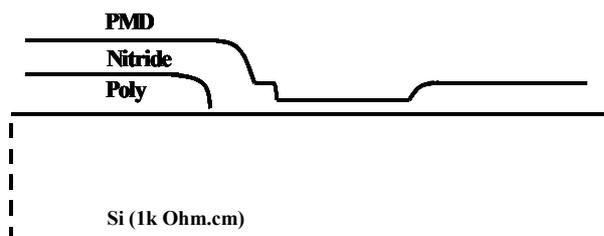


**Figure II.44 :** Diagramme de rayonnement en gain sans métallisation et substrat infini ( $\varphi = 90$ ,  $\theta = \text{variable}$ ).

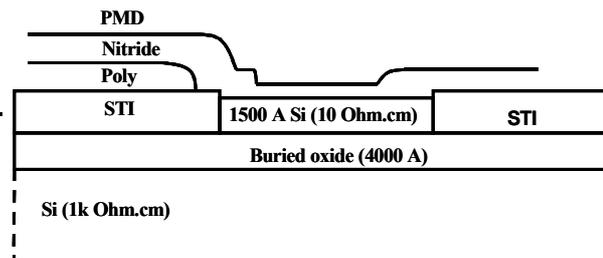
Nous observons que les antennes rayonnent en espace libre et dans le substrat en absence de métallisation en face arrière. Si le substrat est infini le lobe principal du rayonnement se trouve dans le substrat et si le substrat est fini le diagramme du rayonnement est uniforme.

### 2.2.2.6. Comparaison entre substrat Si-bulk et SOI

Dans une dernière étape nous allons comparer les performances d'une paire d'antennes placées sur un substrat Si- bulk (Fig.II.45) ou sur un substrat SOI (*Silicon On Insulator*) (Fig.II.46) de même épaisseur ( $375 \mu\text{m}$ ) et de même résistivité ( $\rho = 1 \text{ k}\Omega\cdot\text{cm}$ ).



**Figure II.45 :** Coupe équivalente du substrat silicium.



**Figure II.46 :** Coupe équivalente du substrat SOI.

La différence principale pour le substrat SOI provient d'une mince couche d'oxyde (400 nm) qui se trouve enterrée dans le substrat et de la couche de silicium (150 nm) qui comprend les composants actifs.

En considérant la réflexion, (Fig.II.47) le décalage de la fréquence de résonance et de l'amplitude des signaux pour le substrat SOI indiquent une permittivité effective réduite, en raison de la présence d'oxyde enterré et de la couche de silicium de résistivité conventionnelle. Des caractéristiques identiques en transmission sont observées pour ces deux types de substrat actuellement utilisés par la technologie des circuits intégrés (Fig.II.48).

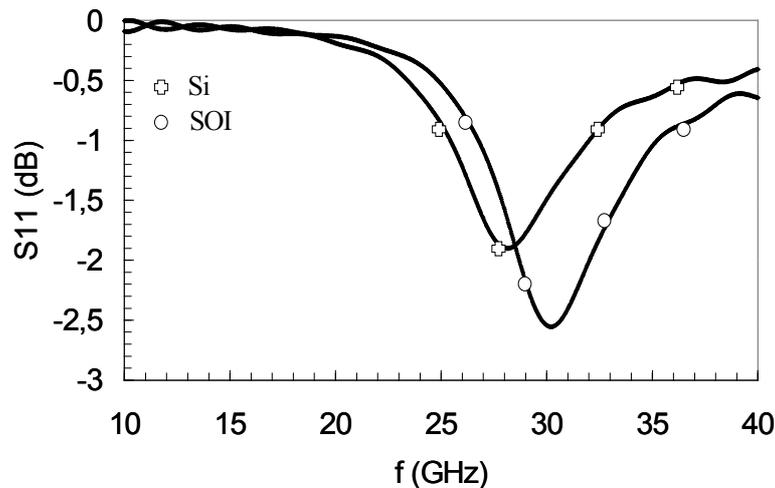


Figure II.47 : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour un substrat Si et SOI.

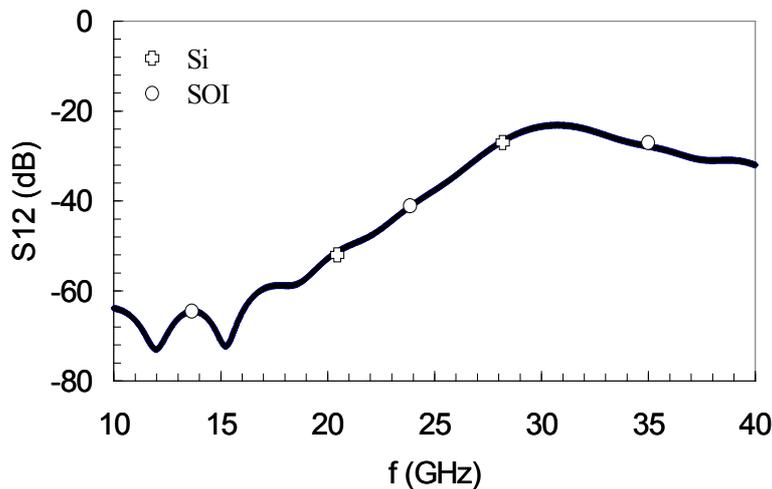


Figure II.48 : Coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour un substrat Si et SOI.

Par conséquent, du point de vue "antennes" le substrat de silicium apparaît plus intéressant : le fonctionnement à une fréquence fixée permet de réduire la taille de l'antenne par rapport à celle déposée sur un substrat SOI. Cependant, concernant toute la chaîne de transmission et de réception d'un système d'interconnexions sans fils, le substrat SOI devrait être plus intéressant en raison de la

grande vitesse de commutation des diviseurs de fréquence de la réduction des pertes pour les composants passifs et du coût de fabrication [Flo-01]. Plusieurs facteurs sont à prendre en considération afin de conclure sur le choix d'un substrat par rapport à l'autre.

### **2.2.2.7. L'impact du réseau d'interconnexions**

A ce point de notre travail nous venons d'étudier l'impact de l'empilement technologique qui constituera l'environnement des antennes intégrées. Nous avons déduit que la couche la plus importante pour les performances d'un système de transmission intra puce est le silicium qui est la couche la plus épaisse. L'augmentation de son épaisseur et de sa résistivité entraîne une augmentation de la puissance transmise. Des effets physiques différents apparaissent pour chaque valeur concrète de l'épaisseur et de la résistivité du silicium.

Cependant dans l'étude menée jusqu'ici nous avons considéré un cas idéal et relativement facile à étudier : une paire d'antennes isolées, posées sur une couche silicium homogène de dimensions horizontales infinies. Le diélectrique et la métallisation suivent également les mêmes hypothèses. Cette première approche est assez intéressante pour obtenir les tendances décrivant les antennes et les ondes transmises en fonction des paramètres des matériaux, comme démontré dans le paragraphe précédent. Néanmoins, elle se révèle insuffisante pour décrire complètement le cas réel : les antennes dans les circuits intégrés ne sont pas toutes seules et le substrat n'est ni infini ni homogène.

La co-existence des antennes avec d'autres composants, passifs et actifs rend difficile la prédiction de leurs paramètres intrinsèques et des paramètres de la transmission. Tout d'abord les grandeurs qui caractérisent l'antenne elle-même telles que son impédance d'entrée, son gain et son efficacité sont modifiées. Des effets de désadaptation, et de décalage de la fréquence de résonance apparaissent [Flo-01]. En même temps, la transmission d'ondes est sensible aux réflexions, à l'atténuation, et aux interférences électromagnétiques avec les structures situées dans l'environnement. Cet ensemble constitue un système difficile à aborder avec les outils de modélisation existants. La conception et l'optimisation des performances des antennes devient une tâche particulièrement difficile, puisqu'elle demande une maîtrise rigoureuse de l'environnement.

La présence des autres niveaux métalliques assurant les interconnexions locales, intermédiaires et globales, les masses et l'alimentation sera donc étudiée dans la suite sur la base d'une approximation : nous considérerons un plan métallique compact, situé sous les antennes et sous l'espace les séparant. C'est une première estimation qui nous permet d'obtenir une approximation des performances d'un système de transmission intra puce dans son environnement de fonctionnement.

L'empilement étudié est présenté sur la figure suivante (Fig.II.49). L'épaisseur du métal qui est inséré sous les antennes est  $2\ \mu\text{m}$  et ses dimensions latérales sont infinies. L'épaisseur du diélectrique est égale à  $2\ \mu\text{m}$ .

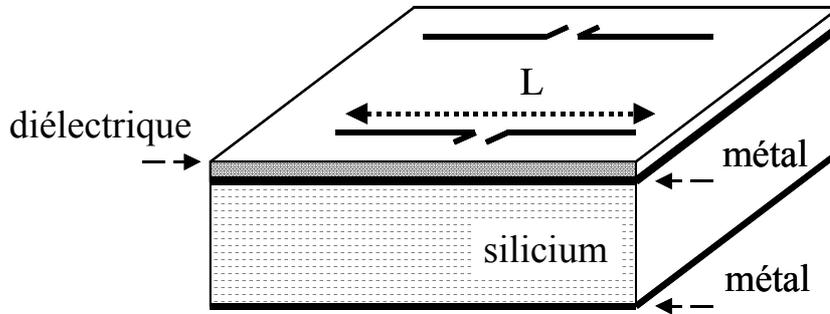


Figure II.49 : Schéma équivalent de l'insertion d'un plan métallique sous les antennes.

Nous représentons ensuite (Fig.II.50), (Fig.II.51) les coefficients de réflexion et de transmission pour la paire d'antennes de référence ( $S_i = 375\ \mu\text{m}$ ,  $\rho = 20\ \text{Ohm.cm}$ ) et la paire placée au-dessus de cette couche métallique.

Nous observons tout d'abord que la fréquence de résonance est décalée vers des fréquences beaucoup plus hautes. En même temps, l'impédance d'entrée de l'antenne et son efficacité de rayonnement sont considérablement réduites.

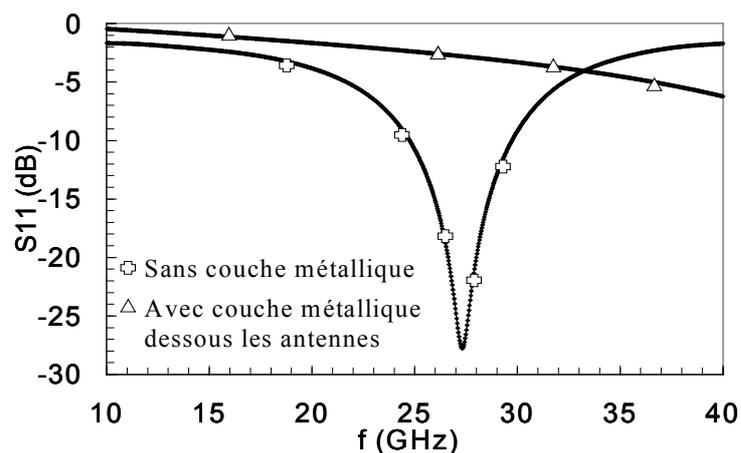
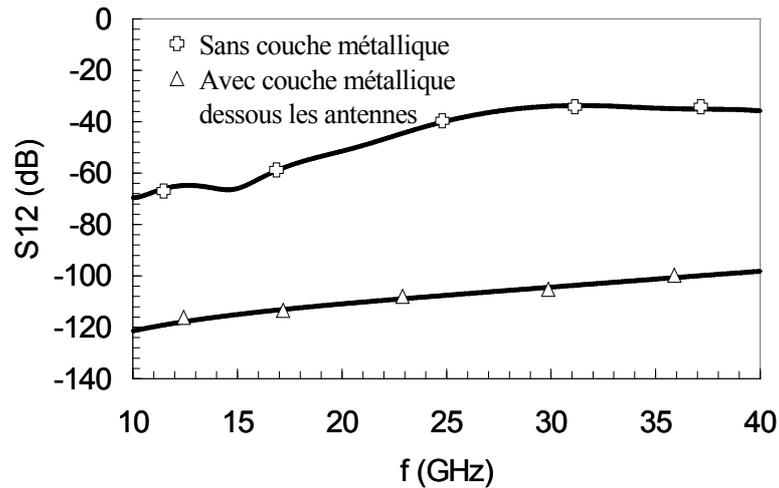


Figure II.50 : Coefficient de réflexion pour une paire d'antennes avant et après insertion d'une couche métallique.

Le coefficient de transmission atteint une valeur de l'ordre de  $-100\ \text{dB}$ , ce qui est certainement inacceptable pour l'application envisagée. La présence de métallisation inférieure dégrade donc les performances des antennes.

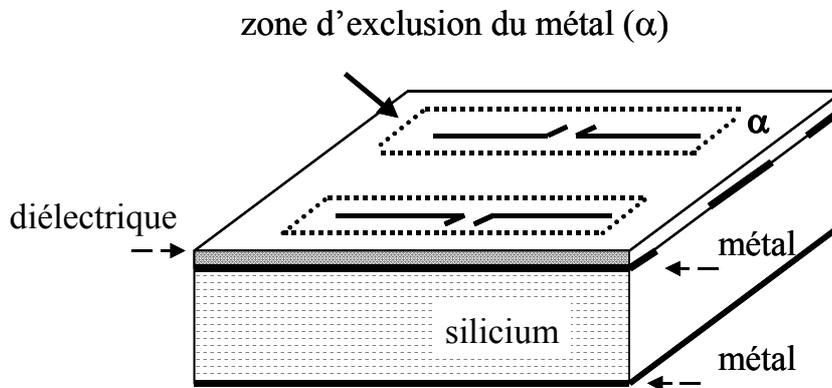


**Figure II.51** : Coefficient de transmission pour une paire d'antennes avant et après insertion d'une couche métallique.

Ces résultats ne sont pas surprenants si l'on se rappelle que les dimensions horizontales de toutes les couches, y compris la couche métallique, sont considérées comme infinies pour les simulations : l'effet d'image entraîne que l'image d'une antenne sur un plan conducteur infini contribue aux champs électromagnétiques en un point donné. Si l'antenne se situe à une faible distance du métal par rapport à la longueur d'onde de l'onde rayonnée, ce qui est le cas ici, l'amplitude de rayonnement observée est très faible à cause des interférences destructives entre le champ de l'antenne et le champ de son image. L'antenne devrait donc être placée à une distance de  $\sim\lambda/4$  de la couche métallique pour que son influence devienne négligeable. Pour les applications des antennes intégrées, c'est une distance impossible à respecter vu la technologie utilisée. Il devient donc indispensable de trouver d'autres solutions pour rendre la transmission efficace même en présence d'un plan métallique proche de l'antenne, ce qui sera le cas d'un système réel.

## 2.3. LA ZONE D'EXCLUSION DU METAL

La nécessité de rendre le système efficace même en présence de métallisation dans l'environnement nous a conduit à l'idée d'introduire une zone d'exclusion du métal localisée sous les antennes (Fig.II.52). La motivation principale provient : i) de l'annulation tout d'abord de l'effet d'image liée à la rupture de la symétrie, ii) de l'augmentation de l'efficacité de l'antenne en raison d'une plus grande distance entre les antennes et la métallisation et iii) de la création d'un guide d'onde avec des caractéristiques de guide rectangulaire entre la couche métallique sous les antennes et la métallisation en face arrière.

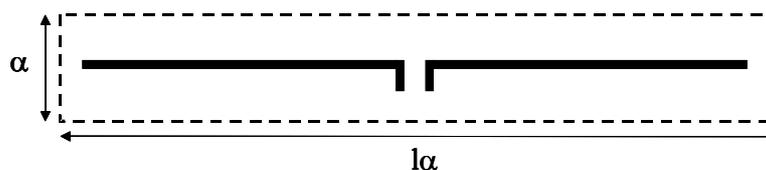


**Figure II.52 :** Schéma équivalent des antennes au-dessus d'une zone d'exclusion du métal.

Cependant ce type de règle d'exclusion du métal est couramment utilisée pour d'autres composants passifs, afin de réduire les effets parasites associés à la métallisation (capacités parasites, courants de Foucault, etc...).

### 2.3.1. L'impact de la géométrie de la zone d'exclusion

Nous allons commencer cette analyse par l'étude de la géométrie de la zone d'exclusion du métal qui est située autour de l'antenne (Fig.II.53).



**Figure II.53 :** Représentation de l'antenne avec la zone d'exclusion en pointillés.

Tout d'abord nous considérons une longueur ( $l_\alpha$ ) égale à 2,2 mm et nous faisons varier la largeur ( $\alpha$ ) de la zone. Le substrat retenu est caractérisé par une épaisseur de 375  $\mu\text{m}$  et une résistivité conventionnelle ( $\rho = 20 \text{ Ohm.cm}$ ). Les figures suivantes (Fig.II.54), (Fig.II.55) représentent les coefficients de réflexion et de transmission en fonction de la fréquence pour diverses valeurs de la largeur ( $\alpha$ ) de la zone d'exclusion.

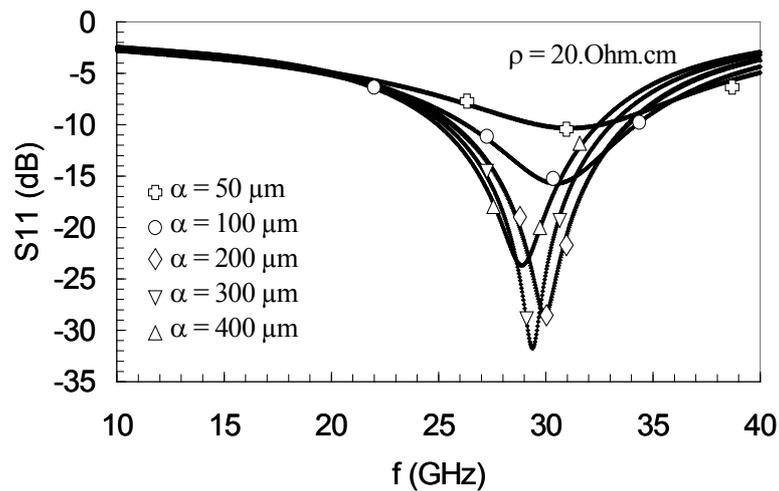


Figure II.54 : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes largeurs de la zone d'exclusion du métal.

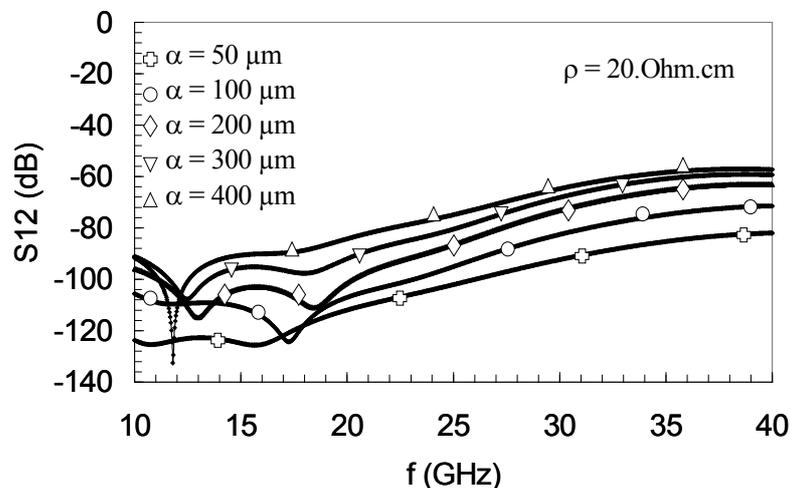
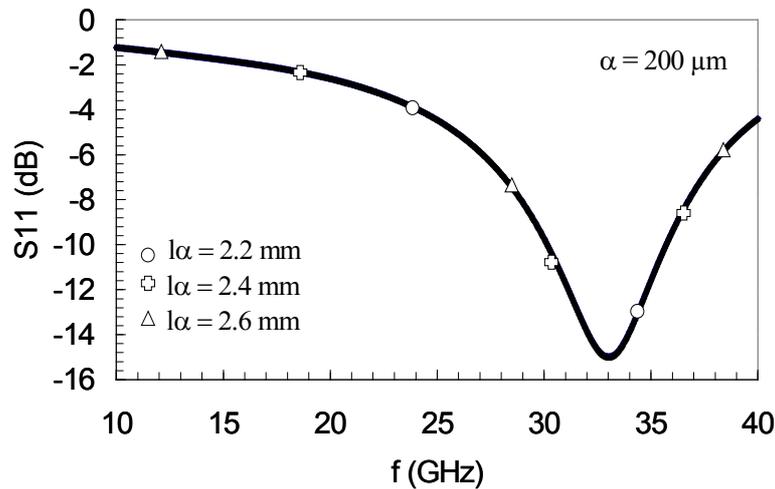


Figure II.55 : Coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour différentes largeurs de la zone d'exclusion du métal.

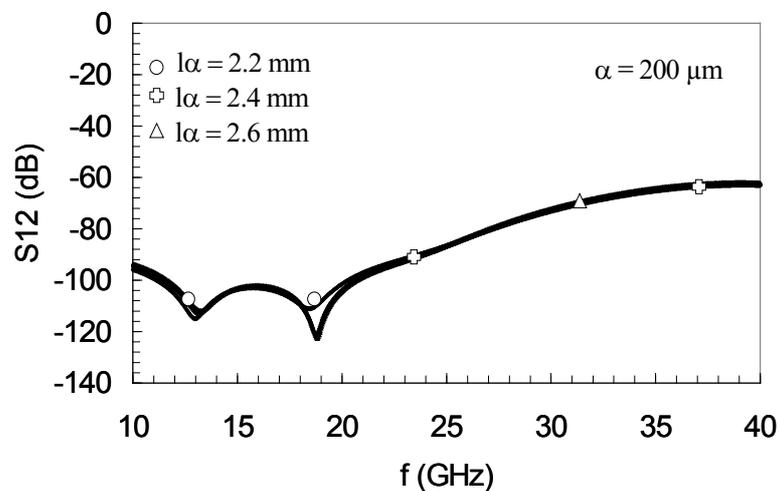
L'augmentation de la largeur entraîne un décalage de la fréquence de résonance des antennes vers les fréquences les plus basses. Les caractéristiques d'adaptation à la source d'excitation s'améliorent progressivement et l'efficacité de l'antenne augmente avec l'élargissement de la zone d'exclusion.

La transmission augmente aussi proportionnellement avec la largeur de la zone, jusqu'à une valeur de saturation observée autour de  $\sim 400 \mu\text{m}$ . Une optimisation des antennes pour l'environnement donné devrait améliorer les performances du système et permettre de diminuer la distance minimum entre les antennes et les structures voisines.

L'impact de la longueur de la zone d'exclusion pour une largeur moyen de  $200 \mu\text{m}$  est ensuite étudié (Fig.II.56), (Fig.II.57).



**Figure II.56 :** Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes longueurs de la zone d'exclusion du métal.



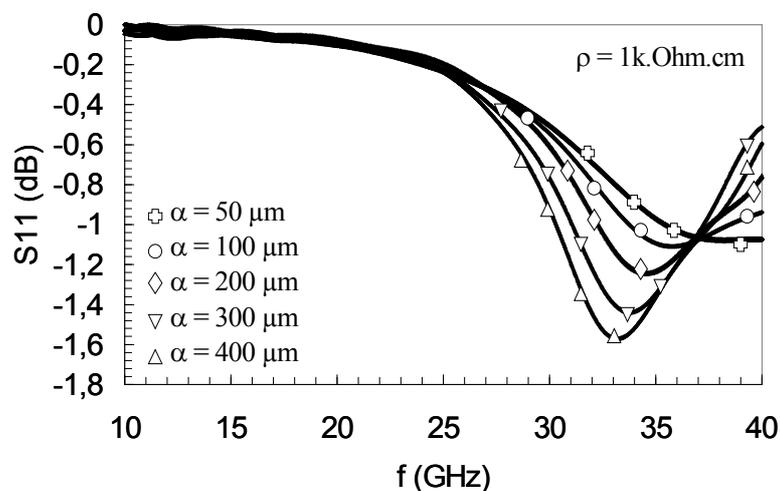
**Figure II.57 :** Module du coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour différentes longueurs de la zone d'exclusion du métal.

L'influence de la largeur se révèle beaucoup plus importante que l'influence de la longueur en raison et de la concentration du champ électrique autour du centre du dipôle où nous avons considéré l'excitation. Par conséquent, le facteur critique pour la géométrie de la zone d'exclusion, déterminant les performances de transmission, est sa largeur, c'est à dire la distance minimale entre les antennes et les autres composants voisins.

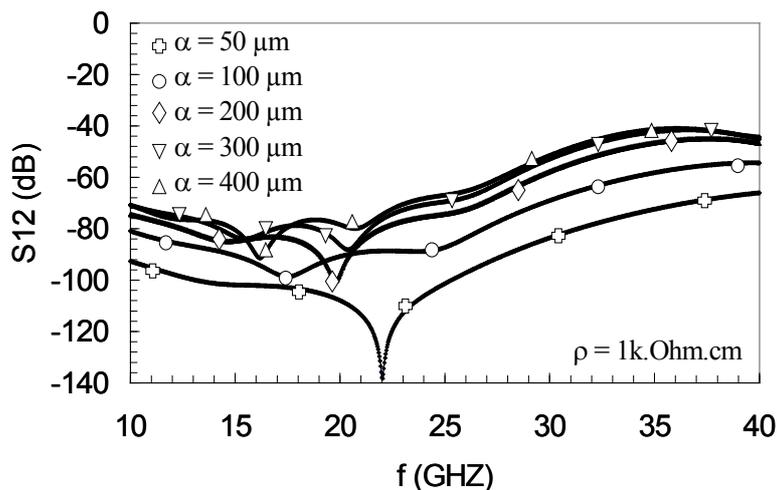
### 2.3.2. Effet du substrat sur la zone d'exclusion

La configuration des antennes sur zone d'exclusion métallique modifie considérablement les propriétés de propagation d'un système de transmission intra puce. Il devient donc indispensable d'étudier l'influence des paramètres technologiques, notamment la résistivité et l'épaisseur, sur le bilan de transmission pour cette paire d'antennes.

Dans un premier temps nous étudions l'impact de la variation de la résistivité pour une épaisseur fixée à 375  $\mu\text{m}$  et pour différentes valeurs de la largeur ( $\alpha$ ) de la zone d'exclusion (Fig.II.58), (Fig.II.59).



**Figure II.58 :** Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes largeurs de la zone d'exclusion du métal.



**Figure II.59 :** Coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour différentes largeurs de la zone d'exclusion du métal.

Comme pour les antennes sur silicium conducteur la fréquence de résonance se décale vers les fréquences les plus basses, avec l'augmentation de largeur. L'adaptation pourtant des antennes à la source d'excitation se dégrade avec l'augmentation de la résistivité. Concernant le coefficient de transmission l'augmentation de la résistivité du silicium réduit les pertes de propagation d'environ de 10 dB par rapport au silicium conducteur, ce qui indique qu'une partie de l'énergie est canalisée dans le substrat.

Si nous prenons maintenant en compte les pertes provenant de la désadaptation de l'antenne, et nous calculons le gain de transmission, nous obtenons des valeurs très intéressantes (Fig.II.60) pour les antennes sur 375  $\mu\text{m}$  du silicium. Le gain de transmission présente des valeurs autour de - 60 dB pour les antennes sur une zone d'exclusion de largeur 50  $\mu\text{m}$  et - 30 dB pour les antennes sur une zone d'exclusion de largeur 400  $\mu\text{m}$ .

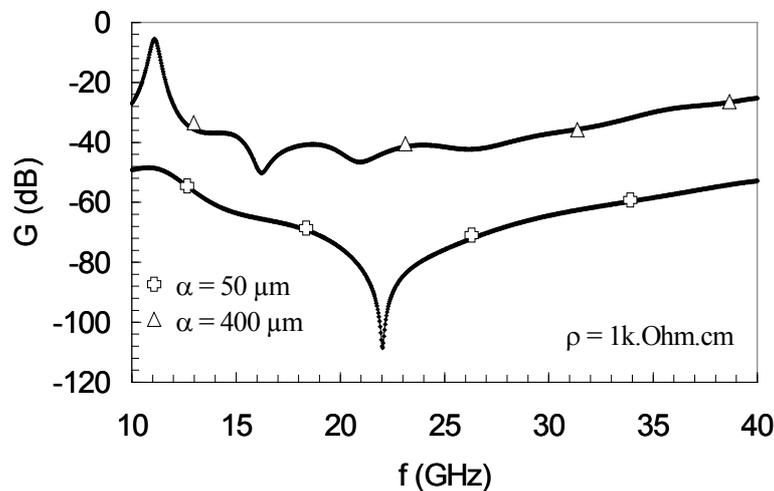
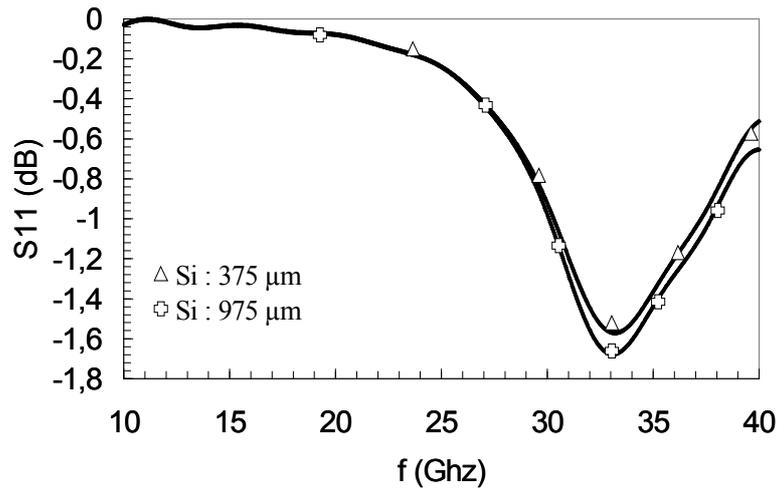
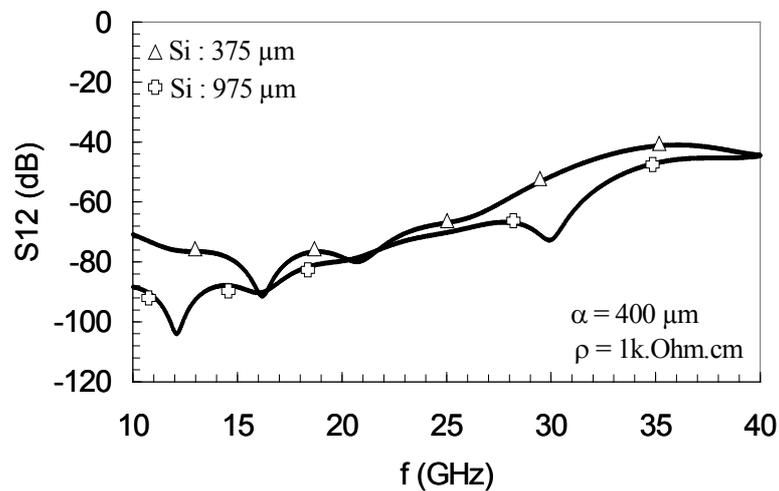


Figure II.60 : Gain de transmission en fonction de la fréquence.

