



**HAL**  
open science

# Amélioration du traitement amont de pixels térahertz, monolithiquement intégrés en technologie CMOS, pour des systèmes d'imagerie en temps réel

Nicolas Monnier

► **To cite this version:**

Nicolas Monnier. Amélioration du traitement amont de pixels térahertz, monolithiquement intégrés en technologie CMOS, pour des systèmes d'imagerie en temps réel. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Ecole nationale supérieure Mines-Télécom Atlantique, 2018. Français. NNT : 2018IMTA0070 . tel-02011564

**HAL Id: tel-02011564**

**<https://theses.hal.science/tel-02011564>**

Submitted on 8 Feb 2019

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

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

# THESE DE DOCTORAT DE

L'ÉCOLE NATIONALE SUPERIEURE MINES-TELECOM ATLANTIQUE  
BRETAGNE PAYS DE LA LOIRE - IMT ATLANTIQUE  
COMUE UNIVERSITE BRETAGNE LOIRE

ECOLE DOCTORALE N° 601  
*Mathématiques et Sciences et Technologies  
de l'Information et de la Communication*  
Spécialité : Electronique

Par

**Nicolas MONNIER**

**« Améliorations du traitement amont de pixels térahertz,  
monolithiquement intégrés en technologie CMOS, pour des  
systèmes d'imagerie en temps réel »**

« Improvements on front-end terahertz pixels, monolithically integrated in CMOS technology, for real time imaging systems »

**Thèse présentée et soutenue à IMT Atlantique – Campus de Brest, le 19 janvier 2018**

**Unité de recherche : Laboratoire Lab-STICC**

**Thèse N° : 2018IMTA0070**

## Composition du Jury :

|                      |                                       |  |
|----------------------|---------------------------------------|--|
| Président :          | Daniela DRAGOMIRESCU                  | Professeur des universités, Laboratoire LAAS - Toulouse  |
| Rapporteurs :        | Andreas KAISER<br>Cyril LUXEY         | Directeur de recherche, IEMN - Lille<br>Professeur des universités, IUT Nice Côte d'Azur - Valbonne        |
| Examineurs :         | Jean-Alain NICOLAS<br>François GALLEE | Ingénieur-Chercheur, Commissariat à l'Énergie Atomique - Grenoble<br>Maître de conférences, IMT Atlantique |
| Directeur de thèse : | Michel NEY                            | Professeur, IMT Atlantique   |

## Invité

|               |   |
|---------------|---|
| Gilles Sicard | Ingénieur-Chercheur, Commissariat à l'Énergie Atomique - Grenoble |
|---------------|---|



## Remerciements

Je tiens à remercier tout particulièrement mes encadrant et co-encadrant du laboratoire L3i du CEA Leti, Jean-Alain Nicolas et Gilles Sicard de m'avoir grandement aidé et orienté durant ces trois années. Merci à eux pour la méthodologie de travail qu'ils ont pu m'apporter, pour nos discussions fructueuses, ainsi que pour le temps passé avec moi. Enfin je tiens à les remercier pour leur grande gentillesse et leur grande générosité. Je tiens à remercier mes directeur et co-encadrant de thèse de l'IMT Atlantique, respectivement Michel Ney et François Gallée pour toute l'aide apportée durant la thèse, les explications et l'ensemble des discussions au sujet des antennes ainsi que pour l'ensemble du temps qu'ils m'ont consacré eux aussi.

Je souhaiterais aussi remercier grandement l'ensemble des membres du laboratoire L3i du CEA Leti pour leur chaleureux accueil durant ces trois dernières années. Merci au chef du laboratoire Fabrice Guellec de m'avoir permis de travailler avec l'ensemble de l'équipe et à Michael Tchagaspanian de m'avoir accueilli pour cette thèse. Je tiens particulièrement à remercier Bertrand Dupont, Margaux Vigier, Laurent Millet et Arnaud Verdant pour toute leur aide et leur gentillesse. Merci à Jean-Pierre Rostaing, Guillaume Moritz et François Ayel pour les heures de travail que l'on a passées ensemble et les compétences qu'ils m'ont aidées à développer lors de la conception et du test du circuit réalisé au cours de cette thèse. Merci à l'ensemble des thésards et amis au sein du département pour ces moments passés ensemble, Amaury Nogier, Camille Dupoirion, Simon Eemberger, Wissam Benjilali, Benjamin Caillat, Anthony Goavec. Merci à tous ceux qui ont partagé avec moi ces trois dernières années au sein du département DACLE du CEA Leti et que je n'ai pas cités ici.

Je tiens aussi à signifier ma gratitude à l'égard de toutes les personnes avec qui j'ai pu travailler au sein du département DOPT du CEA Leti et pour l'ensemble des compétences et méthodologies de caractérisation qu'ils m'ont apportées. Je pense tout particulièrement à Jérôme Meilhan mais aussi à François Simoens, Jonathan Oden, Antoine Hamelin, Jean-Louis Ouvrier-Bufferet et Laurent Dussopt.

Avant de finir, et non des moindres, je tiens à remercier l'ensemble de mes amis à Grenoble comme en région parisienne qui m'ont permis de décompresser et de vivre trois années supplémentaires très agréables à Grenoble. Merci à eux pour le soutien mais avant, tout d'être simplement présent. Je pense tout particulièrement à remercier ma petite-amie pour l'ensemble de ce qu'elle a fait pour moi.

Pour finir je tiens à exprimer mon immense gratitude à ma famille qui m'a toujours soutenue dans mes choix au cours de ma scolarité mais aussi dans ma vie, peu importe les doutes et les incertitudes. Merci tout particulièrement à mes parents pour l'ensemble de ce qu'ils ont fait pour moi tout au long de ces années et à ma grande sœur. Je suis très fier d'eux. Vraiment, merci.

# Table des matières

|   |     |
|---|-----|
| Remerciements .....   | iii |
| Publications .....  | vii |
| 1 Chapitre 1 Introduction.....  | 3   |
| 1.1 Science des ondes térahertz .....   | 3   |
| 1.1.1 La bande térahertz du spectre électromagnétique .....                           | 3   |
| 1.1.2 Les propriétés des ondes térahertz .....  | 4   |
| 1.2 Applications des ondes THz .....  | 6   |
| 1.2.1 La détection térahertz.....   | 6   |
| 1.2.2 Télécommunications térahertz.....   | 8   |
| 1.3 Sources et détecteurs térahertz .....   | 9   |
| 1.3.1 Sources.....  | 9   |
| 1.3.2 Détecteurs.....   | 11  |
| 1.4 Objectifs de cette thèse.....   | 14  |
| 1.5 Organisation de cette thèse.....  | 15  |
| 2 Chapitre 2 Détection THz par transistor à effet de champs .....                     | 17  |
| 2.1 La théorie des ondes plasma dans le canal.....                                    | 17  |
| 2.2 La théorie de l'auto-mélange résistif dans le canal .....                         | 20  |
| 2.2.1 Analyse quasi-statique.....   | 21  |
| 2.2.2 Analyse non quasi-statique.....   | 23  |
| 2.2.3 Montages de rectification THz par FET .....                                     | 24  |
| 2.3 Facteurs de mérites des détecteurs à base de FET .....                            | 25  |
| 2.3.1 La responsivité ( $R_{vi}$ ) .....  | 25  |
| 2.3.2 La puissance équivalente de bruit (ou NEP) .....                                | 27  |
| 2.3.3 Autre facteur de mérite : la puissance minimale détectable (MDP) .....          | 28  |
| 2.4 Amélioration des facteurs de mérite .....   | 29  |
| 2.4.1 Pistes d'amélioration de la responsivité .....                                  | 29  |
| 2.4.2 Pistes d'amélioration de la puissance équivalente de bruit .....                | 31  |
| 2.5 Principes d'acquisition d'images .....  | 34  |
| 2.5.1 Acquisition par balayage de trame .....   | 34  |
| 2.5.2 Acquisition matricielle en temps réel .....                                     | 36  |
| 2.6 Détecteurs et imageurs majeurs actuels en technologie CMOS .....                  | 36  |
| 2.7 Conclusion sur la détection THz par transistors FET et les gains potentiels ..... | 39  |
| 3 Chapitre 3 Développement et analyse du MOSFET de redressement THz.....              | 43  |
| 3.1 Transistors de redressement en technologie intégrée standard .....                | 43  |

---

|       |   |    |
|-------|---|----|
| 3.1.1 | Choix du type de dopage.....  | 43 |
| 3.1.2 | Le transistor nMOS standard .....   | 44 |
| 3.1.3 | Le transistor nMOS RF .....   | 44 |
| 3.1.4 | La longueur du canal du transistor.....   | 45 |
| 3.2   | Impédances du nMOSFET .....   | 45 |
| 3.2.1 | Banc de simulation sous Cadence .....   | 46 |
| 3.2.2 | $Z_{in,Det}$ en fonction de la fréquence THz et de la tension $V_G$ du nMOS standard.....                                     | 46 |
| 3.2.3 | $Z_{in,Det}$ en fonction de la fréquence THz et de la tension $V_G$ du nMOS RF .....  | 49 |
| 3.3   | Contributions en bruit du nMOSFET .....   | 52 |
| 3.3.1 | Densité de bruit en fonction de la fréquence de modulation $F_{MOD}$ et de la tension $V_G$ du nMOS standard .....            | 52 |
| 3.3.2 | Densité de bruit en fonction de la fréquence de modulation $F_{MOD}$ et de la tension $V_G$ du nMOS RF .....                  | 53 |
| 3.4   | Capacité de redressement des transistors nMOS.....  | 55 |
| 3.5   | Les contraintes de l'intégration.....   | 55 |
| 3.5.1 | La diode de protection des oxydes de grilles (Diode d'antenne) .....  | 56 |
| 3.5.2 | La polarisation électrique du nMOS redresseur et l'influence des résistances de grille ( $R_G$ ) et de source ( $R_S$ ) ..... | 59 |
| 3.5.3 | Isolation du substrat de silicium.....  | 64 |
| 3.6   | Discussion autour des validités des modèles .....   | 64 |
| 3.7   | Conclusions et choix .....  | 65 |
| 4     | Chapitre 4 Intégration d'antennes THz et optimisation de leur environnement .....   | 67 |
| 4.1   | Géométrie d'antennes de réception THz intégrées .....   | 67 |
| 4.1.1 | Co-conception avec le nMOSFET .....   | 67 |
| 4.1.2 | Les différentes géométries d'antenne étudiées .....   | 68 |
| 4.2   | Les contraintes de l'intégration.....   | 71 |
| 4.2.1 | Le substrat de silicium .....   | 71 |
| 4.2.2 | Les dimensions de l'empilement du procédé CMOS et la proximité de la chaîne lecture et de traitements.....                    | 72 |
| 4.2.3 | La densité métallique imposée.....  | 74 |
| 4.2.4 | Point de polarisation du MOSFET de redressement.....  | 75 |
| 4.3   | Eléments de solution avec les métasurfaces .....  | 76 |
| 4.4   | Les trois types d'environnements électromagnétiques mis en œuvre.....   | 78 |
| 4.5   | Simulations électromagnétiques des pixels THz à antenne de type <i>Bow-tie</i> ... ..   | 80 |

|       |  |     |
|-------|--|-----|
| 4.5.1 | Simulations du pixel THz seul, à antenne <i>Bow-tie</i> dans les 3 configurations .....      | 81  |
| 4.5.2 | Simulation par matrice de $3 \times 3$ pixels THz à antenne <i>Bow-tie</i> .....             | 83  |
| 4.6   | Simulations électromagnétiques des pixels THz à antenne de type <i>Loop</i> ...              | 86  |
| 4.6.1 | Simulations du pixel THz seul, à antenne <i>Loop</i> , dans les 3 configurations .....       | 86  |
| 4.6.2 | Simulation par matrice de $3 \times 3$ pixels THz à antenne <i>Loop</i> .....                | 89  |
| 4.7   | Simulations et caractérisations de la réponse de la métasurface implémentée .....            | 91  |
| 4.7.1 | Etude de la bande électromagnétique interdite de la métasurface.....                         | 91  |
| 4.7.2 | Etude de la haute impédance de la métasurface .....  | 96  |
| 4.8   | Discussion sur les comparaisons des résultats de rayonnements des cas EBG et GP.....         | 97  |
| 4.9   | Conclusion sur les choix retenus et l'apport des métasurfaces .....                          | 98  |
| 5     | Chapitre 5 Circuits et caractérisations de la détection THz à base de MOSFET .....           | 103 |
| 5.1   | Présentation du circuit ITHAC .....  | 103 |
| 5.1.1 | Description du pixel .....   | 103 |
| 5.1.2 | Description du circuit complet .....   | 107 |
| 5.2   | Caractérisation de pixels et matrices THz à base de FET .....                                | 110 |
| 5.2.1 | Présentation du banc de caractérisation .....  | 111 |
| 5.2.2 | Méthodologie de caractérisation et présentation des résultats pour TERAMOS .....             | 113 |
| 5.2.3 | Impossibilité de caractérisation du détecteur ITHAC à nMOSFET ...                            | 120 |
| 5.3   | Conclusions sur les caractérisations .....   | 121 |
| 6     | Chapitre 6 Conclusions et perspectives .....   | 123 |
|       | Références.....  | 127 |
|       | Annexe I Simulations de la capacité de redressement des transistors en technologie CMOS..... | 139 |
| A.1   | Redressement dans le cas du nMOS standard .....  | 139 |
| A.2   | Redressement dans le cas du nMOS RF .....  | 141 |
| A.3   | Pertinence du redressement THz observé .....   | 142 |

## Publications

**N. Monnier**, J.-A. Nicolas, A. Boukhayma, J.-P. Rostaing, G. Sicard, M. Ney, F. Gallée, “A 2D THz Si-MOSFET image sensor based on in-pixel demodulation: toward a fully integrated low-cost real-time THz imaging system” présenté à *8th Terahertz Days*, 2015.

F. Simoens, J. Meilhan, L. Dussopt, J.-A. Nicolas, **N. Monnier**, G. Sicard, A. Siligaris, B. Hiberty, “Uncooled Terahertz real-time imaging 2D arrays developed at LETI: present status and perspectives”, *Micro- and Nanotechnology Sensors, Systems, and Applications IX*, 2017, vol. 10194, p. 101942N.

**N. Monnier**, J.-P. Rostaing, G. Moritz, J.-A. Nicolas, G. Sicard, M. Ney, F. Gallée, “Study of CMOS THz pixels using different antenna geometries on metamaterial structures and in-pixel high-performances signal processing” présenté à *International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, IRMMW-THz*, 2017.

**N. Monnier**, J.-A. Nicolas, G. Sicard, F. Gallée, M. Ney, “Applications of artificial dielectric layers for the design of planar integrated antennas,” présenté à *International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, 2017.





# Partie I

## Introduction et Théorie



# 1 Chapitre 1

## Introduction

Ce premier chapitre a pour but de présenter le contexte, l'état de l'art et les informations intéressantes quant à la technologie térahertz. Les motivations de cette thèse y seront aussi détaillées. Dans un premier temps une mise en contexte et un tour d'horizon des ondes térahertz sera réalisé, avant de s'attarder sur les propriétés et ainsi les applications permises par ces dernières. S'en suivra une rapide présentation des différents types de sources et de détecteurs térahertz pour terminer sur les motivations originelles puis réorientées de cette thèse de doctorat.

### 1.1 Science des ondes térahertz

Au cours des deux derniers siècles de notre histoire, l'utilisation des différentes bandes spectrales du spectre électromagnétique (EM) a largement contribué à la modernisation de nos sociétés. La bande visible du spectre EM, dont les différentes longueurs d'ondes sont représentables sous forme de couleurs grâce à nos organes oculaires et notre traitement cérébral, ne représente qu'une partie infime de l'ensemble du spectre disponible. En effet, d'autres zones nettement plus vastes de ce spectre ont poussé les chercheurs, aux cours des décennies passées, à multiplier leurs efforts afin de les rendre exploitables. Ces bandes spectrales aux applications multiples, ont ainsi permis le développement des différents moyens de communication de la radio-télécommunication aux systèmes GSM et aux systèmes plus complexes de transmissions de données actuels, Wifi, 3G, 4G et bientôt 5G pour les fréquences plus basses que celles du visibles. Mais elles ont aussi participé au développement de notre compréhension et donc de notre utilisation de l'optique dans les différents domaines tels que les rayons X, les ultra-violets (UVs), les rayons Gammas pour les fréquences supérieures à la bande visible et des infrarouges (IRs) pour les fréquences inférieures à la bande visible. La très grande majorité du spectre ayant été rendu exploitable par les avancées technologiques, les différentes bandes spectrale ont été nommées et normées afin d'en réguler leur utilisation pour la plupart. Cependant une certaine bande du spectre électromagnétique a longtemps résisté aux chercheurs, à savoir la bande des fréquences térahertz.

#### 1.1.1 La bande térahertz du spectre électromagnétique

Les ondes Téraherz (THz) correspondent communément aux ondes du spectre électromagnétiques ayant une fréquence comprise entre 0,1 et 10 THz ( $1 \text{ THz} = 10^{12} \text{ Hz}$ ), voir Figure 1.1. Les anciennes technologies ne permettant pas la synthèse ni la détection de ces fréquences, elles ont longtemps été une barrière à l'exploitation complète du spectre électromagnétique. En langue anglaise cette région était communément nommée « terahertz gap » faisant référence à l'espace des applications laissé vacant par l'incapacité à exploiter la bande. C'est pourtant au cours du XIXème

siècle que les scientifiques ont commencé à s'intéresser à ce domaine de fréquences, ayant pour but de relier les domaines électriques et optiques des ondes en plus de la motivation exploratoire. Cette dualité électro-optique des ondes térahertz se retrouve dans les termes utilisés par Rubens en 1897 « rayonnement chaud des grandes longueurs d'ondes » [Rubens 1897], pour la vision optique d'une part et dans ceux utilisés par Nichols en 1923 « ondes électriques courtes » [Nichols 23], pour la vision électronique.

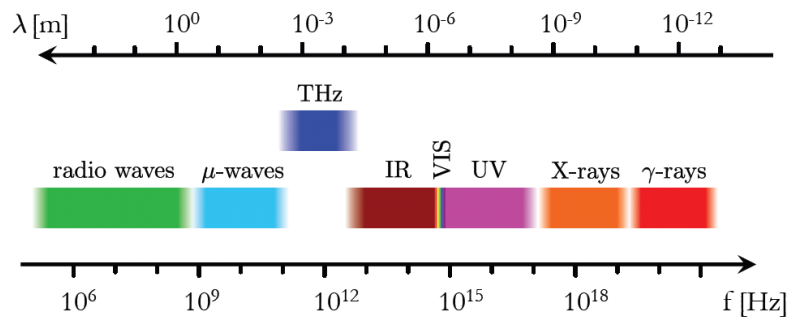


Figure 1.1 : Spectre électromagnétique avec positionnement de la bande THz. D'après [Schuster 11]

Au cours du XXème siècle les technologies n'ont fait que rendre de plus en plus accessible l'exploitation de ces fréquences. Ce sont les applications possibles par l'utilisation de cette bande qui incitent les scientifiques du monde entier à repousser les limites des technologies actuelles. En effet, les champs d'applications des rayonnements THz sont très vastes. Ils s'étendent de la télécommunication à la sécurité en passant par le médical et le test industriel. Ces derniers seront plus amplement détaillés dans la partie 1.2 à suivre.

### 1.1.2 Les propriétés des ondes térahertz

La bande de fréquence THz est donc actuellement non standardisée et non allouée et donc complètement libre d'utilisation au-delà de 275 GHz [ERC 16], d'où son attrait certain au vue de l'encombrement actuel du spectre fréquentiel. La bande communément considérée dans la littérature (0,1 – 10 THz), correspondant à des longueurs d'onde dans le vide allant de  $\lambda_0 = 30 \mu\text{m}$  à  $\lambda_0 = 3 \text{ mm}$ , recouvre en partie d'autres standards actuels tels que l'infrarouge ou les ondes millimétriques comme le montre le Tableau 1.1. Elle se situe entre la partie haute de la bande des ondes millimétrique (domaine de l'électronique) et l'infra-rouge lointain (domaine de l'optique).

| Bande de fréquence  | Fréquence (THz) | Longueur d'onde ( $\mu\text{m}$ ) | Energie photonique (meV) |
|---------------------|-----------------|-----------------------------------|--------------------------|
| Millimétriques      | 0,03 – 0,3      | 1000 – 10 000                     | 01 – 1,2                 |
| Sub-millimétriques  | 0,3 – 3         | 100 – 1000                        | 1,2 – 12                 |
| <b>Terahertz</b>    | 0,1 – 10        | 30 – 3000                         | 0,4 – 41,4               |
| Infrarouge lointain | 1,2 – 10        | 35 – 300                          | 5 – 41,4                 |

Tableau 1.1 : Définition des fréquences et longueurs d'ondes de la bande THz ainsi que des bandes adjacentes. D'après [Lee 09]

De par leur bande fréquentielle particulière et donc leurs longueurs d'onde, les ondes térahertz ont des propriétés uniques qui leur sont conférées par leur dualité électro-optique. En effet, parmi ces propriétés on retrouve leur très faible valeur énergétique photonique, inférieure à 0,05 eV, contrairement, par exemple, aux rayons X pouvant parfois atteindre le MeV. Ces ondes sont donc considérées comme non-dangereuses et non destructrices pour des expérimentations en milieux vivants. Tout comme les ondes millimétriques, les ondes THz sont capables de pénétrer certains matériaux fins et non conducteurs comme certains vêtements, plastiques, bois secs, verres etc. qui peuvent être opaques pour les gammes infrarouges ou visibles. Dues à leur plus petite longueur d'onde comparée aux ondes millimétriques, elles permettent une plus grande résolution spatiale. Ayant une plus grande longueur d'onde que l'infrarouge, elles sont moins sensibles à la dispersion en milieux chargés en particules et ont donc une meilleure pénétration dans des milieux du type poussiéreux.

Cette bande spectrale intéresse beaucoup au niveau des études moléculaires car c'est aux fréquences THz que certaines molécules, telles que l'eau, le dioxygène ou le carbone, ont une résonance rotationnelle ou vibratoire. Les molécules polaires, et donc particulièrement l'eau, absorbent fortement les ondes THz alors que ces dernières sont complètement réfléchies par les métaux. La vapeur d'eau naturellement présente en grande quantité dans l'atmosphère terrestre rend toute propagation THz relativement difficile, l'eau étant responsable d'une forte atténuation comme le montre la Figure 1.2. Les distances que peuvent parcourir ces ondes sur Terre sont donc relativement limitées et les applications exploitables dans cette gamme fréquentielle ne sont donc que de courte portée.