L'augmentation de l'épaisseur (Fig.II.61), (Fig.II.62) du substrat entraîne des modifications légères en réflexion et en transmission : l'excitation possible des modes supplémentaires induit des pertes additionnelles en transmission.



**Figure II.61 :** Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour deux épaisseurs différentes du substrat.



**Figure II.62 :** Coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour deux épaisseurs différentes du substrat.

Ces résultats indiquent qu'une partie de l'énergie se propage entre le plan métallique supérieur et le plan métallique inférieur, remplis par le substrat semi-conducteur qui joue le rôle de guide d'onde. L'augmentation de la résistivité diminue les pertes de conduction et l'augmentation de l'épaisseur permet l'excitation de modes supplémentaires. Les gains obtenus par simulation permettent d'envisager la transmission et la détection de signaux sur la puce.

## 2.4. CONCLUSIONS

Ce chapitre est une contribution à la modélisation des antennes sur silicium, étude indispensable en vue de leur implantation pratique dans les circuits intégrés actuels.

Nous avons notamment commencé par l'étude du silicium qui est la couche la plus épaisse et par conséquent la plus susceptible de supporter la propagation des ondes générées par des antennes intégrées. Nous avons démontré que son épaisseur et sa résistivité jouent un rôle prédominant sur l'amplitude de la puissance transmise entre deux antennes sur le même substrat : l'augmentation de l'épaisseur et de la résistivité du silicium entraînent une augmentation de la puissance détectée par l'antenne réceptrice jusqu'à une valeur de saturation. Afin de justifier ce point nous utilisons les modèles des antennes imprimées et de guide d'onde ouvert. Les résultats obtenus avec ces modèles indiquent que l'augmentation de l'épaisseur du substrat entraîne d'une part l'apparition de nouveaux modes de propagation et d'autre part l'atténuation des modes déjà existants. Parallèlement l'augmentation de la résistivité du substrat entraîne la réduction des pertes de conduction pour ces modes guidés.

Dans un deuxième temps nous avons étudié l'influence des couches les plus minces : le diélectrique, qui est le matériau le plus proche de l'antenne et la métallisation en face arrière du silicium. Vu les valeurs actuellement réalisables (quelques micromètres) le diélectrique paraît secondaire sur le bilan de transmission. Son impact se révèle important pour les aspects de taille et d'adaptation de l'antenne. Cependant la présence de métallisation sur la face arrière du silicium modifie le diagramme de rayonnement des antennes ainsi que leurs coefficients de transmission et de réflexion.

Dans une dernière étape nous avons essayé d'aborder le cas d'un système d'interconnexions intra puce sans fils. Pour ceci nous avons inséré un plan métallique uniforme sous les antennes et sous l'espace les séparant, représentatif des niveaux d'interconnexions denses pouvant exister dans les circuits intégrés actuels. L'insertion de cette couche entraîne une dégradation complète des caractéristiques des antennes, il en résulte une puissance transmise insuffisante.

La nécessité d'implanter les interconnexions sans fils dans les circuits réels nous a conduit à une innovation conceptuelle : la création d'une zone d'exclusion du métal, localisée sous les antennes. Nous avons démontré que cette zone d'exclusion de surface, se révèle une solution efficace, qui peut rendre possible la transmission. La puissance transmise augmente proportionnellement à la largeur de la zone. En combinaison avec un substrat de résistivité élevée, la transmission intra-puce devient envisageable, même en présence de niveaux des métallisations denses.

## REFERENCES

- [Ale-81] N. G. Alexopoulos, I. E. Rana, "Mutual Impedance Computation Between Printed Dipoles", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-29, no.1, January 1981.
- [Ale-83] N. G. Alexopoulos, P. B. Katexi and D. B. Rutledge, "Substrate Optimization for Integrated Circuit Antennas", *IEEE Transactions on Microwave theory and techniques*, vol. MTT-31, no. 7, July 1983.
- [Bal-97] C. Balanis, "Antenna Theory, Analysis and Design", 2<sup>nd</sup> ed., *John Wiley and Sons*, New York, 1997.
- [Car-32] P. S. Carter "Circuit relations in radiating systems and applications to antenna problems", *PIRE*, pp. 104, June 1932.
- [Col-60] R. E. Collin "Field theory of guided waves", *McGraw-Hill Book Company*, Inc. 1960.
- [CST-02] CST Microwave Studio, *User's guide*, 2002.
- [Flo-01] B. A. Floyd, "A CMOS Wireless Interconnect System For Multigigahertz Clock Distribution", *Dissertation*, University of Florida, Gainesville, 2001.
- [Joh-93] H. W. Johnson, and Martin Graham "High Speed Digital Design", *ISBN 0133967241*.
- [Kim-00] K. Kim, H. Yoon, and K. K. O. "On-Chip Wireless Interconnection with Integrated Antennas", *Technical Digest of IEDM*, pp. 485-488, San Francisco, 2000.
- [Kin-91] R. W.P. King, "The electromagnetic field of a horizontal electric dipole in the presence of a three layer region", *Journal of Applied Physics*, no. 69, June 1991.
- [Kat-83] P. B. Katexi, and N. G. Alexopoulos, "On the Effect of Substrate Thickness and Permittivity on Printed Circuit Dipole Properties", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. A31, no. 1, January 1983.
- [Poz-98] D. M. Pozar, "Microwave Engineering", 2<sup>nd</sup> ed. *John Wiley and Sons*, Inc. 1998.
- [Poz-83] D. M. Pozar, "Considerations for Millimeter wave Printed Antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-31, no. 5, September 1983.
- [Ran-81] I. E. Rana and N. G. Alexopoulos, "Current Distribution and Input Impedance of Printed Dipoles", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 29, no.1, January 1981.
- [Ras-02] A. B. M. H. Rashid, S. Watanabe and T. Kikkawa, "Interference Suppression of Wireless Interconnection in Si Integrated Antenna", *IITC, Proceedings of IEEE*, pp. 173-175, San Francisco, 2002.
- [Stu-81] W. L. Stutzmann, G. A. Thiele "Antenna theory and Design", *ISBN 0-471-02590-9*, New York, John Wiley & Sons, 1981.
- [Uzu-79] N. K. Uzunoglu, N. G. Alexopoulos, and J. G. Fikioris, "Radiation Properties of Microstrip Dipoles", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-27, no. 6, November 1979.

- [Wei-77] T. Weiland, "A Discretization Method for The Solution of Maxwell's Equations for Six-Component- Fields", *Electronics and Communications (AEU)*, vol. 31, pp. 166-170 1977.



## **Chapitre 3 : VALIDATION EXPERIMENTALE DES PERFORMANCES DES ANTENNES INTEGREES**

La mesure hyperfréquence s'avère avant tout nécessaire et riche en enseignements pour remplacer une simulation électromagnétique lorsque les géométries sont trop compliquées pour être appréhendées par un simulateur ou pour valider les outils de simulation et permettre la caractérisation rapide sur une large bande de fréquence d'un grand nombre de dispositifs.

Pour notre première réalisation d'antennes sur silicium, nous mesurerons leurs performances. L'objectif est ici de déterminer, comme pour l'approche par simulation électromagnétique fréquentielle en trois dimensions, la matrice de répartition [S] à l'aide d'un banc de mesure et de valider de cette façon les hypothèses concernant l'impact des matériaux, proposées dans le chapitre précédent.

Dans un premier temps, nous décrivons les étapes de la conception des structures avec Cadence, la réalisation technologique et la caractérisation avec un analyseur vectoriel de réseaux. Ensuite, les performances des antennes intégrées sur substrat silicium bulk et SOI en technologie CMOS 120 nm sont étudiées. L'importance des paramètres technologiques tels que l'épaisseur et la résistivité du substrat est confirmée. L'impact des "dummies" sur les performances des antennes intégrées est pour la première fois abordé.

Dans une deuxième étape, la comparaison entre la mesure et la simulation permet de valider le modèle proposé sur une large bande de fréquence.

### 3.1. INTEGRATION ET CARACTERISATION DES STRUCTURES DE TEST

Dans cette démarche de validation expérimentale, nous procédons pas à pas afin d'isoler chacune des difficultés qui relèvent de la mesure et de la caractérisation des antennes intégrées. Nous commençons par décrire tout d'abord la technologie utilisée pour la réalisation des motifs de test, leur conception et puis la méthode de mesure hyperfréquence. Nous validons sur un exemple concret la procédure de caractérisation que nous avons développée afin de caractériser les antennes dans la bande de fréquence de 10 GHz à 40 GHz et qui nous a permis d'obtenir l'ensemble des résultats expérimentaux présentés dans ce mémoire.

#### 3.1.1. Technologie d'intégration

Les motifs de test sont réalisés en utilisant la technologie CMOS 120 nm de STMicroelectronics. Une coupe verticale de l'empilement technologique employé pour la conception et l'intégration de ces motifs est présentée sur la figure suivante (Fig.III.1).

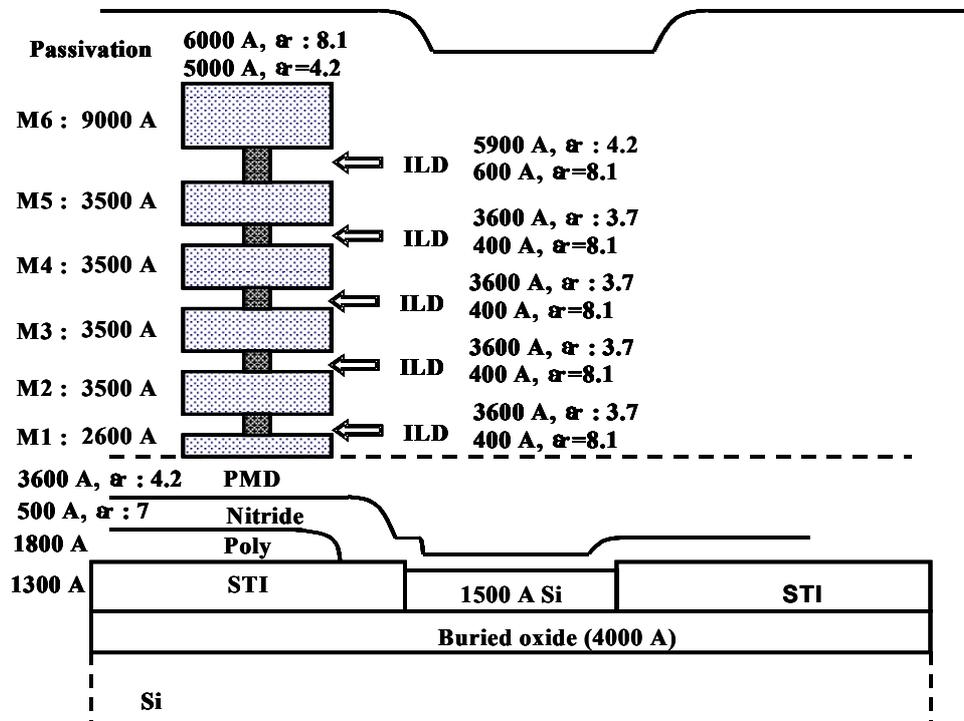


Figure.III.1 : L'empilement technologique réalisé.

Le métal utilisé est du cuivre déposé avec la technologie Double Damascène et encapsulé par deux barrières, conductrice au fond et sur les flancs des lignes (TaN-Ta 25 nm) et une barrière isolante au-dessus des lignes ( $\text{Si}_3\text{N}_4$  40 nm). Cette barrière est indispensable pour empêcher la diffusion du cuivre dans le diélectrique et le semi-conducteur. Des couches successives de FSG ( $\epsilon_r = 3,7$  :  $M_1$ - $M_5$ ), de  $\text{SiO}_2$  ( $\epsilon_r = 4,2$  :  $M_6$ ) et de  $\text{Si}_3\text{N}_4$  ( $\epsilon_r = 8,1$ ) constituent les diélectriques inter niveaux. Ces couches sont déposées par PECVD (*Plasma Enhanced Chemical Vapour Deposition*) et leur épaisseur dépend du niveau considéré.

Tous les niveaux métalliques sont automatiquement remplis par le logiciel de génération de masques (Cadence) par des blocs métalliques de dimensions nanométriques et répartis aléatoirement entre les pistes, appelés "dummies". Leur objectif est d'assurer le non-arrachage des parties métalliques durant les étapes de polissage mécano-chimique, dans les zones à faible densité d'interconnexions. Les dimensions et la forme géométrique de ces motifs, qui n'ont pas de fonction électrique, dépendent également du niveau de métal considéré. La figure suivante (Fig.III.2) présente une coupe verticale de l'intégration, obtenue par microscopie électronique à balayage (MEB). Nous pouvons distinguer les "dummies" et les couches de passivation qui sont ajoutées afin de protéger les circuits.

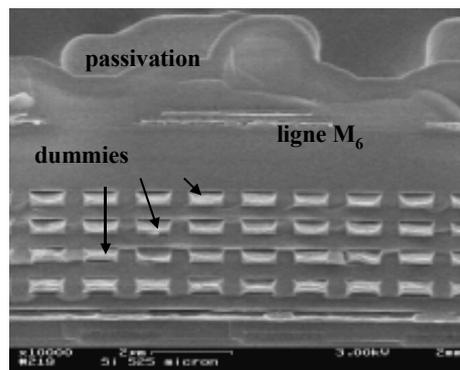


Figure.III.2 : "Dummies" et couches de passivation.

### 3.1.2. Conception des antennes

Les antennes et les motifs nécessaires pour leur caractérisation sont intégrés soit sur un substrat de silicium de résistivité conventionnelle ( $\rho = 10$ - $50 \text{ Ohm.cm}$ ) soit sur un substrat SOI de résistivité élevée ( $\rho > 1\text{kOhm.cm}$ ). Les épaisseurs des substrats mesurées après fabrication sont autour de  $375 \mu\text{m}$ ,  $525 \mu\text{m}$  et  $725 \mu\text{m}$  selon le cas. Ces épaisseurs sont obtenues par amincissement du substrat de  $725 \mu\text{m}$  par polissage. Pour les plaques non amincies ( $725 \mu\text{m}$ ) une couche de passivation a été ajoutée en face arrière ( $\text{Si}_3\text{N}_4$ ).

Les antennes sont implantées au dernier niveau métallique ( $M_6$ ) et elles sont séparées du substrat semi-conducteur (Si ou SOI) par une distance de  $\sim 4 \mu\text{m}$ . Leur géométrie est telle que définie pendant les étapes de simulation : longueur de bras  $980 \mu\text{m}$ , espacement  $20 \mu\text{m}$  et largeur de conducteur  $10 \mu\text{m}$ . Une vue en coupe simplifiée des antennes qui sont espacées de  $2,5 \text{ mm}$  ainsi qu'une vue de dessus sont représentées sur les figures suivantes (Fig.III.3) et (Fig.III.4).

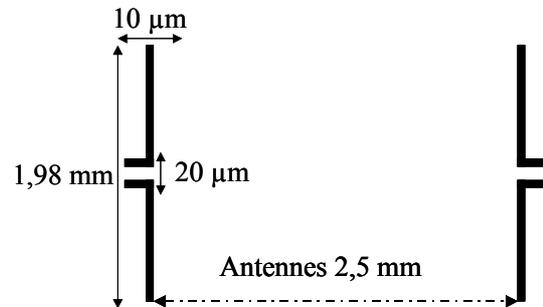
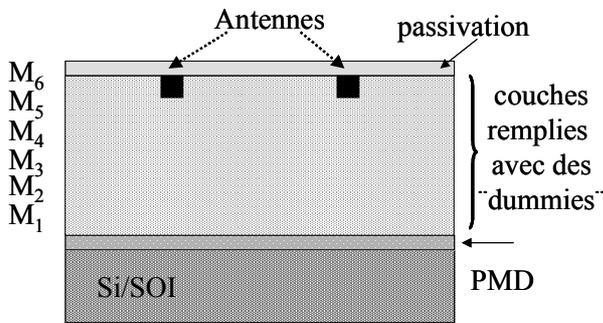


Figure.III.3 : Coupe verticale des antennes intégrées.

Figure.III.4 : Vue de dessus des antennes intégrées.

La figure ci dessous présente une coupe verticale du bras d'une antenne intégrée (Fig.III.5).

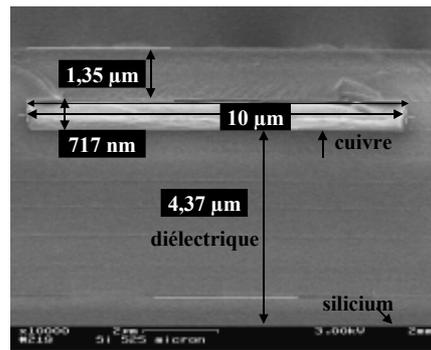


Figure.III.5 : Bras d'une antenne.

Afin d'obtenir un premier résultat sur l'influence des "dummies" sur les performances des antennes une zone d'exclusion des "dummies" a été réalisée autour de certains motifs (Fig.III.6), (Fig.III.7).

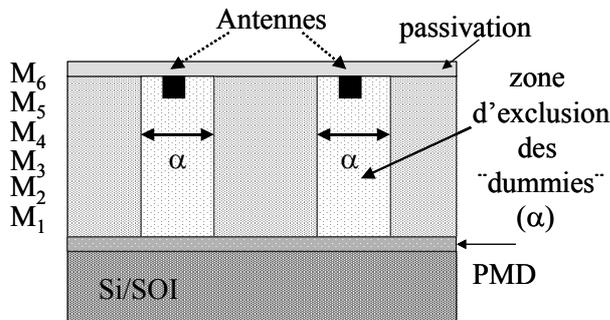


Figure.III.6 : Coupe verticale des antennes sur zone d'exclusion des "dummies".

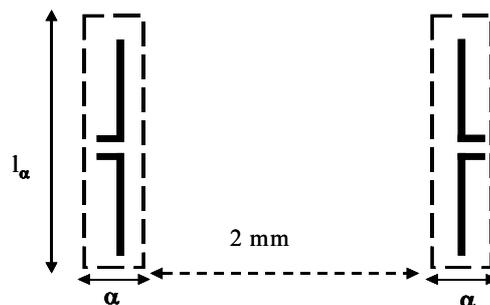


Figure.III.7 : Vue de dessus des antennes avec zone d'exclusion des "dummies".

Cette zone d'exclusion est caractérisée par une largeur ( $\alpha$ ) de 50  $\mu\text{m}$ , une longueur ( $l_\alpha$ ) de 2,2 mm et elle s'étend sur tous les niveaux métalliques. Ces dimensions particulières sont choisies en accord avec les règles de conception, afin de respecter le minimum de densité de métal exigée pour l'étape de planarisation par polissage. Les antennes qui ont les mêmes dimensions géométriques que les précédentes sont maintenant séparées d'une distance de 2 mm afin de limiter la surface occupée.

### 3.1.3. Méthode de mesure hyperfréquence

Le banc de mesure employé afin de caractériser les structures réalisées repose sur l'utilisation d'une station sous pointes et d'un analyseur vectoriel de réseaux HP 8510C.

L'analyseur de réseau est actuellement l'appareil de mesure le plus fréquemment utilisé pour caractériser dans le domaine fréquentiel les dispositifs micro-ondes, qu'ils soient passifs ou actifs. Cet appareil permet de mesurer l'amplitude et la phase des coefficients  $S_{ij}$  de la matrice de répartition [S] d'un quadripôle hyperfréquence. Le principe de fonctionnement de l'analyseur vectoriel repose sur la comparaison de l'onde incidente avec l'onde réfléchie ou transmise au niveau d'un plan de référence, défini auparavant. Le système comprend une source hyperfréquence (générateur balayé en fréquence ou un synthétiseur de fréquences), suivi d'un dispositif de séparation des signaux entre les voies de test et de référence. Un ensemble formé de coupleurs directifs et de commutateurs permet de sélectionner les différents paramètres  $S_{ij}$  sans avoir à retourner le dispositif. Un détecteur d'amplitude et de phase comportant des mélangeurs, oscillateurs locaux, filtres et comparateurs permet d'effectuer des mesures sur une bande de fréquence comprise entre 45 MHz et 40 GHz pour l'appareil que nous utilisons.

Les sondes utilisées pour les mesures sont des sondes Cascade Microtech de type GS et GSG en béryllium cuivre (BeCu), dont l'écartement entre les pointes (*pitch*) est de 100  $\mu\text{m}$  (Fig.III.8). Ces sondes sont caractérisées par une certaine flexibilité pendant le positionnement et par une faible résistance de contact. Les signaux proviennent de l'analyseur vectoriel et ils arrivent aux sondes à travers un câble coaxial. Une transition coaxiale-coplanaire assure la transmission du signal RF aux pointes (Fig.III.9).

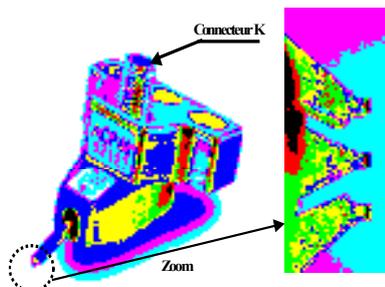


Figure.III.8 : Sondes de type Ground-Signal-Ground.

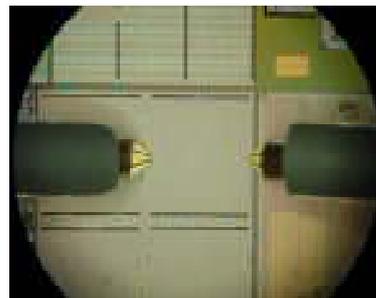


Figure.III.9 : Mesure des paramètres pour une paire d'antennes avec des sondes GSG.

Les plots RF de dimensions  $85 \mu\text{m} \times 110 \mu\text{m}$  sont de type GSG avec seulement les deux derniers niveaux métalliques ( $M_5$ - $M_6$ ) pour le signal et les six niveaux pour la masse. L'espace entre les plots est de  $17 \mu\text{m}$ .

Le calibrage de l'analyseur de réseaux est une opération indispensable avant chaque mesure, qui permet d'une part de positionner les plans de référence à l'extrémité des sondes de mesure, ce qui revient à corriger les erreurs systématiques [Don-84] liées à l'environnement de mesure (câbles, désadaptations...). Lors de cette procédure, des éléments étalons dont la réponse en fréquence est parfaitement connue sont mesurés. Ensuite, il faut disposer d'un modèle d'erreurs [Eul-91, Hew-88] afin d'exprimer les grandeurs mesurées en fonction des termes d'erreur et des grandeurs intrinsèques des dispositifs.

Parmi les nombreuses méthodes utilisées actuellement la méthode de calibrage S.O.L.T. [Bar-89, Koo-92], a été retenue pour les mesures présentées dans ce mémoire. Elle repose sur l'utilisation de quatre standards : "Short", (court-circuit), "Open", (circuit-ouvert), "Load", (impédance de 50 Ohms) et "Thru", (ligne de longueur nulle).

Cependant l'étape de calibrage ne corrige pas les erreurs dues aux éléments d'interconnexion tels que les plots de contact ou les lignes d'accès. Compte tenu des fréquences de travail et de la taille des dispositifs par rapport à celle des plots d'accès, l'influence de ces derniers sur la mesure n'est pas toujours négligeable. Nous avons donc besoin d'une étape supplémentaire qui s'appelle épluchage (*de-embedding*) et qui permet d'amener le plan de référence à l'entrée du dispositif. Pendant cette étape les capacités et les conductances des plots, le couplage éventuel entre les plots d'entrée et de sortie, les inductances et les résistances provenant du contact entre les plots et les pointes sont théoriquement éliminés. Il en résulte un déplacement des plans de référence entre lesquels s'effectue la mesure, aux bornes du dispositif sous test.

La figure suivante montre les étapes successives de calibrage et d'épluchage (Fig.III.10).

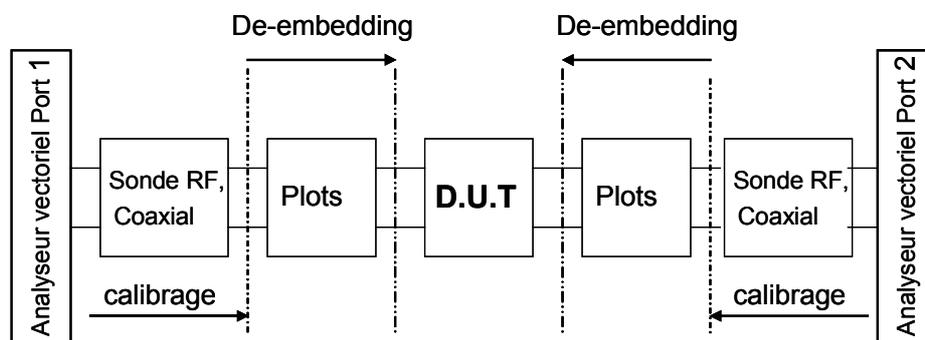


Figure.III.10 : Etapes successives de calibrage et d'épluchage.

### 3.1.4. Exemple de caractérisation d'une paire d'antennes

La paire d'antennes (Fig.III.11) considérée est intégrée sur un substrat Si-bulk d'épaisseur 375  $\mu\text{m}$  et de résistivité conventionnelle ( $\rho = 10\text{-}50 \text{ Ohm.cm}$ ). Les sondes GS/SG sont employées pour la mesure. La distance entre les antennes est de 2,5 mm.

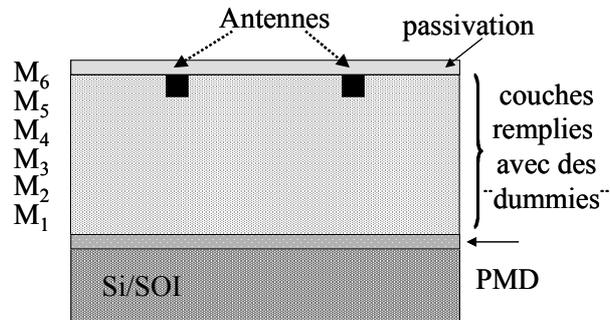


Figure.III.11 : Schéma représentatif du couple d'antennes utilisé.

Après calibrage S.O.L.T. nous obtenons la matrice  $[S]$  de cette paire d'antennes au niveau des plans de référence situés à l'entrée des plots d'accès (Fig.III.12). La procédure de l'épluchage suivant la méthode des paramètres Z et Y [Koo-91, Koo-92] nous permet d'éliminer les éléments parasites, liés aux plots d'accès. Nous mesurons donc la matrice  $[S]$  des plots en configuration circuit ouvert ("open") et en configuration court-circuit ("short") (Fig.III.13). Ces deux mesures sont ensuite utilisées avec la mesure du dispositif comprenant les antennes et finalement la matrice  $[S]$  est obtenue à l'entrée des antennes (Fig.III.14). Une méthode d'extraction automatique, implémentée sur PC en langage C++ est utilisée pour l'épluchage des paramètres S [Les-00].

#### Niveau 1

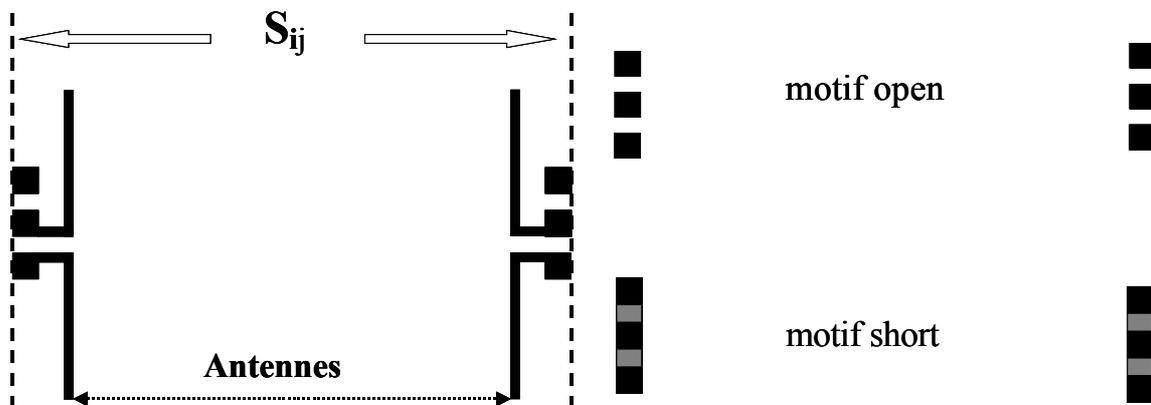


Figure.III.12 : Mesure de la matrice  $[S]$  pour les antennes et les plots d'accès.

Figure.III.13 : Mesure de la matrice  $[S]$  pour les plots en position "open" et "short".