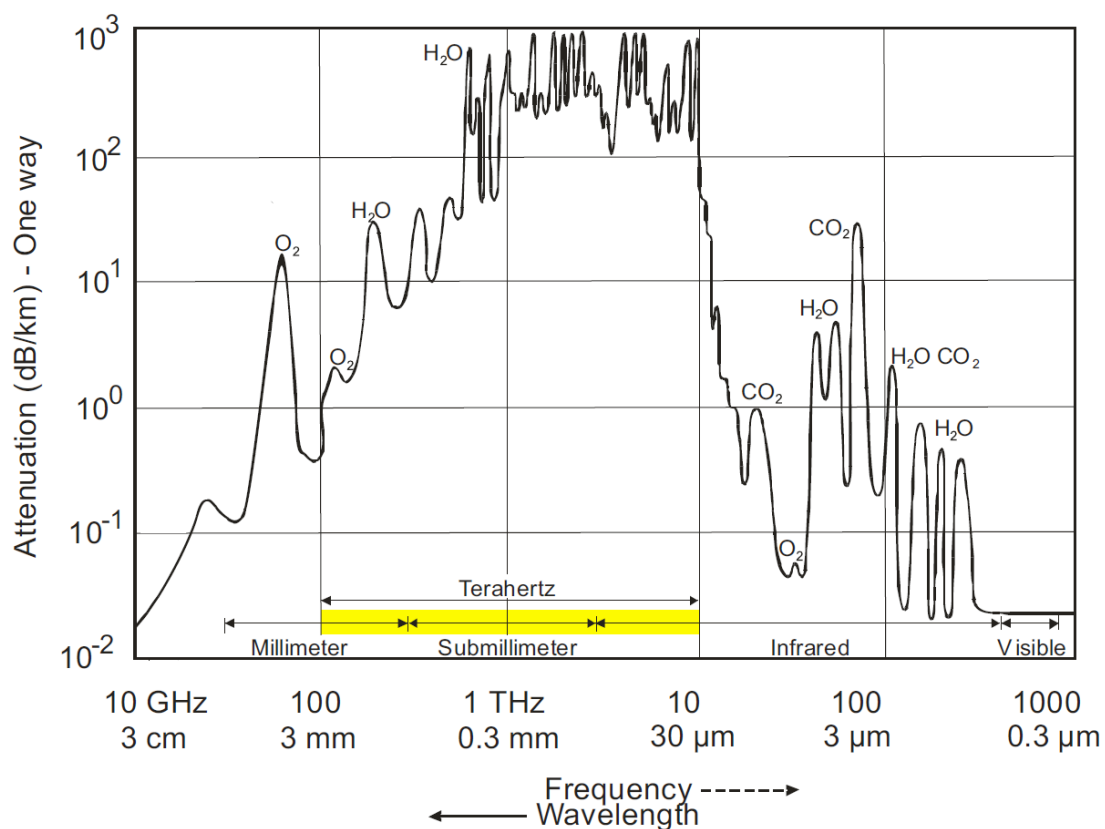


Figure 1.2 : Absorption atmosphérique en fonction de la longueur d'onde/fréquence au niveau de la mer, à 20°C et pour une humidité de 7,5 g/m<sup>3</sup>. D'après [Lettington 02, Sizov 09]

## 1.2 Applications des ondes THz

Les propriétés fondamentales des ondes THz présentées ci-dessus ouvrent la voie à de nombreuses applications dans des domaines aussi vastes que variés qui seront, pour leur majorité, présentés dans cette partie et peuvent se résumer sous deux grands axes qui sont la détection THz et les télécommunications THz. L'ensemble des possibilités poussent les recherches dans ce domaine, permettant ainsi la découverte de potentiels nouveaux domaines applicatifs.

### 1.2.1 La détection térahertz

- L'imagerie médicale

Le rayonnement THz étant très peu énergétique, elles ne présentent pas de risque du point de vue de leur utilisation en médecine in-vivo. En effet, contrairement aux rayons X, il n'y a alors plus de notion de dose à respecter. Les vibrations intermoléculaires de certaines biomolécules, de l'ADN, de protéines, de bactéries se situent dans cette gamme fréquentielle. C'est pourquoi l'utilisation de la spectroscopie THz dans le domaine temporel (THz-TDS) permettrait une plus grande connaissance de certains aspects du corps humain [Tonouchi 07] et donc une adaptation de traitements médicaux. Bien que ces ondes ne puissent pas pénétrer l'ensemble du corps humain, pour des causes multiples parmi lesquelles la trop forte absorption par l'eau présente dans notre corps, il semble possible de détecter certains cancers ex-vivo ou même pratiquer des études in-vivo [Taylor 15]. En effet, les tissus cancéreux ayant une plus forte concentration en eau que les tissus sains, ils absorbent plus fortement les ondes THz [Son 13]. Certaines analyses dans cette plage fréquentielle permettraient le diagnostic d'autres maladies comme celle d'Alzheimer. Sur des tranches de tissus cérébraux irradiés dans la gamme THz il est possible de différencier les différents composés du cerveau, voir Figure 1.3 (matière grise, blanche etc.) permettant éventuellement de diagnostiquer la maladie, et peut-être un jour, alors que les techniques d'imagerie s'améliorent, cette analyse pourra être réalisée in-vivo [Yeo 14]. Dû à leur teneur en eau particulière, il serait aussi possible de visualiser des brûlures de peau ou les premiers stades de caries présentes dans la dentition. Les propriétés de la sclérotique, membrane blanche autour de l'œil, peuvent être étudiées par une analyse TDS dépendant de la polarisation de l'onde [Shin 16]. Enfin, comme l'absorbance THz de l'eau sous forme de glace est plus faible que celle de l'eau liquide, l'imagerie d'échantillons gelés peut amener de nouvelles informations [Hoshina 09].

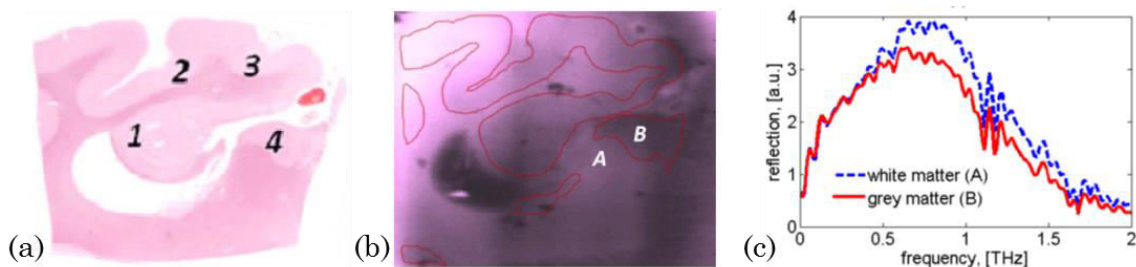


Figure 1.3 : (a) Micrographie du tissu cérébral avec la matière grise et blanche. (b) Image à 1,5 THz avec les frontières de la matière grise. (c) Spectre THz par réflexion de la matière grise et de la matière blanche pour deux emplacements différents dans l'échantillon (A et B dans l'image (b)). D'après [Yeo 14].

- Le test industriel

Au vu de leurs longueurs d'onde relativement faibles comparées aux ondes millimétriques, les ondes THz permettent la visualisation de structures internes dans les matériaux utilisés dans les procédés industriels (voir Figure 1.4). Ces méthodes de test industriel non destructif (NDT ou NDE en anglais) sont très intéressantes dans la visualisation d'éventuels dommages causés à une structure, par exemple par la chaleur [Redo-Sanchez 06] [Destic 16]. Dans l'industrie du semi-conducteur ces ondes peuvent aussi avoir un rôle à jouer puisqu'elles permettent une évaluation des propriétés du wafer [Tonouchi 07]. De par leur faible énergie, elles peuvent être utilisées dans des domaines tels que l'agriculture ou l'alimentaire pour, par exemple, évaluer des contenances en eau [Born 14].

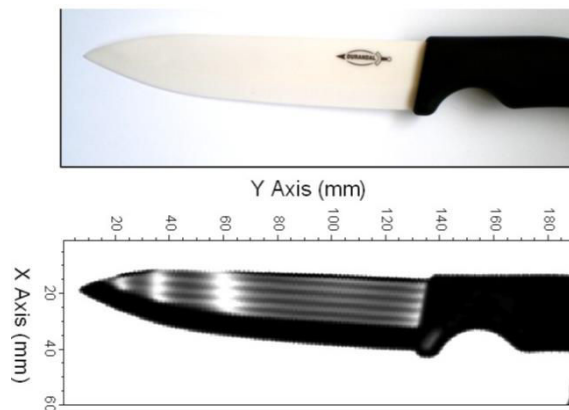


Figure 1.4 : (a) Image optique de la lame d'un couteau en céramique, (b) Image à 300 GHz, obtenue par balayage de trame, de cette même lame. La structure interne de la céramique devient alors visible. D'après [Schuster 11].

- La sécurité

C'est l'un des domaines qui crée le plus d'attente quant aux développements de l'imagerie des ondes THz tant les applications sont multiples. Elles peuvent être divisées en trois sous-domaines principaux. La première serait la scanographie de personnes, aux aéroports par exemple, afin de détecter des objets dangereux camouflés, donnant accès à la forme et à l'emplacement comparé aux portails magnétiques classiques. En effet, de par la réflexion complète sur les métaux, ces derniers sont facilement discernables même lorsque dissimulés sous des vêtements, comme le montre la Figure 1.5. Suite à un traitement d'image il est possible de détecter des armes en céramique tout comme celles en métal.

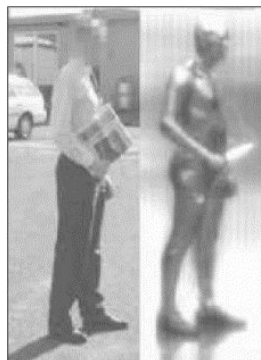


Figure 1.5 : Un homme cachant un couteau dans un journal. Gauche : photographie optique, droite : image micro-onde avec  $\text{freq}_{\text{THz}} < 100 \text{ GHz}$ . D'après QinetiQ [Coutaz 07].



Le second domaine lié à la sécurité concernerait la détection de substances interdites : drogues et explosifs tout particulièrement. Ces substances ont une réponse notable aux fréquences THz en transmission ou en réflexion : de par l'amplitude et l'emplacement fréquentiel de leurs raies d'absorption, il est possible de les discerner en plus de les détecter [Pohl 14]. La technique fréquemment employée étant celle de l'analyse du composé majoritaire (voir Figure 1.6).

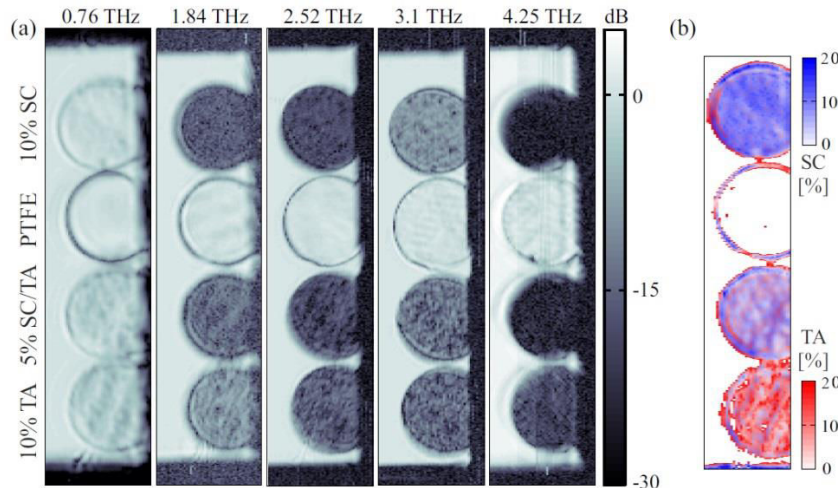


Figure 1.6 : (a) Imagerie multi-spectrale de substituts d'explosifs aux fréquences des raies des sources laser, (b) détermination des composants par « l'analyse du composant majoritaire » (PCA). D'après [Bauer 14].

Enfin, le dernier domaine d'application serait la détection de gaz de type mortels ou autres explosifs pour une utilisation militaire sur le champ de bataille ou en prévention d'attaques terroristes.

### 1.2.2 Télécommunications térahertz

Au cours des dernières années les débits de transferts de données en télécommunications ont suivi une augmentation fulgurante, la logique va donc dans le sens de l'exploitation des fréquences THz en tant que fréquence porteuse afin d'augmenter encore les vitesses de transfert et la bande passante, ceci permettrait la transmission de contenus lourds sans pour autant avoir à encoder puis à décoder l'information comme par exemple avec de la vidéo en résolution haute-définition. En effet les débits actuels déjà atteints, 32 Gbit/s sur 25m à 385 GHz [Latzel 16], permettent déjà d'imaginer les applications de télécommunications du futur. Cependant, et comme abordé précédemment, l'atmosphère terrestre absorbe une très grande partie des ondes THz due à sa forte concentration en vapeur d'eau. Cette atténuation peut être vue comme un inconvénient d'une part mais aussi comme un avantage d'autre part. En effet, cette faible proximité entre émetteur et récepteur THz permettrait ainsi une communication « plus sécurisée » : dans le cas d'une utilisation pour la transmission de données domestique, tel le Wifi par exemple, les connexions ne seraient possibles que dans un espace restreint (salle, chambre etc.) en fonction de la puissance de l'émetteur. De plus, là où cette limitation de distance entre moins en considération, hors de notre atmosphère, cela pourrait permettre une augmentation des débits de télécommunication entre satellites.

### 1.3 Sources et détecteurs térahertz

Afin de développer la recherche et l'ingénierie et donc de rendre exploitable les ondes THz, des sources ainsi que des détecteurs fonctionnant dans ces gammes de fréquences ont été développés. L'ensemble étant essentiel dans l'étude de l'onde elle-même, mais aussi dans son interaction avec les objets ou la matière à étudier. La partie ci-dessous a pour but de résumer les principaux types de sources et détecteurs actuellement utilisés.

#### 1.3.1 Sources

Dans le domaine THz, il existe principalement deux types de sources : les sources pulsées et les sources continues. Chacune d'entre elles n'apportant pas les mêmes contraintes et flexibilités d'utilisation. Les premières émettent une impulsion THz pouvant avoir un spectre très large et sont donc généralement plutôt large bande. Quant aux secondes, elles émettent généralement une seule fréquence en continue, elles sont donc bande étroite. Un tour d'horizon des deux domaines est présenté dans cette partie.

##### 1.3.1.1 Sources pulsées

Les sources pulsées sont généralement basées sur des lasers femtosecondes envoyant des impulsions optiques sur des composants tels qu'un cristal non-linéaire ou une antenne photoconductrice. Les matériaux de ces cristaux ou antennes sont minutieusement choisis en fonction de leurs propriétés physiques (concentration, vitesse des porteurs libres etc.). Suite à l'éclairement de l'impulsion optique, le cristal ou l'antenne réémet un signal THz souvent de très large bande (1 à 3 THz) [Schuster 11] comme présenté à la Figure 1.7. Ces sources sont souvent très encombrantes, du point de vue du volume occupé principalement pour le laser femtoseconde.

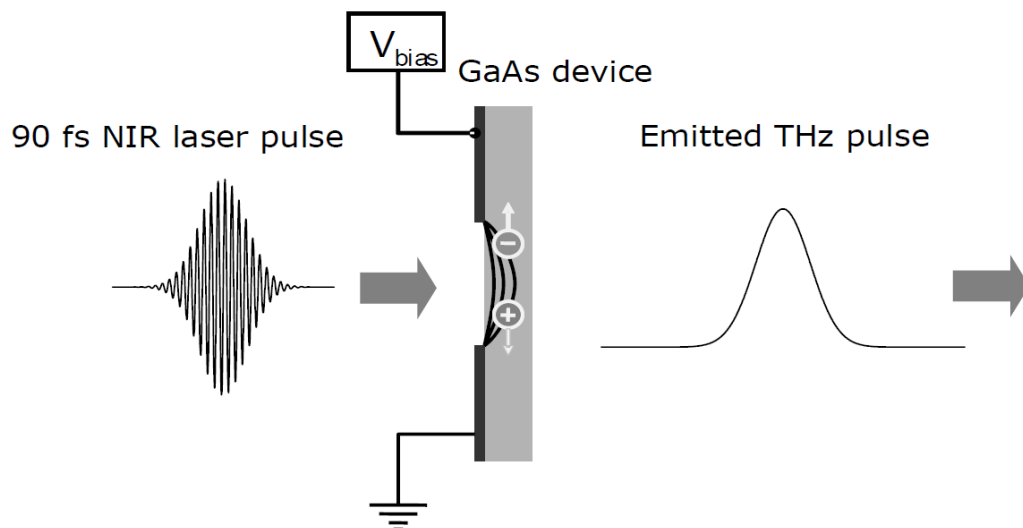


Figure 1.7 : Principe de génération d'une impulsion THz à partir d'un laser femtosecondes proche-infrarouge et d'un photoconducteur en arséniure de gallium (GaAs).  
D'après [Baker 05].

D'autres possibilités de créer des impulsions THz existent comme l'utilisation de lasers composé d'un cristal de germanium dopé « p » soumis un champ électrique à des températures cryogéniques.

### 1.3.1.2 Sources continues

Les sources THz continues sont quant à elle de types très variés. On y retrouve les sources basées sur les corps noirs, les oscillateurs à ondes inverses, les lasers à gaz émettant dans l'infrarouge lointain, les lasers à cascade quantique, les sources à photo-mélange et bien d'autres [Preu 11], [Feng 12], [Shumyatsky 11], [Schuster 11]. Le problème étant que toutes les sources citées ci-dessus sont des sources à mise en œuvre et/ou à encombrement conséquent. Il existe cependant deux autres types de sources plus adaptées à l'imagerie, qui est le domaine d'intérêt dans notre cas. Ces sources sont plus à même de permettre le suivi dans le temps de l'onde (absorption, réflexion etc.) en plus d'être plus adapté en termes de dimension. Ces sources sont des sources électroniques basées sur les oscillateurs électroniques à haute fréquence ou sur des faibles fréquences alimentant des chaînes multiplicatrices.

Les sources basées sur les chaînes multiplicatrices permettent d'atteindre les fréquences de la bande THz à partir de fréquences moins élevées par le moyen d'un ou plusieurs niveaux de multiplication. L'inconvénient étant que cette multiplication cause de nombreuses pertes. Ces sources utilisent souvent comme composant principal les diodes Schottky car les performances de ces dernières sont souvent reconnues comme les meilleures en technologies intégrés, de par leur simple modèle métal-oxyde. Cependant, bien d'autres sources sont basées sur d'autres types de diodes, dépendant de leur résistance différentielle négative (NDR) : les diodes Gunn basées sur les composés semi-conducteurs des familles III-V ; les diodes IMPATT et une de leur variantes, les diodes TUNNETT, basées sur le retard du temps de transit des porteurs de charge par respectivement le claquage par avalanche et le claquage par effet tunnel ; enfin les diodes RDT sont basées sur le concept d'alignement des niveau d'énergie dans un caisson quantique grâce à la tension de polarisation afin de contrôler le courant traversant. L'ensemble de ces diodes permettent de couvrir la bande sub-THz et émettent à des puissances inférieures à 20 dBm [Rieh 14]. D'autres technologies comme les transistors bipolaires à hétérojonction SiGe ou encore les technologies BiCMOS sont propices à la génération THz de par leur haute fréquence de coupure  $f_T|f_{\max}$ , comme présenté à la Figure 1.8. D'autres technologies non-basées sur silicium [Chattopadhyay 04], [Abbasi 09], ou au contraire entièrement en CMOS [Momeni 11a], [Momeni 11b] émettent respectivement dans la partie haute ou basse du spectre THz.

Enfin les sources basées sur les oscillateurs sont, quant à elles, développées à partir de technologies pour lesquelles la fréquence fondamentale de l'oscillateur est inférieure aux fréquences de coupure  $f_T|f_{\max}$  du transistor ou encore à partir de fréquences plus basses pour lesquelles l'utilisation d'oscillateurs harmonique permet l'extraction d'une harmonique d'ordre plus élevé [Sherry 13], comme présenté à la Figure 1.9. Avec les avancées technologiques, aussi bien en termes de matériaux utilisés que dans le dimensionnement des transistors, il est possible, aujourd'hui, d'obtenir des dispositifs fonctionnant dans la bande : 500 GHz – 1THz, souvent basés sur les familles III-V de semi-conducteurs.

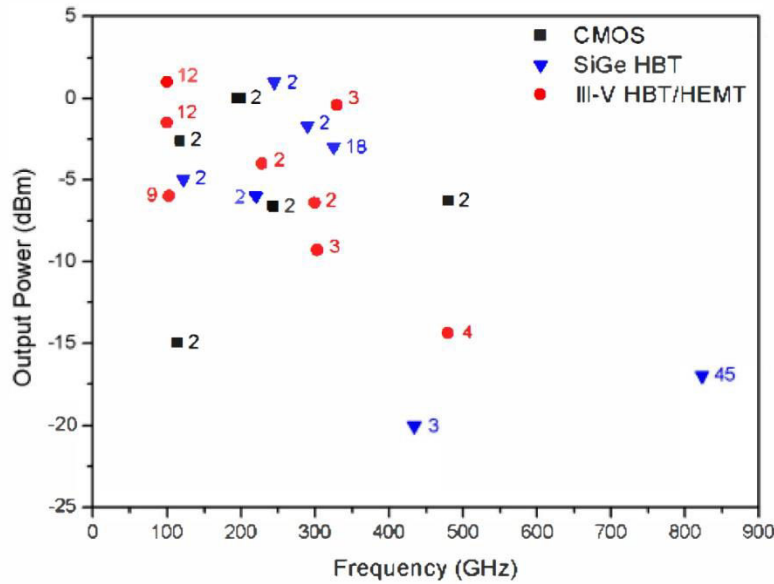


Figure 1.8 : Graphique présentant les différentes technologies reportées pour les sources à base de multiplieurs par leur puissance de sortie vs. leur fréquence de fonctionnement. Les nombres à côté des points dans le graphique représentent le nombre d'étages d'amplification employés. D'après [Rieh 14].

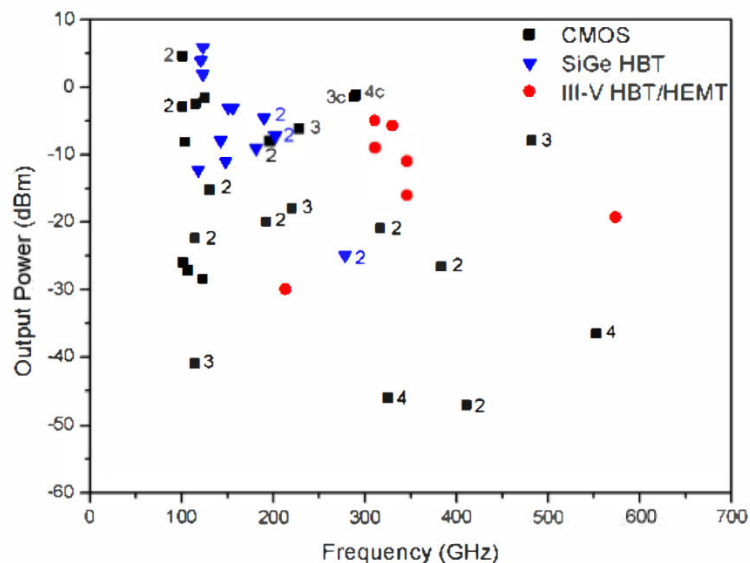


Figure 1.9 : Graphique présentant les différentes technologies reportées pour les sources à base d'oscillateurs par leur puissance de sortie vs. leur fréquence de fonctionnement. Les chiffres à côté des points dans le graphique représentent le nombre d'harmoniques de l'oscillateur. D'après [Rieh 14].

### 1.3.2 Détecteurs

Concernant les détecteurs térahertz, ces derniers peuvent être classés, tout comme les sources, en deux grandes catégories. On retrouve d'une part les détecteurs de types cohérents qui vont permettre un traitement lié à l'amplitude de l'onde THz incidente ainsi qu'à sa phase. D'autre part, on trouve les détecteurs de types directs donnant accès directement à l'amplitude (ou à une fonction de cette dernière) tout en perdant l'information de phase au moment de la réception de l'onde.