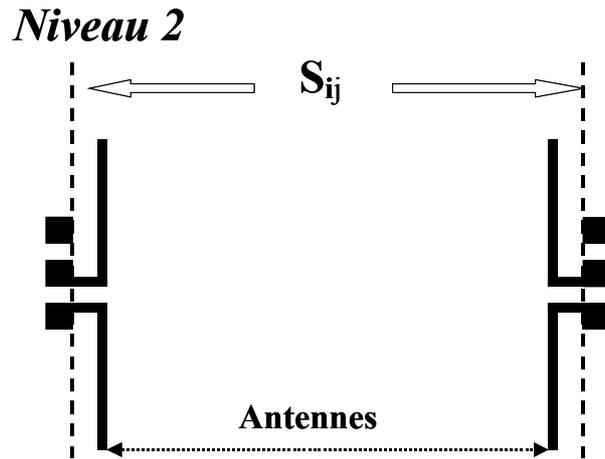


Figure.III.14 : Transfert de niveau de la mesure à l'entrée des antennes.

Une fois la procédure d'épluchage terminée, nous obtenons les coefficients de transmission et de réflexion du quadripôle (niveau 2) et nous pouvons les comparer à ceux obtenus avant épluchage (niveau 1) comme cela est présenté sur les figures suivantes (Fig.III.15), (Fig.III.16). Nous avons observé que l'influence des plots semble négligeable.

Parallèlement nous observons que la fréquence de résonance des antennes est obtenue autour de 31 GHz avec un coefficient de réflexion de - 23 dB. Le coefficient de transmission croît avec l'augmentation de la fréquence et il atteint la valeur de - 29 dB à la résonance.

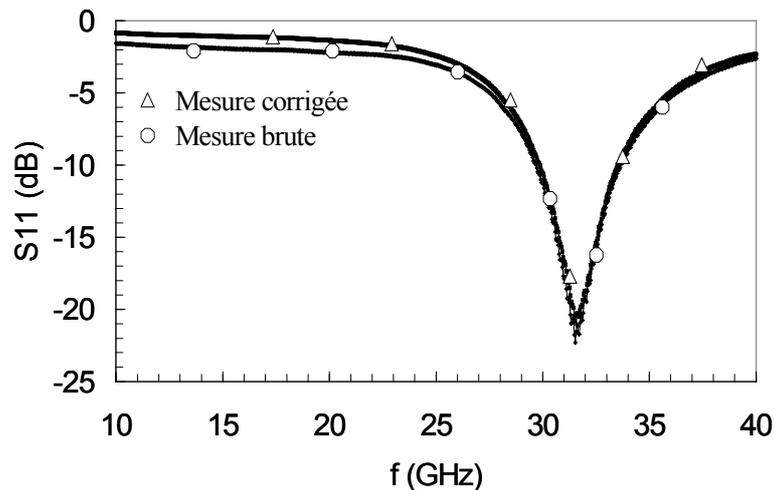


Figure.III.15 : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence avant et après épluchage.

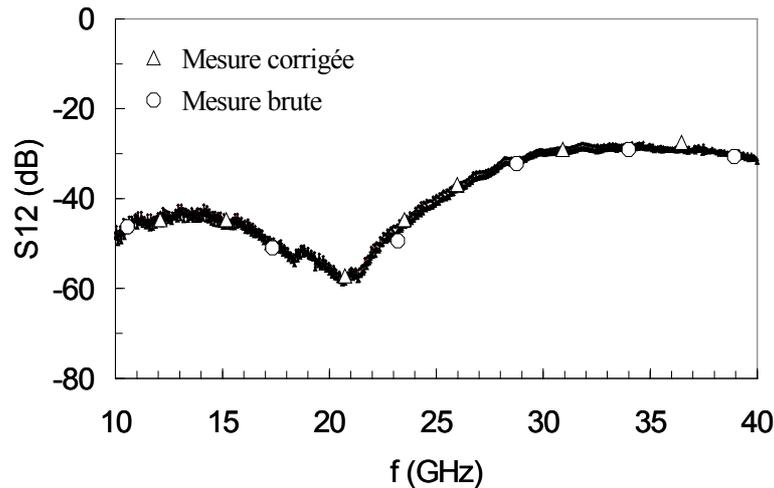


Figure.III.16 : Coefficient de transmission en fonction de la fréquence avant et après épluchage.

La mesure du couplage est un paramètre important qui permet de distinguer la puissance transmise à l'antenne réceptrice provenant de l'antenne émettrice et de l'environnement. Le couplage entre les plots d'accès et le substrat est par conséquent évalué par la mesure du motif "open", qui permet d'estimer les capacités parasites entre l'antenne et son entourage (plots, substrat...). Le coefficient de transmission pour ce cas est de l'ordre de  $-60$  dB sur une large bande de fréquences (Fig.III.17). Cela signifie que  $1/10^6$  de la puissance émise est transmise des plots d'entrée aux plots de sortie. Pour les fréquences les plus basses, les valeurs des coefficients de transmission et de couplage sont très proches. Cela s'explique par le fonctionnement des antennes loin de leur fréquence de résonance, il en résulte une faible efficacité de rayonnement.

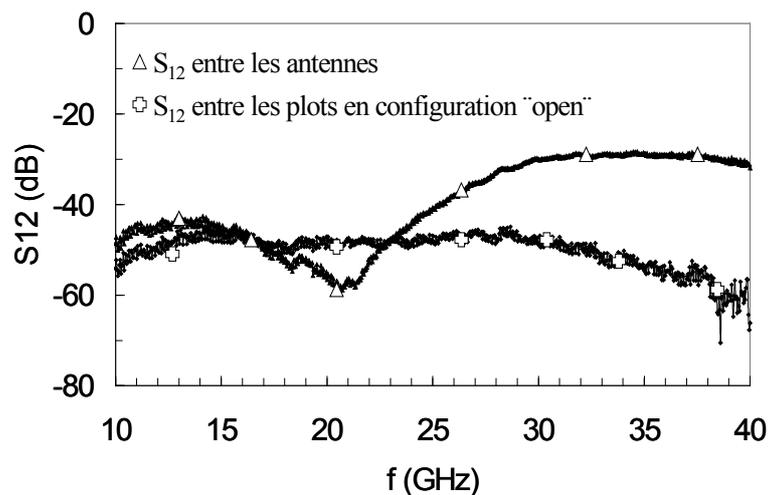
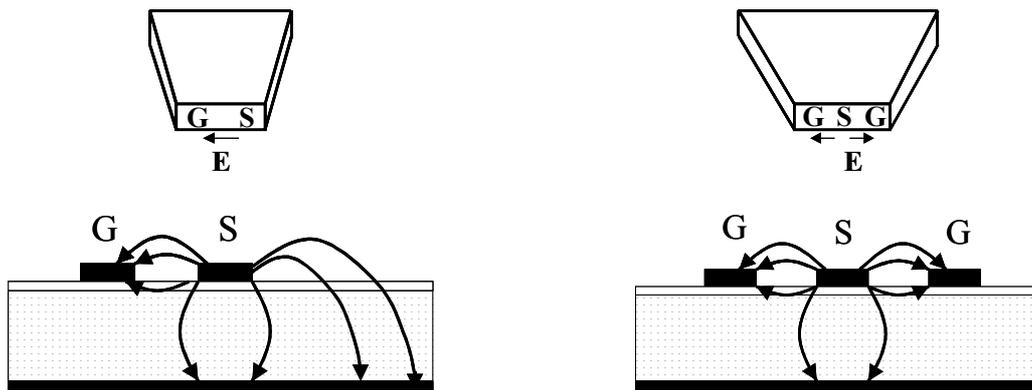


Figure.III.17 : Couplage entre les antennes et entre les plots en configuration "open".

### 3.1.5. Impact de l'excitation

Le choix de l'excitation se révèle prédominant pour le comportement des antennes et les caractéristiques des ondes générées. Dans cette partie de l'étude expérimentale nous utilisons deux types de sondes : les sondes de type GS/ SG (Fig.III.18) et les sondes de type GSG/GSG (Fig.III.19). Les deux types de sondes permettent une excitation en mode commun. L'insertion de transformateurs permettrait la conversion du signal provenant des sondes en une excitation différentielle mais la surface supplémentaire exigée rend cette solution peu envisageable.



**Figure.III.18** : Champs électriques pour les sondes GS. **Figure.III.19** : Champs électriques pour les sondes GSG.

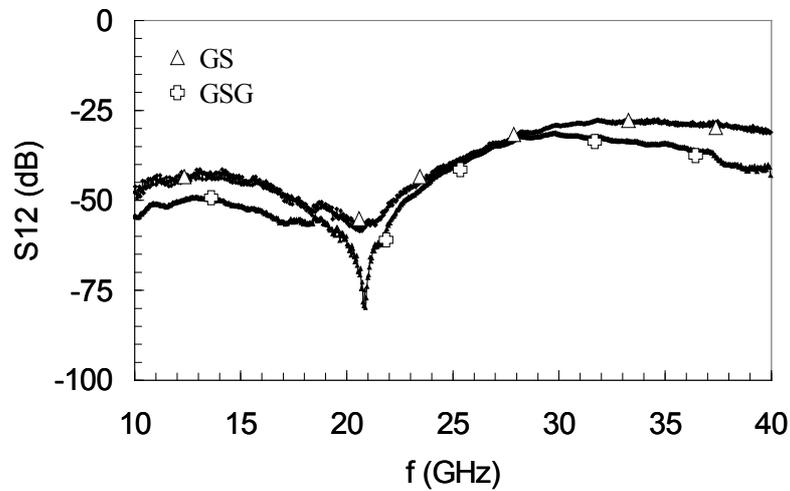
Les figures suivantes (Fig.III.20), (Fig.III.21) montrent un schéma équivalent du positionnement des sondes pendant la mesure. Nous notons que le plot de masse qui n'est pas utilisé peut se comporter comme un élément RF ouvert et modifier ainsi les caractéristiques des ondes transmises.



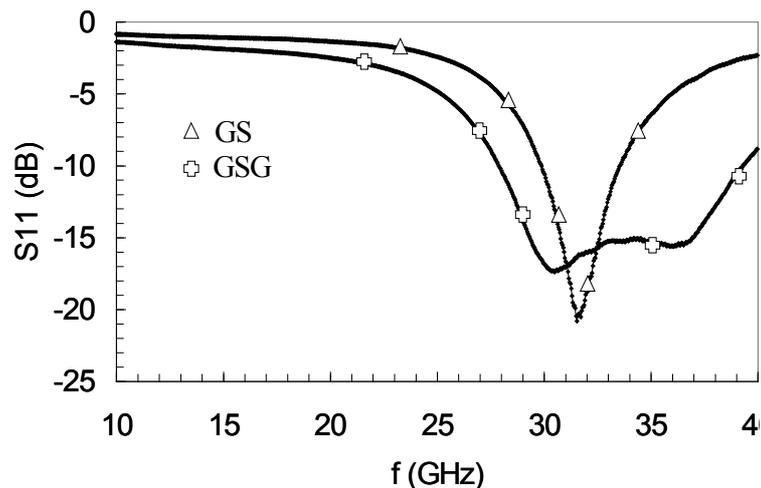
**Figure.III.20** : Excitation des antennes par les sondes GS. **Figure.III.21** : Excitation des antennes par les sondes GSG.

Sur les figures ci-dessous nous présentons des résultats obtenus, suite à l'utilisation de ces deux types des sondes (Fig.III.22), (Fig.III.23), pour une paire d'antennes sur 375  $\mu\text{m}$  de silicium de résistivité conventionnelle. Nous apercevons tout d'abord que les sondes de type GSG présentent des avantages sur le contrôle du champ électromagnétique et de l'isolation. Le coefficient de transmission change légèrement. Par contre le coefficient de réflexion présente une modification importante : la

bande passante devient considérablement plus grande, pour une excitation avec les sondes de type GSG.



**Figure.III.22** : Influence de l'excitation sur le coefficient de transmission pour une paire d'antennes intégrées sur 375 µm de silicium.



**Figure.III.23** : Influence de l'excitation sur la fréquence de résonance pour une paire d'antennes intégrées sur 375 µm de silicium.

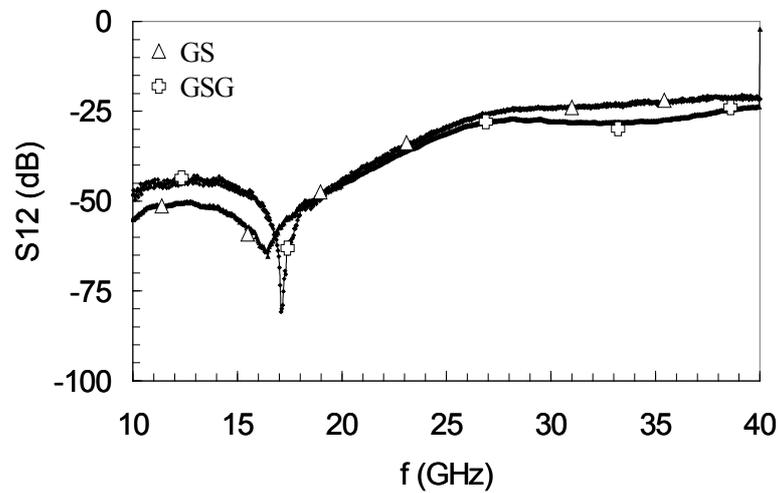
La différence en réflexion pour les deux configurations d'excitation peut être liée à : i) la différence des modes de propagation excités. Les sondes de type GS génèrent un dipôle électrique qui excite des ondes TE sur le substrat semi-conducteur [God-92]. L'excitation des modes TM est aussi possible si le champ électrique pénètre suffisamment dans le substrat. Pour le cas de sondes GSG les deux dipôles électriques s'annulent l'un l'autre et seule l'excitation des modes TM est possible. Cependant les modes excités par les sondes GS/SG ou GSG/GSG ne sont pas nécessairement les modes qui se propagent. ii) Les sondes GS ont une inductance vers la masse presque deux fois plus grande et par conséquent la bande passante est réduite. iii) La différence de longueur effective de

l'antenne (Fig.III.24). Pour les cas d'excitation avec les sondes GSG, la longueur effective du bras de l'antenne ( $L_{eff}$ ) est égale à  $980 \mu\text{m} - 85 \mu\text{m} - 17 \mu\text{m} = 878 \mu\text{m}$ .

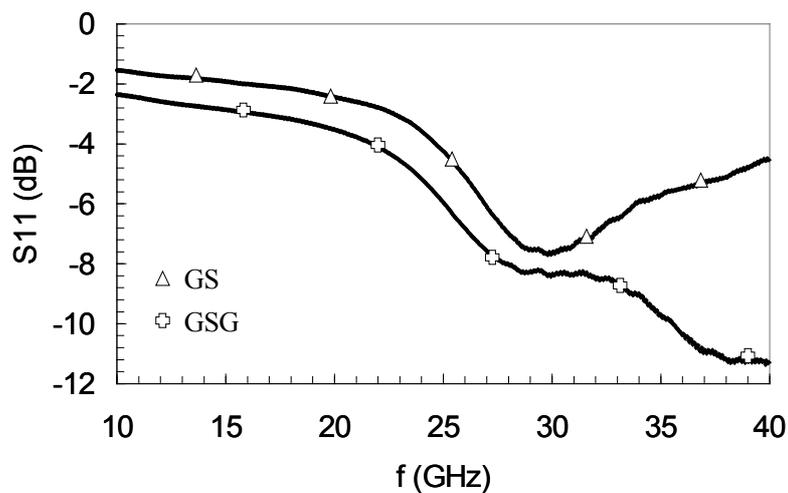


**Figure.III.24** : Schéma équivalent de la différence de longueur de l'antenne entre ses bras et les plots d'accès.

L'excitation des antennes sur un substrat plus épais ( $725 \mu\text{m}$ ) confirme les tendances observées pour le substrat mince comme cela est présenté sur les figures ci dessous (Fig.III.25), (Fig.III.26) : la transmission reste au même niveau et la bande passante augmente considérablement, devenant encore plus grande que pour les antennes sur  $375 \mu\text{m}$  d'épaisseur.

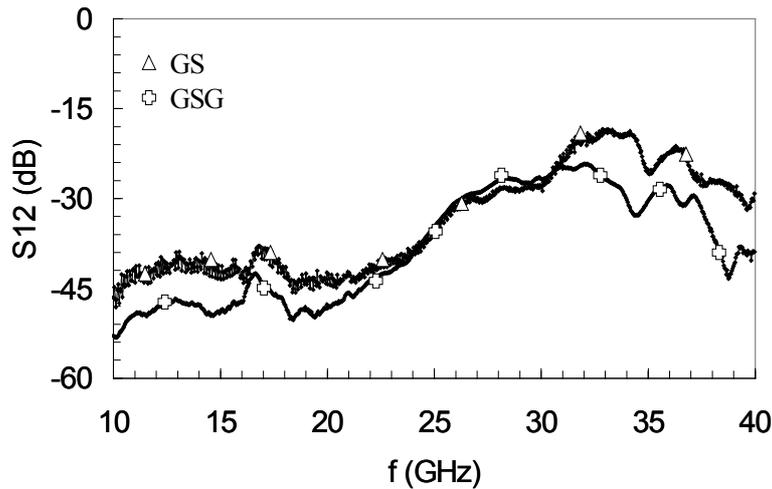


**Figure.III.25** : Influence de l'excitation sur le coefficient de transmission pour une paire d'antennes intégrées sur  $725 \mu\text{m}$  de silicium.

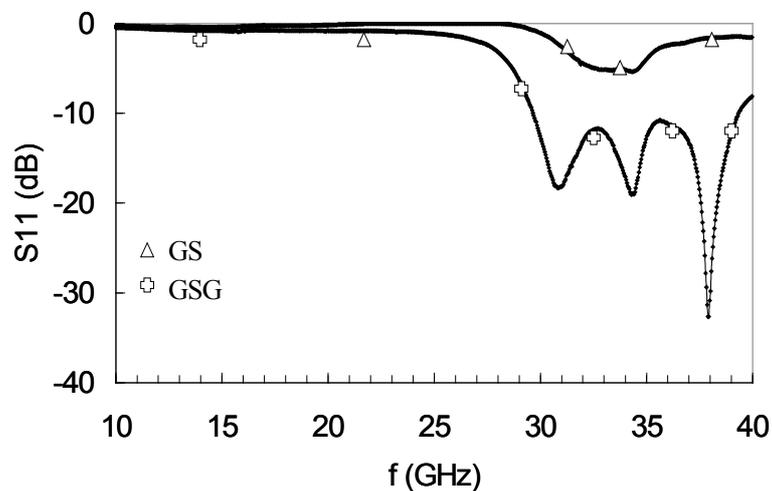


**Figure.III.26** : Influence de l'excitation sur la fréquence de résonance pour une paire d'antennes intégrées sur  $725 \mu\text{m}$  de silicium.

L'impact de l'excitation pour le substrat SOI de 375  $\mu\text{m}$  et de résistivité élevée est illustré sur les figures suivantes (Fig.III.27), (Fig.III.28). Les mêmes constatations que pour les antennes sur silicium conducteur peuvent être formulées : la transmission est légèrement modifiée, contrairement à la réflexion de l'antenne. La bande passante des antennes devient très large et de multiples résonances apparaissent. Des investigations théoriques et expérimentales sont certainement indispensables afin de mieux comprendre ce point et de pouvoir l'utiliser pour la conception d'antennes intégrées où une large bande passante est souhaitée.



**Figure.III.27** : Coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour les deux types d'excitation.



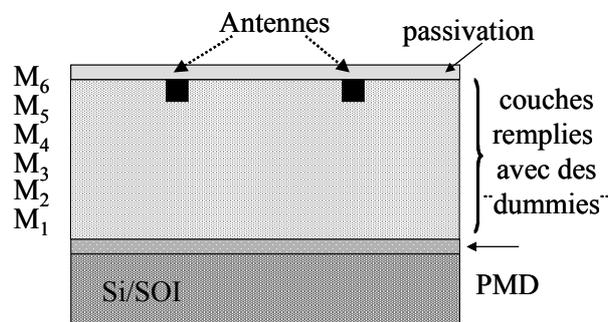
**Figure.III.28** : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour les deux types d'excitation.

Les résultats présentés dans ce paragraphe montrent également que le coefficient de transmission des antennes augmente en fonction de l'épaisseur du substrat et que leur fréquence de résonance diminue. Pour le substrat SOI de résistivité élevée la transmission présente des valeurs très élevées. L'analyse de ces résultats est détaillée dans le paragraphe suivant.

### 3.2. PERFORMANCES DES ANTENNES INTEGREES

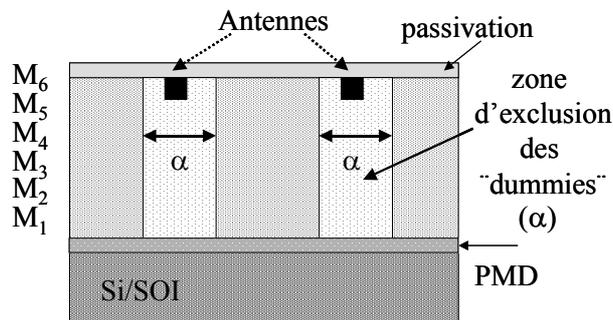
La vérification des résultats obtenus pendant l'étape de simulation est présentée dans ce paragraphe.

Tout d'abord, l'influence de l'épaisseur et de la résistivité du substrat sont étudiées pour une paire d'antennes intégrées sur substrat silicium et une paire d'antennes intégrées sur substrat SOI. L'impact des paramètres technologiques se révèle prédominant. Les mesures sont réalisées sur les motifs présentés sur la figure suivante (Fig.III.29).



**Figure.III.29** : Schéma représentatif du couple d'antennes utilisé pour l'étude de l'épaisseur et de la résistivité du substrat.

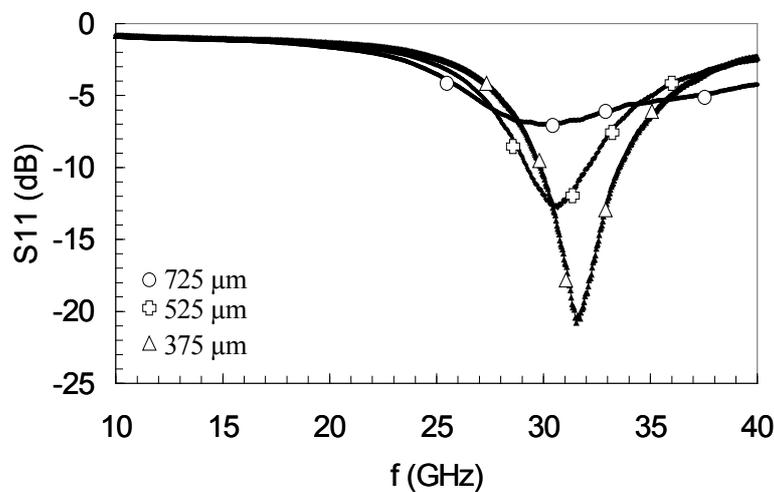
Dans une deuxième étape, l'influence des "dummies", indissociables de la technologie cuivre est discutée. Les mesures pour ce cas sont réalisées sur les motifs présentés sur la figure suivante (Fig.III.30). Les sondes de type GS/SG sont utilisées pour effectuer les mesures.



**Figure.III.30** : Schéma représentatif du couple d'antennes utilisé pour l'étude de l'impact de "dummies".

### 3.2.1. Influence de l'épaisseur du substrat

La figure suivante (Fig.III.31) présente l'influence de l'épaisseur du substrat de silicium ( $\rho = 10\text{-}50 \text{ Ohm.cm}$ ) sur le coefficient de réflexion des antennes intégrées. Comme prévu par les simulations, l'augmentation de l'épaisseur entraîne un décalage de la fréquence de résonance vers les fréquences les plus basses en raison de la permittivité effective plus élevée vue par les ondes. Parallèlement, la désadaptation entre la source d'excitation et l'entrée de l'antenne devient de plus en plus importante lorsque l'épaisseur augmente, en raison de l'augmentation de l'impédance d'entrée de l'antenne.



**Figure.III.31** : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes épaisseurs du silicium.

La longueur des dipôles pour une fréquence de travail donnée est directement proportionnelle à la longueur d'onde dans l'environnement de l'antenne (substrat de silicium + diélectrique + dummies + couches de passivation + air) et elle est donnée par :

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (\text{III.1})$$

où  $\lambda_0$  est la longueur d'onde en espace libre et  $\epsilon_{eff}$  est la permittivité effective qui décrit l'environnement de l'antenne. A partir de la fréquence de résonance mesurée ( $f_r$ ), il est possible de déterminer la permittivité effective en utilisant la relation suivante :

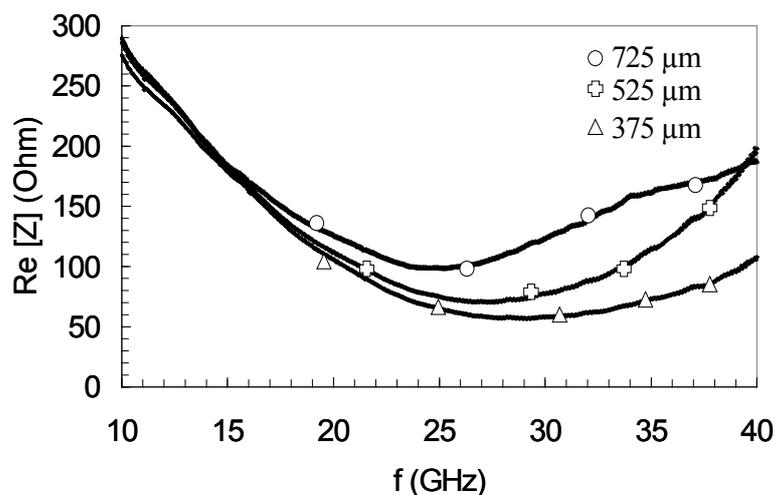
$$\epsilon_{eff} = \left( \frac{0,47 \cdot c}{f_r \cdot L} \right)^2 \quad (\text{III.2})$$

où  $c$  est la vitesse des ondes dans le vide et  $L$  la longueur de l'antenne. Le tableau III.1 reprend les valeurs obtenues à partir des mesures et des équations III.1 et III.2 pour la longueur d'onde et la permittivité effective à la fréquence de résonance des antennes. Nous constatons que la permittivité effective augmente avec l'épaisseur du substrat, il en résulte une fréquence de résonance de plus en plus réduite. Nous précisons que la permittivité effective calculée à partir de l'équation III.2 est liée à la résonance de l'antenne et elle est différente de la permittivité effective, vue par les ondes sur le trajet de propagation de l'antenne émettrice à l'antenne réceptrice.

TABLEAU III.1

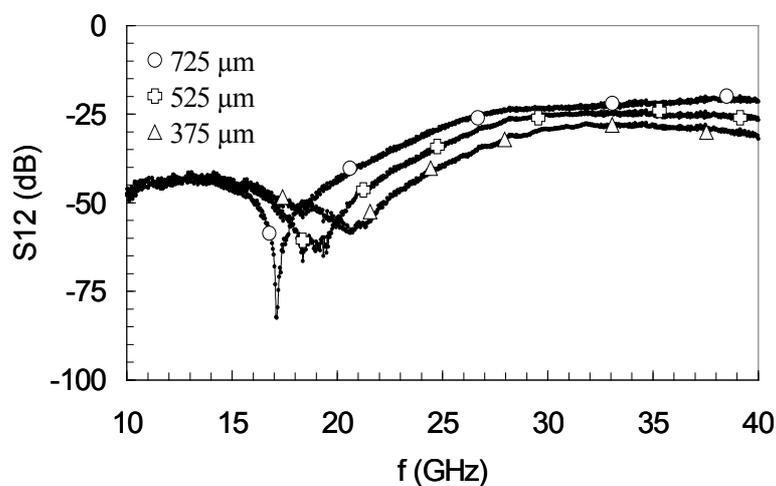
| Epaisseur de silicium ( $\mu\text{m}$ ) | Fréquence de résonance (GHz) | Permittivité relative effective | Longueur d'onde (mm) |
|---|------------------------------|---------------------------------|----------------------|
| 375                                     | 32                           | 4,95                            | 4,2                  |
| 525                                     | 30                           | 5,63                            | 4,2                  |
| 725                                     | 29                           | 6,01                            | 4,2                  |

La partie réelle de l'impédance d'entrée des antennes augmente également avec l'épaisseur du substrat (Fig.III.32). L'augmentation de l'épaisseur du substrat change le niveau du courant et par conséquent l'impédance d'entrée des antennes. Comme cela a été proposé dans le chapitre précédent la partie réelle est une superposition des ondes rayonnées et des ondes guidées. Des modèles analytiques et électriques sont indispensables pour distinguer l'amplitude de chaque type d'ondes afin de mieux comprendre ce point.



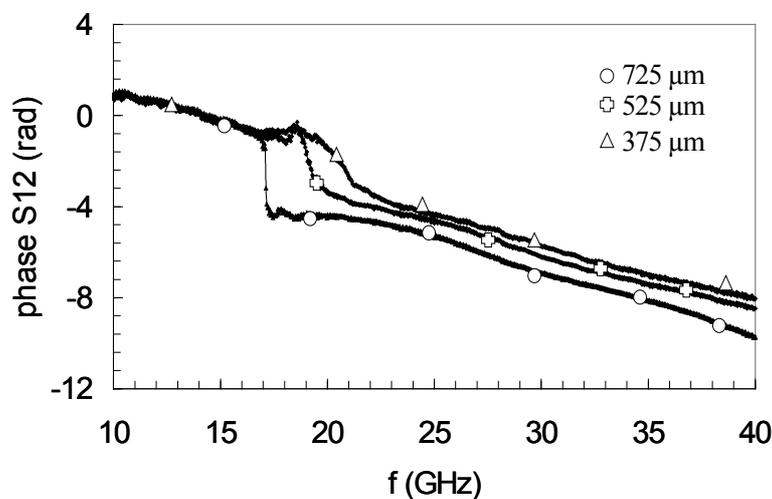
**Figure.III.32 :** Partie réelle de l'impédance d'entrée des antennes en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de l'épaisseur du silicium.