1.3.2.1 Détecteurs cohérents

Les détecteurs cohérents ont la faculté de permettre de retrouver la fréquence de la source afin d'avoir accès à l'information de phase de l'onde ayant traversée le chemin optique. Parmi ces détecteurs on retrouve donc :

**Les détecteurs THz hétérodynes.** Ces détecteurs permettent une conversion basse de la fréquence THz incidente en une fréquence intermédiaire, grâce à un oscillateur local. L'utilisation de mélangeurs passifs en technologie CMOS au-delà des fréquences de coupure de la technologie considérée ( $f_T|f_{max}$ ) permet une conversion directe en bande de base [Siligaris 15]. Cependant, ces systèmes nécessitent une grande puissance de l'oscillateur local dans le but de compenser les pertes liées à la conversion passive par transistor à effet de champs ou par diode Schottky. Ces dispositifs sont actifs à température ambiante. De plus, les systèmes étant réellement complexes, les pixels sont donc de taille conséquente, par exemple 1 mm de pas pixel pour une matrice de  $2 \times 2$  pixels [Guo 16]. Il n'est donc guère possible d'intégrer une matrice de détecteurs hétérodynes afin de faire de l'imagerie en temps réel. Il est néanmoins possible d'obtenir des images avec de bonnes sensibilités et avec l'information de profondeur (par l'intermédiaire de la phase) par balayage de trame, comme le montre les photos sur les Figure 1.10 et Figure 1.11.

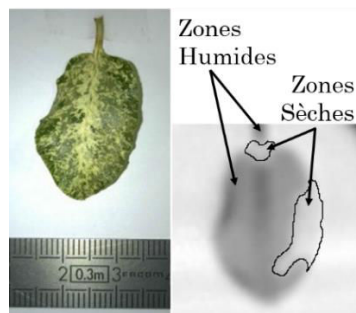


Figure 1.10 : Image d'une feuille d'arbre en rayonnement visuel et à 278 GHz. Les parties sombres sur l'image THz sont les parties de forte absorption de l'eau, quant aux parties claires se sont les parties où l'absorption d'eau est bien plus faible. D'après [Siligaris 15]

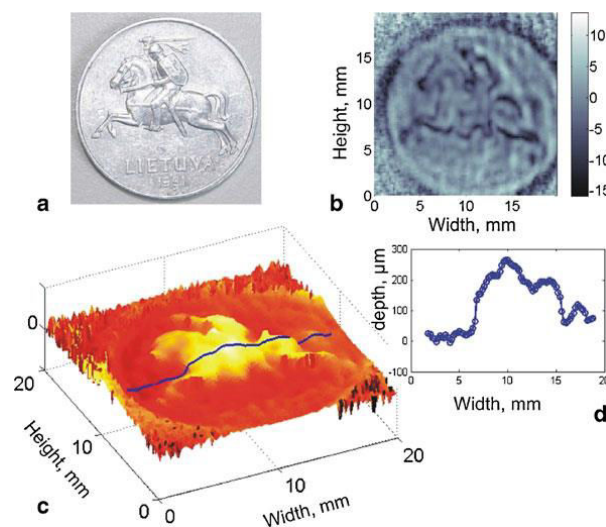


Figure 1.11 : Exemple de détection hétérodyne réalisée à 591,4 GHz en réflexion plan à plan. (a) Pièce de 2-cent lituanienne dans le visible. (b) Image de la puissance THz réfléchi. (c) Présente l'information de phase. (d) Profil de profondeur obtenu à partir de l'information de phase selon la ligne bleue tracées sur l'image (c). D'après [Lisauskas 14]

**Les détecteurs à échantillonnage électro-optique et commutation photoconductrice.** Ces détecteurs sont utilisés pour les études THz dans le domaine temporel à l'aide de cristaux non linéaires et d'antennes photoconductrices. Ils sont le procédé inverse de celui vu précédemment lors du paragraphe sur les sources THz pulsées (Partie 1.3.1.1). Ainsi, ils permettent la détection d'impulsions THz, phase et amplitude, avec des résolutions de l'ordre de la picoseconde [Schuster 11]. Il existe d'autres types de détecteurs basés sur le principe de photo-mélange permettant la détection de rayonnements THz continus, mais nous n'entrerons pas dans les détails ici.

### 1.3.2.2 Détecteurs directs

Les détecteurs THz directs sont appelés ainsi car ils permettent uniquement une lecture de l'amplitude ou de la puissance de l'onde THz incidente et sont généralement moins sensibles que ceux vu précédemment. On retrouve les principaux types de détecteurs suivants [Knap 13] [Schuster 11] [Rieh14] :

**Les détecteurs bolométriques.** Ces détecteurs, fréquemment utilisés dans l'imagerie infrarouge ou X sont basés sur le principe d'échauffement d'un matériau qui, avec le changement de température, voit sa résistance électrique modifiée par un effet thermoélectrique : ce dispositif est appelé thermistance. Cette résistance est ensuite lue électriquement afin d'avoir une image de la puissance de l'onde absorbée. Les matériaux absorbants utilisés sont fréquemment l'oxyde de vanadium ou le silicium amorphe. Il faut noter que les bolomètres ont cependant une réponse relativement lente aux variations de l'onde de par leur constante thermique. De plus, ils doivent bien souvent être utilisés à des températures cryogéniques afin d'optimiser leur sensibilité, ce qui les rend particulièrement encombrants. Il existe cependant des bolomètres fonctionnant à température ambiante ou encore des micro-bolomètres [Perenzoni 12], [Simoens 14], pour lesquels d'excellentes performances ont été atteintes en imagerie THz, comme le montre la Figure 1.12.

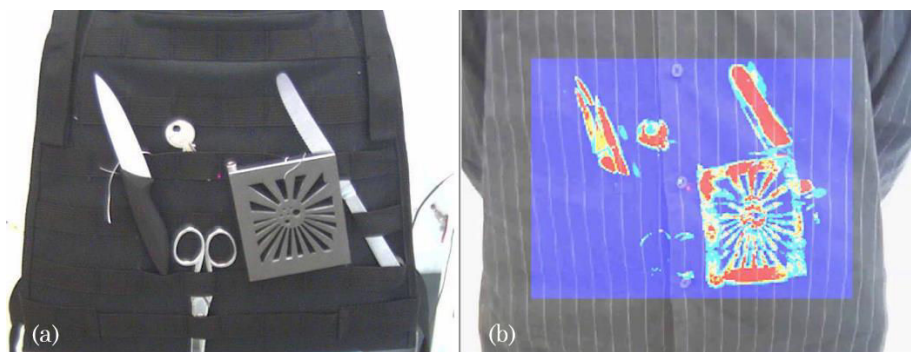


Figure 1.12 : (a) Image optique visible d'un set d'objets en métal. (b) Image THz du set d'objets métalliques scanné sur le tronc d'un humain. Le scan complet est obtenu en 10s. grâce à la matrice  $\mu$ bolométrique en format QVGA. D'après [Simoens 14b].

**Les cellules Golay.** Ces détecteurs opto-acoustiques sont basés sur le principe de la mesure de dilatation d'un gaz dans une chambre hermétique chauffée par l'intermédiaire d'une plaque métallique recevant le flux THz. Ces détecteurs sont très sensibles et opèrent sur une large bande (jusqu'à 30 THz) mais ont une réponse lente, due aux constantes thermiques, sont encombrants et lourds de mise en œuvre [Knap 13] [Schuster 11].

**Les détecteurs pyroélectriques.** Ces détecteurs sont basés sur des cristaux pyroélectriques ayant une polarisation électrique variante suivant la température. Pour que l'effet du cristal soit présent, l'onde THz doit être modulée. Cette modulation ne peut cependant rarement excéder 10 kHz. Ils disposent d'une large gamme de fonctionnement, jusqu'à 30 THz et d'une très bonne sensibilité, ayant un NEP de l'ordre de la centaine de  $\text{pW}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Comme tous les composants utilisant des constantes thermiques, ils ont une réponse lente aux variations du flux THz [Knap 13] [Schuster 11].

**Les détecteurs à base de diodes.** Ces détecteurs directs utilisent principalement les diodes à barrière Schottky (SBD). Les non-linéarités apportées par le composant permettent un mélange, pour la détection hétérodyne, ou une détection directe de l'onde THz. Ces détecteurs disposent de bandes de fonctionnement pouvant aller jusqu'à 2-3 THz, des responsivités entre la centaine et plusieurs kilovolt par watt et des NEP de l'ordre de la dizaine de  $\text{pW}/\sqrt{\text{Hz}}$  [Knap 13] [Rieh 14].

**Les détecteurs par transistors à effet de champ (FET).** Les détecteurs basés sur les transistors à effet de champs sont arrivés après la naissance de la théorie des ondes plasma dans le canal exposé par Dyakonov et Shur [Dyakonov 93] [Dyakonov 96] qui sera exposée plus en détails dans le Chapitre 2. Cette théorie vérifiée dès la fin des années 90 et début des années 2000 par l'expérience, expose que le transistor travaillant bien au-delà de ses fréquences  $f_T|f_{\text{max}}$  et correctement excité, permet la détection de flux THz par l'apparition d'une tension DC proportionnelle au carré de l'amplitude de l'onde incidente. Cette détection fonctionne sous différents régimes. Un des avantages majeur de cette solution est qu'elle est compatible avec les circuits de lecture et fonctions de traitement intégrées en technologie CMOS. L'ensemble, intégré avec l'antenne couplant le signal THz au transistor de redressement, permet le développement de matrices de pixels et donc de l'imagerie matricielle dans le plan focal en temps réel. Les avancées successives dans la recherche sur ces types de détecteurs ont permis d'atteindre des NEP de quelques  $\text{pW}/\sqrt{\text{Hz}}$  et des responsivités de l'ordre de la dizaine de  $\text{kV/W}$ .

## 1.4 Objectifs de cette thèse

Cette thèse s'appuie sur un circuit imageur THz précédent de  $31 \times 31$  pixels réalisé au sein du laboratoire d'accueil, le laboratoire L3i du CEA Leti. Cet imageur équipé d'une antenne de type papillon (*bow-tie*) connectée à un transistor MOS permettant la détection THz est déjà muni d'une chaîne de traitement du signal à hautes performances qui est incluse dans chaque pixel. Cette thèse a donc pour but le développement d'un meilleur couplage entre l'onde THz incidente et l'outil de détection qu'est le MOS de redressement afin d'optimiser le premier étage de la chaîne de traitement. Cette optimisation du couplage entre l'onde THz et le transistor par l'intermédiaire de l'antenne était antérieurement quelque peu négligée. Aborder cette thématique permet donc d'envisager un fort gain en termes de performances sur l'imageur global. L'ensemble doit être entièrement compatible avec une intégration monolithique en technologie CMOS standard à faible coût. Donc, aucune hybridation ou développement en technologie au-dessus du circuit intégrés, beaucoup plus onéreuses que la solution retenue, n'est envisagée. Le capteur en question doit être matriciel afin de développer l'acquisition en temps réel et donc un suivi instantané en

imagerie THz, De plus, l'ensemble doit fonctionner à température ambiante afin de réduire au maximum l'encombrement et donc d'en développer l'exploitabilité.

## 1.5 Organisation de cette thèse

Cette thèse est présentée en 5 chapitres qui suivent l'introduction. Elle est divisée comme suit :

**Chapitre 2** : Présentation de la détection THz directe par transistor à effet de champs. Cette présentation a pour but de donner une couverture de la naissance de la théorie des ondes plasma aux dernières avancées et imageurs du domaine. Seront abordées, les différentes théories décrivant la détections THz, les facteurs de mérites et leurs définitions servant à caractériser les imageur THz à base de FET et enfin les différentes techniques d'acquisition d'image.

**Chapitre 3** : Ce chapitre s'intéresse au choix du type de MOS pour la détection du signal THz. Les influences des différents paramètres ainsi que les possibilités offertes par une technologie intégrée standard. Les contraintes liées à l'intégration pour la détection des ondes THz seront aussi abordées.

**Chapitre 4** : Dans cette partie nous nous intéresseront aux simulations et intégration des antennes servant à capter le signal THz incident. Le choix de la géométrie, l'influence et les contraintes de l'intégration ainsi que la conception des antennes seront développées. Enfin une des solutions mise en œuvre dans le but d'optimiser les performances des antennes THz intégrées en technologie CMOS sera abordée.

**Chapitre 5** : Dans ce chapitre seront présentés dans un premier temps le contenu du pixel THz conçu complet et une présentation du circuit THz de  $15 \times 15$  pixels envoyé en fonderie. Dans un second temps, une méthodologie de mesure et de caractérisation sera présentée et appliquée à la caractérisation d'un imageur THz.

**Chapitre 6** : Dans cette partie une conclusion sur les développements et résultats sera apportée ainsi qu'une ouverture sur les perspectives et suites possible de l'étude menée durant cette thèse.





## 2 Chapitre 2

# Détection THz par transistor à effet de champs

Ce second chapitre a pour but de présenter en détails les ressorts de la détection des ondes THz par les transistors à effets de champs (abrégés FET en langue anglaise). Dans un premier temps seront présentées les théories qui ont donné naissance à l'étude de la détectabilité de ces ondes par les transistors en question. S'en suivront une présentation et explication des facteurs de mérites de ces détecteurs. Enfin les différentes méthodes d'acquisition d'image appliquée aux détecteurs à transistors FET seront abordées.

### 2.1 La théorie des ondes plasma dans le canal

C'est cette théorie, développée par Michael Dyakonov et Michael Shur durant les années 90 [Dyakonov 93] [Dyakonov 96], qui a donné naissance à l'étude, d'abord théorique puis pratique, de la détectabilité des ondes THz par les transistors à effet de champs. Cette théorie se base sur la description de la densité des porteurs de charges négatives dans le canal des FET comme d'un plasma d'électrons régit par les lois de l'écoulement de l'eau en milieu peu profond. D'où le nom alors communément donné de « théorie des ondes plasma » pour la description du phénomène.

MM. Dyakonov et Shur ont avancé la théorie selon laquelle les électrons du canal d'un FET peuvent donc être vus comme un gaz d'électrons et peuvent être analysés selon les lois et les équations de l'hydrodynamique de milieu aqueux et peu profonds. Les ondes plasmiques électroniques peuvent se déplacer à des vitesses proches de  $10^8$  cm/s ce qui est bien plus élevé que la vitesse de dérive d'un électron seul au sein du silicium. Cette propriété permet donc un fonctionnement du transistor bien au-dessus des fréquences  $f_T | f_{max}$ . Cette théorie est basée sur trois équations fondamentales, qui sont :

- La dépendance entre la densité surfacique de porteurs de charges ( $n_s$ ) avec la tension locale entre la grille et la source du FET :

$$n_s = C \frac{V_{grille-canal}(x) - V_{th}}{e}, \quad (2.1)$$

avec :

$C$  : La capacité de grille surfacique, en [F].

$x$  : La distance depuis la source (lieu de création des oscillations), en [m].

$V_{th}$  : La tension de seuil du transistor, en [V].

$e$  : La charge de l'électron en valeur absolue avec  $q = -1,602 \times 10^{-19}C = -e$ .

- L'équation hydrodynamique du mouvement d'Euler

$$\frac{\partial v(x,t)}{\partial t} + v(x,t) \frac{\partial v(x,t)}{\partial x} + \frac{e}{m} \frac{\partial U(x,t)}{\partial x} + \frac{v(x,t)}{\tau} = 0, \quad (2.2)$$

avec :

$\frac{\partial U(x,t)}{\partial x}$  : Le champ électrique longitudinal le long du canal ( $U(x,t) = V_{\text{grille-canal}}(x,t) - V_{\text{th}}$ ), en [V/m].

$v(x,t)$  : La vitesse locale de l'électron, en [m/s].

$m$  : La masse de l'électron ( $m = 9,109 \times 10^{-31}$  kg).

$\tau$  : Le temps entre deux collisions de l'électron avec des impuretés ou des phonons ou temps de relaxation dynamique, en [s].

- L'équation de continuité

$$\frac{\partial U(x,t)}{\partial t} + \frac{\partial(U(x,t) \times v(x,t))}{\partial x} = 0. \quad (2.3)$$

Le détail du développement de ces équations permettant d'expliquer, grâce à la théorie des ondes plasma, la réponse du FET aux excitations THz est donnée en détails dans les références [Dyakonov 96], [Knap 02a], [Knap 02b] et [Knap 09]. Le but ici n'est pas de redémontrer ces dernières. Au terme de cette démonstration, il est montré que la tension  $\Delta U$  entre la source et le drain du FET est donnée par l'équation :

$$\Delta U = \frac{1}{4} \frac{U_a^2}{V_{gs}} \cdot f(\omega\tau, s\tau/L), \quad (2.4)$$

avec :

$U_a$  : L'amplitude de la tension induite par l'onde THz incidente :  $U_{\text{THz}} = U_a \cos(\omega t)$ . En [V].

$V_{gs}$  : L'excursion en tension DC entre la grille et la source, en [V].

$\omega$  : La pulsation THz en [rad/s].

$\tau$  : Le temps entre deux collisions des électrons, avec  $\tau = m\mu/e$ , en [s]

$\mu$  : La mobilité des porteurs dans le canal. Pour un Si-MOSFET :  $\mu \approx 300 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ .

$s$  : La vitesse de déplacement des ondes plasma, avec  $s = \sqrt{eU/m}$ , en [m/s]

$L$  : La longueur du transistor, en [m].

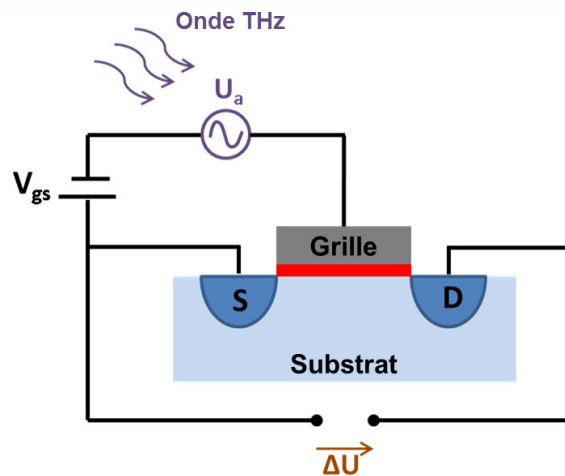


Figure 2.1 : Schéma de détection THz par un transistor MOS.  $V_{gs}$  : polarisation de la grille du transistor,  $U_a$  : amplitude de la tension induite par l'onde THz incidente,  $\Delta U$  : tension DC induite par la rectification du MOS

La fonction  $f(\omega\tau, s\tau/L)$  donne, suivant les valeurs de ses paramètres, des modes de détection différents [Dyakonov 96] [Knap 09] [Schuster 11]. Il est fréquemment posé :

- $Q = \omega\tau$ , le facteur de qualité déterminant le mode du régime de fonctionnement haute ou basse fréquence.
- $C = s\tau/L$ , une constante déterminant si le transistor est considéré comme un dispositif à canal court ou à canal long.

Il est donc possible d'avoir 4 régimes de détection décrits dans les Tableau 2.1 et Tableau 2.2. Ces différents régimes sont déterminés par la fréquence des ondes THz, la mobilité des porteurs dans le canal et la longueur du canal. Les deux premiers paramètres interviennent sur la rapidité de déplacement des porteurs dans le canal et déterminent le régime appelé haute ou basse fréquence. La longueur du transistor détermine si un amortissement ou au contraire une résonance des ondes THz a lieu dans le canal. Dans le cas du régime à hautes fréquences  $Q = \omega\tau \gg 1$ , décrit dans le Tableau 2.1, la longueur  $L$  va donc déterminer si les ondes THz sont amorties ou entrent en résonance sur la longueur totale du canal.

|                                  | Hautes fréquences : $Q = \omega\tau \gg 1$  |
|----------------------------------|---|
| $C = s\tau/L > 1$<br>Canal court | <b>Détection résonante</b><br>Le canal du FET agit comme une cavité résonante pour les ondes plasma qui forment alors une onde stationnaire |
| $C = s\tau/L < 1$<br>Canal long  | <b>Détection large bande avec un bon rendement</b><br>Les ondes plasma excitées à la source du FET sont amorties avant d'atteindre le drain |

Tableau 2.1 : Régimes de fonctionnement à haute fréquence (ou haute mobilité) de la rectification THz par FET en fonction de la longueur du canal.

Dans le cas du régime de fonctionnement basses fréquences ou avec une mobilité faible dans le canal, on a alors  $Q = \omega\tau \ll 1$ . Comme décrit dans le Tableau 2.2, l'amortissement est tellement élevé que les ondes plasma aux fréquences THz créées à la source disparaissent bien avant d'atteindre le drain : elles sont alors sur-amorties à l'instar des oscillations dans un circuit RC. La condition de longueur de canal change alors : il apparait dans ce cas une longueur critique, notée  $l_c$ , de disparition des oscillations. Cette longueur est définie par :

$$l_c = s\sqrt{2\tau/\omega} = \sqrt{2\mu U/\omega}. \quad (2.5)$$

|                             | Basses fréquences : $Q = \omega\tau \ll 1$   |
|-----------------------------|--|
| $L \leq l_c$<br>Canal court | <b>Détection large bande avec un mauvais rendement</b><br>L'excitation AC est alors presque uniforme dans le canal. Une faible tension DC est observable entre la source et le drain mais de valeur très faible comparée aux cas $L \gg l_c$ . (On est alors dans le cas quasi-statique de la théorie du mélange résistif abordé partie 2.2.1) |
| $L \gg l_c$<br>Canal long   | <b>Détection large bande avec un relativement bon rendement</b><br>L'excitation AC s'affaiblit en quelques $l_c$ et la tension DC ( $U_{DC}(x)$ ) augmente exponentiellement avec la distance $x$ de la source   |

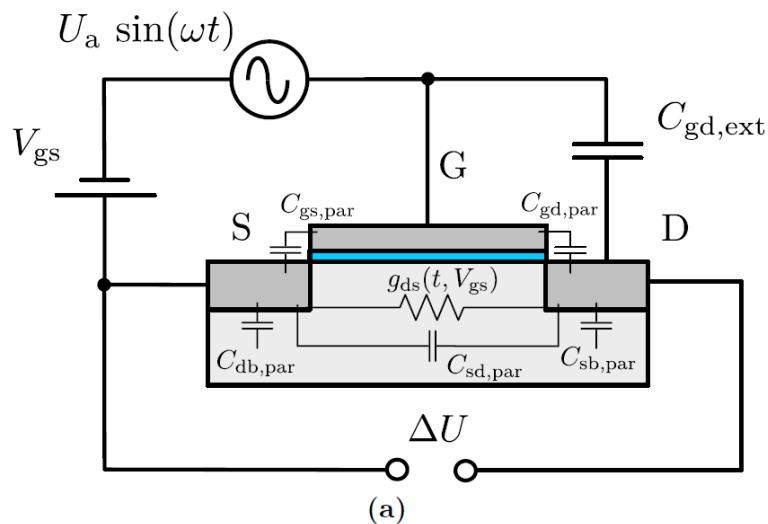
Tableau 2.2 : Régimes de fonctionnement basse fréquence (ou faible mobilité) de la rectification THz par FET en fonction de la longueur du canal par rapport à la longueur  $l_c$ .

Les mobilités des porteurs de charges dans le silicium (Si) à températures ambiante ( $\mu_{\text{Si},300\text{K}} \approx 300 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ ) sont faibles comparées à celles des transistors à haute mobilité, type HEMT refroidi ( $\mu_{\text{AlGaAs/GaAs},77\text{K}} \approx 300\,000 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ ). Ces dernières permettant de réaliser une détection THz résonante [Dyakonov 96]. Ces considérations orientent notre étude sur les transistors de type MOSFET en régime de fonctionnement basse fréquence et à canaux longs afin d'optimiser le rendement de détection. De plus, pour un transistor de type MOSFET classique, la longueur critique de disparitions des oscillations se trouve entre 30 et 300 nm dépendant de la fréquence des ondes THz considérées et du temps entre deux collisions  $\tau$  [Knap 13]. Il est classique de prendre une longueur de canal  $L$  de l'ordre de  $3l_c$ .

La première démonstration par l'expérience de détection sub-THz à température ambiante fut exposée par le groupe de travail Knap et al. [Knap 04], illustrant ainsi la véracité de la théorie de MM. Dyakonov & Shur. Plus tard, Tauk et al. ont démontré que ces détecteurs pouvaient atteindre des valeurs de NEP aussi faibles que  $100 \text{ pW}/\sqrt{\text{Hz}}$  à température ambiante [Tauk 06]. Ces détecteurs entrent alors en compétition avec les détecteurs THz classiques à température ambiante tout en offrant les avantages de l'intégration et de la maturité de la technologie.

## 2.2 La théorie de l'auto-mélange résistif dans le canal

Dans le cas de la détection non-résonante une autre théorie, initiée par les groupes de travail d'U. R. Pfeiffer et H. Roskos, a vu le jour [Ojefors 09a] [Ojefors 09b] [Lisauskas 09]. Cette théorie est basée sur le phénomène d'auto-mélange résistif au sein du transistor FET. Ce phénomène doit être décrit de deux manières différentes suivant la fréquence de fonctionnement ou la longueur du transistor, comme pour la théorie des ondes plasma, afin de tenir compte des effets de propagation entrant en jeu. Une analyse quasi-statique pour les faibles fréquences ou les transistors de très petite longueur et une analyse non quasi-statique pour les cas de fréquence THz élevée ou de transistors à canaux longs, afin de décrire les phénomènes de propagation dans le canal par un ensemble de phénomènes localement quasi-statiques. Les deux modélisations du transistor sont montrées à la Figure 2.2.



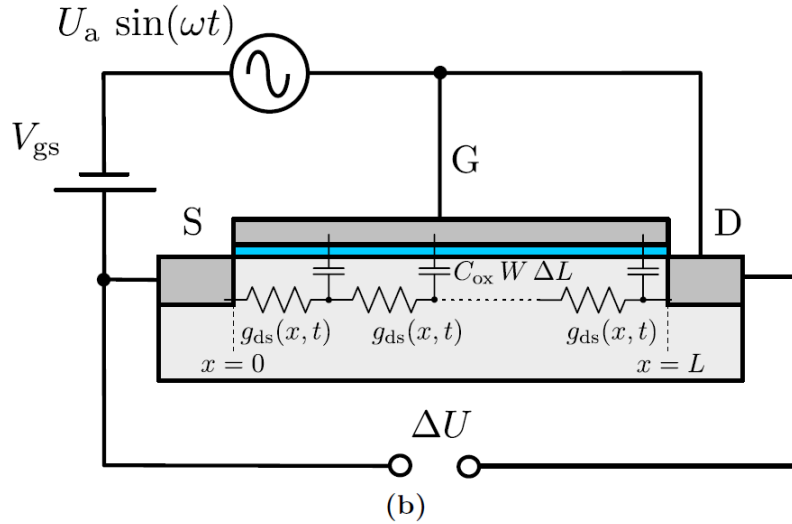


Figure 2.2 : (a) Schéma de la configuration d'auto-mélange résistif, avec transport de charge quasi-statique sur la longueur du canal, comprenant les capacités parasites connues du transistor et une capacité extérieure  $C_{gd}$ . (b) Schéma de la configuration non quasi-statique de transport du charge sur la longueur du canal, pour laquelle des distributions d'auto-mélange résistif sont modélisées à l'aide de circuit RC. D'après [Schuster 11]

### 2.2.1 Analyse quasi-statique

Cette analyse est valable à basses fréquences (fréquences inférieures à la fréquence de transition ( $f_T$ ) du transistor pour laquelle le gain en courant de ce dernier vaut 1) ou pour des valeurs faibles de longueur de transistor : inférieures à la longueur critique  $l_c$  vue dans la partie 2.1. Dans ce cas, le canal du transistor est considéré dans un état quasi-statique : la densité de porteurs de charges entre le drain et la source est uniforme et le transistor peut être décrit par ses équations habituelles. En effet, les variations de tensions aux terminaux du transistor sont alors suffisamment lentes pour que les charges du canal suivent ces variations instantanément et ceci à toutes les positions (axe  $x$  sur la Figure 2.2.b). Les équations comportementales du transistor peuvent alors s'écrire, en région ohmique :

$$i_{DS}(t) = \frac{W}{L} \mu C_{ox} \left[ v_{GS}(t) \cdot v_{DS}(t) - V_{TH} \cdot v_{DS}(t) - \frac{v_{DS}(t)^2}{2} \right], \quad (2.6)$$

avec :

$W$  et  $L$  : Les dimensions respectives de largeur et de longueur du canal du transistor, en [m].

$\mu$  : La mobilité des porteurs de charge dans le canal, en [ $\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$ ]

$C_{ox}$  : La capacité de l'oxyde de grille, en [F]

Et en région de saturation :

$$i_{DS}(t) = \frac{1}{2} \frac{W}{L} \mu C_{ox} [v_{GS}(t) - V_{TH}]^2 \cdot [1 + \lambda v_{DS}(t)], \quad (2.7)$$

avec :

$\lambda$  : Le paramètre de modulation de la longueur du canal.

Les équations (2.6) et (2.7) faisant intervenir des relations de multiplications de tensions ou des relations quadratiques, vont alors permettre le mélange nécessaire à la rectification. En effet, le phénomène ici est le même que celui utilisé en réception

hyperfréquences. Il est basé sur les relations de trigonométrie, dont un exemple est donné ci-dessous, qui découlent des relations d'Euler :

$$A\cos(a) \cdot B\cos(b) = \frac{A+B}{2} [\cos(a-b) + \cos(a+b)]^1. \quad (2.8)$$

En réception hyperfréquence hétérodyne, le signal d'un oscillateur local (LO) est ainsi multiplié, à l'aide d'un mélangeur, au signal RF capté par l'antenne et contenant le signal utile à démoduler. Ceci permet d'obtenir une translation de fréquence du signal reçu. A la sortie du mélangeur, on obtient deux fréquences intermédiaires (IF) : une fréquence à  $f_{RF} - f_{LO}$  et une autre à  $f_{RF} + f_{LO}$ . Dans notre cas, en plaçant une capacité de couplage  $C_{\text{couplage}}$  entre deux terminaux du transistor (voir Figure 2.3), ou en réalisant un montage tels que présentés à la Figure 2.5, on amène le signal RF à se mélanger avec lui-même et entrer ainsi dans le cas de l'auto-mélange. Par analogie avec la démodulation RF classique, c'est comme si l'on plaçait le signal RF sur l'entrée RF et l'entrée LO du mélangeur simultanément. Suite à cet auto-mélange et la translation de fréquence ainsi engendrée, les fréquences intermédiaires obtenues seront donc  $f_{RF} - f_{RF} = 0$  Hz, d'où l'apparition d'un signal DC, et  $f_{RF} + f_{RF} = 2f_{RF}$ . Cette dernière fréquence sera filtrée automatiquement par les capacités parasites du circuit au vu de sa valeur très élevée.

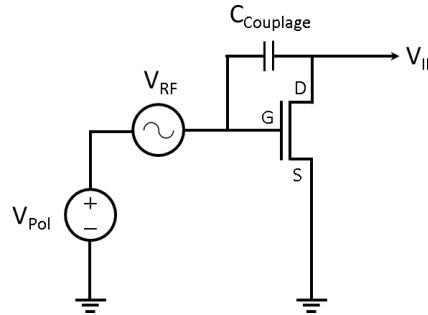


Figure 2.3 : Exemple de schéma de couplage et de rectification THz en auto-mélange.  $V_{Pol}$  : polarisation du transistor,  $V_{RF}$  : signal THz couplé au FET par l'antenne,  $V_{IF}$  : signal de sortie DC utile entre le drain et la source mise à la masse,  $C_{\text{Couplage}}$  : capacité de couplage AC entre la grille et le drain du FET.

Avec ce type de montage et à hautes fréquences, le potentiel AC du drain est le même que le potentiel AC de la grille. On a alors les relations suivantes :

$v_{DS}(t) = \widetilde{v}_{RF}(t)$  pour le cas d'un transistor dont aucune polarisation extérieure n'est imposée au drain et  $v_{GS}(t) = V_{Pol} + \widetilde{v}_{RF}(t)$ , avec :  $\widetilde{v}_{RF}(t) = V_{RF} \cdot \sin(\omega t)$ .

Le FET a une réponse optimale à une excitation THz une fois polarisé autour de sa tension de seuil  $V_{Pol} \approx V_{th}$ . Suivant le choix de son mode de fonctionnement, c'est-à-dire réponse en courant ou en tension, cette valeur optimale de polarisation varie autour de cette valeur de seuil [Ojefors 09b]. Pour un fonctionnement en tension il sera alors plutôt situé en zone de faible inversion (ou zone *subthreshold*) alors que pour un fonctionnement en courant il sera plutôt situé en zone de forte inversion comme le montre la Figure 2.4.

Si on fixe  $I_{DS}$  et  $V_{DS}$  la composante DC des courant et tension de drain engendrés par l'onde THz incidente et en développant les équations présentées ci-dessus [Sherry 13], on obtient les proportionnalités suivantes dans le cas d'un fonctionnement ohmique comme dans le cas d'un fonctionnement saturé :

<sup>1</sup> D'autres relations sont semblables pour la multiplication de sinus ou de cosinus et de sinus

$$I_{DS} = \frac{W}{L} \mu C_{ox} \frac{V_{RF}^2}{4} \propto P_{RF} \quad (2.9)$$

$$V_{DS} = \frac{I_{DS}}{G_{DS}} = \frac{V_{RF}^2}{4(V_G - V_{TH})} \propto P_{RF}, \quad (2.10)$$

avec :

$P_{RF}$  : La puissance du signal RF donc ici la puissance THz incidente, en [W].

$G_{DS}$  : La conductance drain-source du MOS, en [S]

$V_G$  : La tension de polarisation de la grille du MOS, en [V].

Il est alors aisé de comprendre les choix de montage retenus dans le but d'obtenir une tension ou un courant DC proportionnel à la puissance de l'onde THz incidente. Ces montages sont présentés Figure 2.5.

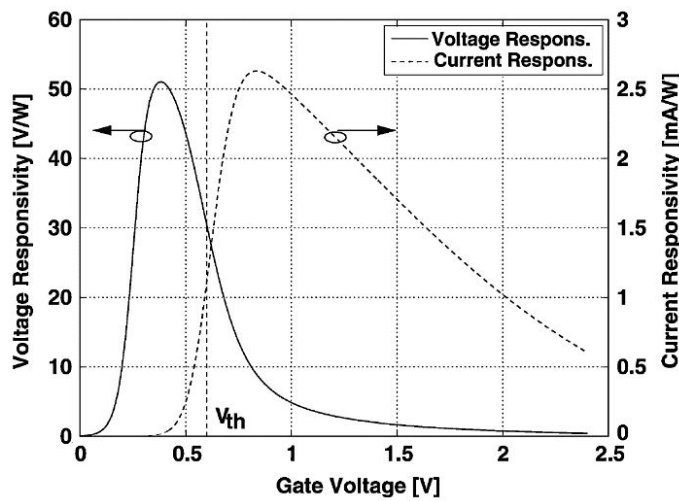


Figure 2.4 : Simulation, à l'aide du model BSIM3, de la dépendance de la responsivité en tension (courbe continue) et en courant (courbe en pointillée) avec la tension de polarisation de la grille. La tension de seuil  $V_{th}$  est indiquée par la droite verticale en pointillée. D'après [Ojefors 09b].

### 2.2.2 Analyse non quasi-statique

Dans le cas d'une exploitation du transistor MOS aux fréquences THz, l'inertie des porteurs de charges au sein du canal doit être prise en compte et l'approximation du cas quasi-statique n'est donc plus valable. Dans cette analyse les variations de tensions aux bornes du transistor sont trop rapides, puisque engendrées par l'onde à la fréquence THz, pour être suivies par la densité de porteur dans le canal. Cette densité varie donc sur l'ensemble du canal et en particulier sur toute sa longueur. Le canal du transistor doit donc être modélisé par une multitude de portions infinitésimales de canal qui seront elles étudiées dans le cas quasi-statique (Figure 2.2.b). Les valeurs des paramètres du canal sont alors exprimées en unité de longueur et à l'aide des conditions aux limites, fixées par les polarisations extérieures, il est possible de résoudre numériquement les équations différentielles partielles qui régissent la rectification térahertz par le MOSFET.

La rectification THz est donc possible au sein du FET car elle est possible sur chacune des portions infinitésimales du FET en reprenant la théorie quasi-statique détaillée précédemment partie 2.2.1. De plus, la totalité de la longueur du canal n'a



pas à être entièrement utilisée pour arriver à ce résultat de rectification. Cependant, il est nécessaire de noter que la longueur du canal ne participant pas à la rectification ajoutera du bruit, dégradant ainsi la caractéristique de bruit de ce dernier. Des exemples de montages permettant de réaliser l'auto-mélange sont présentés dans la partie suivante et sont issus de l'étude présentée dans [Sherry 13].

### 2.2.3 Montages de rectification THz par FET

Du point de vue de la conception de circuit intégrés analogiques, il est extrêmement difficile de fournir un oscillateur local (LO) aux fréquences THz ou proche des fréquences THz dans le but d'obtenir une fréquence intermédiaire IF de l'ordre de quelques gigahertz. En détection hétérodyne, un tel LO permet alors un traitement analogique du signal à l'aide des blocs de traitements classiques tels que l'amplification et le filtrage dans la chaîne de lecture. En effet, la fréquence IF est inférieure aux fréquences  $f_T | f_{max}$  des transistors utilisés dans ces blocs. Le principal point bloquant avec ce type d'oscillateur, en plus de sa consommation élevée, est sa surface de silicium occupée. Le rendant incompatible avec notre recherche d'imagerie matricielle en temps réel. En effet, un tel oscillateur ne peut être intégré que sur des surfaces de l'ordre de grandeur d'une matrice de pixels elle-même. Il est donc illusoire de l'intégrer en bord de matrice ou au sein d'un pixel matricé. De ce fait, seul le cas de l'auto-mélange, et donc de la détection directe, est exploitable dans notre cas, pour fournir un signal de sortie DC. Les montages présents sur la Figure 2.5 permettent théoriquement une rectification THz.

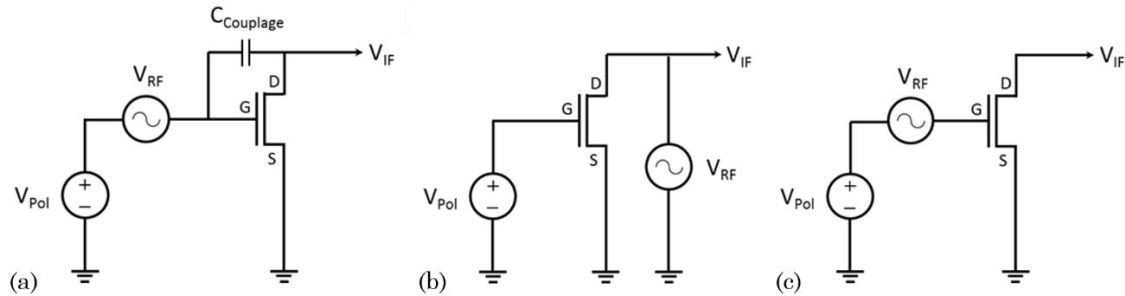


Figure 2.5 : Montages de rectification THz à base de FET. (a) Auto-mélange par couplage entre les tensions  $v_{GS}$  et  $v_{DS}$ . (b) Auto-mélange par la relation quadratique sur  $v_{DS}$ . (c) Auto-mélange pour un transistor en saturation, par la relation quadratique sur  $v_{GS}$ .

Dans le cas où le transistor est dans le régime ohmique et d'après (2.6) :

- Le terme  $v_{GS}(t) * v_{DS}(t)$  permet d'appliquer le signal THz entre la grille et la source ainsi qu'entre le drain et la source par l'intermédiaire de la capacité de couplage  $C_{Couplage}$ . Cas de la Figure 2.5.a ci-dessus.
- Le terme  $\frac{v_{DS}(t)^2}{2}$  permet d'appliquer le signal THz seulement entre le drain et la source du FET. Cas de la Figure 2.5.b ci-dessus.

Dans le cas où le transistor est en régime saturé et d'après (2.7) :

- Le terme  $[v_{GS}(t) - V_{TH}]^2$  permet d'effectuer l'auto-mélange en appliquant le signal THz seulement entre la grille et la source. Cas de la Figure 2.5.c ci-dessus. Cependant il faut noter que la capacité parasite grille-drain ( $C_{GD}$ ) du transistor va naturellement coupler le signal THz au niveau de la tension  $v_{DS}$  et nous permettre de nous retrouver dans le cas de la Figure 2.5.a.

## 2.3 Facteurs de mérites des détecteurs à base de FET

Afin de pouvoir comparer les différents détecteurs (cas du pixel unique) ou imageurs (cas du pixel matricé) THz reportés dans la littérature, des facteurs de mérite (FdM) permettant de caractériser les performances en gain et en bruit sont couramment utilisés. Ces facteurs de mérite particuliers s'ajoutent aux plus classiques considérations de la surface de silicium occupée par le pixel et de sa consommation. Les deux FdM principalement utilisés sont la responsivité ( $R_{vi}$ ) et la puissance équivalente en bruit (fréquemment énoncée et notée Noise Equivalent Power : NEP dans la littérature).

### 2.3.1 La responsivité ( $R_{vi}$ )

#### 2.3.1.1 Définitions

La responsivité, notée  $R_{vi_V}$  ou  $R_{vi_A}$ , définit le gain en tension ou en courant par rapport à la puissance incidente d'un détecteur. Elle mesure la valeur en tension ou en courant que le détecteur est capable de fournir en sortie du dispositif pour une certaine valeur de puissance THz en entrée. Elle s'exprime donc en [V/W] ou en [A/W] suivant la grandeur de sortie considérée.

- Dans le cas d'un détecteur unique, la responsivité sera donc définie comme suit :

$$R_{vi_V} = \frac{V_{out}}{P_{in}} \quad (2.11)$$

$$R_{vi_A} = \frac{I_{out}}{P_{in}}, \quad (2.12)$$

avec :

$V_{out}$  : La tension de sortie délivrée par le détecteur, en [V].

$I_{out}$  : Le courant de sortie délivré par le détecteur, en [A].

$P_{in}$  : La puissance de l'onde THz incidente, en [W].

- Dans le cas où une matrice de pixels est considérée, chaque pixel renvoie une tension ou un courant, lié à la puissance THz reçue par ce pixel. La définition précédente devient alors :

$$R_{vi_V} = \frac{\sum_i V_{out,i}}{P_{in}} \quad (2.13)$$

$$R_{vi_A} = \frac{\sum_i I_{out,i}}{P_{in}}, \quad (2.14)$$

avec :

$i$  : L'indice de la somme de l'ensemble des pixels de la matrice considérée.

$V_{out,i}$  et  $I_{out,i}$  : Respectivement les sorties en tension ou en courant du pixel  $i$  considéré, respectivement en [V] et [A].

### 2.3.1.2 Mesures et discussions

Il est nécessaire de noter que la valeur de la puissance incidente ( $P_{in}$ ) n'est pas aisément obtenue, surtout dans le cas d'un détecteur ou d'un pixel THz unique. En effet dans ce cas, il est dans un premier temps nécessaire de mesurer la puissance THz total à l'aide d'un appareil adéquat et dans le plan focal du détecteur (voir partie 2.5). Un détecteur pyroélectrique, ayant la fréquence du signal THz considéré dans sa bande passante d'utilisation, est un bon candidat pour cette mesure. Mais il est aussi nécessaire de connaître la taille du spot THz afin d'en déduire la puissance surfacique. De plus, la répartition de la puissance optique sur le spot THz est bien souvent gaussienne et donc non uniforme, rendant un calcul rigoureux encore plus difficile. Enfin une fois la puissance surfacique obtenue, il faut tenir compte de la surface effective de l'antenne captant le signal THz et le conduisant au MOSFET rectificateur. La surface effective de l'antenne peut être obtenue par simulation à l'aide des outils de simulations électromagnétiques habituels, ou calculée à l'aide de la mesure de sa directivité suivant la formule suivante [Al Hadi 12] [Ali 15] :

$$A_{eff} = \frac{D_{RX}\lambda^2}{4\pi}, \quad (2.15)$$

avec :

$A_{eff}$  : La surface effective maximum de l'antenne, en  $[m^2]$ .

$D_{RX}$  : La directivité de l'antenne réceptrice du signal THz.

$\lambda$  : La longueur d'onde de la fréquence THz considérée, en  $[m]$ .

La puissance incidente  $P_{in}$  est alors la puissance surfacique multipliée par la surface effective de l'antenne :  $P_{in} = P_{surfacique}A_{eff}$

Dans le cas considéré d'une matrice de pixels, la puissance incidente  $P_{in}$  est la puissance totale du spot THz, mesurée dans le cas où l'on s'assure que le spot en question est entièrement contenu dans la surface de la matrice. La puissance THz est alors répartie sur l'ensemble des pixels captant du signal et aucun autre calcul n'est alors nécessaire.

Enfin, suivant le banc de test considéré et la méthode d'acquisition, des artefacts peuvent apparaître sur l'onde THz elle-même. C'est le cas lorsque le banc optique utilisé est composé de miroirs et non de lentilles afin de propager le signal en définissant des points focaux et des éclairages parallèles (voir la partie 2.5) suivant la méthode d'acquisition utilisée ou le type de détecteur. Dans le cas de l'utilisation de miroirs, il apparait entre le capteur lui-même et le dernier miroir du trajet optique des ondes THz stationnaires. En effet les deux éléments étant métalliques ils vont tous deux réfléchir le signal THz de l'un sur l'autre. Ces ondes stationnaires font apparaître des ventres et des nœuds périodiques sur la puissance du signal selon l'axe optique. Afin d'être rigoureux il convient donc de moyennner, sur un certain nombre de positions définissant une période de cette onde stationnaire, la puissance reçue et la réponse du détecteur. Une fois ces grandeurs moyennées, alors la réponse du détecteur obtenue est affranchie des effets de cette onde stationnaire.

De plus, il est essentiel de noter que la définition de la responsivité dans le cas d'une matrice de pixels comme utilisée dans la littérature [Al Hadi 12] [Boukhayma 14] et présentée précédemment n'est pas des plus rigoureuse. En effet, connaissant la puissance incidente, comme énoncé ci-dessus, et la surface du spot THz, il serait plus rigoureux de sommer uniquement les réponses ( $V_{out}$  ou  $I_{out}$ ) des pixels éclairés par le

spot THz et non l'ensemble des pixels de la matrice comme présenté. Par la sommation de l'ensemble des pixels ne recevant pas de puissance THz, les tensions de bruit de ces derniers sont ajoutées aux tensions utiles des pixels recevant le signal THz et améliore donc le résultat de responsivité alors que le bruit dégrade la sensibilité mais n'améliore pas réellement la réponse du capteur. S'inspirant de [Oda 15], la nouvelle définition, plus rigoureuse, de la responsivité matricielle exprimée en tension est la suivante :

$$R_{vi_{V,seuil}} = \frac{\sum_{i \in [1, nb\_pixels\_total]}^{V_{out} > 4\sigma} V_{out,i}}{P_{THz,moy}}, \quad (2.16)$$

avec :

$P_{THz,moy}$  : La puissance THz correctement mesurée et moyennée sur une période stationnaire suivant l'axe optique, en [W].

$nb\_pixels\_total$  : Le nombre de pixels total composant la matrice THz.

$\sigma$  : La valeur de bruit RMS d'un pixel n'ayant pas reçu de signal THz, en [V].

Cette définition tient compte d'un seuil à  $V_{seuil} = 4\sigma$ , choisit arbitrairement, afin de différencier les pixels qui reçoivent du signal de ceux qui n'en reçoivent pas et ne devant donc pas participer au calcul de la responsivité.