Ensuite nous étudions l'évolution du coefficient de transmission (Fig.III.33). Son augmentation en fonction de l'épaisseur du substrat est confirmée. Une transmission de l'ordre de - 29 dB, de - 25 dB et de - 23 dB est obtenue autour de 30 GHz pour les antennes sur 375  $\mu\text{m}$ , 525  $\mu\text{m}$  et 725  $\mu\text{m}$  de silicium respectivement. Une valeur minimale apparaît pour des fréquences plus basses en fonction de l'épaisseur du substrat (21 GHz pour 375  $\mu\text{m}$ , 19 GHz pour 525  $\mu\text{m}$  et 17 GHz pour 725  $\mu\text{m}$ ). Cette fréquence peut être liée aux interférences destructives entre les ondes qui proviennent des différents modes de propagation [Kim-00]. Le décalage de cette fréquence avec l'augmentation de l'épaisseur de silicium indique qu'une partie importante de la puissance se propage dans le substrat : le paramètre qui change est l'épaisseur du silicium et par conséquent la distance entre les ondes et le bloc métallique qui sert de support aux plaques pendant la mesure.



**Figure.III.33 :** Amplitude du coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de l'épaisseur du silicium.

La figure suivante (Fig.III.34) représente la phase du coefficient de transmission pour trois épaisseurs différentes du substrat.



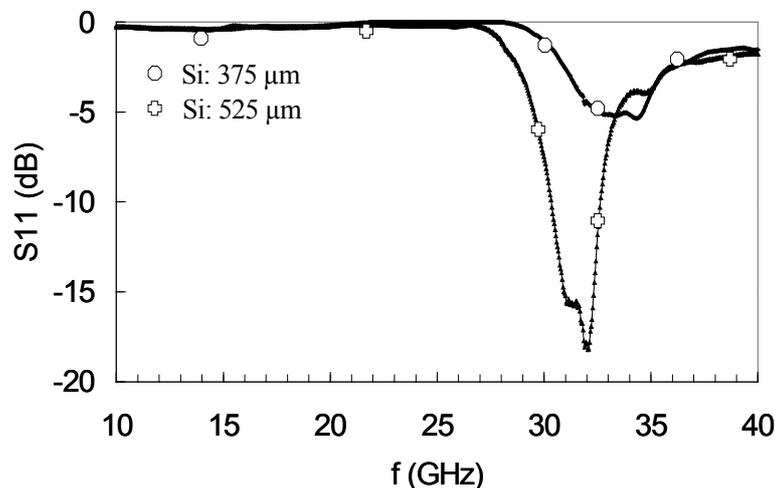
**Figure.III.34 :** Phase du coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour trois épaisseurs différentes du substrat.

Nous observons que la phase est inductive pour les fréquences les plus basses tout en présentant des distorsions. A partir d'une fréquence située autour de 21 GHz, elle devient capacitive et linéaire en fonction de la fréquence. Nous notons également que pour les fréquences les plus basses, aucune variation en fonction de l'épaisseur n'est pas observée, contrairement aux fréquences élevées.

La non-linéarité de la phase indique la différence des effets physiques dans la gamme des fréquences étudiées : pour les fréquences les plus hautes la transmission de puissance s'effectue via la propagation des ondes, contrairement aux fréquences basses où le couplage avec le substrat domine, comme nous venons le voir (Fig.III.17).

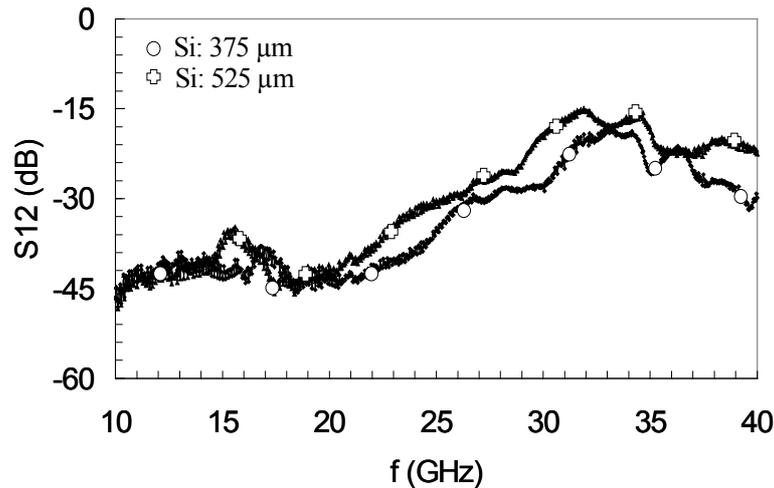
### 3.2.2. Influence de la résistivité du substrat

Les coefficients de réflexion et de transmission pour une paire d'antennes intégrées sur des substrats SOI ( $\rho > 1 \text{ k}\Omega\cdot\text{cm}$ ) d'épaisseurs  $375 \mu\text{m}$  et  $525 \mu\text{m}$  sont ensuite extraits. Les mêmes tendances que pour les antennes sur silicium apparaissent pour les antennes sur ce substrat de résistivité élevée (Fig.III.35) et (Fig.III.36). La fréquence de résonance se décale vers les fréquences les plus basses avec l'augmentation de l'épaisseur. Contrairement aux antennes sur silicium conducteur nous notons maintenant de meilleures caractéristiques d'adaptation à la source d'excitation pour le substrat le plus épais ( $525 \mu\text{m}$ ).



**Figure.III. 35** : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour deux épaisseurs différentes du substrat SOI.

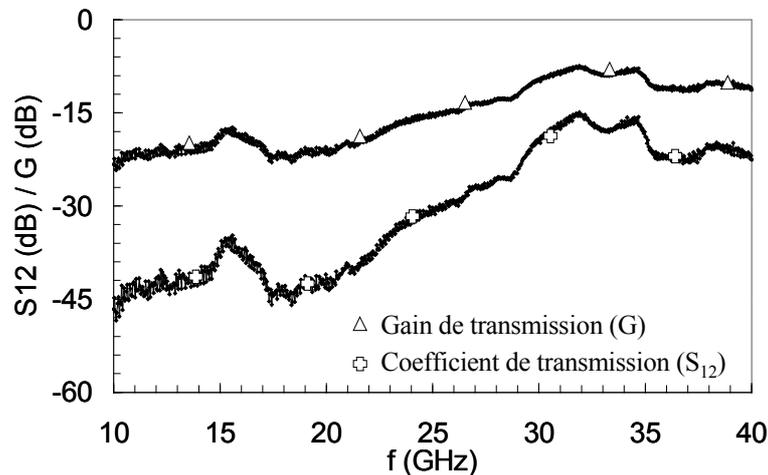
Le coefficient de transmission augmente avec la fréquence et avec l'épaisseur du substrat. Contrairement aux résultats obtenus pour les antennes sur silicium bulk, la transmission ne présente pas de zone à faible variation en fonction de la fréquence. Ceci peut être lié au fait que les ondes guidées sont moins atténuées et que leur contribution en réception devient beaucoup plus importante.



**Figure.III. 36** : Coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour deux épaisseurs différentes du substrat SOI.

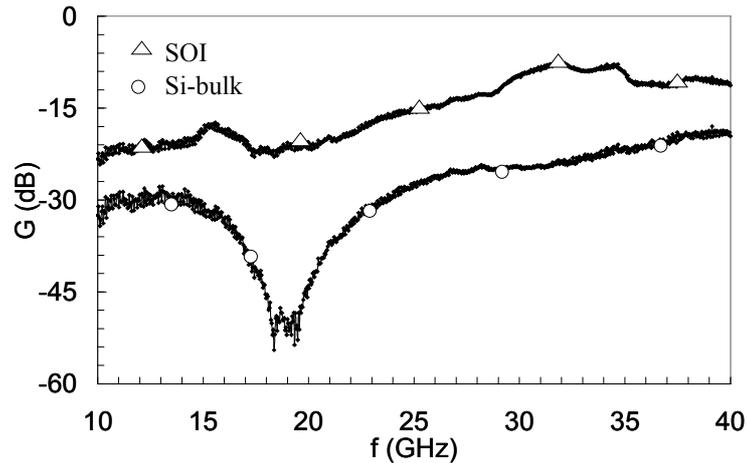
Compte tenu de la désadaptation des antennes, nous pouvons utiliser l'équation de Friis (eq.II.8) pour estimer les performances du système en cas de pertes d'insertion négligeables.

La figure suivante (Fig.III.37) présente le gain de transmission pour le substrat SOI de 525 μm. Une excellente transmission de l'ordre de - 10 dB est obtenue aux fréquences situées autour de 30 GHz. Il s'agit ici de la transmission la plus élevée que nous ayons obtenue pour les antennes intégrées. Cette valeur démontre la faisabilité de l'intégration des antennes sur puce en terme de puissance transmise.



**Figure.III.37** : Gain de transmission et coefficient de transmission en fonction de la fréquence.

La figure ci dessous (Fig.III.38) représente les gains de transmission pour le substrat Si-bulk d'épaisseur 525 μm et de résistivité conventionnelle et pour un substrat SOI de 525 μm d'épaisseur et de résistivité élevée. Une différence en transmission de l'ordre de 17 dB est observée, traduisant clairement les avantages associés à un substrat de résistivité élevée.



**Figure.III. 38 :** Comparaison du coefficient de transmission pour un substrat Si-bulk et un substrat SOI de même épaisseur et de résistivité différente.

Le tableau III.2 résume les résultats obtenus pour la permittivité effective et la longueur d'onde à partir les équations III.1-III.2, pour les antennes intégrées sur substrat SOI.

TABLEAU III.2

| Epaisseur de silicium ( $\mu\text{m}$ ) | Fréquence de résonance (GHz) | Permittivité relative effective | Longueur d'onde (mm) |
|---|------------------------------|---------------------------------|----------------------|
| 375                                     | 34                           | 4,38                            | 4,2                  |
| 525                                     | 32                           | 4,95                            | 4,2                  |

Nous constatons que la permittivité effective pour le substrat SOI de résistivité élevée est légèrement plus basse que la permittivité effective des antennes sur le substrat de silicium massif (bulk) de résistivité conventionnelle. La conséquence est une différence de la fréquence de résonance pour les deux cas d'antennes.

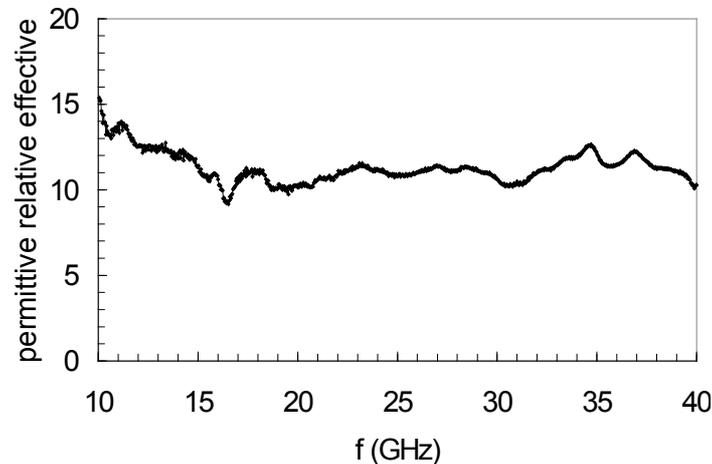
Cependant aux hyperfréquences la longueur des éléments est souvent du même ordre de grandeur que la longueur d'onde et par conséquent la théorie des lignes de transmission est applicable. Si nous assimilons une paire d'antennes à une ligne de transmission nous pouvons à partir de la phase du coefficient de transmission définir une constante de phase, une permittivité effective et une vitesse de phase, liées par les équations suivantes :

$$\Delta\varphi(S_{12}) = -\beta \cdot l \Leftrightarrow \beta = -\frac{\Delta\varphi(S_{12})}{l} \text{ rad/m} \quad (\text{III.3})$$

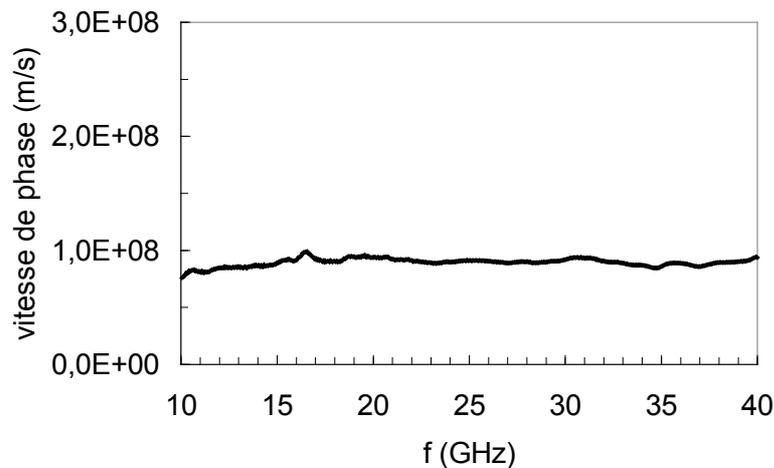
$$\varepsilon_{\text{eff}} = \left( \frac{\beta \cdot c}{2 \cdot \pi \cdot f} \right)^2 \quad (\text{III.4})$$

$$v_{\text{ph}} = \frac{\omega}{\beta} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}}} \quad (\text{III.5})$$

L'application des équations précédentes pour les antennes intégrées sur un substrat SOI d'épaisseur égale à  $525\ \mu\text{m}$  et de résistivité élevée, ce qui correspond au meilleur cas de transmission que nous avons obtenu expérimentalement, permet d'obtenir les valeurs de permittivité relative effective et de la vitesse de phase présentées sur les figures suivantes (Fig.III.39), (Fig.III.40).



**Figure.III.39** : Permittivité relative effective en fonction de la fréquence pour une paire des antennes sur  $525\ \mu\text{m}$  de substrat SOI.



**Figure.III.40** : Vitesse de phase en fonction de la fréquence pour une paire des antennes sur  $525\ \mu\text{m}$  de substrat SOI.

Nous notons tout d'abord que la permittivité effective relative présente une dépendance plutôt stable en fonction de la fréquence, avec une valeur moyenne de l'ordre de 12. Ce résultat indique clairement que la majorité de l'énergie se propage dans le substrat. Pour les basses fréquences des valeurs de l'ordre de 16 sont obtenues. Cela peut être lié à l'existence de modes dispersifs. La vitesse de phase est autour de  $0,3\ c$  ce qui correspond au maximum ( $0,1\ c - 0,3\ c$ ) de la vitesse de propagation des signaux dans les interconnexions en cuivre actuelles. Nous notons qu'il s'agit toutefois d'une première approximation valable que pour une propagation mono mode qui nous permet d'obtenir une idée des performances des antennes intégrées en terme de vitesse de phase.

### 3.2.3. Effet des "dummies"

L'introduction des "dummies", récente dans la technologie des circuits intégrés, est imposée par la technologie damascène et le polissage mécano chimique du cuivre. Afin d'obtenir une première idée quant à leur influence sur les performances des antennes intégrées, nous comparons la matrice de répartition [S] d'une paire d'antennes intégrées sur une zone d'exclusion des "dummies" (Fig.III.41), (Fig.III.42), à la matrice [S] d'une paire d'antennes sans zone d'exclusion (Fig.III.43), (Fig.III.44), utilisée comme référence. Ici la mesure devient indispensable car le simulateur ne peut prendre en compte ces inclusions métalliques en raison de la complexité de leur réseau.

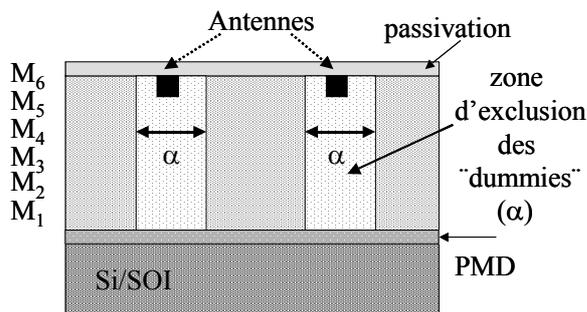


Figure.III.41 : Coupe verticale des antennes sur une zone d'exclusion des "dummies".

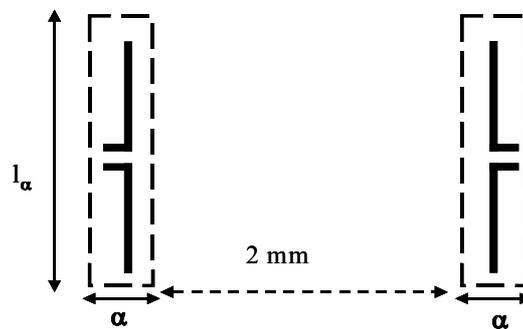


Figure.III.42 : Vue de dessus des antennes avec zone d'exclusion des "dummies".

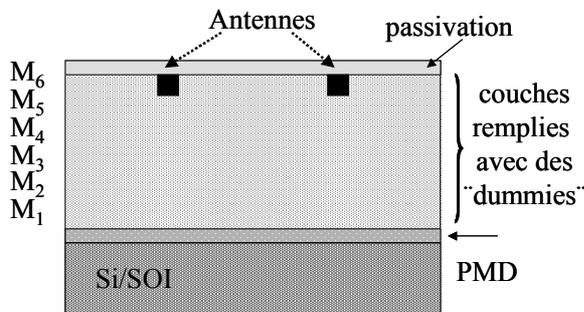


Figure.III.43 : Coupe verticale des antennes sans zone d'exclusion des "dummies".

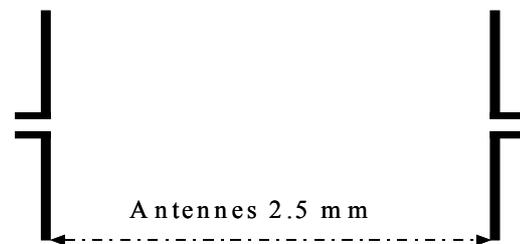
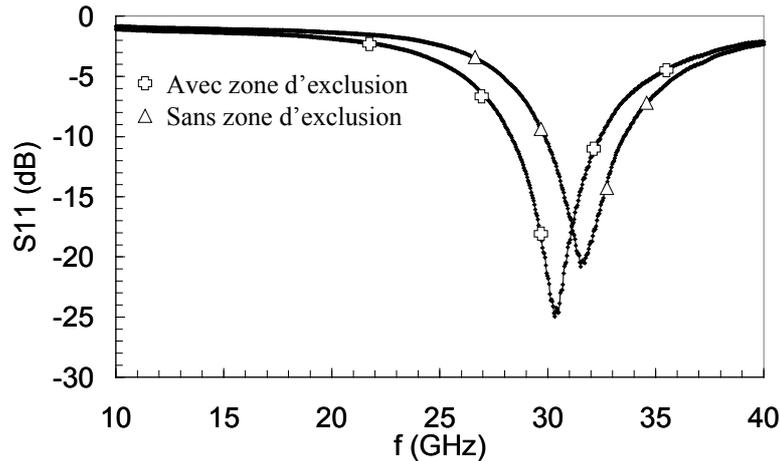


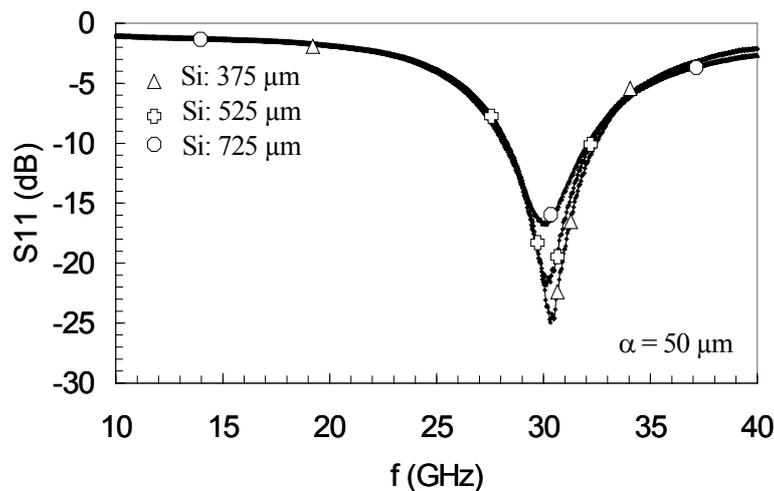
Figure.III.44 : Vue de dessus des antennes sans zone d'exclusion des "dummies".

Un écart de la fréquence de résonance est observé entre les deux configurations d'antennes (Fig.III.45). Cet écart est possiblement lié à la création d'un environnement proche différent, autour des antennes avec zone d'exclusion.



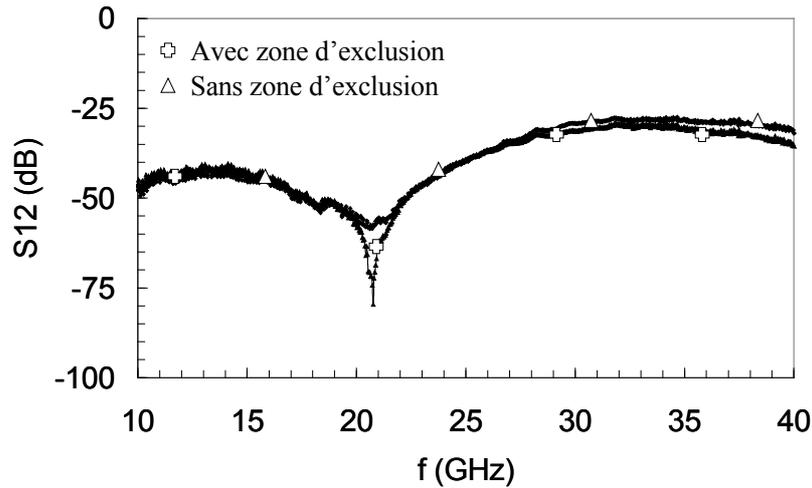
**Figure.III.45** : Comparaison du coefficient de réflexion pour une paire d'antennes avec et sans zone d'exclusion des "dummies" sur 375  $\mu\text{m}$  de silicium.

En outre nous notons que la variation de la fréquence de résonance (Fig.III.46) provenant de la modification de l'épaisseur du substrat est plus faible, comparée au cas de référence (Fig.III.31) : nous mesurons pour les trois épaisseurs une fréquence de résonance centrale, autour de 30 GHz.

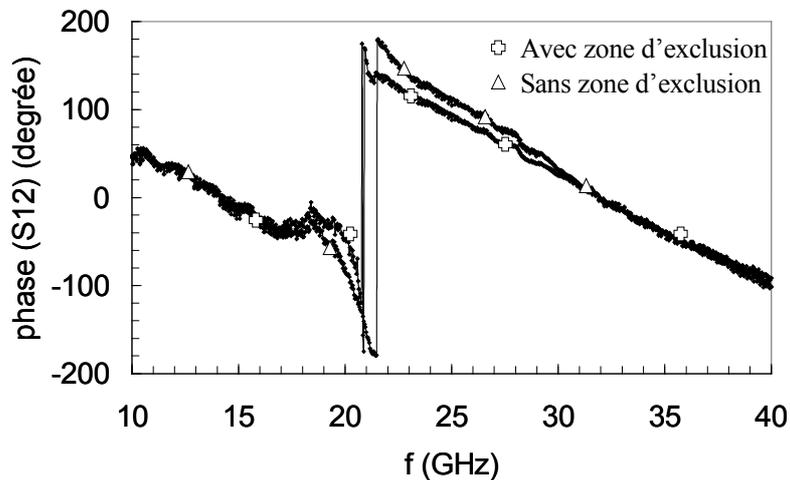


**Figure.III. 46** : Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour une paire d'antennes sur zone d'exclusion et d'épaisseur du substrat variable.

Une légère différence sur l'amplitude (Fig.III.47) et la phase (Fig.III.48) du coefficient de transmission est également observée pour les fréquences les plus élevées. La transmission entre les antennes avec la zone d'exclusion présente une atténuation plus grande, par comparaison avec les antennes de référence, ce qui est étonnant vu que la distance entre elles est plus petite (2 mm).



**Figure.III.47 :** Comparaison de l'amplitude du coefficient de transmission pour une paire d'antennes avec et sans zone d'exclusion des "dummies" sur 375  $\mu\text{m}$  de silicium.



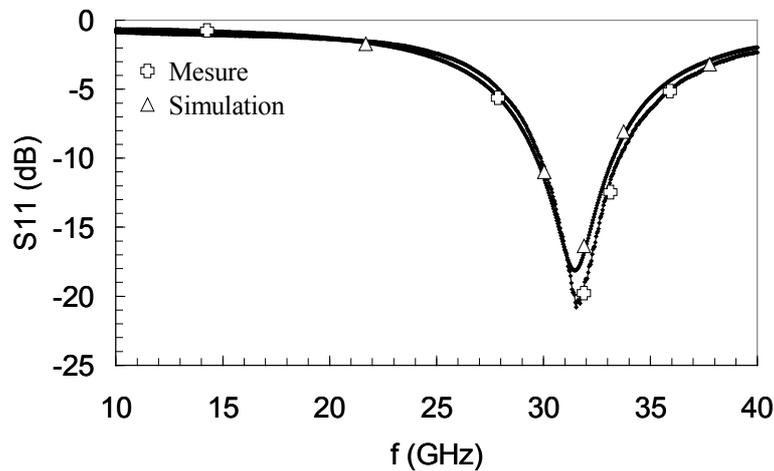
**Figure.III.48 :** Comparaison de la phase du coefficient de transmission pour une paire d'antennes avec et sans zone d'exclusion des "dummies" sur 375  $\mu\text{m}$  de silicium.

Les antennes intégrées sur substrat SOI présentent les mêmes caractéristiques que les antennes sur silicium en présence de la zone d'exclusion des "dummies" : décalage de la fréquence de résonance et caractéristiques de transmission similaires à celles du cas de référence.

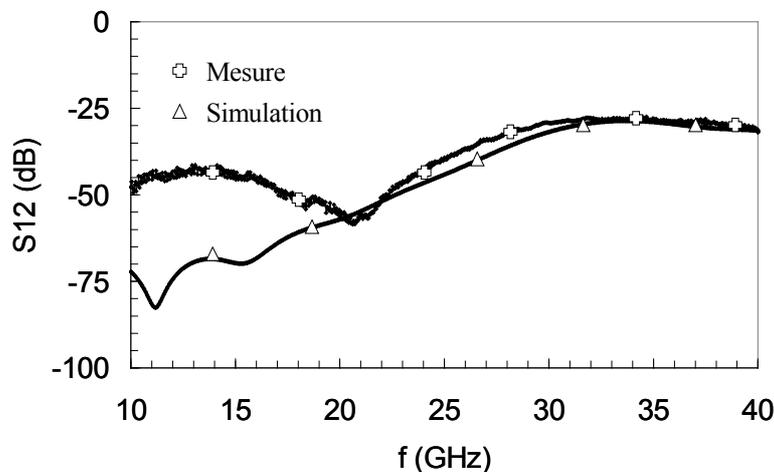
Suite à ces résultats nous pouvons suggérer que les "dummies" ne sont pas transparents pour les ondes générées par les antennes intégrées et que la zone d'exclusion n'est pas suffisamment grande afin de voir des effets plus significatifs. Leur impact devient plus important sur le coefficient de réflexion de l'antenne, qui dépend fortement de son environnement proche.

### 3.2.4. Comparaison entre simulation et mesure

La comparaison entre la mesure et la simulation constitue la suite naturelle de cette étude afin de valider le modèle électromagnétique employé. Ce dernier a été évalué afin d'aborder au mieux possible les paramètres réels et par conséquent les résultats expérimentaux : la distance antenne substrat est fixée à  $4,3 \mu\text{m}$  et des couches de passivation d'épaisseur totale de  $1,35 \mu\text{m}$  sont ajoutées au-dessus des antennes. Les "dummies" ne sont pas pris en compte à cause de leur taille, de leur positionnement aléatoire et de la capacité mémoire de l'ordinateur utilisé pour les simulations. Les dimensions latérales de toutes les couches sont considérées comme infinies, vu que les motifs de test sont intégrés sur des plaques de diamètre 200 mm et que la longueur d'onde est seulement de quelques millimètres dans la bande de fréquences étudiées. Les figures suivantes (Fig.III.49), (Fig.III.50), représentent la comparaison en réflexion et en transmission entre la mesure et la simulation pour les antennes sur  $375 \mu\text{m}$  du silicium de résistivité conventionnelle ( $\rho = 20 \text{ Ohm.cm}$ ).



**Figure.III.49** : Comparaison entre la mesure et la simulation de l'amplitude du coefficient de réflexion pour une paire d'antennes sur  $375 \mu\text{m}$  de silicium.



**Figure.III.50** : Comparaison entre la mesure et la simulation de l'amplitude du coefficient de transmission pour une paire d'antennes sur  $375 \mu\text{m}$  de silicium.

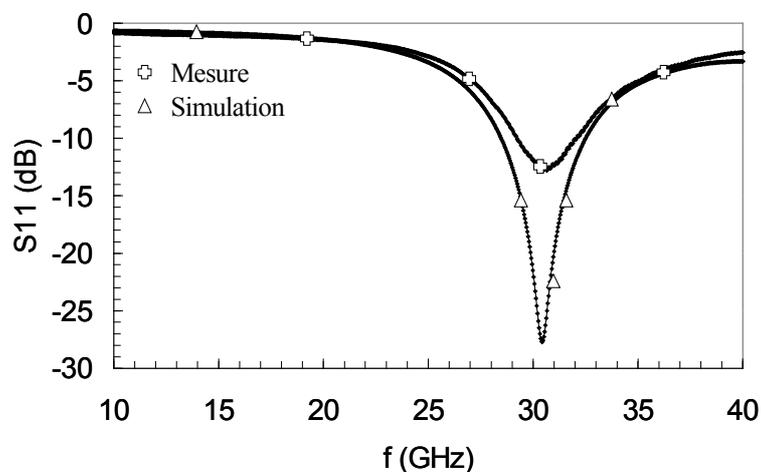
Un bon accord est obtenu pour la fréquence de résonance des antennes. Concernant la transmission, la comparaison entre la mesure et le modèle électromagnétique confirme cet accord pour les fréquences supérieures de 20 GHz, mais il fait apparaître un écart pour les fréquences inférieures.

Un premier facteur qui pourrait justifier l'écart constaté en dessous de 20 GHz, est la permittivité effective du silicium, qui est restée constante pendant les étapes de simulation. La mesure a montré (Fig.III.39) que pour les fréquences situées entre 10 GHz et 20 GHz la permittivité effective n'est pas constante, elle atteint même des valeurs de l'ordre de 16 pour le substrat SOI de résistivité élevée.

La différence d'excitation est un deuxième paramètre important : nous avons utilisé une excitation différentielle pendant la simulation et une excitation en mode commun pendant la mesure. Par conséquent il est possible que l'on n'excite pas les mêmes modes de propagation dans les deux cas.

Un facteur additionnel est la présence des "dummies". Vu leur influence sur les autres composants passifs (augmentation du retard et du couplage pour les lignes d'interconnexions, diminution de la fréquence de résonance à cause de l'augmentation de la capacité induite pour les inductances [Che-03]), nous pourrions suggérer que leur influence devient importante pour les fréquences relativement basses, sous la forme d'une capacité additionnelle. Cette capacité est un élément qui permettrait d'apporter une justification supplémentaire de l'écart entre la mesure et la simulation.

La comparaison entre la mesure et la simulation pour les antennes sur substrat plus épais est présentée sur les figures suivantes (Fig.III.51), (Fig.III.52), (Fig.III.53), (Fig.III.54). Nous constatons également un accord satisfaisant en transmission pour les fréquences supérieures de 20 GHz. Concernant la réflexion la différence entre simulation et mesure augmente avec l'épaisseur du substrat.



**Figure.III.51** : Comparaison entre la mesure et la simulation de l'amplitude du coefficient de réflexion pour 525  $\mu\text{m}$  de silicium (20 Ohm.cm).

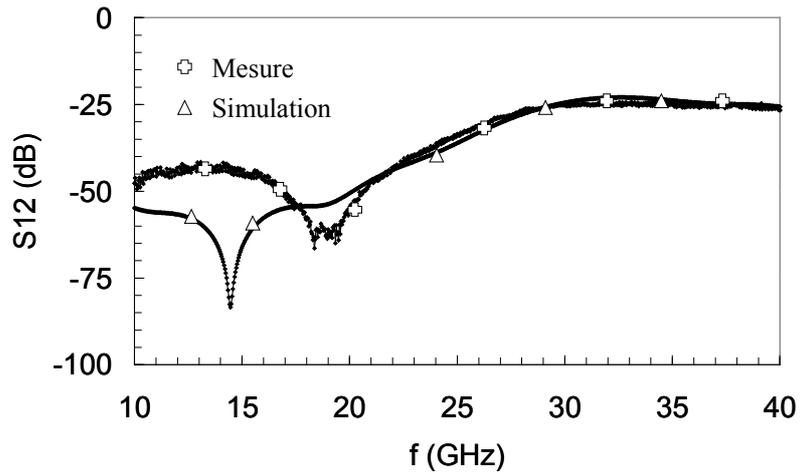


Figure.III.52 : Comparaison entre la mesure et la simulation de l'amplitude du coefficient de transmission pour 525  $\mu\text{m}$  de silicium (20 Ohm.cm).

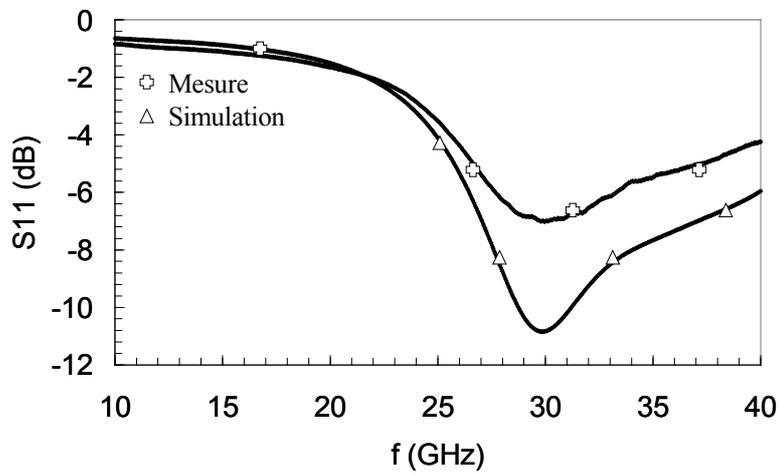


Figure.III.53 : Comparaison entre la mesure et la simulation de l'amplitude du coefficient de réflexion pour 725  $\mu\text{m}$  de silicium (20 Ohm.cm).

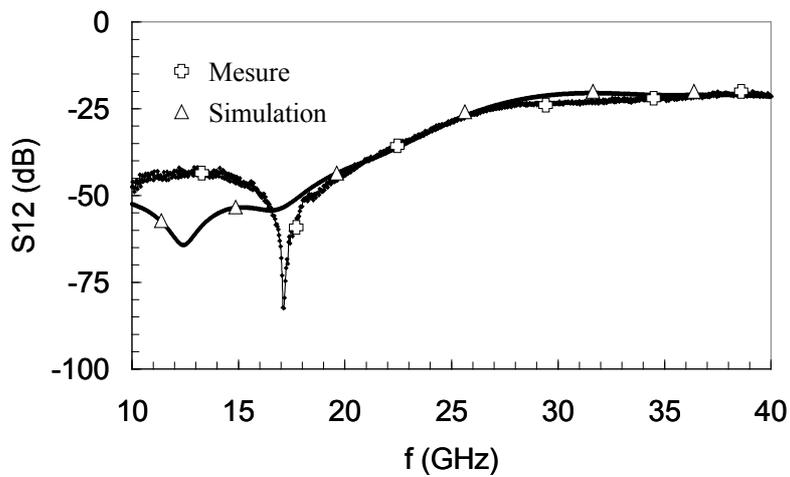
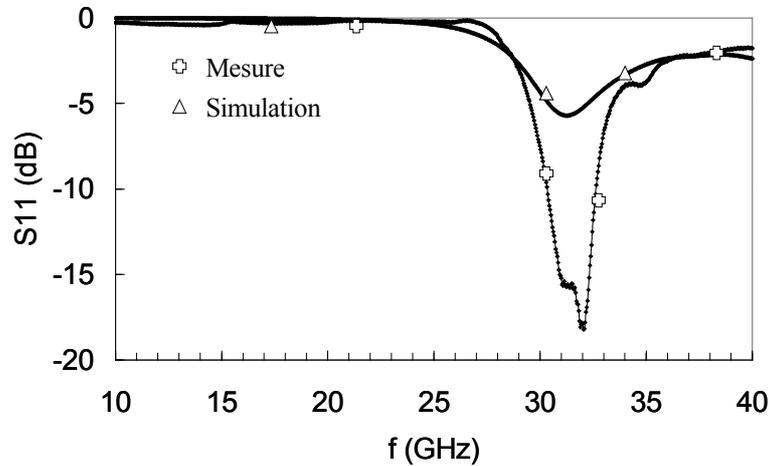
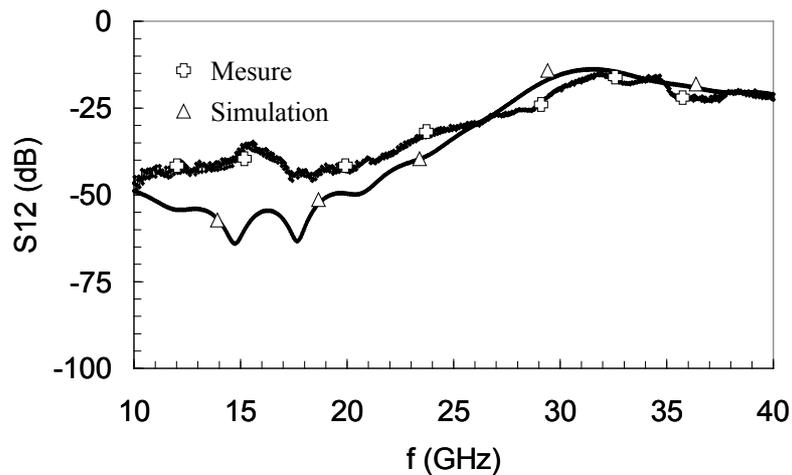


Figure.III.54 : Comparaison entre la mesure et la simulation de l'amplitude du coefficient de transmission pour 725  $\mu\text{m}$  de silicium (20 Ohm.cm).

Dans une dernière étape, la comparaison entre la mesure et la simulation pour les antennes intégrées sur le substrat SOI de résistivité élevée est présentée sur les figures ci dessous (Fig.III.55), (Fig.III.56), (Fig.III.57), (Fig.III.58).

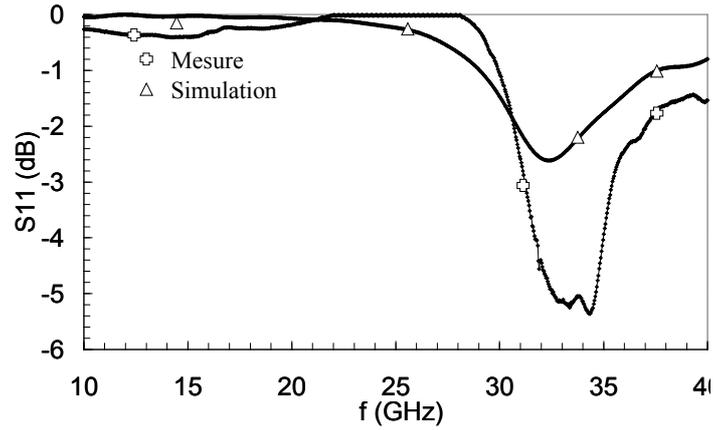


**Figure.III.55** : Comparaison entre la simulation et la mesure du coefficient de réflexion d'une paire d'antennes sur 525  $\mu\text{m}$  de substrat SOI.

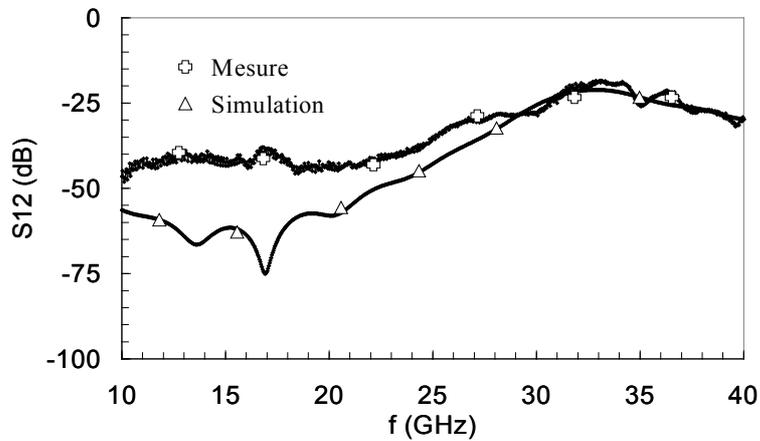


**Figure.III.56** : Comparaison entre la simulation et la mesure du coefficient de transmission d'une paire d'antennes sur 525  $\mu\text{m}$  de substrat SOI.

Nous notons que l'écart entre le modèle électromagnétique et la mesure devient plus important pour les antennes sur substrat SOI de résistivité élevée. Comme pour les antennes sur substrat conducteur, ceci est potentiellement lié : i) à la différence de permittivité effective entre mesure et simulation, ii) à la difficulté rencontrée avec le simulateur pour la prise en compte de tous les modes de propagation, iii) à la présence des "dummies".



**Figure.III.57** : Comparaison entre la simulation et la mesure du coefficient de réflexion d'une paire d'antennes sur 375  $\mu\text{m}$  de substrat SOI.



**Figure.III.58** : Comparaison entre la simulation et la mesure du coefficient de transmission d'une paire d'antennes sur 375  $\mu\text{m}$  de substrat SOI.

La nécessité donc de développer des logiciels de simulation afin de prendre en compte toutes les informations expérimentales et prévoir ainsi plus précisément les performances de transmission intra puce est soulignée.

### 3.3. CONCLUSIONS

L'intégration des antennes sur substrat Si bulk ou SOI en technologie CMOS 120 nm est présentée dans ce chapitre.

Notre étude expérimentale a commencé par la description de la technologie employée, la conception des structures de test et la méthode de caractérisation dans la bande de fréquence de 10 GHz à 40 GHz. Dans une première étape nous avons eu l'opportunité d'étudier l'impact de l'excitation sur les caractéristiques des antennes intégrées. Les résultats obtenus après une excitation avec des sondes de type GS ou GSG ont montré l'influence de ces dernières sur la fréquence de résonance des antennes ; la bande passante devient beaucoup plus grande suite à une excitation avec les sondes GSG, ce qui est très intéressant pour la conception des antennes intégrées ou une large bande passante est souhaitée.

Dans un deuxième temps nous avons mis en évidence l'impact des paramètres du substrat sur les performances de transmission des antennes. Nous avons confirmé les tendances observées pendant les étapes de simulation, concernant l'influence de l'épaisseur et de la résistivité du silicium : la puissance transmise augmente avec l'augmentation de l'épaisseur et de la résistivité de ce dernier.

Une excellente transmission de l'ordre de - 10 dB est mesurée autour de 30 GHz pour les antennes sur substrat SOI de résistivité élevée, indiquant qu'au niveau de la puissance transmise les interconnexions RF sont une solution présentant de fortes potentialités. Pour les antennes intégrées sur substrat silicium bulk, la transmission est de l'ordre de - 30 dB ce qui reste toujours acceptable.

De plus pour la première fois à notre connaissance l'influence des "dummies" sur les performances des antennes intégrées est abordée en utilisant le concept de la zone d'exclusion. Nos résultats suggèrent que les "dummies" ne sont pas transparents pour les ondes électromagnétiques générées par les antennes dans la bande de fréquence d'utilisation envisagée. Néanmoins, des études supplémentaires sont indispensables afin d'établir leur impact.

Finalement, la comparaison entre une simulation électromagnétique en 3D et la mesure est présentée. L'accord est bon sur une large bande de fréquences. La nécessité d'une évolution des logiciels de simulation électromagnétique afin de modéliser les systèmes de transmission complexes prenant en compte toutes les informations réelles se révèle prédominante.

Les résultats présentés dans ce chapitre ont montré la faisabilité de l'intégration des antennes, en vue de réaliser des interconnexions RF.

## REFERENCES

- [Bar-89] J. T. Barr and M. J. Pervere, "A Generalized Vector Network Analyser Calibration Technique", *34<sup>th</sup> Automatic Radio Frequency Techniques Group Conference Digest*, pp. 51-60, Winter 1989.
- [Don-84] B. Donecker, "Determining the Measurement Accuracy of the HP 8510 Microwave Network Analyser", *23<sup>rd</sup> Automatic Radio Frequency Techniques Group Conference Digest*, pp. 51-84, Spring 1984.
- [Che-03] C. L. Chen, "Effects of CMOS Process Fill Patterns On Spiral Inductors", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 36, no. 6, March 2003.
- [God-92] E. M. Godshalk, "Surface Wave Phenomenon in Wafer Probing Environments", *40<sup>th</sup> ARFTG Conference Digest*, December 1992.
- [Kim-00] K. Kim, "Design and Caractérisation of Components for Inter and Intra-Chip Wireless Communications", *Dissertation*, University of Florida, Gainesville, 2000.
- [Koo-91] M. C. A. M. Koolen, J.A. M. Geelen and M.P.J.G. Versleijen, "An Improved De-embedding Technique for On Wafer High-Frequency Characterization", *IEEE, Proc. Bipolar Circuit and Technology Meeting*, pp. 188-191, 1991.
- [Koo-92] M. C. A. M. Koolen, "On Wafer High Frequency Device Characterization", *Proc. 22<sup>nd</sup> Europeans Solid State Device Research Conference*, Leuven, pp. 679-686 September 1992.
- [Kur-65] K. Kurokawa, "Power Waves and the Scattering Matrix", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-13, pp. 194-202, March 1965.
- [Les-00] J. Lescot, "Modélisation et Caractérisation de Composants Passifs Intégrés sur Silicium pour Applications radiofréquences", *thèse*, Mai, 2000.
- [Eul-91] H. J. Eul and B. Schiek, "A Generalized Theory and New Calibration Procedure for Network Analyser Self Calibration", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-39, no. 4, pp. 724-731, Avril 1991.
- [Hew-88] Hewlett Packard, "Specifying Calibration Standards for the HP 8510 Network Analyser", *Product Note 8510-5A*, Hewlett-Packard, 1988.



## **Chapitre 4 : INTERFERENCES ELECTROMAGNETIQUES ENTRE LES ANTENNES ET LES CIRCUITS INTEGRES**

Les performances des antennes sont étudiées dans ce chapitre en prenant en compte la présence de structures d'interconnexions réelles. L'existence des autres niveaux métalliques, représentant les interconnexions locales et intermédiaires, les plans de masse et les alimentations est prise en considération pendant la conception en tenant compte d'un plan métallique grillagé sous les antennes.

Dans un premier temps, les caractéristiques de transmission entre les antennes sont étudiées. Les résultats expérimentaux confirment l'influence de la métallisation et le besoin de la modifier afin d'améliorer la transmission du système. L'optimisation de la répartition de la métallisation environnant les antennes, modifie les propriétés physiques décrivant la propagation des ondes et donne naissance à de nouveaux phénomènes, améliorant la transmission de puissance.

Dans une deuxième étape, nous abordons les effets des interférences électromagnétiques entre les antennes et les lignes de transmission, étude indispensable à la viabilité des interconnexions sans fils. Les résultats présentés dans ce mémoire montrent que le couplage entre les antennes et les lignes voisines est du même ordre que le couplage entre les lignes conventionnelles. Les choix du type de la ligne (micro ruban ou coplanaire) et du son placement (horizontal ou vertical) par rapport aux antennes sont étudiés. Les propriétés du substrat (résistivité, épaisseur) jouent encore une fois un rôle important sur l'interaction entre les antennes et les composants situés dans leur environnement.

Ce chapitre est une première démonstration de la faisabilité de l'intégration d'antennes sur silicium en présence de métallisation. Le système de transmission que nous avons mis au point présente des caractéristiques de transmission excellentes, il est intégrable dans les circuits actuels et compatible avec les autres composants.

## 4.1. CONCEPTION DES MOTIFS DE TEST

L'objectif de la conception de ces structures de test est : i) l'investigation de l'influence des niveaux métalliques voisins sur les performances des antennes intégrées, ii) l'étude des effets du couplage entre les antennes et les autres composants passifs. La mesure devient ici indispensable vu que les géométries sont très compliquées pour être appréhendées par un simulateur.

### 4.1.1. Structures dédiées à l'impact de métallisation

Les structures de test qui sont conçues afin d'évaluer la compatibilité des antennes intégrées avec les divers niveaux métalliques coexistants dans les circuits intégrés sont présentées dans ce paragraphe. Il s'agit ici d'estimer la modification des performances de transmission des antennes et de démontrer les potentialités de leur intégration dans les circuits réels.

Tous les motifs sont réalisés en utilisant la technologie CMOS 120 nm, décrite dans le chapitre précédent. Les antennes sont des dipôles linéaires de longueur 1,98 mm et elles sont intégrées au dernier niveau métallique ( $M_6$ ). La distance entre les antennes est fixée soit à 2,5 mm soit à 5 mm. Le premier niveau de métallisation ( $M_1$ ) consiste en une grille, représentative d'un niveau d'interconnexions. Cette grille est constituée par des lignes horizontales et verticales placées sur toute la surface sous les antennes. Les caractéristiques géométriques de cette grille sont : longueur de ligne égale à 2,7 mm, largeur de ligne égale à 1  $\mu\text{m}$  et espacement entre les lignes égal à 3  $\mu\text{m}$ . Ces dimensions (à part la longueur) sont choisies en accord avec les règles de conception à respecter, concernant la distance minimale entre les lignes voisines au premier niveau de métallisation.

Les figures suivantes (Fig.IV.1), (Fig.IV.2) présentent des schémas simplifiés des antennes intégrées sur la grille métallique.

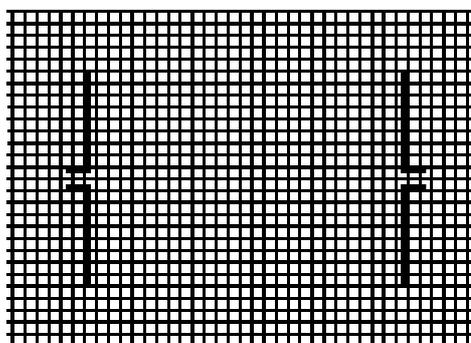


Figure IV.1 : Vue de dessus des antennes sur la grille.

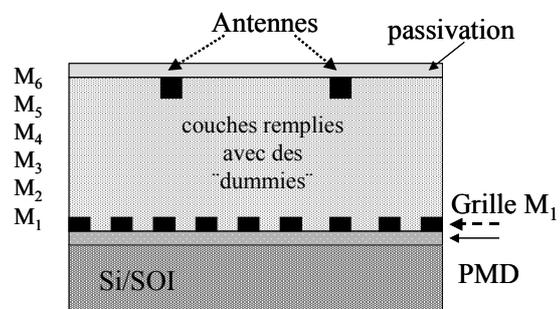
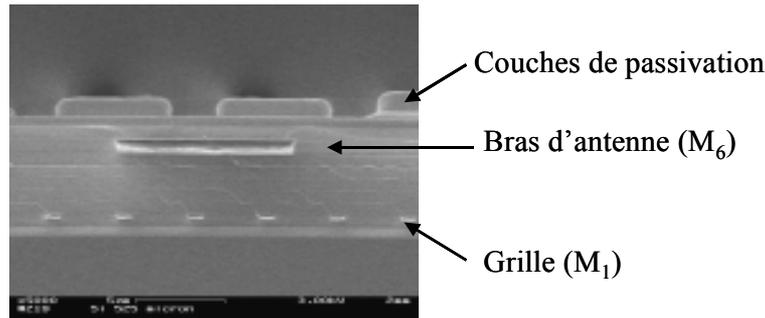


Figure IV.2 : Coupe verticale des antennes sur la grille.

Tous les niveaux diélectriques sont remplis par des "dummies", dont les dimensions et la répartition restent aléatoires. La densité de métal peut varier entre 20% et 80%. Les motifs de test sont intégrés sur un substrat SOI de résistivité variable ( $\rho > 1k\Omega.cm$ ,  $\rho = 10 \Omega.cm$ ) et dont les épaisseurs sont de 375  $\mu m$  et 525  $\mu m$ .

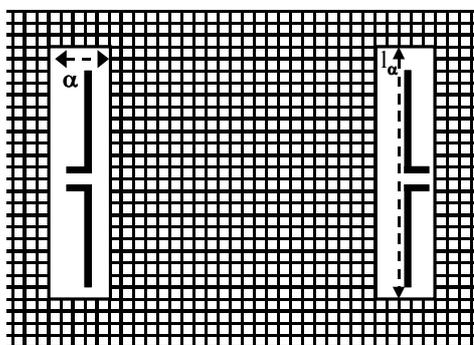
Une coupe verticale du bras d'une antenne sur la grille est représentée sur la figure ci dessous (Fig.IV.3), où nous pouvons aussi distinguer les couches de passivation.

La distance entre les antennes et la grille est mesurée après réalisation et elle est égale à 3,85  $\mu m$ .

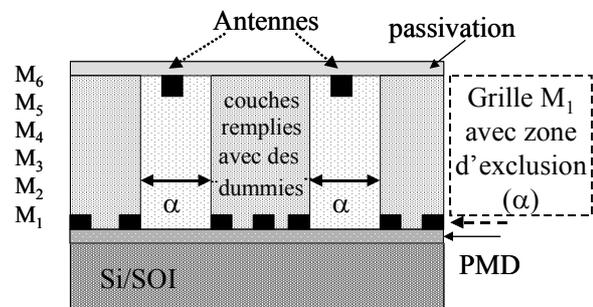


**Figure IV.3 :** Coupe verticale au niveau du bras d'une antenne ( $M_6$ ) sur la grille métallique ( $M_1$ ).

Le concept de la zone d'exclusion de métal se retrouve lors de la réalisation pour certaines paires d'antennes (Fig.IV.4), (Fig.IV.5). Notre objectif est ici de vérifier si cette innovation conceptuelle peut améliorer les performances de la transmission intra puce en présence de métallisations denses dans l'environnement des antennes. Nous avons donc réalisé une zone d'exclusion de métal totale (ni interconnexions, ni "dummies") autour des antennes et sur tous les niveaux inférieurs ( $M_1$ - $M_6$ ). La longueur de cette zone ( $l_\alpha$ ) est de 2,2 mm et sa largeur ( $\alpha$ ) est de 50  $\mu m$ , imposée par les règles de conception. Nous soulignons que sur la structure réalisée, la grille n'est ni compacte, ni infinie à l'inverse de ce qui a été fait lors de simulation.

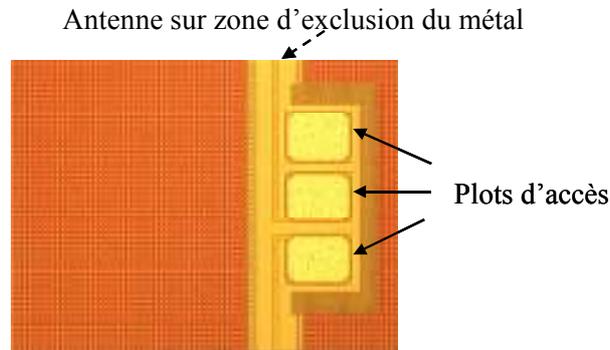


**Figure IV.4 :** Vue de dessus des antennes sur la zone d'exclusion totale du métal.



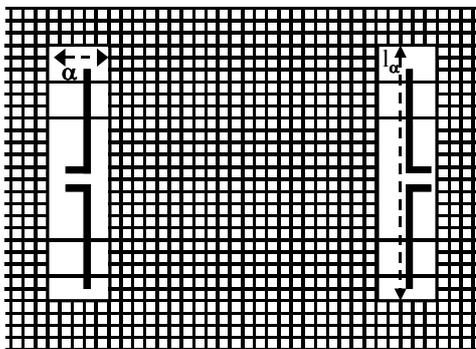
**Figure IV.5 :** Coupe verticale des antennes sur la zone d'exclusion totale du métal.

La figure suivante (Fig.IV.6) montre une photo vue de dessus d'une antenne sur la zone d'exclusion métallique totale où nous pouvons aussi distinguer les plots d'accès.

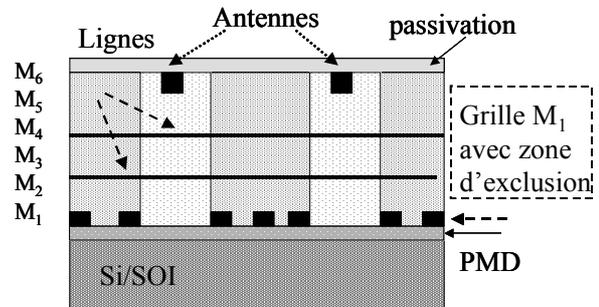


**Figure IV.6 :** Antenne et plots d'accès sur une zone d'exclusion totale du métal (niveaux  $M_1$ - $M_6$ ).

Une dernière structure a été conçue afin d'étudier la possibilité de laisser quelques lignes d'interconnexions de traverser la zone d'exclusion du métal (Fig.IV.7), (Fig.IV.8). La réalisation de cette configuration est motivée : i) par la réduction possible de surface occupée par la zone, ii) par la nécessité d'établir des règles de conception afin d'intégrer les antennes dans les circuits actuels. Nous avons donc placé quelques lignes d'interconnexions en  $M_5$  et  $M_3$  qui traversent la zone d'exclusion de métal comme c'est présenté sur les figures suivantes.



**Figure IV.7 :** Vue de dessus des antennes sur la zone d'exclusion du métal avec quelques lignes traversant la zone.



**Figure IV.8 :** Coupe verticale des antennes sur la zone d'exclusion du métal avec quelques lignes traversant la zone.

#### 4.1.2. Structures dédiées aux effets de couplage

Des motifs de test sont conçus, afin d'évaluer les effets du couplage entre les ondes générées par les antennes et les autres composants passifs coexistants dans les circuits intégrés réels envisagés.

Dans le but d'étudier ces effets, nous avons placé de nombreuses lignes, sur plusieurs niveaux métalliques ( $M_2$ - $M_6$ ), avec différentes orientations par rapport aux bras des antennes : i) lignes parallèles (Fig.IV.9) et ii) lignes perpendiculaires (Fig.IV.10).

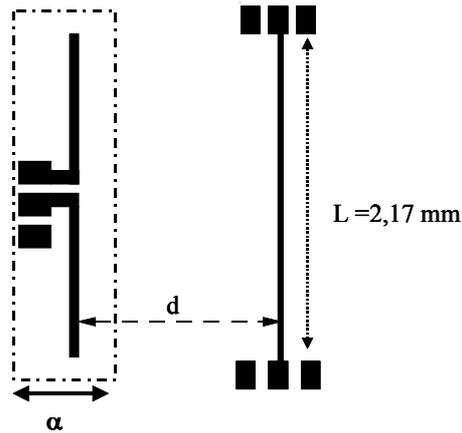


Figure IV.9 : Ligne micro ruban placée parallèlement aux bras de l'antenne à distance ( $d$ ) variable.

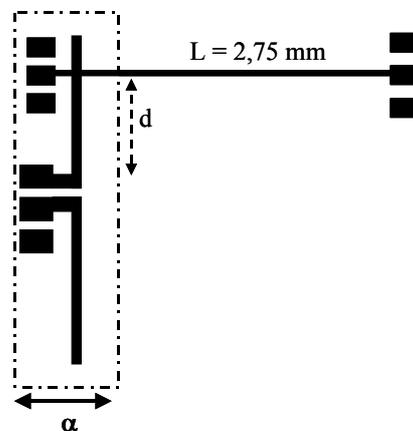


Figure IV.10 : Ligne micro ruban placée perpendiculairement aux bras de l'antenne à distance ( $d$ ) variable.