### 2.3.2 La puissance équivalente de bruit (ou NEP)

La puissance équivalente de bruit (NEP) est définie comme la puissance THz nécessaire en entrée du détecteur pour obtenir un rapport signal sur bruit (SNR) en sortie d'une valeur de 1, pour une intégration sur une bande de sortie de 1 Hz. La puissance équivalente de bruit est une mesure de la sensibilité du détecteur. Le NEP s'exprime comme le quotient de la densité spectrale de bruit du détecteur (ou comme la variance de la tension de bruit [Sherry 13]) divisée par la responsivité exprimée en tension. Le NEP s'exprime alors en  $[W/\sqrt{Hz}]$  et comme vu précédemment avec la responsivité, on trouve une définition pour chaque fonctionnement du détecteur soit en tension :

$$NEP_V = \frac{V_{bruit}}{R_{vi_V}}, \quad (2.17)$$

ou en courant :

$$NEP_A = \frac{I_{bruit}}{R_{vi_A}}, \quad (2.18)$$

avec :

$V_{bruit}$  et  $I_{bruit}$  : respectivement les densités spectrales de bruit du détecteur THz en tension et en courant, respectivement en [V] et [A].

Dans notre cas, aucun potentiel n'est imposé au drain et donc aucun courant de polarisation imposé ne traverse le transistor (ce cas est souvent désigné par un fonctionnement en "transistor à froid"). Par conséquent, le bruit dominant est le bruit thermique, ou bruit de Johnson-Nyquist, généré par la résistance du canal dont la densité spectrale de bruit s'exprime comme suit à l'aide de la formule de Nyquist :

$$\overline{v_n^2} = 4k_B TR\Delta f, \quad (2.19)$$

avec :

$k_B$  : La constante de Boltzmann  $k_B = 1,38 \times 10^{-23} \text{ J.K}^{-1}$ .

$T$  : La température, en [K].

$\Delta f$  : La bande fréquentielle considérée, en [Hz].

$R$  : La résistance du canal, en [ $\Omega$ ].

Alors la puissance équivalente de bruit s'approxime comme suit pour la définition en tension :

$$NEP_V = \frac{\sqrt{4k_B T B R_{DS}}}{R_{vi_V}} \quad (2.20)$$

De même, pour la définition en courant :

$$NEP_A = \frac{\sqrt{4k_B T B / G_{DS}}}{R_{vi_A}} \quad (2.21)$$

Cependant cette définition ne prenant en compte que le bruit thermique, le bruit de Flicker (ou bruit en  $1/f$ ) est omis. Or, nous verrons par la suite (Partie 2.4.2) comment limiter l'importance de ce dernier dans la densité spectrale de puissance globale.

### 2.3.3 Autre facteur de mérite : la puissance minimale détectable (MDP)

La puissance minimale détectable, tout comme le NEP vu précédemment, est une mesure de la sensibilité du détecteur THz. En effet, la MDP est définie comme la puissance THz minimale qu'il faut fournir au détecteur ou imageur THz pour que le signal utile sorte du bruit donc que l'on ait un rapport signal sur bruit tel qu'au moins :  $SNR = 1$ . Plus fréquemment utilisée dans l'imagerie infrarouge, elle est définie comme suit [Oda 14] et s'exprime en [W] :

$$MDP_V = \frac{P_{in} \times V_{bruit_{RMS}}}{S_{tot}(n)} \quad (2.22)$$

avec :

$V_{bruit_{RMS}}$  : La tension de bruit RMS moyenne de l'ensemble de la matrice ou du capteur. Fréquemment notée  $\sigma$ . En [V].

$S_{tot}(n)$  : La somme des réponses des pixels ayant une réponse supérieure à un seuil déterminé arbitrairement (voir Partie 2.3.1.2). Pour cette définition la réponse sera en tension. En [V].

Comme pour les définitions des FdM précédemment présentées, il existe la même définition pour une expression en courant :

$$MDP_A = \frac{P_{in} \times I_{bruit_{RMS}}}{S_{tot}(n)} \quad (2.23)$$

Au vu des définitions de MDP ci-dessus, il est aisé de voir la forte dépendance entre les facteurs de mérite de NEP et de MDP. En effet, cette définition de la MDP, prenons l'exemple de celle exprimée en tension, peut être réécrite comme suit :

$$MDP_V = \frac{V_{bruit_{RMS}}}{R_{vi_V,seuil}} \quad (2.24)$$

Le rapport entre la somme  $S_{tot}(n)$ , telle que définie dans [Oda 14], et la puissance THz incidente est l'expression même de la responsivité donnée à l'équation (2.16).

On peut donc noter que la différence de définition entre la NEP et la MDP est donnée par l'expression du bruit. Pour la NEP c'est la densité spectrale de bruit moyenne qui est utilisée alors que pour la MDP c'est la valeur moyenne RMS du bruit. Cette différence se retrouve dans l'unité de ces facteurs de mérite, exprimée respectivement en  $[W/\sqrt{\text{Hz}}]$  et en  $[W]$ .

## 2.4 Amélioration des facteurs de mérite

Il existe bien des moyens d'améliorer les deux facteurs de mérite que sont la responsivité et la puissance équivalente de bruit d'un détecteur THz direct. Le but est de réduire le facteur de NEP ou de MDP afin d'augmenter la sensibilité du détecteur. De plus, on cherche à augmenter le facteur de responsivité pour obtenir un signal de sortie plus important.

### 2.4.1 Pistes d'amélioration de la responsivité

- L'asymétrie entre drain et source

Concernant la partie front-end de l'ensemble du pixel THz, le principe de détection repose sur la grandeur recueillie à sa sortie : la tension  $V_{DS}$  du transistor rectificateur. Or il a été montré qu'il est nécessaire d'augmenter l'asymétrie du transistor entre ses terminaux de drain et de source pour augmenter la responsivité du dispositif [Lü 01]. En effet plus les différences de conditions aux limites (en  $x = 0$  et  $x = L$  sur la Figure 2.2.b) du canal seront grandes, plus la différence de potentiel entre le drain et la source sera élevée. Cette asymétrie peut être augmentée de manière électrique ou géométrique.

L'asymétrie électrique peut être accrue en augmentant le courant de drain. Ce courant permet de créer un déséquilibre supplémentaire dans la densité de porteur de charges du canal. Ceci place le transistor dans un mode proche de la saturation le rendant plus sensible aux perturbations extérieures [Veksler 06]. Les valeurs des capacités de grille-source ( $C_{GS}$ ) et de grille-drain ( $C_{GD}$ ) ont aussi leur importance. Plus ces valeurs seront différentes et plus les conditions aux limites seront disparates dans le canal. Cette différence entre les deux capacités augmente avec la diminution de la polarisation de grille et avec l'augmentation de la tension de drain. De plus, résultat logique et connu, la saturation du courant de drain diminue avec la diminution de la polarisation de grille [Lü 01].

Une autre asymétrie électrique est présente de par les ondes THz créées au sein du canal. En effet, le choix de la longueur de grille ( $L$ ) du canal, égale à environ  $L \approx 3l_c$  comme expliqué dans la partie 2.1, permet un suramortissement de ces ondes THz. De ce fait, au niveau de la source du transistor, des oscillations sur la densité des porteurs de charges sont présentes, alors qu'ayant été amorties, elles sont donc absentes au niveau du drain. Cette différence crée une asymétrie électrique permettant la création d'une tension DC drain-source.

Il est aussi possible d'augmenter cette asymétrie géométriquement en modifiant la forme de la grille par un facteur d'asymétrie  $s_1/s_2$  déterminant l'espacement entre deux branches de grilles comme expliqué dans [Bouanga-Tombet 14] et [Popov 11]. Cette asymétrie géométrique peut aussi être caractérisée par un rapport  $\eta_a$  défini comme le rapport entre les largeurs de canal au niveau de la source  $W_s$  et celle au

niveau du drain  $W_D$  ( $\eta_a = W_S/W_D$ ) permettant d'atteindre des valeurs de FdM tel que :  $R_{vi_v} > 1\text{kV/W}$  et  $NEP < 10\text{pW}/\sqrt{\text{Hz}}$  [Ryu 17].

- Adaptation d'impédances

Les valeurs des impédances d'entrée et de charge du FET de rectification ont une importance certaine dans la qualité de la réponse du dispositif au rayonnement THz. Dans le cas d'une impédance de charge élevée pour le FET, on se place dans le cas le plus favorable pour une transmission de signal du FET vers le bloc suivant. C'est pour cette raison que plus l'impédance de charge du transistor sera élevée plus la responsivité globale du dispositif sera importante. Le signal de sortie DC du MOS rectificateur,  $\Delta U$ , devra être divisé par le facteur  $(1 + R_{ch}/Z_L)$  d'après [Knap 13] avec  $R_{ch}$  la résistance du canal et  $Z_L$  l'impédance de charge, d'où l'importance de cette dernière. De plus, le transistor est plus sensible à l'impédance de charge lorsque celui-ci est polarisé autour de sa tension de seuil, là où la responsivité est la meilleure d'après la théorie des ondes plasma présentée en partie 2.1. La responsivité du détecteur est moins sensible à la fréquence de modulation ou à l'impédance de charge si le FET est dans un mode de faible résistance, donc une polarisation de grille élevée qui elle n'est pas favorable à la détection THz. Il est donc nécessaire de trouver un compromis sur ces valeurs.

Il est aussi notable que la responsivité du dispositif global sera meilleure si l'impédance d'entrée du FET est elle aussi élevée, donc si ce dernier est plutôt de petite taille. Tandis que la longueur du transistor est bien souvent gardée à une valeur relativement faible (bien souvent la longueur minimale de la technologie considérée), il est nécessaire de déterminer la largeur du FET en fonction de la valeur de cette impédance souhaitée pour obtenir l'adaptation. Plus l'impédance d'entrée sera élevée, plus la responsivité du dispositif le sera aussi mais plus l'antenne sera difficilement adaptable sur le FET [Domingues 13]. L'augmentation de la largeur  $W$  du transistor engendre la diminution de son impédance d'entrée et donc celle de la responsivité. Cependant, dans ce cas, il sera plus facile d'adapter le MOS à l'antenne. Enfin, l'impédance du transistor rectificateur est de type  $Z_{in,MOS} = a - ib$  avec  $a$  et  $b$  positifs car de type capacitif, ce qui rend l'antenne plus difficilement adaptable au transistor de rectification.

- Traitement du signal et amplification

Une autre méthode d'amélioration du facteur de responsivité est celle d'ajouter après le bloc front-end (antenne + MOS rectificateur) une chaîne amplificatrice afin d'augmenter la valeur de l'amplitude du signal DC modulé à traiter en sortie du MOS. Cette méthode de forte amplification est celle utilisée pour le circuit réalisé précédemment au sein du laboratoire L3i du CEA [Boukhayma 14] et qui sera reprise pour notre cas par la suite.

Enfin, on peut noter que d'autres moyens et outils sont envisageables pour améliorer la responsivité du front-end de la chaîne. Par exemple, on peut procéder à l'illumination du détecteur dans la bande visible ou infrarouge afin de modifier la mobilité des porteurs de charges [Knap 02a]. Ces autres méthodes ne seront pas détaillées car elles ne représentent pas le cœur du sujet ici.

2.4.2 Pistes d'amélioration de la puissance équivalente de bruit

Le facteur de NEP/MDP caractérise la sensibilité du détecteur à une puissance incidente. Il est donc nécessaire de minimiser la valeur de ce facteur autant que possible. Cette réduction du FdM passe par une réduction maximale des différentes contributions de bruit dans la chaîne de détection (front-end) et de traitement du signal. Or il est nécessaire de noter que nous avons à faire à deux types de bruit principaux : le bruit de Flicker ou aussi appelé bruit en 1/f et le bruit thermique ou bruit Johnson-Nyquist dont on peut observer les densités spectrales schématisées théoriques sur la Figure 2.6.

De plus, il faut noter que, comme décrit dans la formule de Friis (2.25) ci-dessous, les blocs de la chaîne de détection et traitement ayant la plus grande influence sur le bruit total du système en sortie de chaîne sont les premiers blocs. En effet chaque facteur de bruit des blocs suivants est divisé par le produit des gains des blocs précédent, leur influence sur le facteur de bruit global en est donc plus limitée. Dans notre cas, le premier bloc est donc le transistor MOS de rectification. Il est donc primordial de réduire sa contribution au bruit total.

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 G_3 \dots G_{n-1}}, \quad (2.25)$$

avec :

F : Le facteur de bruit linéaire global de la chaîne de traitement.

F<sub>n</sub> : Le facteur de bruit linéaire du bloc n de la chaîne de traitement.

G<sub>n</sub> : Le gain linéaire du bloc n de la chaîne de traitement.

Le facteur de bruit est défini comme suit :

$$F_n = \frac{S/B_{\text{entrée},n}}{S/B_{\text{sortie},n}}, \quad (2.26)$$

avec :

S/B<sub>entrée,n</sub> et S/B<sub>sortie,n</sub> : Le rapport signal sur bruit respectivement en entrée et en sortie du bloc n considéré.

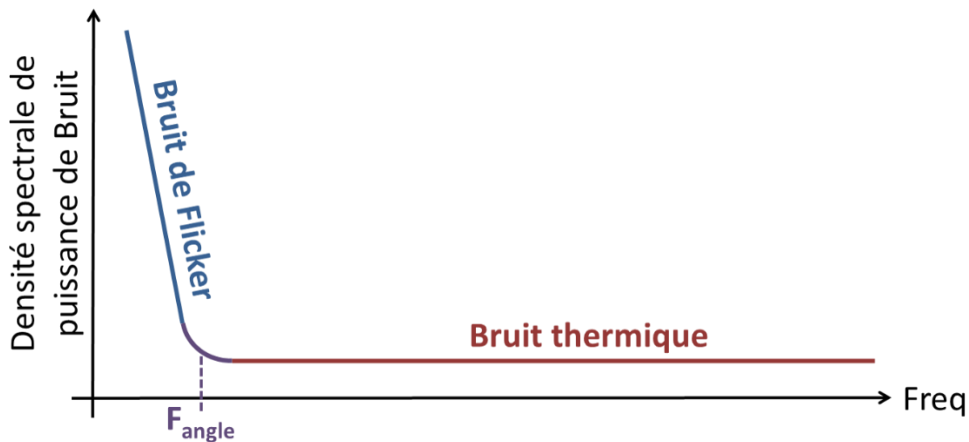


Figure 2.6 : Schéma des densités spectrales de bruit classiques. En bleu, le bruit de Flicker ou bruit en 1/f. En rouge, le bruit thermique et en violet, fréquence d'angle entre ces deux types de bruit.



- Limitation du bruit de Flicker

Le bruit de Flicker est un bruit issu d'une multitude de phénomènes au sein des dispositifs à semi-conducteur comme, par exemple, les impuretés dans le semi-conducteur ou les recombinaisons électrons-trous. Il est notable dans les dispositifs actifs mais aussi dans certains dispositifs passifs. Le moyen le plus direct pour limiter ces perturbations générant un bruit basse fréquence est de moduler le signal au niveau de la source THz au-delà de la fréquence d'angle. En modulant à  $f_{\text{mod}} > F_{\text{angle}}$  on s'affranchit ainsi du bruit ajouté par le MOS rectificateur autour de la fréquence nulle. Cependant, la modulation à quelques kilohertz de fréquence peut poser un problème de mise en œuvre : à contrario des sources électroniques, qui peuvent être modulées électriquement à des valeurs pouvant atteindre plusieurs centaines de kHz, les sources de plus haute fréquence, comme les sources à gaz, nécessitent une modulation mécanique limitée aux fréquences inférieures au kHz. Enfin la modulation en question ne peut pas intervenir après le transistor MOS car elle transposerait le bruit de Flicker, initialement autour du DC, autour de  $f_{\text{mod}}$ .

Un autre moyen de limiter le bruit en  $1/f$  est de ne pas imposer une polarisation au niveau du drain du transistor. Donc, le transistor fonctionnera en montage dit « à froid » car aucun courant de polarisation imposé ne le traverse. En effet, alors que l'ajout d'un courant de drain améliore la responsivité grâce à l'asymétrie générée, comme abordé dans la partie 2.4.1, il accentue cependant les phénomènes responsables du bruit de Flicker dans le canal. En résumé, avec une modulation à  $f_{\text{mod}} > F_{\text{angle}}$  et un fonctionnement du transistor à froid on limite autant que possible l'intervention du bruit de Flicker dans le signal utile. Dans ce cas, le bruit dominant reste alors le bruit thermique généré par le transistor MOS de rectification. Il faut cependant aussi faire attention à la valeur de la fréquence de modulation. Si celle-ci est trop élevée, une perte de responsivité pourra être notable à cause d'un filtre RC parasite. Même pour une petite valeur de capacité parasite, la constante  $R_{\text{ch}}C_{\text{parasite}}$  peut devenir élevée, avec  $R_{\text{ch}}$  la résistance du canal et  $C_{\text{parasite}}$  la capacité parasite entre le drain du MOS et la masse. Cela peut engendrer une atténuation du signal si celui-ci se trouve modulé à une fréquence telle que  $f_{\text{mod}} > f_c = 1/2\pi R_{\text{ch}}C_{\text{parasite}}$ .

- Limitation du bruit thermique

Le bruit thermique ou bruit Johnson-Nyquist, est issu de l'agitation thermique des porteurs de charges au sein d'un dispositif. Il existe même sans polarisation et au sein d'un dispositif passif comme actif. Son expression est donnée par (2.19) et son niveau est relativement constant sur la bande fréquentielle considérée, ce qui en fait un bruit blanc, comme présenté à la Figure 2.6. Afin de limiter au maximum la contribution de ce bruit au sein de la bande spectrale comprenant le signal utile, il est nécessaire de limiter la résistance qui est la source de ce bruit. Dans notre cas, la résistance ayant la plus grande influence est donc clairement la résistance du canal du transistor de rectification d'après la formule de Friis (2.25). C'est d'ailleurs la raison pour laquelle il est nécessaire de garder la longueur du canal à quelques longueurs critiques ( $L \approx 3l_c$ ) afin de limiter la portion de longueur ne participant pas à la rectification mais ajoutant tout de même du bruit au signal.

De plus, afin de réduire le bruit thermique, il est nécessaire, à contrario de l'augmentation de la responsivité, d'affaiblir les valeurs d'impédances d'entrée et de charge du FET de rectification. Plus la largeur  $W$  du transistor sera grande, plus le NEP sera faible car ce dernier est proportionnel à  $1/\sqrt{W}$  [Domingues 13]. Cependant,

plus  $W$  sera grand devant  $L$ , plus le nombre de modes obliques sera important au sein du canal du FET. Ces modes obliques sont définis comme les modes des ondes THz se propageant selon une autre direction que celle de la longueur  $L$  du FET et ne participent donc pas au phénomène de rectification.

Finalement, pour obtenir de bonnes performances en bruit il est donc nécessaire de filtrer de manière hautement sélective autour de la fréquence de modulation contenant le signal utile tel que présenté dans le circuit précédemment réalisé au sein du laboratoire L3i du CEA Leti [Boukhayma 14]. Le filtrage se présente en deux parties dans cette chaîne de traitement : un premier filtrage à très haute sélectivité, pour lequel la valeur du facteur de mérite  $Q$ , s'exprimant selon (2.27), approche la valeur de  $Q = 100$ . Ce filtrage est réalisé par un filtre à 16-chemins, composé de capacités commutées et donc fournissant une sortie à temps continu (CW) mais à tensions discrètes.

$$Q_{-3dB} = \frac{f_0}{\Delta f_{-3dB}}, \quad (2.27)$$

avec :

$f_0$  : La fréquence centrale du filtre considéré.

$\Delta f_{-3dB}$  : La bande passante à  $-3dB$  du filtre considéré.

Ce filtrage sélectif autour de  $f_{mod}$  et toutes les harmoniques de  $f_{mod}$  :  $2f_{mod}$ ,  $3f_{mod}$ ,  $4f_{mod}$  etc. est couplé avec un filtrage par filtre Gm-C à bande spectrale unique centrée autour de  $f_{mod}$  et permettant de lisser le signal à tensions discrétisées. Ce double filtrage, représenté par bandes spectrales sélectives sur la densité spectrale de puissance (DSP) globale (Figure 2.7), permet une forte réduction du bruit autour du signal utile. Une partie de cette méthode de filtrage à haute sélectivité est celle qui sera reprise au sein du circuit développé au cours de cette thèse.

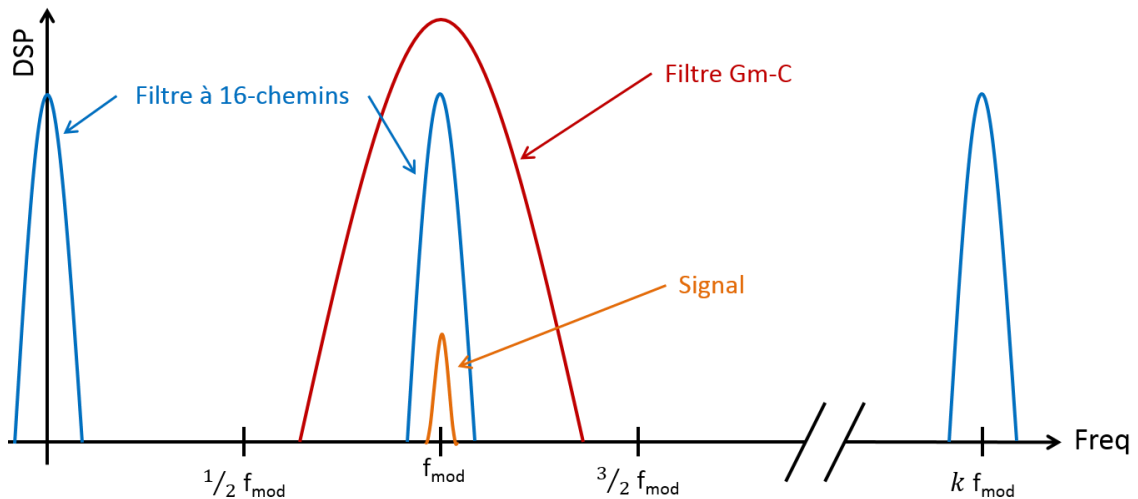


Figure 2.7 : Représentation des bandes spectrales des 2 étages de filtrage (filtre à 16-chemins en bleu et filtre Gm-C en rouge) utilisé dans le circuit présenté dans [Boukhayma 14].

Finalement, il est facilement observable qu'entre une maximisation de la responsivité et une minimisation du facteur de NEP ou de MDP, des compromis sont à trouver tant les leviers agissant sur l'un et l'autre évoluent de manière incompatible et bien souvent antinomique.

## 2.5 Principes d'acquisition d'images

Suivant le type de détecteur THz utilisé : un détecteur seul faisant office de pixel ou une matrice de pixels permettant l'obtention d'une image 2D en temps réel, les méthodes d'acquisitions d'images ne sont pas les mêmes. De plus, il existe aussi deux types différents d'imagerie :

- **L'imagerie THz par réflexion.** Dans ce cas le flux térahertz capté par le détecteur ou la matrice de pixel est le flux résultant de la réflexion du flux incident sur l'objet que l'on cherche à imager. Ce type d'imagerie, de par le faible coefficient réflecteur de la majorité des matériaux aux fréquences THz, est difficile à mettre en œuvre pour des raisons de puissance disponible. En effet la puissance incidente à fournir est alors très élevée ou le capteur THz doit être extrêmement sensible afin d'obtenir une image raisonnable. Dans ce cas, la source et le détecteur THz se situent du même côté de l'axe optique orienté par rapport au plan contenant l'objet.
- **L'imagerie THz par transmission.** Ce sera notre cas d'étude ici. Dans celui-ci, le flux THz incident traverse l'objet à imager, une partie du flux étant absorbée par ce dernier. Ensuite, une image du flux THz résiduel une fois l'objet traversé est réalisée. Selon l'axe optique on a alors dans l'ordre : la source THz, le plan objet à imager et le détecteur.

Donc, dans le cas de l'imagerie par transmission, le banc optique THz peut être réalisé de deux manières différentes afin d'acquérir une image : soit par balayage de trame, où l'objet est mobile dans le plan objet et le détecteur fixe, soit par acquisition matricielle où tous les éléments sont fixes dans leur plan respectif.

### 2.5.1 Acquisition par balayage de trame

L'acquisition en configuration de balayage de trames par transmission peut être utilisée aussi bien dans le cas d'un détecteur mono-pixel que dans le cas d'un détecteur matriciel. Cependant, dans le cas d'un détecteur mono-pixel cette configuration est indispensable pour obtenir une image 2D de l'objet. La Figure 2.8 présente les principaux composants optiques et grandeurs à considérer dans le cas d'une acquisition de ce type.

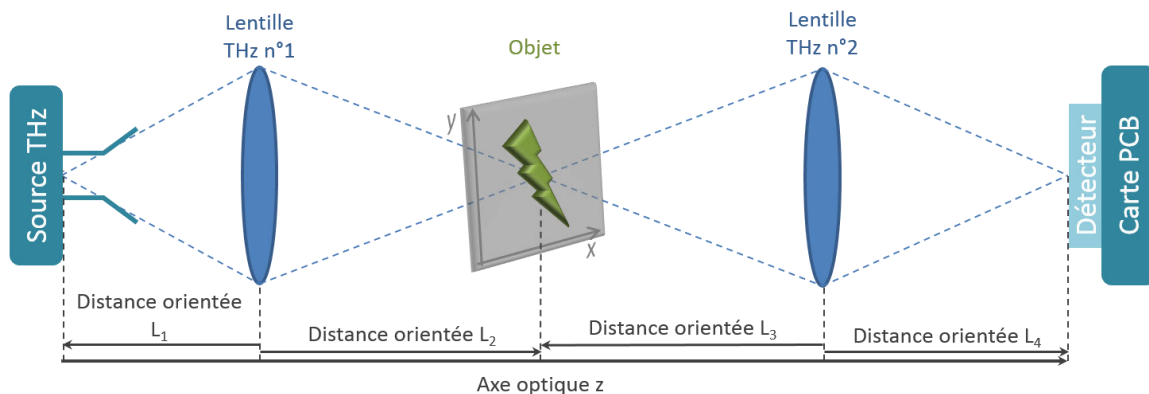


Figure 2.8 : Schéma de principe de la méthode d'acquisition d'image THz par balayage de trame.

Dans ce montage, la source THz, le détecteur ainsi que les lentilles sont fixes suivant l'axe optique. L'objet se situe à une distance  $L_2$  de la lentille n°1 suivant la relation suivante de l'optique géométrique :

$$\frac{1}{L_2} - \frac{1}{L_1} = \frac{1}{f_{\text{lentille}_1}}, \quad (2.28)$$

avec :

$L_1$  et  $L_2$  : Les deux distances orientées respectivement entre la lentille THz n°1 et la source THz, et entre la lentille THz n°1 et le plan objet.

$f_{\text{lentille}_1}$  : La distance focale de la lentille THz n°1.

Pour la lentille THz n°2, la même configuration que pour la lentille n°1 doit être utilisée. On doit donc avoir la relation suivante :

$$\frac{1}{L_4} - \frac{1}{L_3} = \frac{1}{f_{\text{lentille}_2}}, \quad (2.29)$$

avec :

$L_3$  et  $L_4$  : Les deux distances orientées respectivement, entre la lentille THz n°2 et le plan objet, et entre la lentille THz n°2 et le détecteur THz.

$f_{\text{lentille}_2}$  : La distance focale de la lentille THz n°2.

L'onde THz issue de la source diverge et donc s'élargit lors de sa propagation selon l'axe optique z. Cette onde est de nouveau concentrée en un point après avoir traversé la lentille THz n°1. Ce point de concentration du flux doit se trouver sur le plan objet (x; y) qui est un plan orthogonal à l'axe optique z. Une fois l'objet traversé, l'onde THz s'élargit de nouveau et est une fois de plus concentrée en un point grâce à la lentille THz n°2. Ce dernier point de concentration doit se trouver sur le détecteur THz étudié. L'onde THz résultante après avoir traversée l'objet se retrouve alors sur ce détecteur. L'objet à imager est fixe sur l'axe optique car contenu dans le plan objet (x; y). Il se déplace cependant dans ce plan selon les axes x et y afin d'obtenir par enregistrements successifs de points selon ces axes, une image 2D. Il est donc aisé de comprendre que plus l'image sera de haute résolution, plus elle contiendra de pixels et donc d'enregistrements de points successifs. La conséquence est que le temps d'acquisition pour obtenir la totalité de l'image sera d'autant plus long, celui-ci pouvant aller de quelques secondes à plusieurs heures. Ce type d'acquisition donne de manière générale des images très résolues comme le montre l'exemple à la Figure 2.9. Le temps de capture de ces images peut être réduit si un capteur matriciel est utilisé.

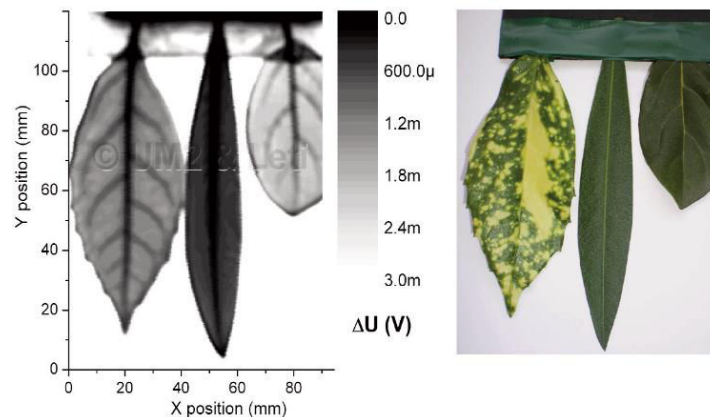


Figure 2.9 : Image obtenue optiquement (droite) et à 300 GHz (gauche) par balayage de trame à 300 GHz. D'après [Schuster 11b].

### 2.5.2 Acquisition matricielle en temps réel

Dans le cas d'une acquisition matricielle par transmission, la configuration optique à suivre est celle présentée à la Figure 2.10 ci-dessous. La source doit être placée au point focal objet de la lentille THz n°1 afin de former un faisceau THz parallèle à la sortie de cette dernière. A la différence de la configuration précédente, le détecteur THz, composé de la matrice de pixels, doit être placé de manière à illuminer l'ensemble de la matrice et ne doit donc pas être au point focal image de la lentille n°2. De cette manière, l'ensemble de l'objet, qui doit être contenu dans le faisceau THz, est alors éclairé par l'ensemble de l'onde THz issue de la source. Une image instantanée, ayant pour résolution la taille de la matrice de pixels, peut donc être ainsi réalisée. Ce procédé, à contrario du précédent, est donc un moyen d'acquisition rapide d'images, permettant un fonctionnement en mode vidéo. Un inconvénient majeur de cette configuration est que l'ensemble de la puissance du flux THz, après avoir traversé la lentille n°1, est répartie sur l'ensemble de la surface éclairée, éclairant ainsi l'ensemble de l'objet. La densité surfacique de puissance THz est donc réduite, ce qui engendre une réduction du rapport signal sur bruit par pixel comparé au cas précédent.

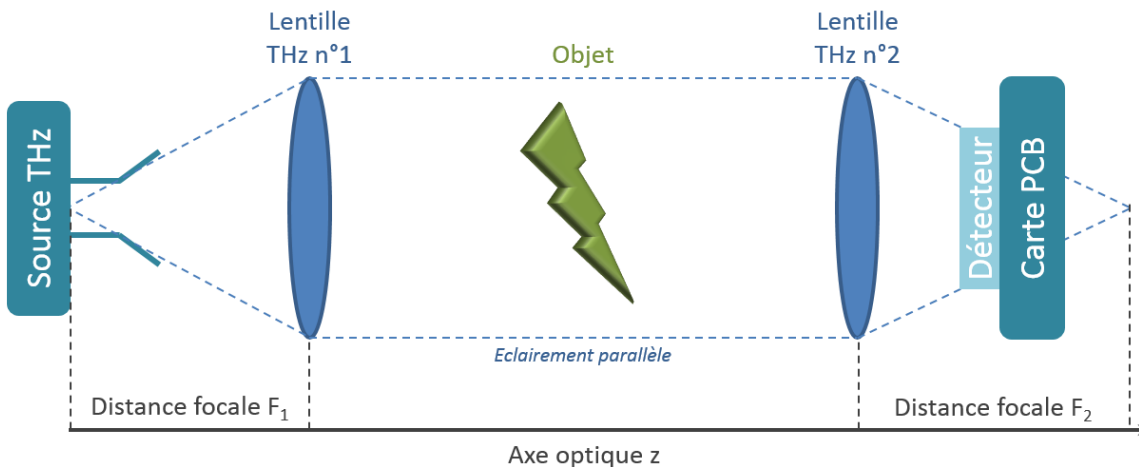


Figure 2.10 : Schéma de principe de la méthode d'acquisition d'image THz par imagerie matricielle en temps réel.

## 2.6 Détecteurs et imageurs majeurs actuels en technologie CMOS

Plusieurs imageurs THz ont déjà été réalisés par le passé par différents groupes de recherche à travers le monde. Parmi les plus notables, on retrouve :

- Un imageur de  $32 \times 32$  pixels [Al Hadi 12], [Sherry 12], au pas pixel de  $80\mu\text{m}$  et technologie CMOS-SOI 65 nm, a été réalisé par le groupe de U.R. Pfeiffer de l'université de Wuppertal en Allemagne. Chaque pixel est équipé d'une antenne de type boucle (*loop*) connectée de manière différentielle et symétrique aux sources de deux transistors nMOS. Ceci permet d'exciter les deux transistors avec des signaux THz en opposition de phase. De plus, l'antenne a été adaptée sur les transistors de rectification. Les deux terminaux de drain de ces transistors sont connectés entre eux, tout comme leurs terminaux de grille,

permettant ainsi la création de deux points de masse virtuelle. La tension DC appliquée à la grille des deux transistors de redressement THz permet leur polarisation électrique et l'extraction du signal THz redressé en signal DC se fait au niveau des terminaux de drains. Le signal utile est intégré dans une capacité elle-même connectée à la branche positive d'une paire différentielle de transistors. La réalisation et la connexion d'un détecteur aveugle sur la branche négative de cette même paire différentielle permet de réduire le bruit des nMOS de rectification. Cette paire différentielle permet aussi l'obtention d'un gain en boucle ouverte de 50 dB. Finalement, la sortie du circuit se fait donc en différentielle et est connectée à un amplificateur à gain variable hors puce de 5 dB. De plus, et afin d'améliorer le gain de l'antenne, une lentille hyper-hémisphérique en silicium hautement résistif est apposée sur la face arrière de la puce, face par laquelle le circuit est illuminé par le flux THz. Cette matrice permet d'atteindre des performances en responsivité de 115 kV/W et en NEP intégré sur une bande passante de 500 kHz (NE $\Delta$ P) de 12 nW à 856 GHz. Dans le cas d'une utilisation en pixel seul, des performances en responsivité de 140 kV/W et de 100 pW/ $\sqrt{\text{Hz}}$  pour le NEP à 856 GHz sont atteintes. Cette matrice a permis l'obtention d'image matricielle encore jamais réalisée (voir Figure 2.11).

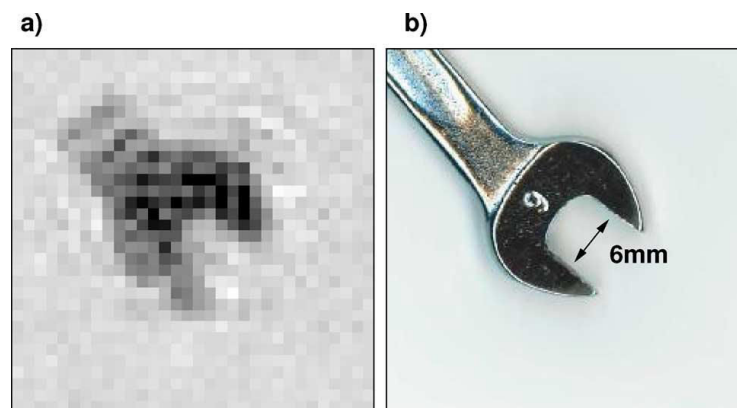


Figure 2.11 : Image d'une clé à molette de 6mm. (a) Image obtenue à 650 GHz en configuration de transmission. (b) Image optique visuelle. D'après [Al Hadi 12].

- Un imageur de  $12 \times 12$  pixels [Lisauskas 14], au pas pixel de 195  $\mu\text{m}$  et en technologie CMOS 150 nm, a été réalisé par le groupe de travail de H.G. Roskos de l'université de Goethe en Allemagne. Dans le cas de cet imageur, l'antenne de type patch est connectée de manière différentielle, permettant là aussi une excitation avec des signaux THz en opposition de phase, à deux transistors. Ceci permet, comme dans le cas du circuit de Wuppertal, d'obtenir une masse virtuelle entre ces deux transistors. La différence avec le cas de Wuppertal se situe ici par le fait que les deux transistors symétriques sont connectés par leurs drains et le signal DC utile est alors lu à travers l'antenne patch elle-même. L'antenne patch est réalisée en métal épais au niveau métallique M7. Quant au plan de masse, il est disposé au niveau métallique M1. Ici des performances de la matrice sont les suivantes : la responsivité atteint 23,5 kV/W à 590 GHz et un NEP en mode vidéo (NE $\Delta$ P) de 9,6 nW sur une bande de 400 Hz. Par rapport aux données disponibles dans la publication, nous pouvons déduire que les amplificateurs faible bruit ajoutés sur chaque ligne de la matrice apportent un gain de 36,6 dB (la responsivité passant de 348 V/W à 23,5 kV/W). Ainsi, les images présentées à la Figure 2.12 ont pu être obtenues.

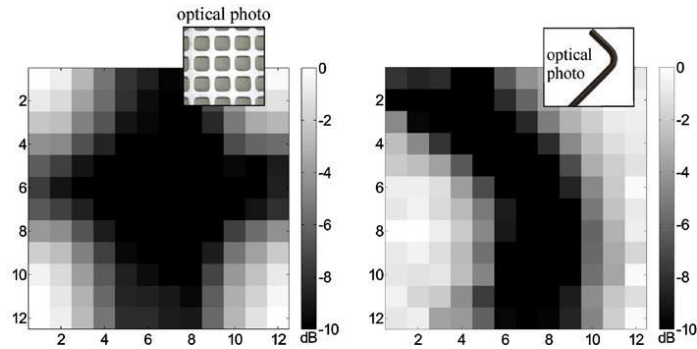


Figure 2.12 : Image, à gauche de patches métalliques, et à droite, d'une clé Allen. Obtenues en transmission à 590 GHz. Modifiée d'après [Lisaukas 14].

- Un imageur de  $8 \times 8$  pixels [Dae Yeon Kim 13] réalisée par le groupe de travail de Kenneth K. O de l'université du Texas à Dallas aux Etats-Unis. Pour cet imageur réalisé en technologie CMOS 130 nm, une antenne patch est adaptée par l'intermédiaire de deux stubs et connectée au drain du transistor nMOS redresseur en configuration diode. Le drain du transistor est, quant à lui, aussi connecté à une capacité d'intégration reliée à la sortie du circuit par l'intermédiaire d'un transistor de sélection de pixel. L'antenne est formée en niveau métallique supérieur épais et le plan de masse à l'aide des niveaux métalliques M1 et M2 connectés ensemble. Cette matrice atteint les performances suivantes : une responsivité maximale de 4,5 kV/W et un NEP minimal de 15,5 pW/ $\sqrt{\text{Hz}}$  à 820 GHz.
- Une matrice de  $4 \times 4$  pixels [Uzunkol 14] réalisée par un groupe de travail de l'université de Californie à San Diego aux Etats-Unis. Cet imageur est réalisé en technologie CMOS-SOI 45 nm. L'antenne boucle (*loop*) fente est réalisée en métal haut épais sous un substrat de quartz placé au-dessus de la puce. Le plan de masse est réalisé en niveau métallique M3. Les sorties différentielles de l'antenne sont connectées par l'intermédiaire de lignes coplanaires à deux transistors rectificateurs symétriques comme dans le cas présenté par l'université de Wuppertal. Cependant, dans le cas présent, les transistors sont connectés à l'antenne par leur grille et le signal THz est couplé au drain par l'intermédiaire d'une capacité extérieure  $C_{\text{Couplage}}$ , comme celle présentée Figure 2.5.a. Le signal utile, issu des drains mutualisés des deux transistors, est amplifié de 32 dB par un amplificateur entièrement différentiel. La sortie de la puce s'effectue ainsi de manière différentielle. Cette matrice permet d'atteindre les performances suivantes : une responsivité maximale de 1,8 à 2,0 kV/W et un NEP minimal de 100 pW/ $\sqrt{\text{Hz}}$  à 300 GHz.
- Un imageur de  $31 \times 31$  pixels [Boukhayma 14], [Boukhayma 16] a été réalisé par le laboratoire L3i du CEA Leti. Ce circuit, nommé TERAMOS, est au pas pixels de 240  $\mu\text{m}$  et utilise une technologie CMOS 130 nm. Dans le cas de cet imageur, une antenne de type papillon (*bow-tie*), occupant l'ensemble des niveaux métalliques du procédé CMOS, est connectée différentiellement et alimente donc par des signaux THz en opposition de phase les terminaux de source et de grille du transistor nMOS redresseur. La source du transistor est connectée à la masse pour assurer une polarisation électrique efficace autour de sa tension de seuil  $V_{\text{th}}$ . Le drain du transistor est, quant à lui, connecté à l'entrée d'une chaîne de traitement du signal à hautes performances composée en série : d'un amplificateur faible bruit de gain 31 dB, d'un amplificateur à gain variable de

gain maximal 40 dB, d'un filtre synchrone à 16-chemins de facteur de sélectivité théorique  $Q = 100$  et d'un filtre Gm-C à temps continu. Enfin, en pied de colonne, est présent un amplificateur vidéo permettant le maintien des niveaux de sortie. Les performances atteintes avec les méthodes de mesures classiques sont de 300 kV/W à 270 GHz et un NEP intégré sur la bande passante de 500 kHz du pixel THz (NEAP) de 533 pW.

## 2.7 Conclusion sur la détection THz par transistors FET et les gains potentiels

Ce que l'on peut observer à l'aide de l'ensemble de l'étude sur les théories décrivant les phénomènes de redressement THz c'est que, d'une part, les phénomènes entrant en jeu lors du redressement sont bien connus et qu'il en existe au moins deux méthodes précises de description. De plus, des modèles de description de ces phénomènes, intégrables dans les outils de simulation SPICE, sont en train d'être développés [Shur 16]. Cependant, les fondeurs des technologies CMOS standard ne les intègrent pas encore aux différents kits de conception proposés aux concepteurs. Ceci rend plus difficile la conception d'architectures de redressement réellement efficaces et de manière prévisible. La conséquence est que, comme nous pouvons le voir dans l'étude des différents imageurs actuellement réalisés dans le monde, il y a une certaine disparité quant aux architectures de redressement THz proposées : un ou deux transistors de redressement, connexion de l'antenne aux sources, aux drains ou aux grilles etc. De plus, on retrouve cette disparité dans certains facteurs de mérite utilisés afin de caractériser ces imageurs THz. Concernant la réponse de l'imageur, l'utilisation de la responsivité ne fait pas débat même si, comme nous l'avons vu, sa définition devrait être améliorée. Concernant la sensibilité, c'est historiquement le NEP défini en  $[W/\sqrt{Hz}]$ , qui est utilisé. Cependant l'apparition des capteurs THz matriciels a vu la nécessité de faire apparaître le NEAP, défini lui en  $[W]$ , car dans le cas de la lecture d'une matrice, la bande fréquentielle d'étude est connue. De plus, le NEAP s'apparente en termes de définition à la MDP plus classiquement utilisée dans la caractérisation d'imageurs infrarouge. Enfin, comme vu lors de l'analyse des différents imageurs présentés dans la littérature, avec le circuit précédent, TERAMOS, le savoir-faire du laboratoire concernant la chaîne de traitement du signal dans le pixel THz a permis la première intégration de fonctions à hautes performances de traitement. Cette avance concernant le traitement nous a poussés à orienter plus profondément l'étude réalisée au cours de cette thèse sur la partie amont du pixel THz sur laquelle de forts gains sont attendus par rapport à la version précédente. Tout en conservant l'architecture de redressement qui a fait ses preuves sur le circuit TERAMOS, l'ensemble de l'étude à suivre portera donc sur le MOSFET redresseur et son environnement, sur son adaptation à l'antenne de réception THz ainsi que sur l'optimisation de cette antenne THz et de son environnement. Enfin la gamme de fréquence de détection THz cible sera conservée pour cette étude, par rapport au circuit précédent TERAMOS. On choisira donc une fréquence cible de 300 GHz pour plusieurs raisons : les applications potentielles sont nombreuses dans cette gamme fréquentielle, l'intégration des fonctions de traitements dans le pixel impose un pas pixel compatible avec la longueur d'onde à 300 GHz et enfin cette fréquence se situe dans une fenêtre de faible absorption au niveau atmosphérique.





## Partie II

### Analyses et Réalisations



## 3 Chapitre 3

# Développement et analyse du MOSFET de redressement THz

Ce troisième chapitre a pour but de présenter les caractéristiques simulées des différents MOSFET disponibles. Cette étude des caractéristiques porte sur quatre éléments principaux : dans un premier temps, le type de MOSFET, dans un second temps, ses impédances réelle et imaginaire, puis ensuite, sa contribution en bruit et enfin les contraintes de l'intégration. Chaque élément ayant une influence certaine sur la qualité de la détection THz, il sera analysé et un choix en sera tiré au vue des possibilités offertes par la technologie considérée. L'ensemble des études sur les impédances des transistors en question a été mené en parallèle de l'étude sur les antennes abordées au Chapitre 4.

### 3.1 Transistors de redressement en technologie intégrée standard

L'intégration monolithique et complète du pixel THz et donc d'une matrice de pixels THz impose de respecter les règles de conception imposées par le fondeur de la technologie choisie. Ces règles, multiples pour la connexion des différents dispositifs entre eux, imposent de choisir dans un premier temps, des composants inclus dans les bibliothèques fournies par le fondeur de la technologie en question. Dans notre cas présent, il s'agit donc de choisir le type de transistor MOS qui jouera le rôle de redresseur du signal THz afin de maximiser ses performances de transmission du signal, de bruit et de redressement.

#### 3.1.1 Choix du type de dopage

Le choix du type de dopage ne fait pas beaucoup débat. En effet, au vu de la nécessité pour le transistor de répondre le plus rapidement possible aux excitations THz, le dopage à choisir est donc le dopage de type  $n$ . En effet au sein d'un semi-conducteur, les électrons sont approximativement deux à trois fois plus mobiles que les trous [Sansen 07]. Ce phénomène est dû au fait que la majorité des électrons sont dans la bande de conduction alors que les trous sont obtenus par l'espace vacant laissé par un électron quittant la bande de valence, ce qui est un phénomène plus difficile à obtenir [Yadid-Pecht 07]. Les transistors redresseurs qui seront choisis auront donc des dopages de type  $n^+$  pour la source et le drain, créant ainsi un canal de type  $n$  au sein du substrat lui de type  $p$ . Le temps de collision entre les électrons, minoritaires dans le canal, est donc réduit et d'après (3.1) la mobilité est donc augmentée.

$$\mu = \frac{e\tau}{m} \quad (3.1)$$

### 3.1.2 Le transistor nMOS standard

Le transistor standard d'une technologie intégrée donnée est le transistor utilisé pour réaliser les fonctions des bibliothèques de cellules standard (NAND, NOR, INV etc.). Ce transistor est décrit dans sa vue layout sur la Figure 3.1. Si le transistor n'est pas paramétré d'une manière particulière, la grille n'est formée qu'à l'aide d'un seul doigt de grille comme visible en bleu à la Figure 3.1.b.