Des lignes de configuration micro ruban et coplanaire sont choisies pour cette partie de l'étude. La longueur des lignes est égale à 2,17 mm pour les lignes parallèles et 2,75 mm pour les lignes perpendiculaires aux bras des antennes.

La largeur des lignes (Fig.IV.11) est fixée à  $5 \mu\text{m}$  afin d'obtenir une impédance d'entrée de l'ordre de 50 Ohm, proche de l'impédance des sondes d'excitation. De cette façon, nous allons diminuer les désadaptations d'impédance qui entraînent des réflexions successives et nous aurons directement accès aux paramètres de couplage en utilisant la matrice [S].

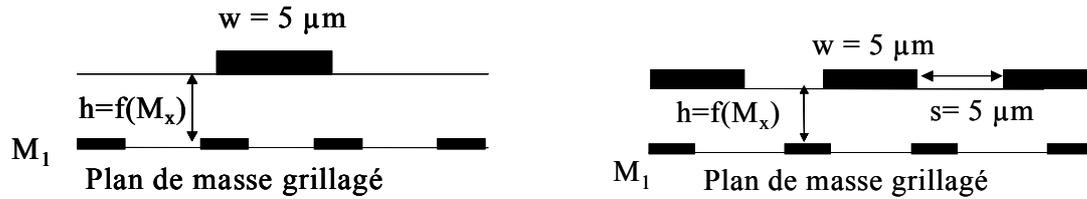


Figure IV.11 : Dimensions des lignes micro ruban et coplanaires.

Sur la figure IV.12 nous pouvons voir une des antennes sur une zone d'exclusion métallique, ainsi que quelques lignes au niveau  $M_6$  en configurations micro ruban et coplanaire. Des lignes sont également placées perpendiculairement aux antennes aux niveaux  $M_2$ - $M_5$ . Derrière l'antenne nous distinguons les plots d'accès de ces lignes.

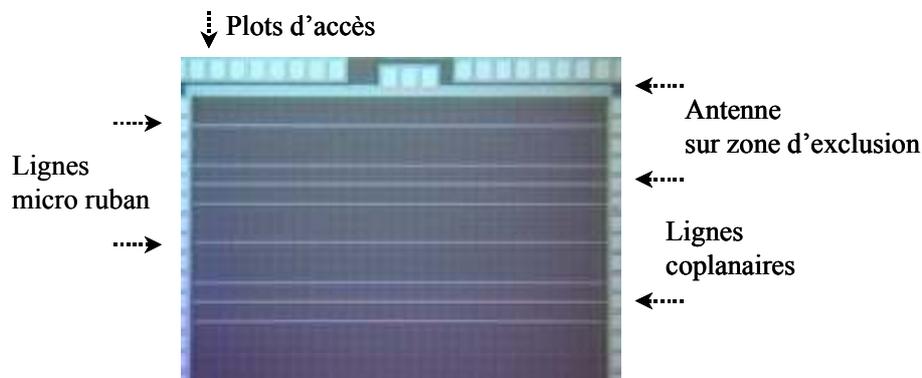


Figure IV.12 : Lignes micro ruban et coplanaire entre les deux antennes.

## 4.2. PERFORMANCES DES ANTENNES EN PRESENCE DE METALLISATIONS

Dans ce paragraphe nous étudions la transmission entre les dipôles intégrés pour les trois configurations de métallisation suivantes :

- Les dipôles sont placés sur la grille métallique du niveau  $M_1$  sans zone d'exclusion (Fig.IV.13).

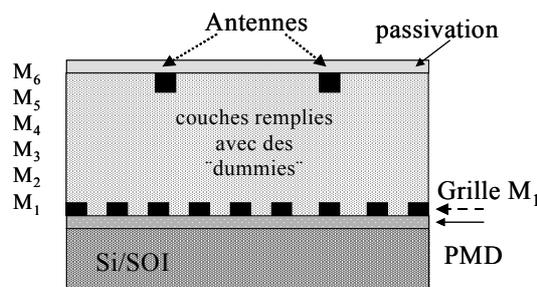
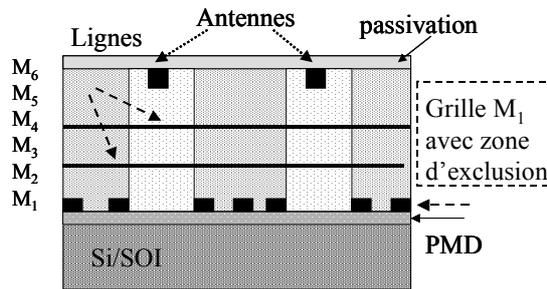


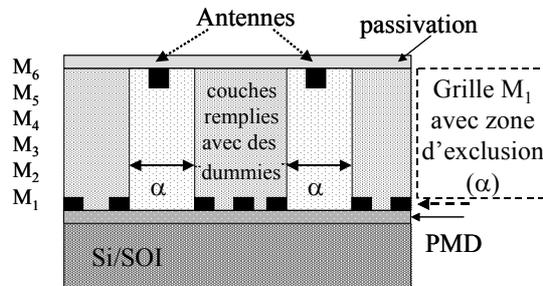
Figure IV.13 : Coupe verticale des antennes sur la grille entière.

- Les dipôles sont situés sur la zone d'exclusion avec des lignes d'interconnexions traversant cette dernière Fig.IV.14).



**Figure IV.14 :** Coupe verticale des antennes sur la zone d'exclusion du métal avec des lignes d'interconnexions traversant cette zone.

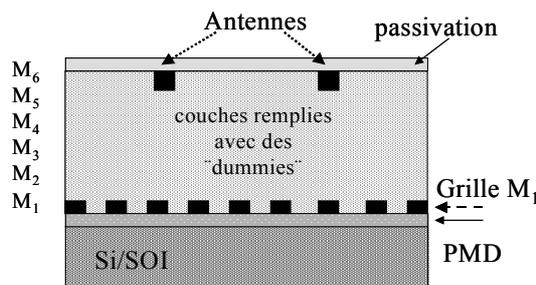
- Les dipôles sont situés sur une zone d'exclusion totale de métal (Fig.IV.15) couvrant tous les niveaux inférieurs ( $M_1$ - $M_5$ ).



**Figure IV.15 :** Coupe verticale des antennes sur la zone d'exclusion totale du métal.

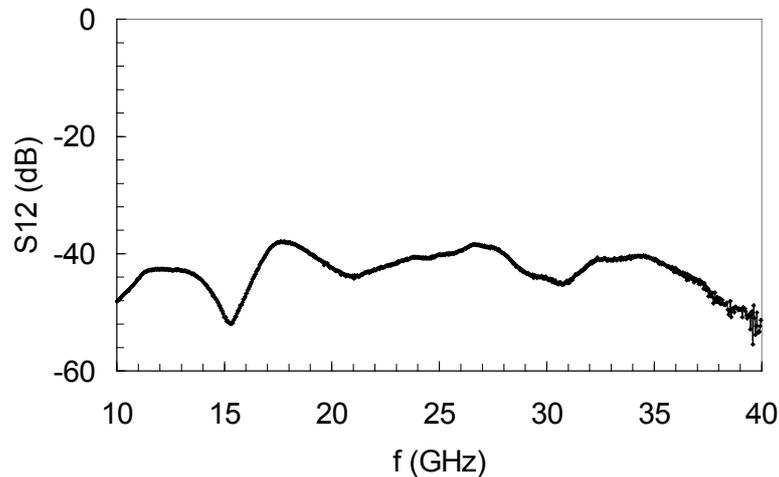
#### 4.2.1. Impact de la métallisation

La mesure des performances des antennes intégrées en présence de métallisation, consiste à obtenir par la mesure la matrice de paramètres [S] en utilisant le banc de mesure décrit dans le chapitre III. Dans ce paragraphe nous commençons par mesurer les matrice [S] pour une paire d'antennes placée sur la grille entière (Fig.IV.16). Nous utilisons un substrat SOI de résistivité élevée est d'épaisseur égale à 525  $\mu\text{m}$ .



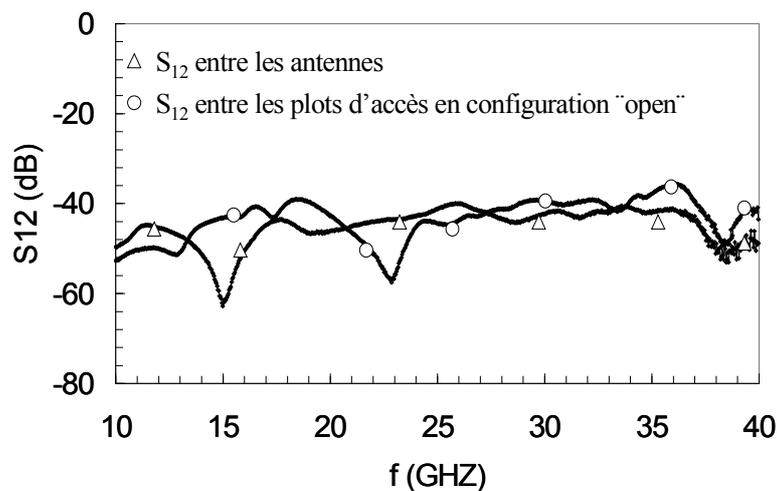
**Figure IV.16 :** Coupe verticale des antennes sur la grille entière.

La figure suivante (Fig.IV.17) présente le coefficient de transmission pour cette paire d'antennes. Nous observons que la transmission reste relativement stable en fonction de la fréquence et qu'elle atteint la valeur de - 40 dB. Une transmission de cet ordre est certainement détectable en accord avec les valeurs données dans la littérature.



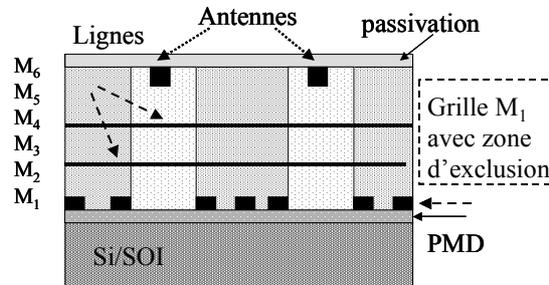
**Figure IV.17 :** Coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour une paire d'antennes sur la grille entière.

Cependant la comparaison entre le coefficient de transmission et le couplage par le substrat, estimé par la mesure de plots d'accès en configuration "open", montre que ces deux quantités sont du même ordre, autour de - 40 dB (Fig.IV.18). En même temps l'antenne est complètement désadaptée à sa fréquence de résonance, observée autour de 32 GHz. Ces résultats signifient que la paire d'antennes placée sur la grille métallique entière n'est peut être pas efficace et aucun effet de génération des ondes est lié à cette dernière.



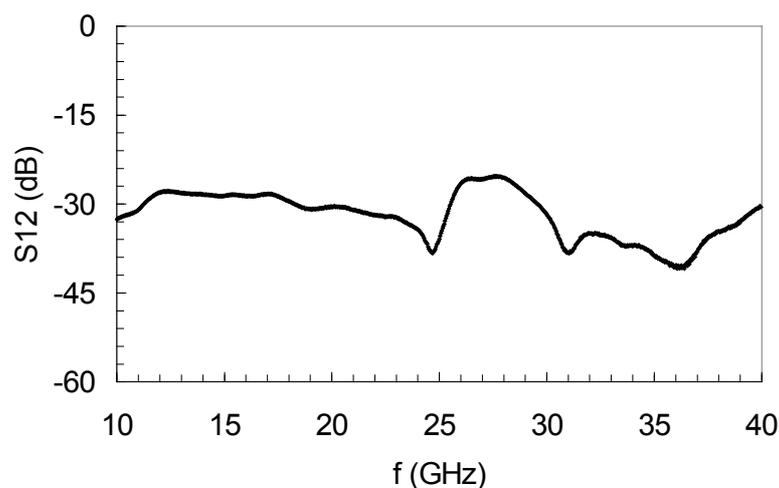
**Figure IV.18 :** Comparaison entre le coefficient de transmission et le coefficient de couplage entre les plots d'accès pour les antennes sur métallisation entière.

La nécessité de rendre le système de transmission intra-puce intégrable même en présence de métallisations denses dans son environnement, nous incite à avancer avec la mesure d'une paire d'antennes placées sur la zone d'exclusion du métal (Fig.IV.19). Nous considérons tout d'abord le cas où des lignes d'interconnexions traversent cette zone d'exclusion.



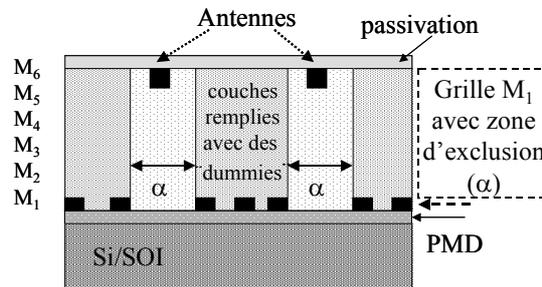
**Figure IV.19** : Coupe verticale des antennes sur la zone d'exclusion du métal avec des lignes d'interconnexions traversant cette zone.

La figure suivante (Fig.IV.20) présente le coefficient de transmission pour cette paire d'antennes avec des lignes micro rubans et coplanaires, implantées entre les antennes émettrice et réceptrice et traversant la zone d'exclusion métallique. Nous observons que par comparaison avec le cas précédent où la grille est entière la transmission est considérablement augmentée en présence de la zone d'exclusion du métal. La présence des lignes d'interconnexions entre les antennes implique des nouvelles interférences destructives ou à des réflexions. Deux fréquences pour lesquelles les pertes deviennent élevées sont observées pour cette configuration, autour de 24 GHz et 32 GHz.



**Figure IV.20** : Coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour une paire d'antennes placée sur la zone d'exclusion du métal avec des lignes d'interconnexions.

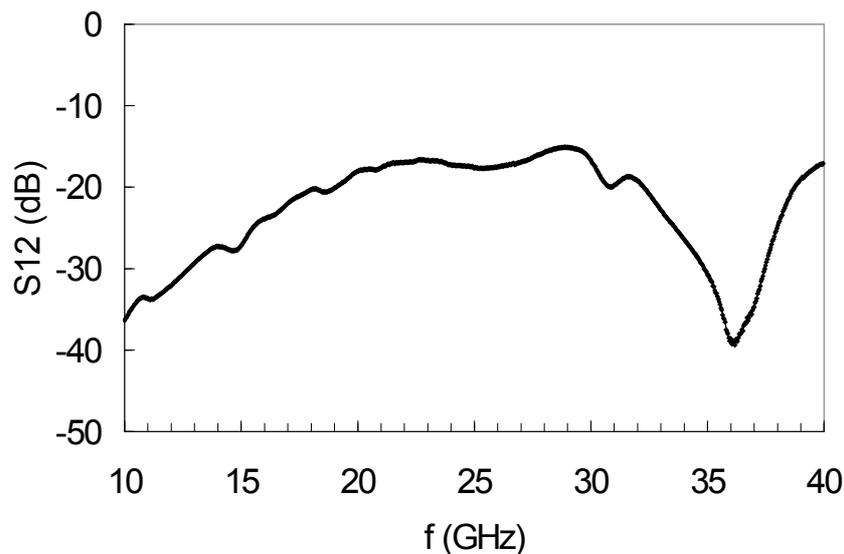
Dans un dernier temps nous étudions les performances des antennes pour le cas où la zone d'exclusion du métal est totale, c'est à dire qu'il n'y a aucune ligne d'interconnexion qui traverse la région des antennes (Fig.IV.21).



**Figure IV.21** : Coupe verticale des antennes sur la zone d'exclusion totale du métal.

Les résultats sont certainement beaucoup plus encourageants pour ce cas (Fig.IV.22) que pour les deux cas précédents. Une transmission excellente de l'ordre de - 15 dB est obtenue dans une large bande de fréquence, ce qui justifie notre choix au niveau de la conception. A notre connaissance il s'agit de la transmission la plus élevée, actuellement répertoriée dans la littérature en présence de métallisation dans l'environnement des antennes.

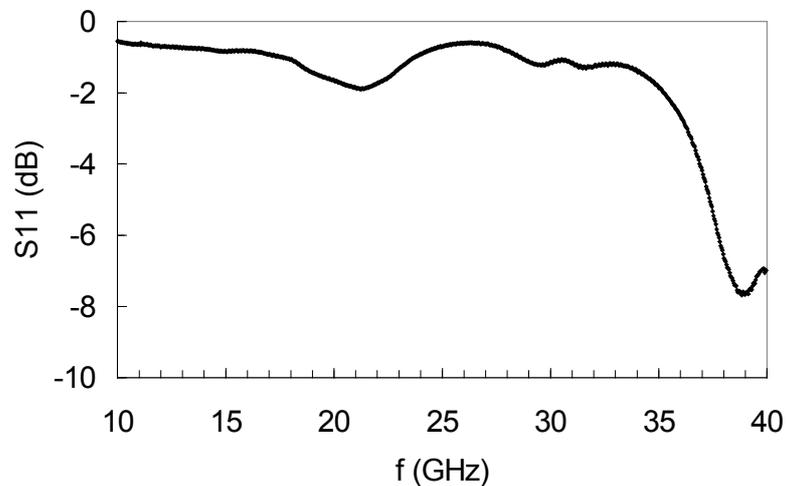
Cette configuration d'antennes est une première démonstration de la compatibilité de transmission intra puce en présence de niveaux de métallisation denses existant dans les circuits intégrés actuels. Il suffit de modifier l'environnement proche des antennes au moyen de règles de conception simples, peu coûteuses en surface et compatibles avec la technologie, afin d'obtenir de hautes performances de transmission.



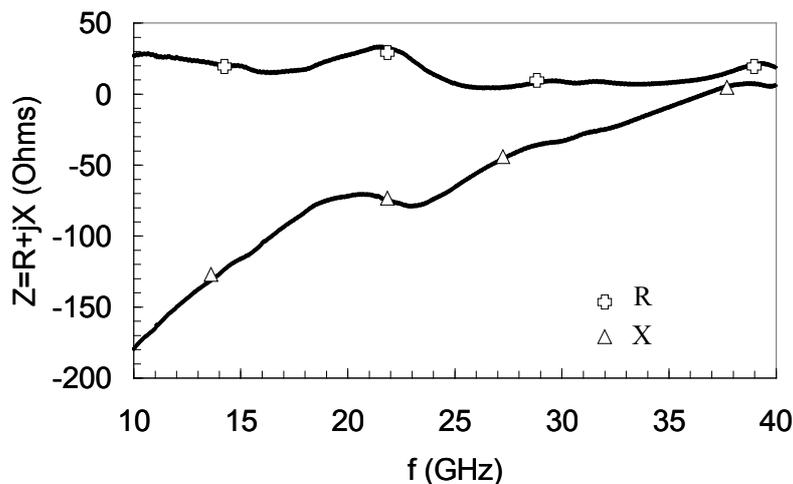
**Figure IV.22** : Coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour une paire d'antennes sur la zone d'exclusion totale de métal.

Une fréquence pour laquelle les pertes de transmission atteignent presque - 40 dB est observée autour de 37 GHz. Cette fréquence peut être liée aux interférences électromagnétiques destructives entre des ondes qui proviennent des différents modes de propagation ou à une réflexion liée à l'environnement de l'antenne. Pourtant la vérification de ces deux hypothèses se révèle assez difficile puisque nous avons au total 4 milieux qui supportent la propagation des ondes, (espace libre, diélectrique, métal 1, silicium) une géométrie complexe et plusieurs structures dans l'environnement des antennes.

Le coefficient de réflexion de l'antenne et son impédance d'entrée sont ensuite étudiées (Fig. IV.23), (Fig.IV.24). L'antenne résonne autour de la fréquence de 37 GHz avec de faibles caractéristiques de rayonnement. Cela provient de la désadaptation entre l'entrée de l'antenne et les sondes d'excitation puisque son impédance d'entrée devient faible en présence de métallisation.

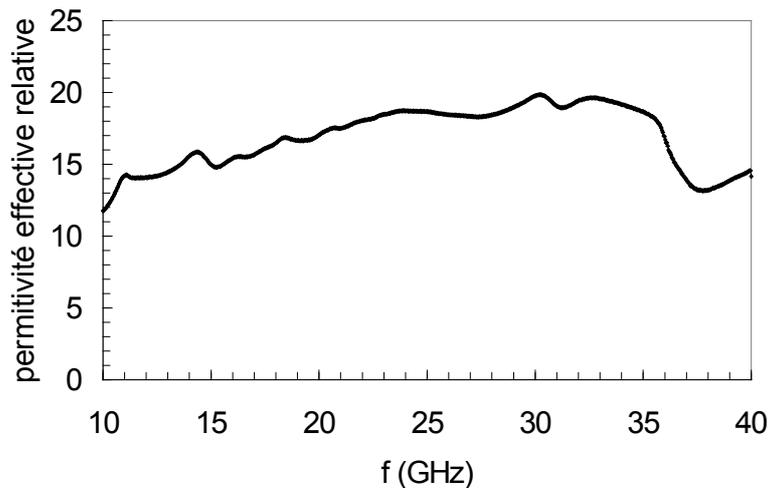


**Figure IV.23 :** Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour une paire d'antennes sur la zone d'exclusion totale de métal.



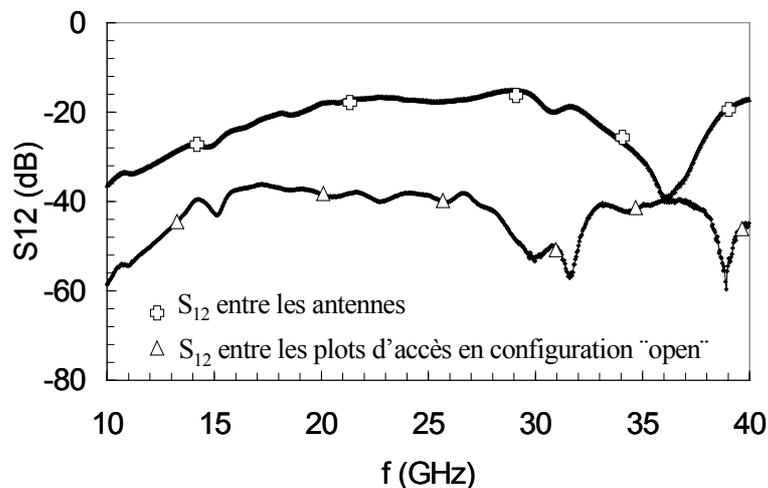
**Figure IV.24 :** Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée des antennes en fonction de la fréquence.

A partir de la phase du coefficient de transmission et les équations III.3 et III.4 nous pouvons calculer la permittivité effective vue par les ondes pendant leur transmission de l'antenne émettrice à l'antenne réceptrice. Nous rappelons qu'il s'agit d'une première approche afin d'obtenir un ordre de grandeur de la vitesse de phase des ondes dans ce cas de performances maximales. La figure suivante (Fig.IV.25) présente la permittivité effective, dans la bande de fréquence allant de 10 GHz à 40 GHz. Nous constatons que des valeurs de l'ordre de 20 sont mesurées. Cela peut être expliqué par : i) la présence des "dummies" dans le milieu de propagation, vu que généralement ils se modélisent avec une permittivité effective élevée, ii) l'existence de modes de propagation dispersifs, avec des vitesses de phase réduites.



**Figure IV.25 :** Permittivité effective en fonction de la fréquence pour une paire d'antennes sur zone d'exclusion totale de métal.

Dans un dernier temps la comparaison entre le coefficient de transmission et le coefficient de couplage, estimé par la mesure des plots d'accès en configuration "open" est présentée sur la figure ci dessous (Fig.IV.26).



**Figure IV.26 :** Comparaison entre les coefficients de transmission et de couplage par le substrat.

Cette mesure permet de distinguer la puissance détectée par l'antenne réceptrice lorsque l'antenne émettrice fonctionne et en présence de l'environnement (grille métallique, substrat...). Nous notons que le coefficient de couplage est de l'ordre de - 40 dB et la transmission entre les antennes est de l'ordre de - 15 dB. Ce résultat justifie le fait que la transmission soit liée aux antennes et à la propagation et pas à un effet de couplage capacitif provenant de la grille métallique sur le premier niveau de métallisation.

La nécessité d'estimer la distance maximale envisageable pour effectuer les liaisons nous conduit à la mesure de l'impact de la distance entre les antennes émettrice et réceptrice. Comme présenté sur la figure ci-après (Fig.IV.27), la puissance transmise diminue avec l'augmentation de la distance entre les antennes. Pourtant pour les distances centimétriques, nous remarquons que la puissance est juste sous le seuil de détection (- 56 dB) en accord avec les travaux déjà menés dans ce domaine. Cela signifie que l'optimisation des antennes pour un environnement spécifique permet même d'envisager la transmission inter puce.

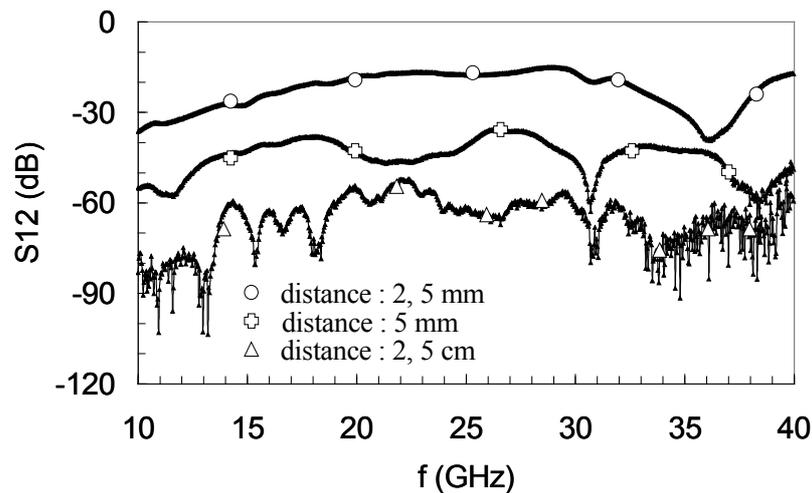


Figure IV.27 : Coefficient de transmission pour une distance variable entre les deux antennes.

Dans une dernière étape, nous comparons la paire d'antennes de référence (Fig.IV.28) à la paire d'antennes discutée au cours du chapitre précédent : antennes intégrées également au dernier niveau métallique, de dimensions identiques mais sans aucune métallisation inférieure dans le plan  $M_1$  (Fig.IV.29). Les deux paires d'antennes étudiées sont intégrées sur un substrat SOI d'épaisseur  $525 \mu\text{m}$  et de résistivité élevée.

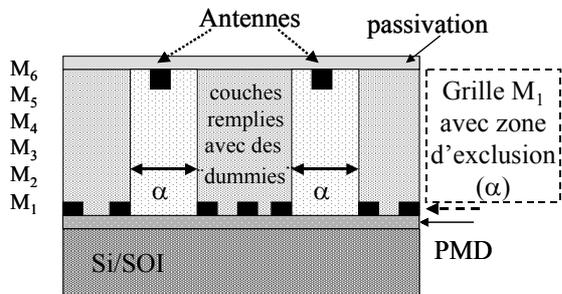


Figure IV.28 : Coupe verticale des antennes sur la zone d'exclusion totale de métal.

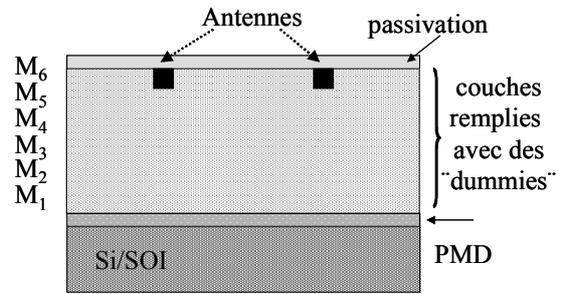


Figure IV.29 : Coupe verticale des antennes sur substrat sans métallisation inférieure.

La figure ci dessous (Fig.IV.30) montre que la paire d'antennes sur zone d'exclusion métallique  $M_1$  est plus efficace dans une large bande de fréquence en termes de puissance transmise que la paire d'antennes sans métallisation inférieure. Il s'agit ici d'un résultat très important puisque nous venons de démontrer non seulement la compatibilité des antennes avec les autres niveaux de métallisations mais aussi l'excellence de leurs performances en raison de l'optimisation.

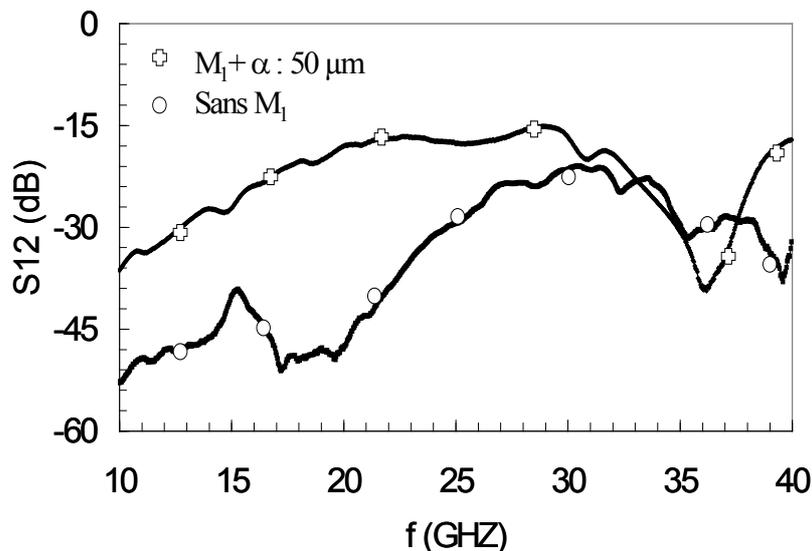


Figure IV.30 : Coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour une paire d'antennes sur zone d'exclusion métallique et une paire d'antennes sans métallisation aux niveaux inférieurs.