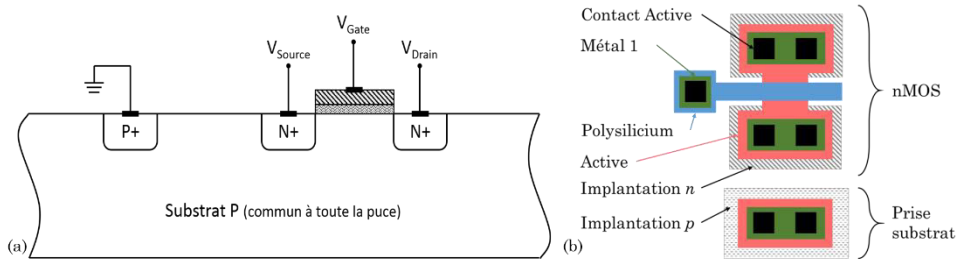


Figure 3.1 : (a) Schéma en coupe et (b) vue layout du transistor nMOS standard.

Dans notre cas ici présent nous avons cependant légèrement modifié ce transistor standard afin de lui ajouter un caisson d'isolation du substrat. Ce caisson est présent dans le cas du nMOS RF présenté à la Figure 3.2.a. Nous reviendrons sur cette modification dans la partie 3.5.3.

### 3.1.3 Le transistor nMOS RF

Le transistor RF est le transistor d'une technologie intégrée ayant été qualifié et optimisé afin de fonctionner aux fréquences les plus élevées que la technologie en question permet. Ce transistor dispose d'un nombre de doigts de grille dépendant de la largeur de grille, comme dans l'exemple présenté à la Figure 3.2.b. De plus, il est implanté dans un caisson appelé « triple-well » permettant au transistor en question d'être dans un substrat à implantation  $p$  tout en étant isolé du reste du substrat à implantation  $p$  commun à toute la puce. Ce caisson est présenté à la Figure 3.2.a.

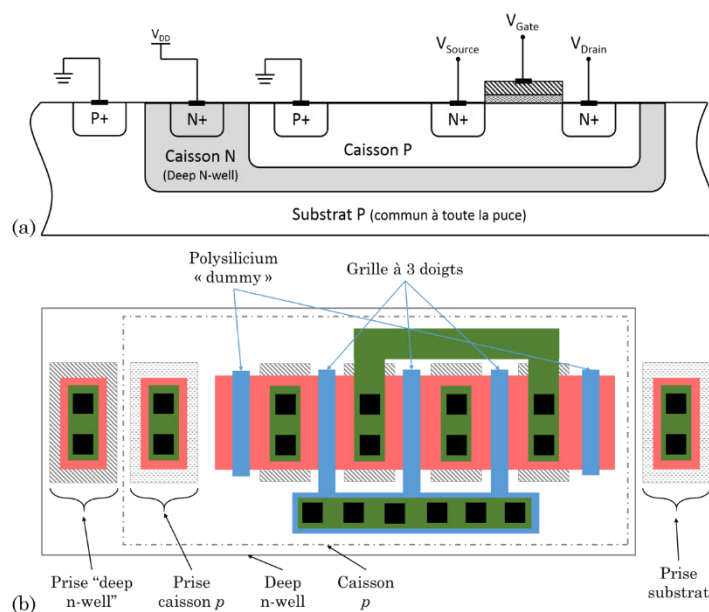


Figure 3.2 : (a) Schéma en coupe et (b) vue layout du transistor nMOS RF.

### 3.1.4 La longueur du canal du transistor

La longueur du canal du transistor joue un rôle majeur dans le redressement et donc la détection des ondes aux fréquences THz, comme expliqué dans le Chapitre 2. En effet, selon la configuration choisie, la source du transistor donne lieu à la création des variations de la densité des porteurs de charges dans le canal aux fréquences THz. Ces oscillations, elles-mêmes modulées par les oscillations THz provenant de la tension de grille, sont amorties sur la longueur du canal et disparaissent avant d'atteindre le drain non polarisé. Dans le but d'avoir une détection disposant d'un bon rendement, il a été montré antérieurement [Knap 13] que la longueur du canal est souvent choisie telle que  $L = 3l_c$  comme abordé dans la partie 2.1. Or d'après la formule (2.5) on obtient donc :

$$l_c = 110 \text{ nm} \quad \text{à } 300 \text{ GHz dans le silicium (avec } \mu_{\text{Si},300\text{K}} \approx 300 \text{ cm}^2/\text{Vs})$$

$$l_c = 60 \text{ nm} \quad \text{à } 1 \text{ THz dans le silicium}$$

A partir de ces longueurs critiques théoriques et approximatives, on obtient donc des longueurs ( $L$ ) de transistors de l'ordre de 180 nm à plus de 300 nm.

Pour notre choix d'étude ici, on garde cependant une longueur de transistor à la longueur minimale permise par la technologie, à savoir,  $L = 130 \text{ nm}$ . Ce choix est fait d'après les premiers résultats encourageants obtenus au sein du laboratoire sur le circuit TERAMOS (imageur THz de  $31 \times 31$  pixels) [Boukhayma 14], à l'aide de cette longueur de transistor. De plus, une longueur trop élevée par rapport à l'amortissement des oscillations apporterait une contribution en bruit plus importante alors que la réduction de cette contribution doit être un des points importants concernant son influence sur les performances globales du circuit. Un transistor du double de cette longueur ( $L = 260 \text{ nm}$ ) sera cependant implanté sur le circuit, comme détaillé pour les cas décrits en partie 5.1.2.2. Ceci permettra d'en caractériser et d'en comparer les effets. Pour toute la suite de l'étude, jusqu'aux cas mis en œuvre sur silicium, les transistors nMOS considérés, qu'ils soient standards ou RF, seront donc pris à  $L = L_{\text{min}} = 130 \text{ nm}$ .

## 3.2 Impédances du nMOSFET

Avec l'utilisation des transistors disponibles dans les bibliothèques de la technologie intégrée, le levier principal du paramétrage de ce transistor est son dimensionnement. Les composantes majeures à prendre en compte au moment du choix de son dimensionnement sont données par : la longueur du transistor, car cette grandeur géométrique intervient directement sur la qualité de la détection, comme cela a été présenté dans le Chapitre 2 ; le bruit généré par le nMOS de redressement puisque le dispositif est le premier élément de la chaîne de traitement ; et enfin son adaptation à l'antenne réceptrice afin de transmettre le maximum de puissance THz de l'antenne vers le MOS en question.

L'impédance d'entrée de ce qui sera nommée la cellule de détection ( $Z_{\text{in,Det}}$ ), voir Figure 3.3, vue par l'antenne doit être analysée en fonction des variables d'ajustement possibles. Cela a pour but de déterminer des valeurs d'impédance réelle et imaginaire adaptables à celles de l'antenne de réception THz. L'antenne différentielle sera connectée entre la grille et la source du transistor redresseur comme expliqué dans le

Chapitre 2. Les impédances sont donc simulées à l'aide des modèles fournis par le fondeur de la technologie intégrée utilisée, en fonction de la largeur du transistor redresseur, de la fréquence THz considérée ainsi que de sa tension de polarisation de grille.

### 3.2.1 Banc de simulation sous Cadence

Dans le but d'obtenir une simulation dont les résultats sont au plus près des comportements réels du transistor, le banc de simulation de la Figure 3.3 a été utilisé sous le logiciel de conception de circuits intégrés Cadence®. La cellule de détection THz est donc composée : d'un transistor redresseur ainsi qu'une diode de protection des oxydes de grilles dite diode d'antenne connectée entre la grille du MOS et la masse. L'anode est reliée dans notre cas au substrat (terminal B du MOS) commun à toute la puce et polarisé à  $GND = 0\text{ V}$ . Le rôle et l'influence de cette diode sera abordé plus en détail dans la partie 3.5.1. Cette cellule est conçue en vue « schematic » puis réalisée en vue « layout ». Cette dernière permet d'en obtenir une vue « extraite », comprenant tous les éléments parasites créés par l'implantation physique du dispositif. Pour chaque cellule de détection THz, c'est cette vue « extraite » qui est utilisée comme support de simulation. Les résultats prennent donc en compte les composants (résistances et capacités) parasites issus du placement physique sur silicium du nMOS et de la diode d'antenne. Deux fortes résistances de polarisation de grille ( $R_G$ ) et de source ( $R_S$ ) sont utilisées afin de placer le transistor dans la configuration de polarisation DC garantissant un redressement THz optimal. Les contraintes et le rôle de ces résistances seront plus amplement détaillés dans la partie 3.5.2. Sur le banc de test, une capacité de grille idéale ( $C_D$ ) de valeur élevée et non physique (1,0 F), est utilisée pour isoler au niveau DC le port d'analyse (P1), servant au calcul de l'impédance et la polarisation DC de la grille ( $V_G$ ). Cette isolation garantit le résultat du port tout en permettant de réaliser la polarisation électrique de la grille. Enfin, la sortie du nMOS redresseur est reliée à l'entrée réelle du LNA, second bloc de la chaîne, dans le but de prendre en compte l'impédance de charge du transistor.

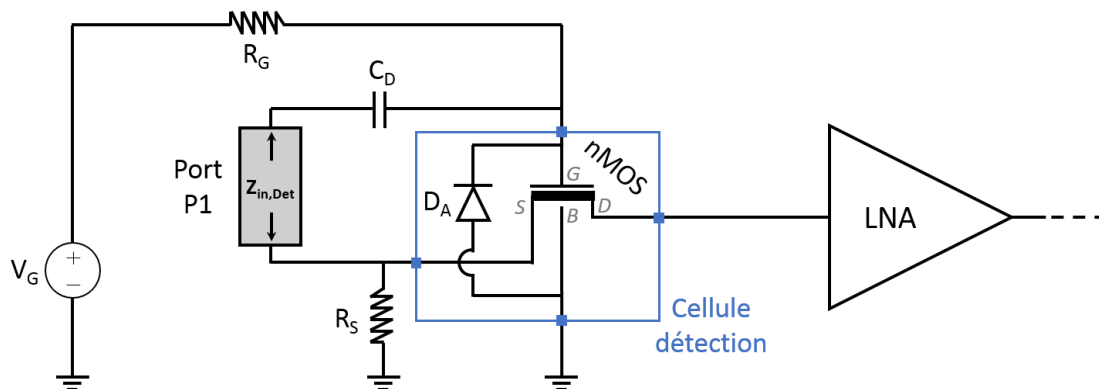


Figure 3.3 : Banc de test et de caractérisation de l'impédance grille-source de la cellule de détection (transistor + diode) sous le logiciel de conception Cadence®.

### 3.2.2 $Z_{in,Det}$ en fonction de la fréquence THz et de la tension $V_G$ du nMOS standard

Dans cette partie est présenté le cas de l'analyse du comportement de la cellule détection composée du transistor nMOS standard et d'une diode d'antenne de surface

1  $\mu\text{m}$   $\times$  1  $\mu\text{m}$ . Cette taille de diode a été implémentée car au vue du ratio entre la surface de grille du transistor et la surface de métal composant l'antenne (voir partie 3.5.1), une plus petite diode n'était pas autorisée par les règles de conception de la technologie utilisée. Dans cette partie, l'impédance d'entrée de la cellule détection vue par l'antenne réceptrice entre les terminaux de grille et de source du nMOS standard ( $Z_{\text{in,Det}}$ ) a été simulée. Ces simulations paramétriques sont fonctions de la largeur du nMOS standard ( $W$ ), de la fréquence THz de réception (voir Figure 3.4) et de la tension de polarisation de grille ( $V_G$ ) du transistor (voir Figure 3.5).

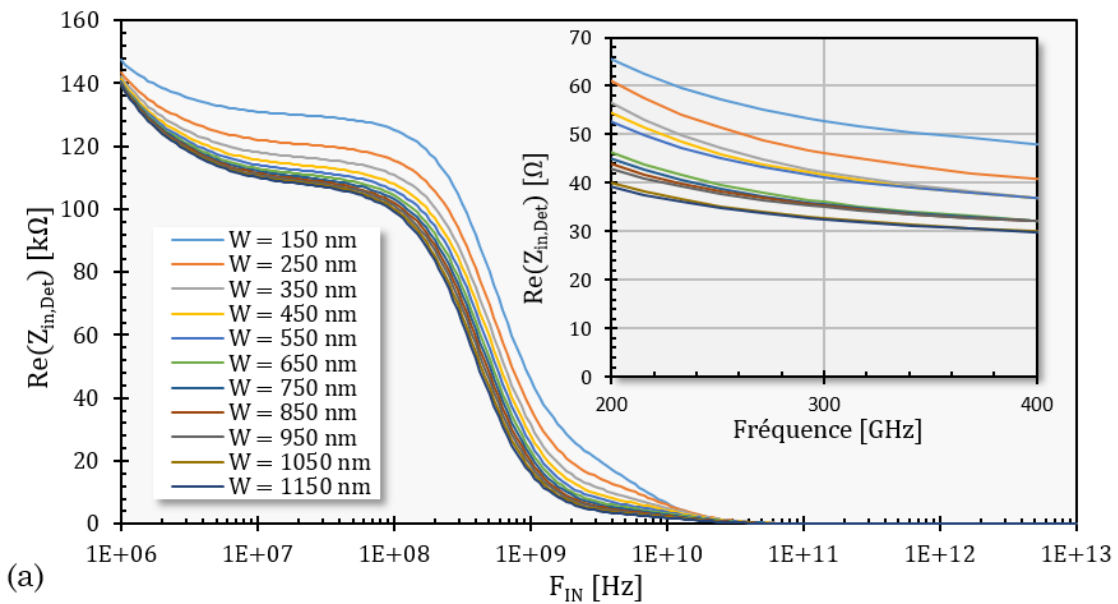
Les courbes de la Figure 3.4 sont obtenues pour une tension de polarisation de grille du nMOS de  $V_G = V_{\text{TH}}$ . Ces courbes montrent une tendance telle que les parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée,  $Z_{\text{in,Det}}$ , diminuent en valeur absolue avec l'augmentation de la fréquence THz de réception, les effets capacitifs du nMOS étant prédominants à  $F_{\text{IN}} = 300$  GHz. Les courbes en inserts représentent les zooms entre 200 et 400 GHz et permettent d'observer plus nettement les tendances des impédances autour de la fréquence de travail visée de 300 GHz et toujours en fonction de la largeur ( $W$ ) du transistor. Il est donc nettement visible qu'autour de 300 GHz, la partie réelle, tout comme la partie imaginaire, diminue en valeur absolue avec l'augmentation de  $W$ . On retrouve donc le comportement attendu d'un transistor classique : son impédance diminue avec l'augmentation de sa taille de grille. D'après les courbes, on peut donc mettre l'impédance du transistor, à une fréquence, une largeur et une tension donnée, sous la forme :

$$Z_{\text{in,Det}} = a + ib$$

Avec :

$$a > 0, b < 0 \text{ et } |b| > |a|$$

Ce comportement est un comportement hautement capacitif avec une partie réelle de l'ordre de la dizaine d'Ohm et une partie imaginaire négative de l'ordre de la centaine d'Ohm. Un transistor large ayant un comportement capacitif plus limité qu'un transistor étroit, il sera donc plus facile d'adapter un nMOS de grande largeur sur l'antenne réceptrice. C'est en effet principalement ce comportement, hautement capacitif, qui rend l'adaptation directe du nMOS sur l'antenne difficile.





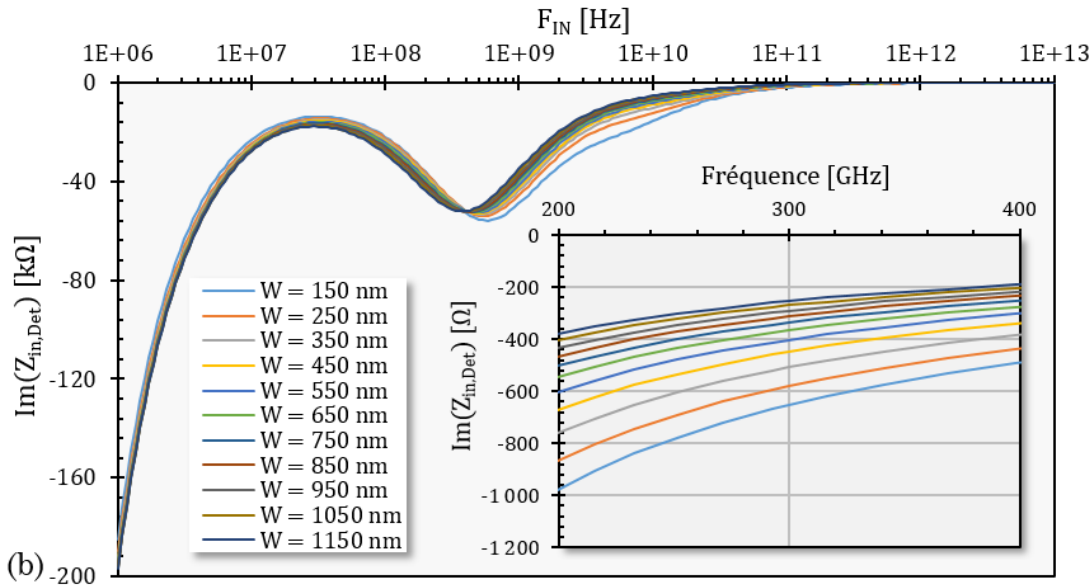
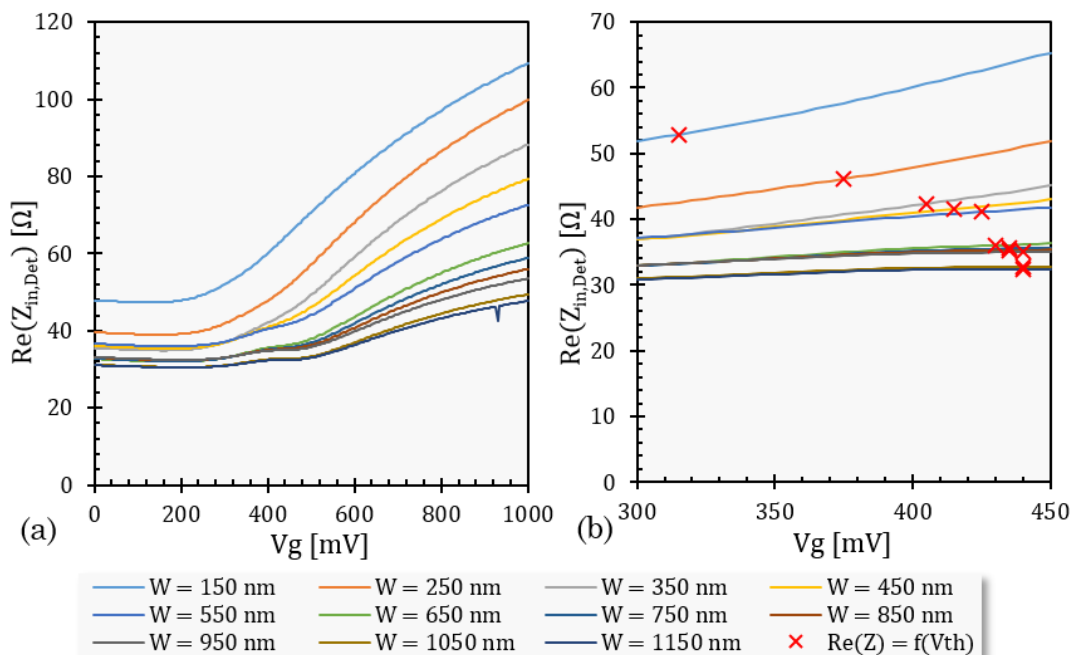


Figure 3.4 : A  $V_G = V_{TH}$ . (a) Partie réelle et (b) partie imaginaire de l'impédance d'entrée de la cellule détection vue par l'antenne entre les terminaux de grille et de source du nMOS standard. Les courbes sont fonction de la fréquence THz incidente  $F_{IN}$  et de la largeur ( $W$ ) du transistor. Les inserts sont des zooms entre 200 et 400 GHz sur les courbes globales.

Afin d'analyser le comportement des parties réelle et imaginaires de l'impédance d'entrée de la cellule détection à 300 GHz, des simulations en fonction de la tension de polarisation de grille ( $V_G$ ) sont présentées à la Figure 3.5. Ces courbes présentent deux phases principales dans l'évolution de  $Z_{in,Det}$ . Une première phase pour  $V_G < V_{TH}$  relativement constante pour la partie imaginaire comme pour la partie réelle de l'impédance. Une seconde phase pour  $V_G > V_{TH}$  pour laquelle la partie imaginaire reste relativement constante mais à une valeur plus élevée (plus faible en valeur absolue) que dans la phase précédente. Quant à la partie réelle, dans cette seconde phase elle croît avec  $V_G$ . Les tensions de seuil  $V_{TH}$  (abscisses des croix rouges pour chaque taille de nMOS dans la Figure 3.5) décrivent bien une tension de basculement dans le fonctionnement du nMOS au niveau électrique comme au niveau de ses impédances.



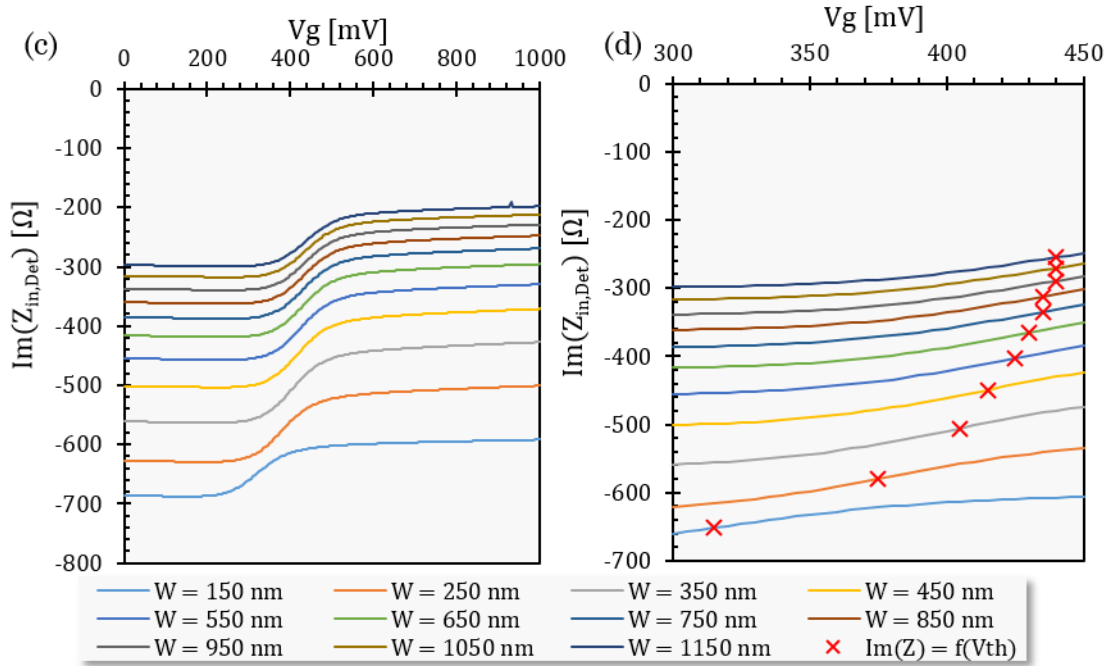


Figure 3.5 : A 300 GHz. Partie réelle (a) et imaginaire (c) de l'impédance d'entrée de la cellule de détection vue par l'antenne en fonction de la tension de polarisation de grille ( $V_G$ ) et de la largeur du nMOS standard  $W$  et du potentiel de grille  $V_G$ . Les tracés (b) et (d) présentent les zooms autour de  $V_G = V_{\text{TH}}$  respectivement des parties réelle et imaginaire en fonction de  $W$ . Les croix rouges représentent les valeurs d'impédances à  $V_G = V_{\text{TH}}$  pour chaque valeur de  $W$ .