Le tableau suivant résume les caractéristiques de ces deux dernières paires d'antennes. Nous notons une différence concernant la permittivité effective liée à la résonances des antennes, ce qui entraîne un décalage à la fréquence de résonance entre les deux configurations.

TABLEAU IV.I

| Substrat SOI<br>525 $\mu\text{m}$<br>$\rho = 1\text{k}\Omega\cdot\text{cm}$ | Fréquence<br>de résonance<br>(GHz) | Permittivité<br>relative<br>effective | Longueur<br>d'onde<br>(mm) |
|---|------------------------------------|---------------------------------------|----------------------------|
| Antennes avec zone d'exclusion de métal                                     | 37                                 | 3,7                                   | 4,2                        |
| Antennes sans niveaux métalliques inférieurs                                | 32                                 | 4,38                                  | 4,2                        |

La différence obtenue entre les deux paires d'antennes est certainement liée à la différence des phénomènes physiques décrivant la propagation des ondes. Nous pouvons supposer ici que les antennes sur la zone d'exclusion du métal donnent naissance aux ondes guidées qui sont mieux confinées entre la grille métallique et le support métallique sur lequel les plaques sont placées pendant la mesure. Des analyses supplémentaires sont certainement indispensables afin de justifier ce point. Cependant dans le paragraphe suivant nous tentons une première confirmation par l'étude des paramètres du substrat.

#### 4.2.2. Effet de l'épaisseur et de la résistivité du substrat

Afin de justifier l'hypothèse de meilleures caractéristiques de guidage des ondes pour les cas des antennes sur zone d'exclusion métallique nous allons dans ce paragraphe étudier l'impact de l'épaisseur et de la résistivité du substrat sur les caractéristiques de transmission. La variation des valeurs de transmission induites par la variation des paramètres technologiques du substrat pourra valider cette hypothèse. En même temps cette étude nous permettra de conclure pour la possibilité d'améliorer la transmission entre les antennes intégrées en présence de métallisation.

Dans un premier temps nous mesurons le coefficient de transmission d'une paire d'antennes sur un substrat SOI de résistivité élevée ( $\rho = 1 \text{ k}\Omega\cdot\text{cm}$ ) et d'épaisseur variable (Fig.IV.31).

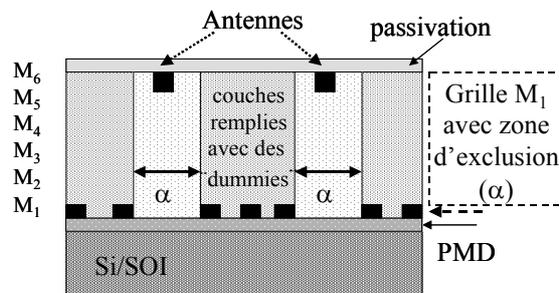
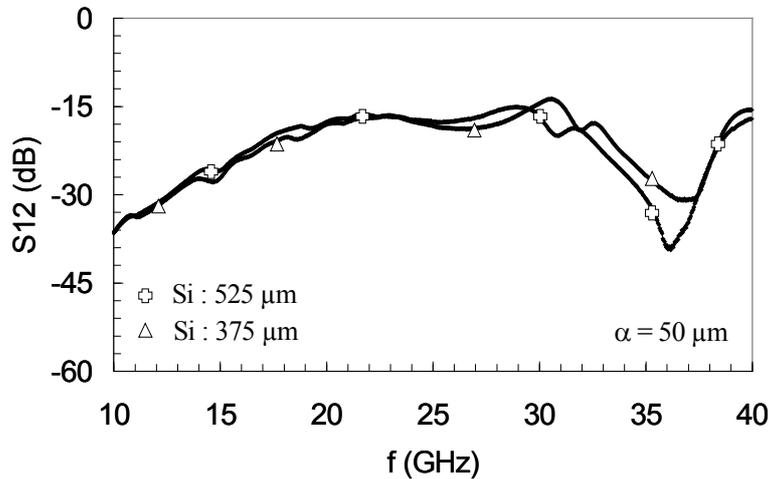


Figure IV.31 : Coupe verticale des antennes sur la zone d'exclusion totale de métal.

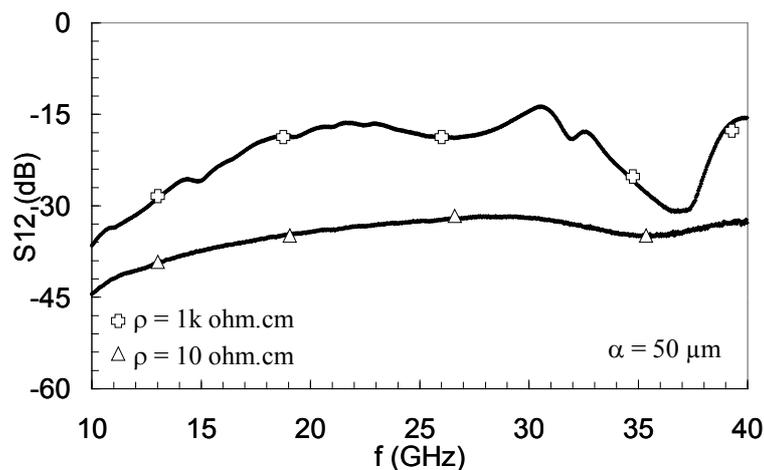
Nous observons que l'augmentation de l'épaisseur du substrat entraîne une légère augmentation du coefficient de transmission (Fig.IV.32). Cela indique que les ondes sont sensibles à la variation d'épaisseur mais apparemment la variation expérimentale n'est pas suffisante afin d'exciter de nouveaux modes guidés et donner ainsi une modification de la transmission plus significative.



**Figure IV.32 :** Coefficient de transmission pour deux épaisseurs différentes du substrat SOI.

Dans un deuxième temps nous étudions l'impact de la résistivité qui se révèle être un paramètre très important pour les propriétés d'un système de transmission intra puce en accord avec nos études antérieures. Nous considérons ici une paire d'antennes intégrées sur un substrat SOI d'épaisseur fixée à 375  $\mu\text{m}$  et de résistivité soit  $\rho = 10 \text{ Ohm.cm}$ , soit  $\rho = 1 \text{ kOhm.cm}$ .

La figure suivante (Fig.IV.33) représente le coefficient de transmission pour ces deux configurations.



**Figure IV.33 :** Coefficient de transmission pour deux valeurs de la résistivité du substrat SOI.

Nous observons une transmission stable de l'ordre de - 40 dB mais avec une atténuation en fonction de la fréquence qui augmente aux fréquences les plus basses pour le couple d'antennes sur substrat de résistivité basse. La diminution de la résistivité du substrat entraîne donc une augmentation des pertes de conduction pour les ondes guidées entre la grille métallique au premier niveau de métallisation et le métal du support utilisé pendant la mesure, en induisant ainsi une dégradation des performances. Cependant ces résultats confirment l'hypothèse des interférences destructives entre les différents modes de propagation autour de la fréquence de 37 GHz, puisque pour le substrat de résistivité conventionnelle ces dernières disparaissent possiblement en raison de l'atténuation élevée des ondes guidées.

Dans un dernier temps nous examinons l'impact de la résistivité du substrat pour les cas où les antennes sont placées sur la grille métallique entière (Fig.IV.34). Nous considérons également une paire d'antennes intégrées sur un substrat SOI d'épaisseur fixée à 375  $\mu\text{m}$  et dont la résistivité est soit  $\rho = 10 \text{ Ohm.cm}$ , soit  $\rho = 1 \text{ kOhm.cm}$ .

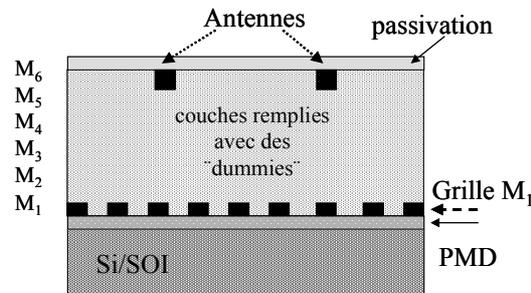


Figure IV.34 : Coupe verticale des antennes sur la grille entière.

Nous constatons que l'influence de la résistivité devient importante même pour cette paire d'antennes sur la grille métallique entière. Une transmission atténuée mais relativement stable en fonction de la fréquence ( $S_{12} \sim -60 \text{ dB}$ ) est mesurée (Fig.IV.35).

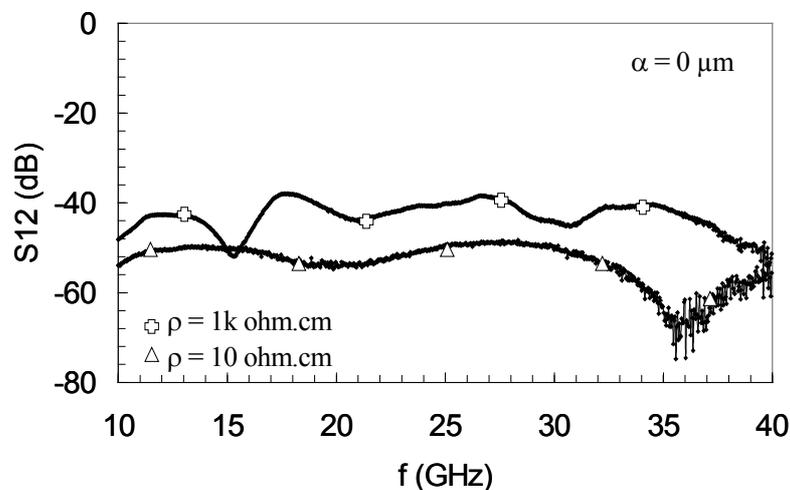


Figure IV.35 : Coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour deux valeurs de la résistivité du substrat SOI.

Les résultats obtenus dans ce paragraphe sont très intéressants ; i) nous confirmons l'hypothèse de la transmission et de la détection des ondes guidées entre l'antenne émettrice et l'antenne réceptrice. L'influence de la variation de la résistivité du substrat sur l'amplitude du coefficient de transmission permet d'établir ce point, ii) nous constatons que l'effet de blindage total en raison du premier niveau métallique n'est pas observé ici comme pour les simulations. Cela peut être lié au fait que dans la bande de fréquence étudiée la longueur d'onde est du même ordre que la longueur de grille ou au fait que la densité de métallisation n'est pas égale à 100 %, comme lors des simulations.

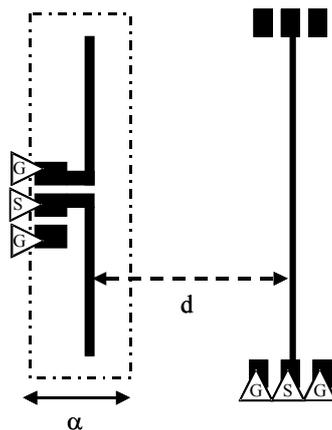
### 4.3. ETUDE DU COUPLAGE PARASITE

Dans cette étape de notre étude nous venons de démontrer la compatibilité de l'intégration des antennes avec les réseaux d'interconnexions actuels en terme de puissance transmise. L'étude complète de la faisabilité des interconnexions sans fils nécessite cependant la prise en compte des effets de couplage entre les ondes générées par les antennes et ces réseaux. L'objectif de ce paragraphe est l'investigation des ces effets parasites afin d'obtenir leur ordre de grandeur et ainsi statuer sur les potentialités d'intégration des antennes dans un environnement d'interconnexions cuivre global. Nous focalisons l'étude essentiellement sur le couplage entre les antennes et des lignes de transmission qui sont placées soit parallèlement soit perpendiculairement aux antennes.

#### 4.3.1. Couplage entre antennes et lignes

Deux lignes de transmission disposées côte à côte sont couplées électriquement et magnétiquement. L'intensité de ce couplage dépend au premier ordre du rapport entre la distance ligne à ligne et l'épaisseur du substrat. L'étude du parasitage peut se faire dans le domaine temporel ou dans le domaine fréquentiel. Dans ce travail, nous avons opté pour une étude dans le domaine fréquentiel et nous utilisons la matrice [S] afin d'estimer le niveau du couplage entre divers motifs.

La figure suivante (Fig.IV.36) représente un schéma équivalent de la structure que nous avons caractérisée, afin d'évaluer le couplage entre une antenne et une ligne, placées à une distance variable.

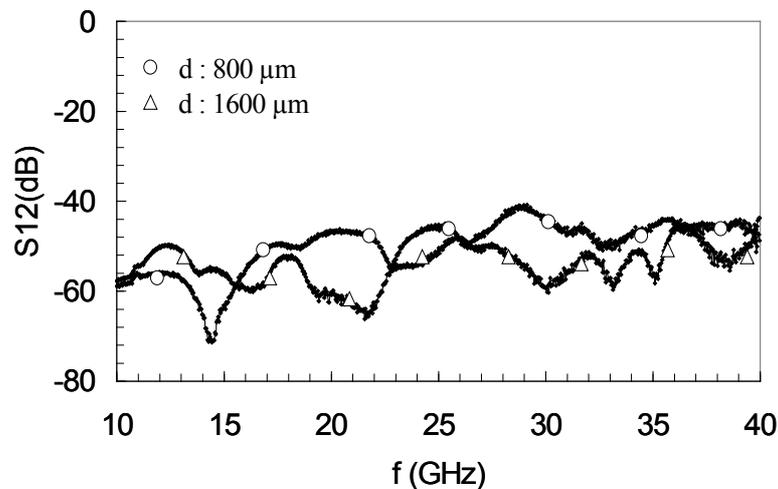


**Figure IV.36** : Principe de la mesure du couplage entre une antenne et une ligne micro ruban à distance variable.

Nous avons choisi une antenne intégrée sur substrat SOI de résistivité élevée avec une zone totale d'exclusion du métal, ce qui représente notre configuration optimale en terme de puissance transmise. L'antenne est excitée en utilisant les sondes de type GSG et la matrice [S] est obtenue entre

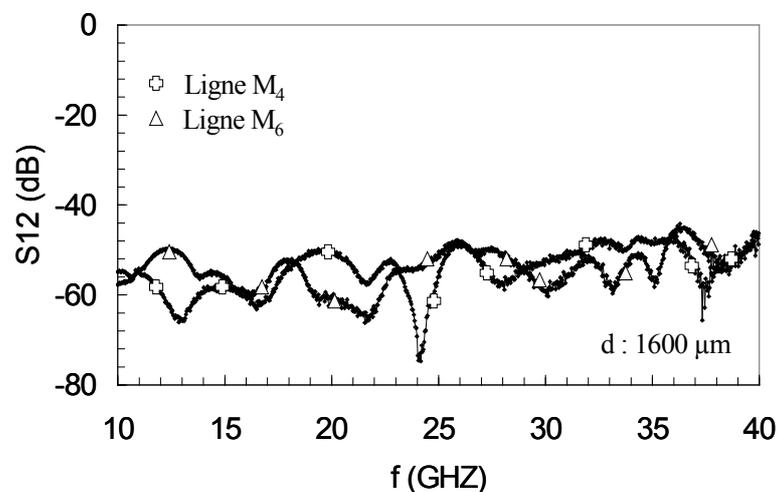
l'antenne et la ligne victime. Nous notons que la ligne est caractérisée en configuration circuit ouvert, l'analyseur de réseaux ne possédant que deux ports. Cette ligne est implantée au même niveau métallique ( $M_6$ ) que l'antenne. La distance ( $d$ ) entre l'antenne et la ligne est soit  $800 \mu\text{m}$ , soit  $1600 \mu\text{m}$ .

Nous observons (Fig.IV.37) que le couplage entre l'antenne et la ligne en terme de coefficient de transmission, diminue avec l'augmentation de la distance, ce qui est logique puisque la puissance transmise diminue avec la distance. De plus nous remarquons que le couplage entre l'antenne et la ligne pour une distance de  $800 \mu\text{m}$  est beaucoup plus faible ( $\sim -40 \text{ dB}$ ) que le couplage entre les deux antennes (Fig.IV.22) placées à une distance de  $2,5 \text{ mm}$  ( $\sim -15 \text{ dB}$ ).



**Figure IV.37 :** Coefficient de transmission entre une antenne et une ligne micro ruban parallèle en fonction de la fréquence.

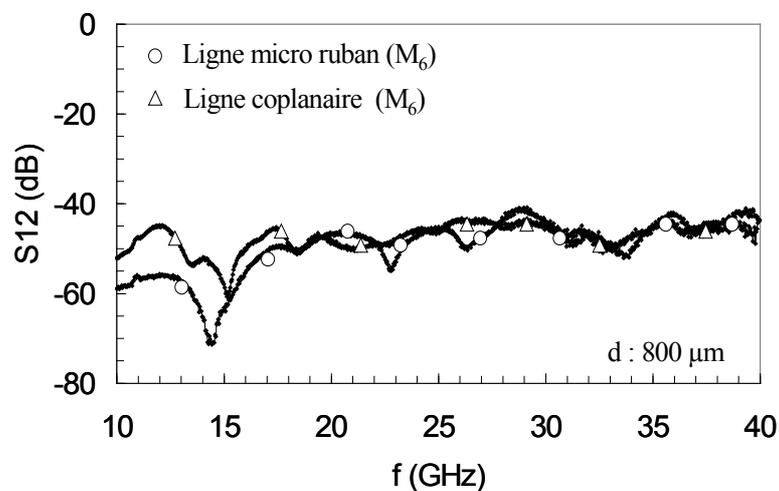
Dans un deuxième temps nous intéressons à la sensibilité des niveaux métalliques au rayonnement des antennes. La figure suivante (Fig.IV.38) présente le coefficient de transmission entre une antenne et une ligne micro ruban, placée aux niveaux  $M_6$  ou  $M_4$  pour une distance ( $d$ ) de  $1600 \mu\text{m}$ .



**Figure IV.38 :** Coefficient de transmission en fonction de la fréquence entre une antenne et deux lignes placées sur les niveaux  $M_6$  et  $M_4$ .

L'influence du niveau métallique paraît secondaire. Les épaisseurs des diélectriques inter niveaux sont faibles et par conséquent il n'y a pas de véritable avantage à placer une ligne à un niveau métallique plutôt qu'à un autre.

Afin de déduire des configurations de lignes optimales à combiner avec les antennes intégrées, nous mesurons ensuite le couplage entre une antenne, une ligne micro ruban et une ligne coplanaire placées à la même distance ( $d = 800 \mu\text{m}$ ). Cette mesure est motivée par le fait que la répartition des champs est différente pour ces deux cas de lignes, il est donc possible de mesurer un cas de couplage minimum. Nous remarquons (Fig.IV.39) que le type de ligne paraît négligeable sur les effets parasites induits par les antennes intégrées dans la bande de fréquence qui nous intéresse. De plus comme pour la ligne micro ruban l'impact du niveau métallique sur la ligne coplanaire est aussi négligeable.



**Figure IV.39 :** Coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour une ligne micro ruban et une ligne coplanaire, placées à la même distance de l'antenne émettrice.

Nous venons donc de voir que les effets du couplage entre les ondes générées par une antenne sur silicium et les lignes micro ruban et coplanaires placées parallèlement aux antennes sont : i) de faible amplitude, ii) indépendants du niveau métallique où la ligne victime est implantée et iii) indépendants du type de cette dernière.

Il nous reste à vérifier si ces conclusions sont valables pour des lignes placées perpendiculairement aux antennes ; il s'agit ici d'étudier l'influence des effets parasites induits par le rayonnement des antennes sur la deuxième orientation des lignes d'interconnexions rencontrée dans les circuits intégrés actuels.

Cependant nous intéressons à la possibilité d'orientations de lignes pour lesquelles les effets du couplage sont réduits.

### 4.3.2. Effet de l'orientation des lignes

La deuxième configuration pour laquelle nous mesurons le couplage consiste en une paire antenne-ligne ou la ligne est placée maintenant perpendiculairement à l'antenne émettrice (Fig.IV.40). L'antenne agresseur reste toujours une antenne sur zone d'exclusion totale de métal. La distance ( $d$ ) entre le centre de l'antenne et la ligne est soit  $400 \mu\text{m}$ , soit  $1100 \mu\text{m}$ .

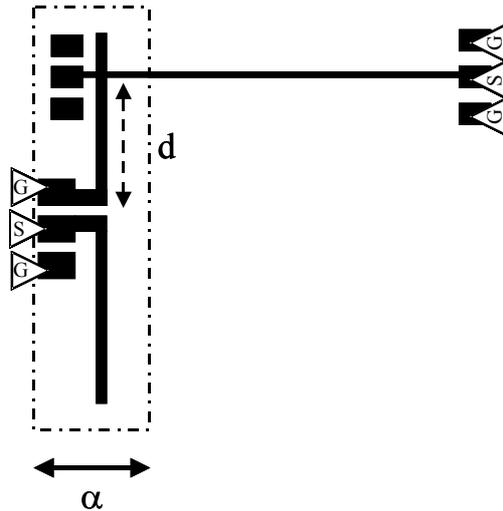


Figure IV.40 : Principe de la mesure du couplage entre une antenne et une ligne micro ruban à distance variable.

Nous notons également que le couplage diminue avec l'augmentation de la distance entre la ligne et le centre de l'antenne où les champs sont les plus intenses (Fig.IV.41). La comparaison avec les lignes parallèles montre que pour les lignes perpendiculaires le couplage ne présente pas une dépendance relativement stable avec la fréquence. En même temps l'impact de l'augmentation de la distance est plus marqué ici et les courbes mesurées sont plus lisses.

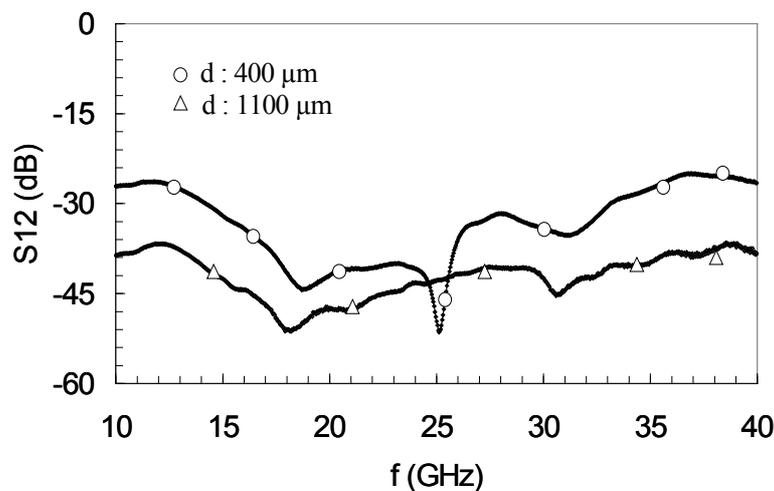
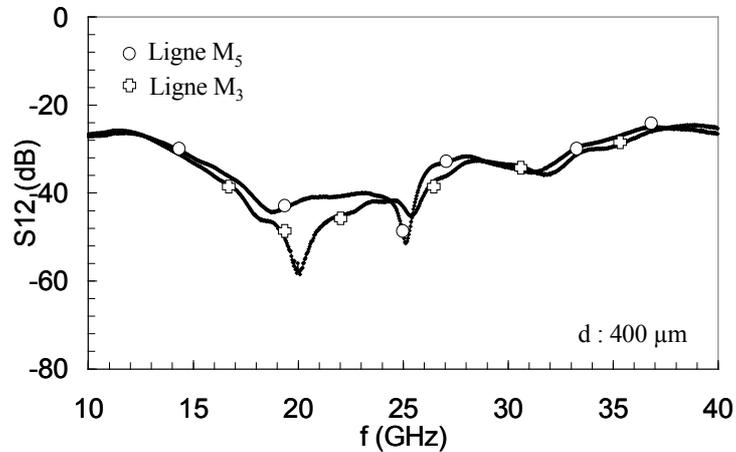


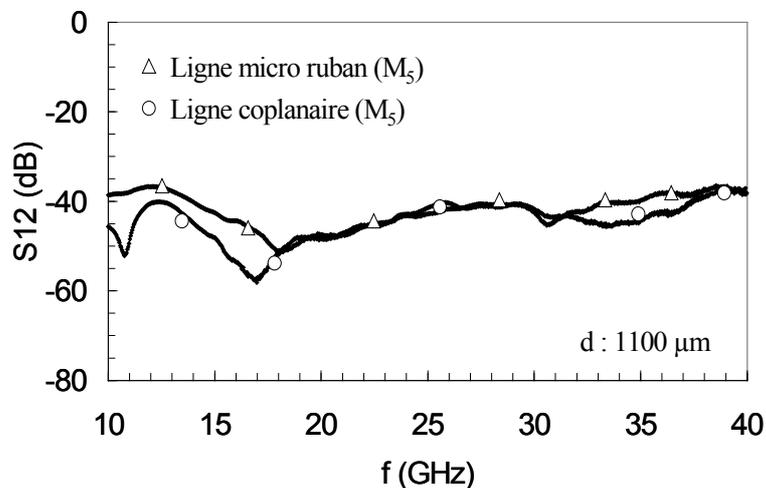
Figure IV.41 : Coefficient de transmission entre une antenne et une ligne micro ruban perpendiculaire, en fonction de la fréquence.

Ensuite nous nous intéressons à la sensibilité du niveau métallique pour les cas des lignes perpendiculaires aux antennes. L'influence de ce dernier reste aussi secondaire pour cette configuration de ligne, placée à 400  $\mu\text{m}$  du centre de l'antenne émettrice (Fig.IV.42).



**Figure IV.42 :** Coefficient de transmission en fonction de la fréquence entre une antenne et deux lignes placées sur les niveaux M<sub>5</sub> et M<sub>3</sub>.

La comparaison entre une ligne micro ruban et une ligne coplanaire, placées perpendiculairement cette fois aux bras de l'antenne est présentée sur la figure suivante (Fig.IV.43) : aucune différence significative n'est pas observée.



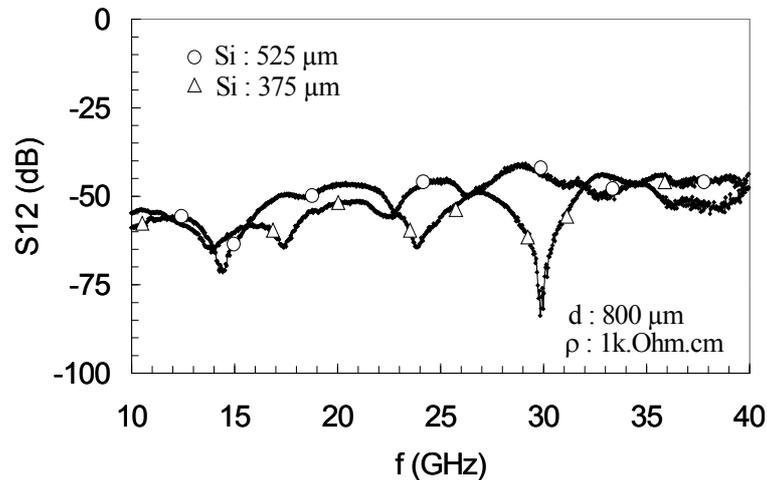
**Figure IV.43 :** Coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour une ligne micro ruban et une ligne coplanaire, placées à la même distance de l'antenne émettrice.

Les résultats présentés dans ce paragraphe confirment les tendances précédemment notées pour les effets de couplage entre les antennes et les lignes. La différence de distance entre les antennes, les lignes parallèles et les lignes perpendiculaires ne nous permet pas de d'affirmer qu'une orientation est plus favorable que l'autre.

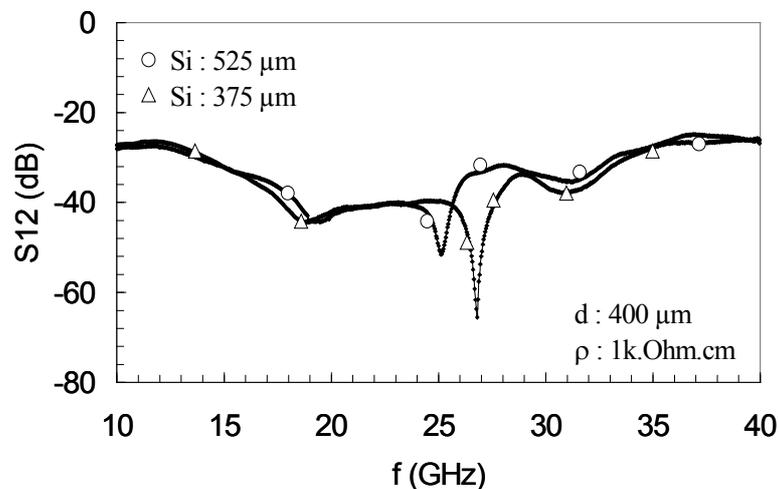
### 4.3.3. Influence du substrat sur le couplage antenne ligne

L'influence du substrat sur les effets du couplage est étudiée dans cette partie. Comme cela a été démontré dans les paragraphes précédents, l'épaisseur et la résistivité du silicium jouent un rôle prédominant sur la puissance transmise par les antennes. Nous attendons donc que ces paramètres jouent également un rôle important sur l'interaction électromagnétique entre antennes et lignes d'interconnexions.

Nous examinons tout d'abord l'impact de l'épaisseur du silicium pour une ligne micro ruban placée soit parallèlement soit perpendiculairement aux bras des antennes, puisque nous n'avons pas trouvé de différence importante entre les lignes micro ruban et coplanaire. Sur les figures suivantes (Fig.IV.44), (Fig.IV.45) nous observons que le coefficient de transmission entre antenne et ligne augmente avec l'épaisseur du substrat pour les deux orientations de lignes, ce qui n'est pas surprenant vu que la puissance transmise par les antennes augmente également dans ces conditions.



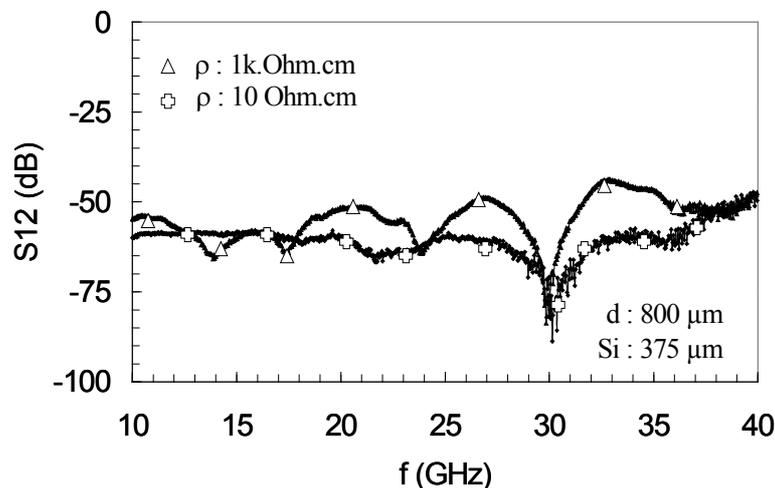
**Figure IV.44** : Coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour une ligne micro ruban parallèle aux bras de l'antenne sur un substrat SOI d'épaisseur variable.



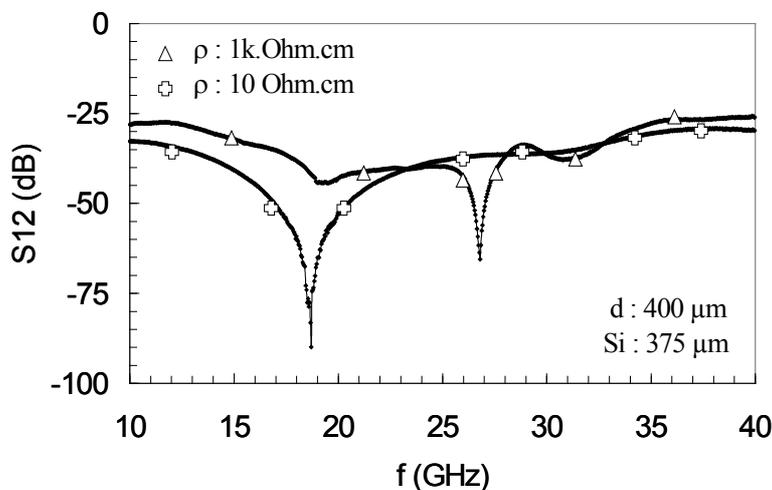
**Figure IV.45** : Coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour une ligne micro ruban perpendiculaire aux bras de l'antenne sur un substrat SOI d'épaisseur variable.

Nous notons en même temps un décalage des fréquences de couplage minimales vers les fréquences les plus élevées avec la diminution de l'épaisseur du substrat.

Dans un deuxième temps nous étudions l'impact de la résistivité du silicium sur l'amplitude du couplage antenne-ligne. Nous mesurons également le coefficient de transmission pour les deux orientations des lignes. Nous observons tout d'abord (Fig.IV.46), (Fig.IV.47) que le couplage diminue avec la diminution de la résistivité en raison de pertes élevées des ondes guidées. De plus nous notons des phénomènes différents selon l'orientation de la ligne par rapport aux bras de l'antenne. Pour la ligne micro ruban placée parallèlement aux bras de l'antenne le nombre des fréquences de couplage minimum est réduit avec la diminution de la résistivité, contrairement à la ligne perpendiculaire pour laquelle ce nombre devient plus élevé dans les mêmes conditions. Ces résultats montrent la différence des mécanismes de couplage entre les antennes et les lignes voisines selon leur orientation et les valeurs des paramètres du substrat.



**Figure IV.46 :** Coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour une ligne micro ruban placée parallèlement aux bras de l'antenne sur substrat de résistivité variable.



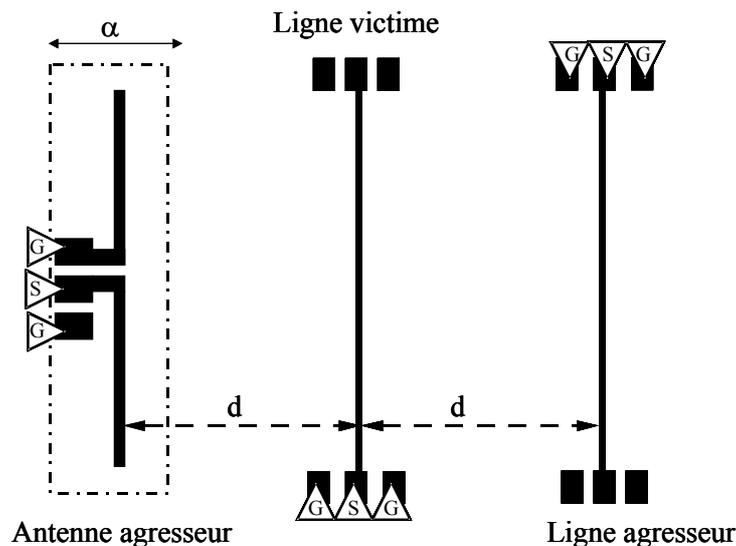
**Figure IV.47 :** Coefficient de transmission en fonction de la fréquence pour une ligne micro ruban placée perpendiculairement aux bras de l'antenne sur substrat de résistivité variable.

#### 4.3.4. Comparaison du couplage antenne-ligne et ligne-ligne

Après avoir étudié l'amplitude du couplage entre antennes et lignes pour différentes orientations et différentes valeurs des paramètres du substrat, nous venons dans une dernière étape comparer le couplage antenne-ligne à celui obtenu entre deux lignes séparées par la même distance. Il s'agit ici d'une mesure importante qui va nous permettre de conclure sur la faisabilité de l'intégration des antennes dans les circuits actuels.

Comme nous venons de le voir dans le paragraphe précédent, le couplage augmente avec la résistivité et avec l'épaisseur du substrat. Le pire cas du couplage antenne-ligne sera donc retenu : nous mesurons les motifs intégrés sur 525  $\mu\text{m}$  de substrat SOI de résistivité élevée.

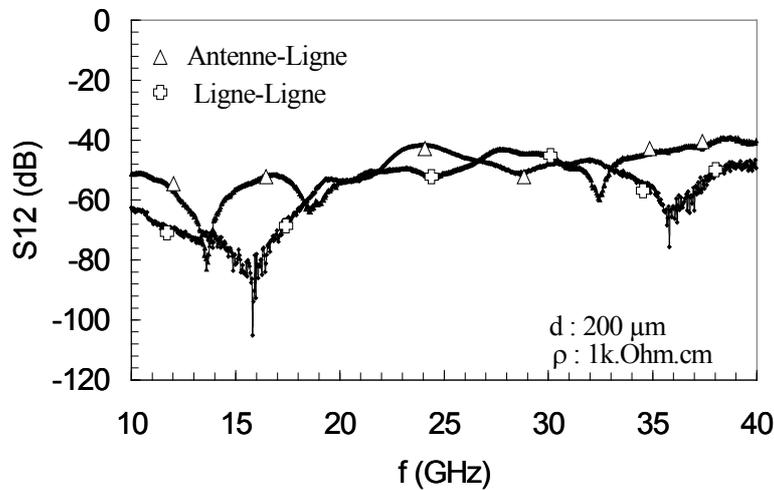
Afin d'effectuer cette mesure nous excitons tout d'abord l'antenne agresseur et nous mesurons la matrice [S] entre l'antenne et la ligne victime. Ensuite nous excitons la ligne agresseur et nous mesurons la matrice [S] entre cette dernière et la ligne victime, comme cela est illustré sur la figure ci dessous (Fig.IV.48). La ligne agresseur est une ligne micro ruban et la ligne victime est de type micro ruban ou coplanaire.



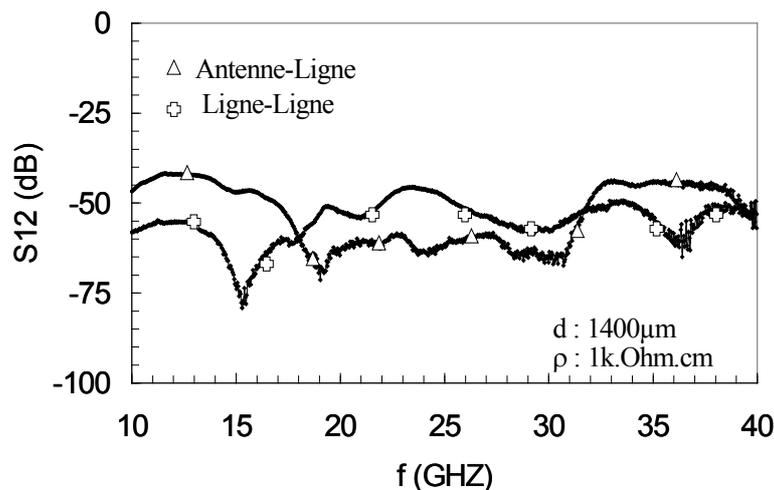
**Figure IV.48** : Principe de la mesure du couplage entre une antenne et une ligne et entre deux lignes.

Les figures suivantes (Fig.IV.49), (Fig.IV.50) présentent les résultats obtenus après ces mesures. Concernant le cas où la ligne victime est une ligne micro ruban nous constatons que le coefficient de transmission entre une antenne et une ligne est du même ordre que le coefficient de transmission entre deux lignes, dans une large bande de fréquence. Pour les fréquences situées au-delà de 32 GHz le couplage induit sur la ligne victime en raison du rayonnement des antennes est plus élevé, puisque l'antenne est proche de la résonance.

Pour le cas où la ligne victime est une ligne coplanaire le couplage antenne-ligne est nettement plus faible que le couplage ligne-ligne dans la bande de fréquence allant de 20 à 30 GHz. Pour les fréquences les plus élevées les tendances sont inversées en raison de la résonance de l'antenne.



**Figure IV.49 :** Coefficient de transmission entre une antenne et une ligne micro ruban et entre deux lignes micro ruban.



**Figure IV.50 :** Coefficient de transmission entre une antenne et une ligne coplanaire et entre une ligne micro ruban et une ligne coplanaire.

Les résultats présentés dans ce paragraphe sont très encourageants pour l'implantation des antennes dans les circuits intégrés. Nous venons de démontrer que les effets du couplage entre les couples antenne-ligne et ligne-ligne sont du même ordre de grandeur. Cela signifie que le rayonnement des antennes ne risque pas de perturber les autres lignes d'interconnexions plus qu'elles ne le sont par les lignes conventionnelles. Nous rappelons qu'il s'agit ici d'une première étude ; l'optimisation supplémentaire des propriétés de transmission des antennes pourrait nous permettre même d'envisager de réduire les effets du couplage.

## 4.4. CONCLUSIONS

Dans ce chapitre expérimental nous avons abordé les performances des antennes intégrées en présence de métallisation, en reproduisant au moins partiellement les cas d'interconnexions cuivre réels.

Nous avons proposé une configuration d'antennes compatible avec les autres niveaux métalliques, différents de ceux proposés pour l'intégration d'antennes dans les circuits actuels. Cette configuration consiste à modifier la métallisation dans l'environnement proche des antennes par la création d'une zone d'exclusion de métal, localisée sous ces dernières et cela sur tous les niveaux métalliques inférieurs. La zone d'exclusion du métal requise occupe une surface de  $0,1 \text{ mm}^2$  ce qui reste faible. La paire d'antennes placées sur cette zone d'exclusion, donne un maximum de puissance transmise de l'ordre de - 15 dB dans une large bande de fréquence. Avec notre innovation conceptuelle nous obtenons donc la transmission la plus élevée actuellement connue dans la littérature en présence de métallisations. De plus nous avons mis en évidence l'impact des paramètres caractéristiques du substrat, tels que son épaisseur et sa résistivité sur le bilan de puissance pour ce nouveau système de transmission.

Dans un deuxième temps nous avons étudié les effets du couplage entre les antennes et les lignes d'interconnexions voisines. Notre objectif était ici d'estimer la perturbation induite sur les composants proches des antennes. Nous avons choisi une antenne sur zone d'exclusion comme antenne agresseur, qui est notre cas optimum en terme de puissance transmise. Dans une première étape nous avons établi que le couplage entre une antenne et une ligne voisine est de faible amplitude, il diminue avec l'augmentation de la distance entre les deux composants et il est dépendant des paramètres du substrat. Dans une deuxième étape nous avons prouvé que les valeurs du couplage entre les ondes générées par les antennes et par les lignes sont du même ordre de grandeur que les effets du couplage entre lignes traditionnelles. Ces résultats sont très intéressants puisqu'ils indiquent que le fonctionnement des antennes devrait avoir un effet négligeable sur les autres composants passifs, notamment les interconnexions inter niveaux.

Les différences trouvées entre la mesure et la simulation peuvent être liées : i) à des simplifications introduites dans le modèle électromagnétique relativement à la densité de métallisation. En simulation la grille est décrite pour des raisons de mémoire de calcul par un plan compact et infini, ce qui n'est pas le cas en réalité, ii) à l'excitation pendant la mesure de modes de propagation qui ne sont pas excités pendant la simulation.

Cependant le modèle utilisé est efficace pour décrire les tendances de transmission en accord avec les matériaux et le type de métallisation : la transmission augmente avec l'augmentation de la

résistivité et de l'épaisseur du substrat, et elle est plus élevée pour une paire d'antennes sur zone d'exclusion que pour une paire d'antennes sans zone d'exclusion de métal.

Les résultats présentés dans ce chapitre sont les premiers à notre connaissance dans l'étude dédiée à l'impact des métallisations sur les performances des antennes intégrées. Des études supplémentaires expérimentales et analytiques, sont indispensables afin de mieux comprendre les nombreux phénomènes observés.



## CONCLUSIONS GENERALES

Les interconnexions des circuits intégrés subissent des changements majeurs afin de répondre à la transmission rapide des signaux numériques dont la fréquence augmente continuellement.

Dans ce travail nous avons évalué les potentialités de la solution dite "interconnexions sans fils" comme solution alternative aux interconnexions traditionnelles du couple cuivre isolant. L'intérêt de cette solution technologique basée sur l'intégration d'antennes miniatures est fortement justifié par sa mise en œuvre, qui s'effectue sans nouveaux matériaux ni procédés technologiques.

Notre travail a consisté d'une part à proposer une modélisation électromagnétique des antennes sur silicium afin de quantifier l'impact des matériaux sur les performances de transmission et d'autre part à concevoir, réaliser et caractériser plusieurs structures de test dans le but de valider les performances, d'estimer l'importance des effets parasites et de démontrer ainsi la faisabilité et l'intégrabilité des interconnexions sans fils dans les filières technologies CMOS sur substrat Si et SOI.

Notre étude commence essentiellement avec une introduction sur les limitations induites sur les interconnexions par la miniaturisation des réseaux et l'augmentation de fréquence des signaux à transmettre. Le retard de propagation des signaux, la consommation de puissance et la surface occupée, rendent les interconnexions en cuivre et particulièrement les interconnexions globales limitantes pour les performances des circuits intégrés des générations à venir.

La voie optique, l'intégration en trois dimensions et les interconnexions dites radiofréquences sont les principales solutions alternatives actuellement étudiées pour remplacer les liens critiques. La transmission des signaux à la vitesse de lumière semble être évidente ; l'information se transmet à la vitesse de lumière, les effets de couplage provenant d'un système purement électrique sont éliminés, la consommation de puissance et de surface réduite. Cependant l'intégration sur la même puce des composants optiques et électriques soulève des problèmes technologiques ardues et rend les interconnexions optiques coûteuses pour les fabricants des circuits intégrés. Le concept d'interconnexions 3D est assez différent puisque les interconnexions en cuivre restent le milieu de propagation des signaux. L'innovation de cette approche provient de la division des puces en blocs fonctionnels réalisés sur des puces différentes qui sont empilées les unes au-dessus des autres. Ces couches sont ensuite liées avec des interconnexions courtes et verticales. Cette approche permettra de réduire le retard qui est directement lié à la longueur des liens, mais les problèmes provenant de la dissipation de chaleur des couches supérieures restent à résoudre.

Dans notre étude nous nous sommes intéressées à la troisième solution potentielle, les interconnexions RF, dont l'avantage principal par rapport aux solutions précédentes provient de sa compatibilité avec les matériaux existants et les procédés technologiques d'intégration actuels. Il s'agit ici de générer, de transmettre et de détecter un signal sinusoïdal sur ou entre circuits intégrés. Le canal de transmission peut être aussi bien un milieu intégré et spécialement conçu pour guider les ondes

(ligne de transmission) que l'espace libre ou le substrat de silicium. Notre travail motivé par l'absence d'intégration d'un milieu spécifique, se focalise sur la dernière possibilité.

L'augmentation de la fréquence des signaux à transmettre rend possible la réduction des dimensions des antennes et par conséquent leur implantation dans les circuits actuels comme composants principaux des chaînes de transmission et de réception des ondes électromagnétiques devient envisageable. Par ailleurs, il est bien connu que les performances d'une antenne sur un substrat sont forcément dépendantes des paramètres caractéristiques de ce dernier tels que son épaisseur, sa permittivité et sa résistivité. Nous commençons donc par mettre en évidence l'influence de l'empilement technologique qui constitue l'environnement d'une antenne intégrée, sur les performances d'une transmission intra-puce. Nous démarrons notamment par le silicium qui est la couche la plus épaisse ; nous démontrons que l'augmentation de son épaisseur et de sa résistivité accroissent la puissance transmise. En ce qui concerne le diélectrique, il s'agit d'une couche qui ne modifie que les paramètres propres des antennes, tels que son impédance d'entrée et sa fréquence de résonance. Vu que nous ne disposons pas d'un modèle précis afin d'interpréter les effets physiques décrivant la propagation des ondes générées par les antennes intégrées sur silicium nous utilisons les modèles des antennes imprimées et de guide d'onde ouvert. Il s'agit là d'une première approche qui se révèle satisfaisante afin de distinguer les effets élémentaires existants.

Cependant la coexistence des antennes dans les circuits intégrés avec des autres composants, nous a incité à étudier l'impact des métallisations sur les performances d'un système de transmission. Nous abordons donc le cas d'un système réel avec l'insertion des interconnexions denses sous les antennes : l'approximation d'une couche métallique se révèle suffisante afin de décrire les performances des antennes pour ce cas. Nous montrons que quand la métallisation est complète sous les antennes la transmission de puissance se dégrade. Nous proposons donc la configuration de la zone d'exclusion du métal localisée sous les antennes, afin de rendre le système efficace. Dans cette étape nous supposons que cette innovation conceptuelle devrait rendre la transmission possible pour les substrats de résistivité élevée, même en présence de réseaux d'interconnexions denses.

La validation expérimentale des tendances observées pendant les étapes de simulation constitue la suite naturelle de cette étude. Nous commençons par décrire les étapes de conception, de réalisation et de caractérisation des structures de test avec un analyseur de réseaux dans la bande de fréquence de 10 GHz à 40 GHz. La confirmation des hypothèses concernant l'impact des matériaux sur le bilan de transmission est établie. Nous montrons que les antennes sur substrat SOI de résistivité élevée présentent un gain de transmission très élevé, de l'ordre de - 10 dB. Parallèlement la mesure nous donne l'opportunité d'étudier l'impact de l'excitation et pour première fois l'impact de blocs métalliques appelés "dummies", sur les caractéristiques des antennes. La comparaison entre la mesure et la simulation permet de valider le modèle électromagnétique utilisé dans une large bande de fréquence.

L'étude expérimentale des antennes en présence des interconnexions est le centre de la dernière partie de ce mémoire. Nous validons notre concept de la zone d'exclusion du métal localisée sous les antennes, ce qui permet d'obtenir la transmission la plus élevée actuellement répertoriée dans la littérature (- 15 dB), en présence de métallisation. L'étude de cette configuration d'antennes nous a permis d'éliminer l'hypothèse d'une transmission par couplage capacitif et nous avons ainsi pu montrer que des valeurs élevées de la transmission d'énergie sont bien liées à la présence des antennes et du support de propagation que constitue le silicium. L'hypothèse de l'obtention de meilleures caractéristiques de guidage des ondes confinées entre deux surfaces métalliques est avancée.

Afin de compléter notre étude et conclure sur les effets parasites provenant du rayonnement des antennes, le couplage entre antennes et lignes de transmission est caractérisé. Nous étudions principalement deux orientations de lignes, placées parallèlement et perpendiculairement aux bras des antennes. Nos résultats indiquent que les effets du couplage entre antennes et lignes de transmission voisines sont du même ordre que les effets du couplage entre les lignes conventionnelles. Les paramètres technologiques du substrat, tels que son épaisseur et sa résistivité jouent un rôle principal sur l'amplitude de la puissance transmise par les antennes et par conséquent sur l'amplitude du couplage.

L'ensemble des résultats présentés dans cette étude est certainement très encourageant pour l'intégration des antennes dans le contexte d'un système d'interconnexions sans fils. Nous venons de démontrer que la transmission peut être optimisée en fonction des caractéristiques du substrat, elle est possible même en présence de réseaux d'interconnexions denses et les interférences sont du même ordre que les interférences dans les circuits actuels entre interconnexions traditionnelles.

Néanmoins cette étude donne naissance à de nombreux points à éclaircir et plusieurs questions auxquelles il sera nécessaire de répondre afin de mettre en évidence les effets physiques, optimiser la propagation des ondes et la prédiction des performances pour la mise en œuvre des interconnexions sans fils dans les circuits intégrés des générations avancées.

Toutefois la modélisation analytique des antennes devrait ouvrir une perspective fondamentale afin de distinguer les divers modes de propagation, la puissance associée à chaque mode et favoriser ainsi la propagation de certains modes par rapport à d'autres. Cette étude aiderait certainement à mieux comprendre l'impact des paramètres du substrat sur chaque mode, puisque jusque maintenant nous n'avons pu avoir qu'une vue d'ensemble de la propagation. Parallèlement la structure des antennes devrait être étudiée afin de réduire la surface occupée tout en conservant les performances que nous avons obtenues. L'insertion d'antennes plus directionnelles (récepteurs) mais aussi omnidirectionnelles (émetteurs) devient nécessaire.

Des analyses supplémentaires sont aussi indispensables afin d'établir l'impact des "dummies" sur les performances des antennes intégrées. Leur géométrie et leur placement à un niveau par rapport aux niveaux inférieurs et supérieurs joue peut être un rôle important, principalement sur le coefficient de réflexion des antennes. La détermination des configurations optimum pourrait donc être possible.

Des études complémentaires analytiques et expérimentales sont nécessaires afin d'établir le comportement de la zone d'exclusion du métal sur les antennes et plus généralement sur la fonction interconnexion. Les dimensions de cette zone, la densité de métallisation et son niveau d'intégration par rapport au niveau d'intégration des antennes, constituent les paramètres essentiels à étudier. Parallèlement l'évolution des logiciels de simulation électromagnétique afin de prendre en compte toutes les informations réelles (vias, barrières, blocs métalliques..) se révèle fondamentale. L'insertion d'un modèle analytique reste ici le moyen le plus fiable afin de comprendre les nombreux phénomènes qui interviennent et obtenir des facteurs d'optimisation pertinents.

Cependant tous les composants nécessaires pour réaliser une chaîne de transmission du signal devraient être intégrés afin de générer le signal sur la puce. Une étude expérimentale de la distribution des signaux d'horloge permettrait de conclure sur les potentialités des interconnexions sans fils : mesurer la vitesse de propagation des signaux et par conséquent le retard relatif (*skew*) entre les divers points de réception du signal, étudier la surface et la puissance exigée. Cette étude devrait être complétée par la présence des diverses structures d'interférences entre les différents points de synchronisation. La modélisation et la prédiction des performances des antennes en présence des diverses structures d'interférences restent à réaliser afin de prévoir plus distinctement leurs impédances d'entrée et leurs gains, qui ont un impact direct sur la puissance délivrée. Des règles précises de conception seront alors indispensables afin d'éviter les désadaptations des composants dans les chaînes de transmission. Enfin un dernier point nous paraît devoir retenir l'attention dans le futur, il concerne la mise en boîtier qui devra faire l'objet d'une étude afin de ne pas dégrader les performances de ce nouveau type d'interconnexions que constituent les interconnexions radiofréquences.

---

## PUBLICATIONS ET CONFERENCES

### 2006:

[1] "Design and performances of integrated antennas for wireless intra chip interconnections"  
A. Triantafyllou, A. Farcy, Ph. Benech, F. Ndagijimana, J.Torres, submitted to the 32<sup>nd</sup> Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON'06), November 7-10, Paris, France.

[2] "Antennes intégrées et interférences électromagnétiques dans les interconnexions RF sans fils"  
A. Triantafyllou, F. Ndagijimana, Ph. Benech, A. Farcy, J. Torres, 13eme Colloque International et Exposition sur la compatibilité électromagnétique (CEM'06), 4-6 Avril 2006, St Malo, France.

### 2005:

[3] "Intra-chip wireless interconnections based on high performances integrated antennas"  
A. Triantafyllou, A. Farcy, Ph. Benech, F. Ndagijimana, O. Exshaw, C. Tinella, O. Richard, C. Raynaud, J. Torres, in the Journal of Solid State Electronics, Vol. 49/9, No. 103, pp. 1477-1483, September 2005.

[4] "High transmission performance Integrated Antennas on SOI substrate for VLSI wireless interconnects"  
A. Triantafyllou, A. Farcy, Ph. Benech, F. Ndagijimana, O. Exshaw, J. Torres, C. Tinella, C. Raynaud, in proceedings of the IEEE International Interconnect Technology Conference (IITC'05), pp. 80-82, San Francisco, June 2005.

[5] "Intégration d'antennes miniatures en guise d'interconnexions RF"  
A. Triantafyllou, Journées Nationales du Réseau Doctoral de Microélectronique, Paris, Mai 2005.

[6] "High transmission gain Integrated Antennas on SOI substrate for VLSI wireless interconnect"  
A. Triantafyllou, A. Farcy, Ph. Benech, F. Ndagijimana, O. Exshaw, J. Torres, C. Tinella, C. Raynaud in the 1<sup>st</sup> workshop of EUROSIOI, Granada, 19-21 January 2005, Spain.

### 2004:

[7] "Advanced Interconnect System using integrated antennas for 45 nm technology node and below"  
A. Triantafyllou, A. Farcy, Ph. Benech, F. Ndagijimana, O. Exshaw, J. Torres, C. Tinella, C. Raynaud in proceedings of the Advanced Metallization Conference (AMC'04), pp. 57-164, San Diego, October 2004.

[8] "Integrated Antennas for Intra-Chip Wireless Interconnections"  
A. Triantafyllou, A.Farcy, J.Torres, Ph.Benech, F.Ndagijimana in proceedings of the IEEE & Mediterranean Microwave Symposium, pp. 83, Marseille, June, 2004.

[9] "Interconnexions sans fils dans les circuits intégrées"  
A. Triantafyllou, Journées Nationales du Réseau Doctoral de Microélectronique, Marseille, Mai 2004.



---

## Remerciements

*Ce travail de recherche a été effectué au sein de STMicroelectronics à Crolles, en collaboration avec l'IMEP, Institut de Microélectronique, Electromagnétisme et Photonique, à Grenoble. Je voudrais donc tout d'abord remercier pour la qualité de leur accueil Monsieur H. Mingam de STMicroelectronics et Monsieur Francis Balestra de l'IMEP.*

*Je remercie messieurs les membres de jury qui ont accepté d'évaluer ce travail.  
Merci à M. Marc Lescure, qui m'a fait l'honneur de présider la séance de soutenance.  
Merci également à M. Robert Staraj professeur à l'université de Nice et à M. Mohamad Drissi, professeur à l'université de Rennes, tous les deux rapporteurs de ce travail, pour nos discussions constructives et leurs remarques.*

*J'exprime toute ma reconnaissance à M. Joaquin Torres, responsable des "Modules Avancés" de m'avoir orientée vers un domaine de recherche si intéressant. Je le remercie également pour ses idées pertinentes, et l'enthousiasme qu'il m'a transmis tout au long de cette étude.*

*Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à M. Philippe Benech, directeur de cette thèse pour ses encouragements, sa patience, sa disponibilité, sa sympathie et ses grandes compétences scientifiques, dont il m'a fait profiter.*

*Je remercie chaleureusement M. Fabien Ndagijimana, co-directeur de cette thèse.  
Je n'oublierai jamais son aide, ses conseils, sa gentillesse et nos discussions interminables au niveau humain et scientifique.*

*Merci à M. Alexis Farcy qui a suivi de près cette étude, pour son soutien sans faille, son enthousiasme et sa patience. Sa bonté, son éloquence et son sourire ont contribué fortement au déroulement créatif de ces 3 ans de travail.*

*Je tiens également à remercier :*

*Carlo Tinella pour l'intégration des antennes sur SOI.  
Jessy Bustos pour son aide sur le design.  
Olivier Exshaw pour son aide sur la partie expérimentale.*

*Tous les membres de Modules Avancés pour leur sympathie et leur chaleur, notamment :  
Vincent, Laurent, Wim, Laurent Luc, Thierry, Marie Laurence, Arnaud,  
Xavier, Sonarith, Maryline, Julien, Mohamed, Thomas, ...*

*Les professeurs de l'IMEP pour leur sympathie et leur précieux conseils :  
P. Saguet, A Vilcot, J. M. Fournier, J. Dansou, J. Chilo, S. Christoloveanu  
Y. Morfouli, G. Kamarinos, A. Chovet, D. Bauza, N. Mathieu, G.G.  
Les responsables d'informatique : B. Rasolofomania et L. Bouro.*

*Mes amis et collègues : Mohamed El Khadi, Monçef Kadi et Alexandre Eingelstein pour nos discussions scientifiques, ainsi que pour nos conflits pendant les simulations.  
Mes amis : Krunoslav, Alex, Vincent, Stan, Marilyne, Seb, Mohammad-Reza, Magalie, Sandrine.*

*Les familles Banc et Girard pour leur soutien et leur affection.*

*Mes parents.*

*My endless love Christophe.*