### 3.2.3 $Z_{\text{in,Det}}$ en fonction de la fréquence THz et de la tension $V_G$ du nMOS RF

Dans cette partie est présenté le cas de l'analyse du comportement de la cellule de détection composée du transistor nMOS RF et d'une diode antenne de  $400\text{nm} \times 400\text{nm}$ . Cette taille de diode, qui est la plus petite taille permise par la technologie, a été implémentée car au vue du ratio entre la surface de grille du transistor et la surface de métal composant l'antenne (voir partie 3.5.1), cette dimension de diode remplissait les conditions imposées sur la diode antenne. L'impédance d'entrée de la cellule de détection vue par l'antenne réceptrice entre les terminaux de grille et de source du nMOS RF ( $Z_{\text{in,Det}}$ ) a été simulée comme dans la partie précédente dans le cas du nMOS standard. Ces simulations paramétriques sont fonctions du nombre de doigts qui composent la grille du nMOS RF, et donc de la largeur du nMOS RF, de la fréquence THz de réception ( $F_{\text{IN}}$ ) (voir Figure 3.6) et de la tension de polarisation de grille du transistor ( $V_G$ ) (voir Figure 3.7).

Les courbes de la Figure 3.6 obtenues pour  $V_G = V_{\text{TH}}$ , montrent la même tendance que pour le transistor nMOS standard, à savoir la réduction en valeur absolue des valeurs des parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée avec l'augmentation de la fréquence THz et du nombre de doigts de grille. Les zooms entre 200 et 400 GHz permettent de voir que la partie réelle de  $Z_{\text{in,Det}}$  est plus faible dans le cas d'une cellule de détection avec le transistor RF que dans le cas où la cellule est composée d'un nMOS standard. Cette observation est aussi valable avec la valeur absolue de la partie imaginaire de  $Z_{\text{in,Det}}$ , plus faible dans le cas d'un nMOS RF que d'un nMOS standard, rendant ainsi la cellule de détection contenant un transistor RF plus facilement adaptable à l'antenne car ayant un comportement moins capacitif.

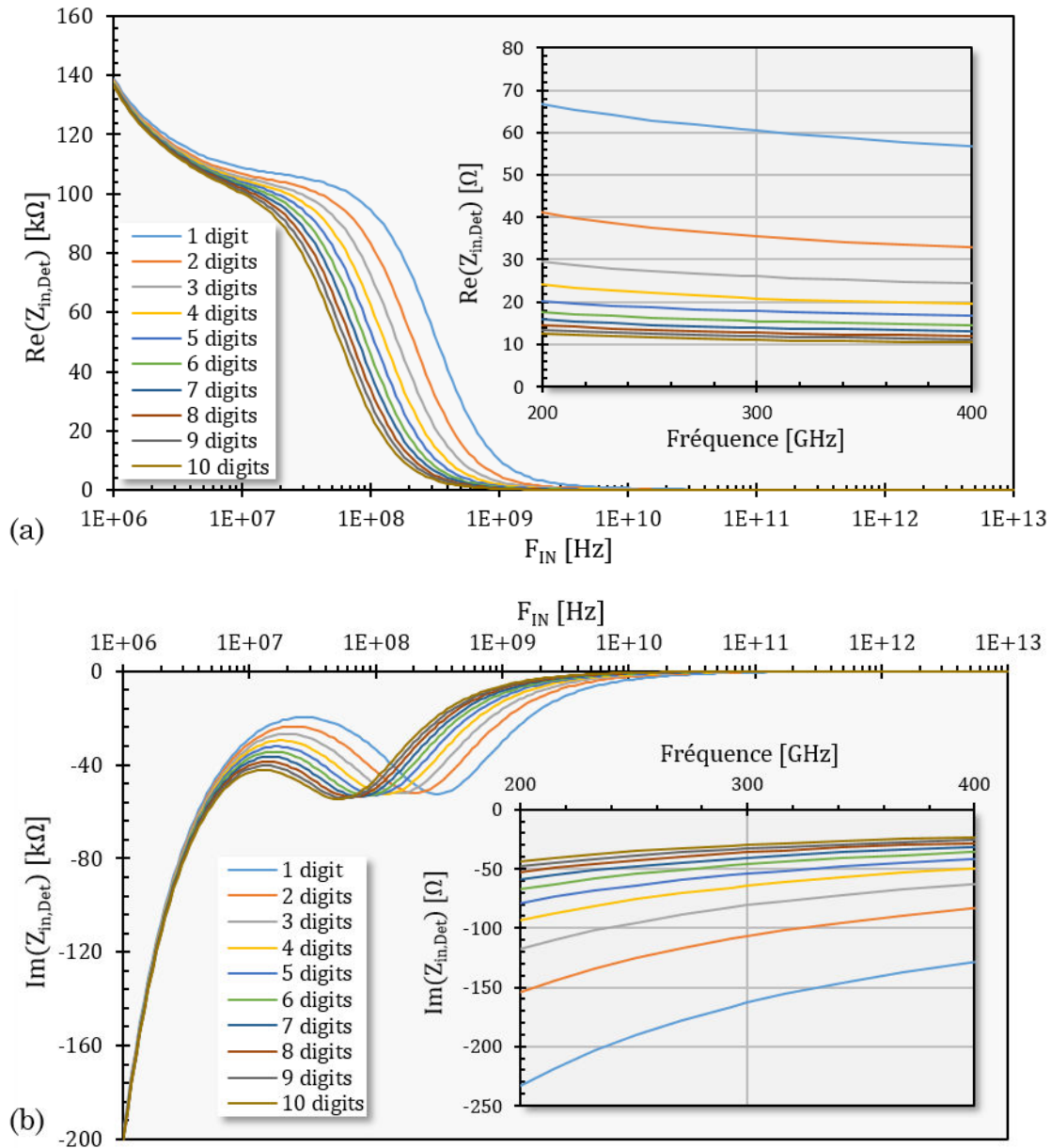


Figure 3.6 : A  $V_G = V_{TH}$ . (a) Partie réelle et (b) partie imaginaire de l'impédance d'entrée de la cellule détection vue par l'antenne entre les terminaux de grille et de source du nMOS RF en fonction de la fréquence THz et du nombre de doigts (= digits) composant la grille du transistor. Les inserts sont des zooms entre 200 et 400 GHz sur les courbes globales.

De même que pour le cas précédent du nMOS standard, des simulations paramétriques en fonction de la tension de polarisation de grille  $V_G$  sont réalisées à 300 GHz et reportées à la Figure 3.7. On observe le même type de comportement que pour le nMOS standard avec deux phases sur les courbes. Une phase pour  $V_G < V_{TH}$  pour laquelle les valeurs des impédances réelle et imaginaire sont quasiment constantes. Dans la seconde phase, pour  $V_G > V_{TH}$ , la partie réelle de l'impédance augmente légèrement avec  $V_G$  tout comme la partie imaginaire (diminution en valeur absolue). Donc, plus la tension de polarisation de grille augmente plus le nMOS RF voit son caractère capacitif diminuer. En observant les zooms entre  $V_G = 400$  mV et  $V_G = 500$  mV sur les Figure 3.7.b et Figure 3.7.d, on peut noter que l'impédance du nMOS RF, à 300 GHz, est relativement stable autour des valeurs de  $V_{TH}$  (abscisses des croix rouges pour chaque taille de nMOS RF) pour les

différentes valeurs de doigts de grille simulées. Enfin, il est important de constater que les nMOS RF ont un comportement bien moins capacitif que les nMOS standards pour les valeurs paramétriques simulées. Selon la taille du transistor considéré, il peut y avoir un facteur 6 d'écart entre la partie imaginaire d'un nMOS standard et celle d'un nMOS RF. Ceci rend le nMOS RF bien plus facilement adaptable à l'antenne de réception THz.

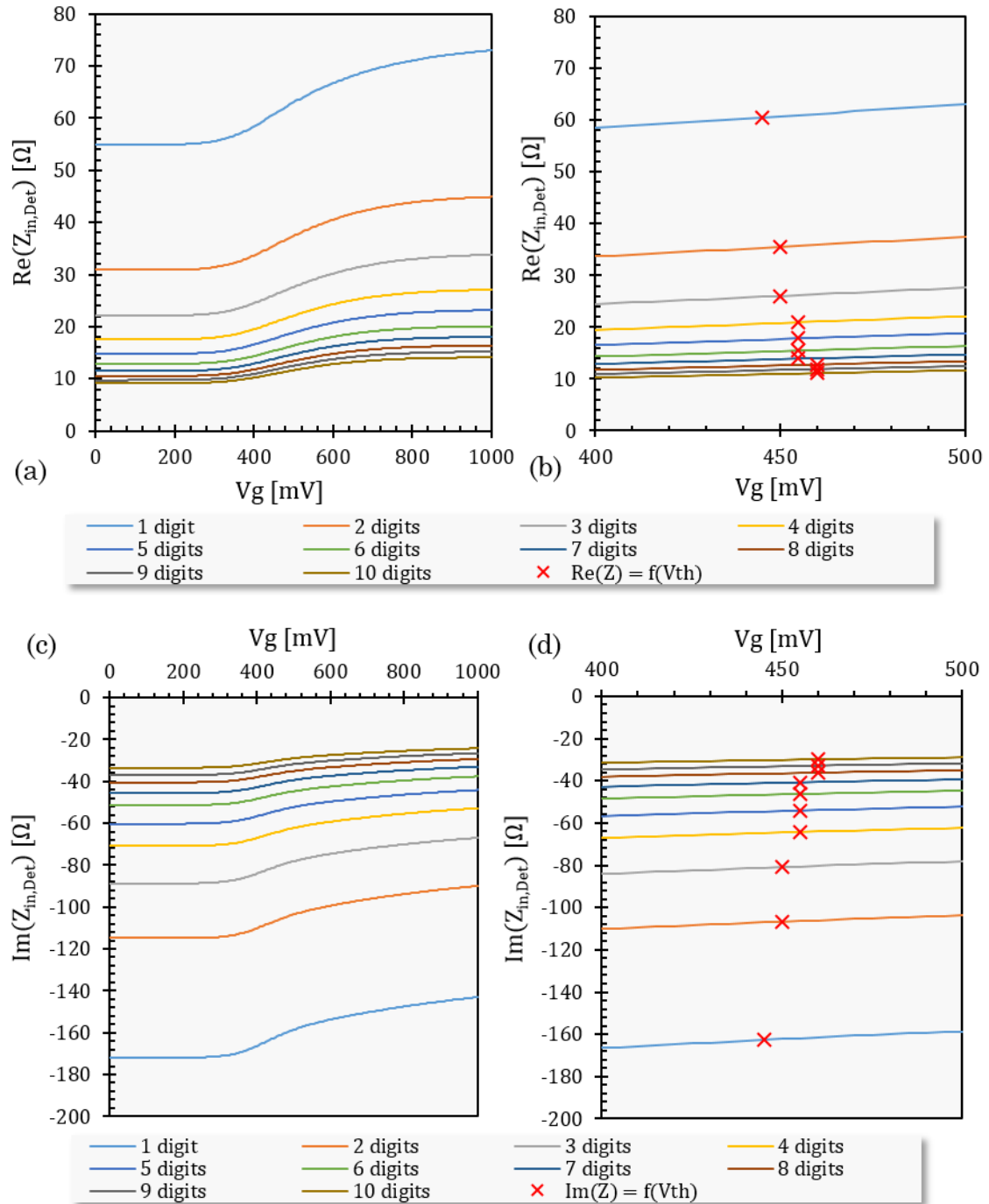


Figure 3.7 : A 300 GHz. Partie réelle (a) et imaginaire (c) de l'impédance d'entrée de la cellule détection vue par l'antenne en fonction de la tension de polarisation de grille ( $V_G$ ) et de la du nombre de doigts (= digits) du nMOS RF. Les tracés (c) et (d) présentent les zooms autour de  $V_G = V_{TH}$  respectivement des parties réelle et imaginaires en fonction du nombre de doigts (= digits). Les croix rouges représentent les valeurs d'impédances à  $V_G = V_{TH}$  pour chaque valeur de nombre de doigts de grille.

### 3.3 Contributions en bruit du nMOSFET

Outre l'aspect d'adaptation d'impédance de la cellule détection, il est primordial de considérer que les modifications de dimensions du transistor redresseur vont influencer le bruit généré par ce dernier. En effet comme vu dans la partie 2.4.2, les bruits générés par le nMOS redresseur peuvent être de deux types : le bruit de Flicker et le bruit thermique. De plus, les deux résistances de polarisation de grille et de source viennent apporter leur contribution à la densité spectrale totale de bruit thermique. Ces contributions en bruit sont caractérisées en fonction de la taille des transistors, de la fréquence de bruit et de la tension de grille. Pour les simulations, le même banc de caractérisation que dans la partie précédente a été utilisé à l'exception du port P1 qui a été remplacé par une source de tension alternative de très faible valeur (10 nV d'amplitude à 300 GHz pour simuler la réception du signal THz) et de la capacité de découplage  $C_D$  qui a été retirée. Les courbes des densités de bruit paramétriques obtenues en sortie du transistor, au niveau du terminal D du nMOS sur la Figure 3.3, sont présentées dans les parties ci-après.

#### 3.3.1 Densité de bruit en fonction de la fréquence de modulation $F_{MOD}$ et de la tension $V_G$ du nMOS standard

Cette partie fait état des densités de bruit au niveau du terminal de drain du transistor nMOS standard dans son environnement de réception. Les résultats des densités de bruit paramétriques (en  $V/\sqrt{Hz}$ ) sont présentés en fonction de la fréquence de bruit lorsque le transistor est polarisé à  $V_G = V_{TH}$  d'une part et en fonction de la tension de polarisation de la grille du nMOS pour une fréquence de bruit à  $F_{MOD} = 100$  kHz d'autre part. On choisit d'étudier la densité de bruit à la fréquence  $F_{MOD}$  uniquement car le reste de la densité sera filtrée par des filtres hautement sélectifs (voir partie 5.1.1.2).

Les courbes présentées à la Figure 3.8 rendent bien compte des différents type de bruits présents en sortie du nMOS. Pour une faible fréquence de modulation, le niveau de bruit est quasiment constant et dominé par le bruit de Flicker du transistor. Ce bruit est fortement dépendant de la largeur de grille ( $W$ ). Après une décroissance rapide en  $1/f$  et au-delà de la fréquence angle autour de 10 kHz, c'est alors le bruit thermique du nMOS qui domine. La densité de tension de bruit est alors beaucoup plus faible. En se plaçant à  $F_{MOD} = 100$  kHz on retrouve alors des densités de tension de bruit inférieures à la dizaine de  $nV/\sqrt{Hz}$  alors qu'à basse fréquence ces densités peuvent être de deux ordre de grandeur plus élevées. De plus, une fréquence de modulation à  $F_{MOD} = 100$  kHz est compatible avec une majorité de sources THz électroniques. En choisissant de se placer à  $F_{MOD} = 100$  kHz, et en faisant varier la tension de polarisation de grille du nMOS standard, on obtient les courbes présentées Figure 3.9. Outre les deux exceptions que forment les transistors à  $W = 150$  nm et  $W = 250$  nm, les autres valeurs de  $W$  semblent n'avoir que peu d'influence sur la densité de tension de bruit. De plus sur la plage d'utilisation du transistor en question, donc autour de  $V_G = V_{TH}$  pour une détection optimale, le bruit généré par la cellule détection est relativement limité comparé au bruit maximal pouvant être atteint autour de  $V_G = 240$  mV.

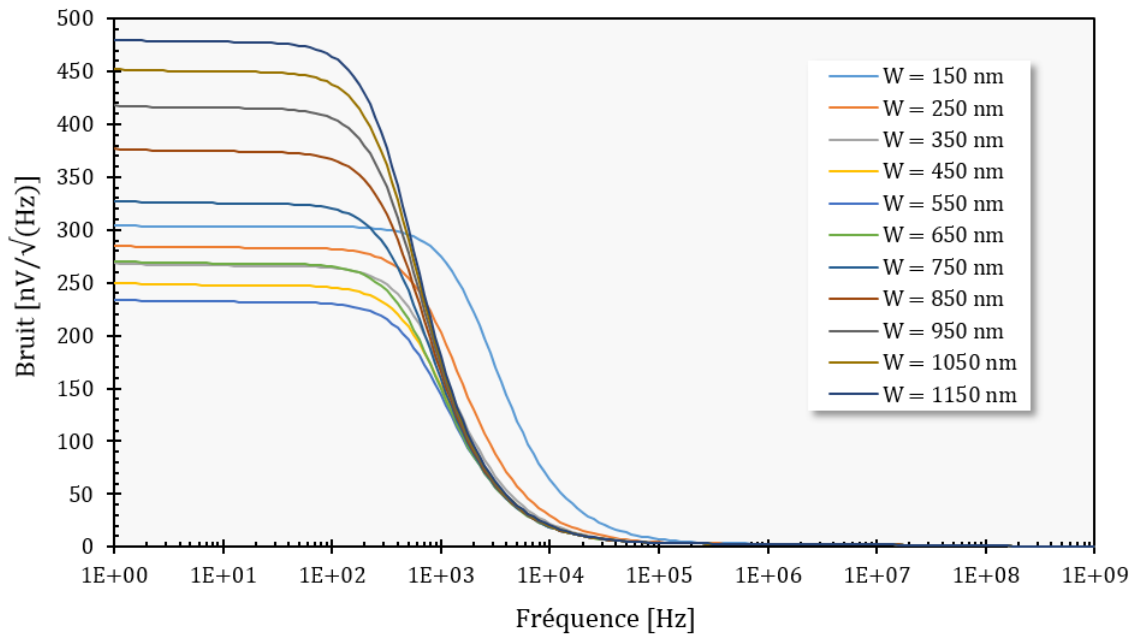


Figure 3.8 : A  $V_G = V_{TH}$ . Ces courbes présentent la densité de bruit spectrale en sortie du nMOS standard en fonction de la largeur de grille  $W$  et de la fréquence.

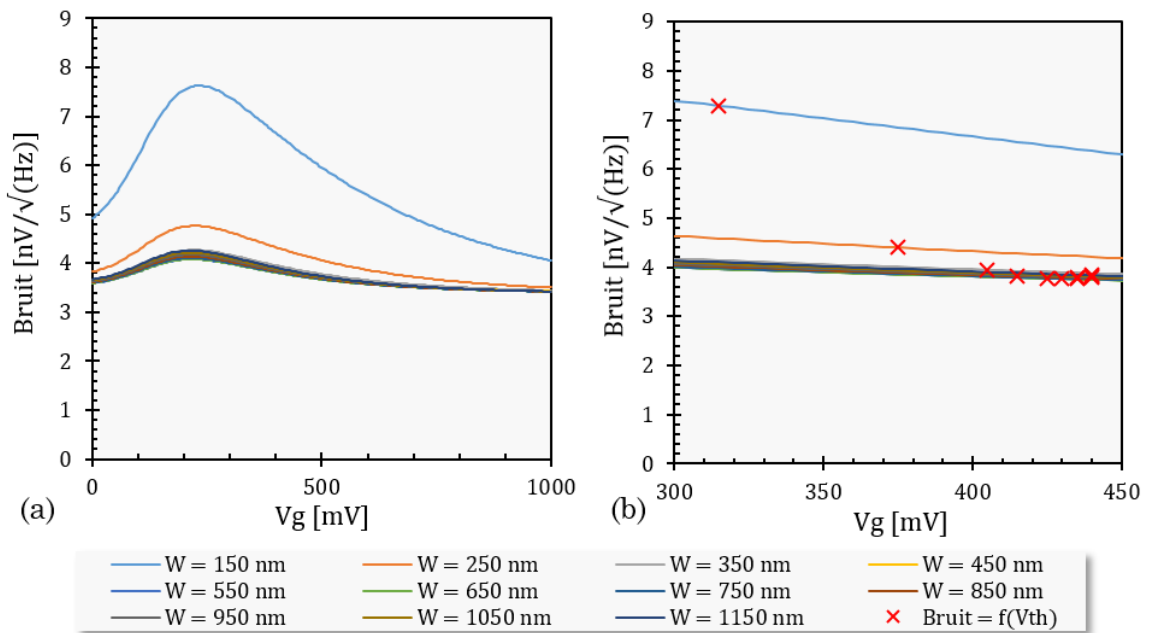


Figure 3.9 : A  $F_{MOD} = 100$  kHz. (a) Densité de bruit en sortie du nMOS standard en fonction de la largeur de grille ( $W$ ) et de la plage de variation de  $V_G$ . (b) Un zoom avec pointage des valeurs de densité de bruit pour  $V_G$  et  $V_{TH}$  pour chaque largeur de nMOS.

### 3.3.2 Densité de bruit en fonction de la fréquence de modulation $F_{MOD}$ et de la tension $V_G$ du nMOS RF

Cette partie fait état des densités de bruit au niveau du terminal de drain du transistor nMOS RF dans son environnement de réception. Les résultats des densités de bruit paramétriques (en  $V/\sqrt{Hz}$ ) sont présentés en fonction de la fréquence de bruit lorsque le transistor est polarisé à  $V_G = V_{TH}$  d'une part et de la tension de polarisation de la grille du nMOS pour  $F_{MOD} = 100$  kHz d'autre part. On choisit d'étudier la densité

de bruit à la fréquence  $F_{MOD}$  uniquement pour la même raison que citée dans la partie précédente.

Sur les courbes présentées à la Figure 3.10, on retrouve le même type de comportement pour les différents nombres de doigts de grille du nMOS RF que pour les différentes largeurs du nMOS standard. Les mêmes conclusions peuvent donc en être tirées. On note que dans le cas du nMOS RF la fréquence d'angle entre le bruit de Flicker et le bruit thermique semble être plus élevée et se situer autour de la dizaine de kilohertz. Cette observation nous conforte donc dans le choix de moduler le signal THz au niveau de la source à  $F_{MOD} = 100$  kHz.

Concernant les courbes présentées à la Figure 3.11, on peut noter une contribution importante en bruit autour des valeurs de 250 – 300 mV peu importe le nombre de doigts composant les grilles. Or pour les transistors RF ayant un nombre de doigts de grille compris dans la plage de valeur étudiée, entre 1 et 10, les tensions de seuil se situent plutôt autour de 450 mV comme présenté à la Figure 3.11.b. Au niveau de la polarisation électrique favorable à un bon redressement THz par le nMOS RF, on ne se situe donc pas dans la zone où la contribution en bruit de ce dernier se trouve être maximale. Cependant, il est important d'observer que les contributions en bruit des nMOS RF sont entre 10 et 30 fois plus importantes pour les différentes tailles de grille que celle des nMOS standard : entre 40 et 120 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$  suivant la taille de grille pour les nMOS RF contre environ 4 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$  pour les nMOS standard. Ceci, peu importe la taille de grille mise à part les deux cas pour lesquels  $W = 150$  nm et  $W = 250$  nm. Les conclusions à tirer de ces simulations sont que les transistors de type standard sont à privilégier si l'on souhaite mettre l'accent sur la faible contribution en bruit du premier étage de la chaîne que constitue le nMOS redresseur.

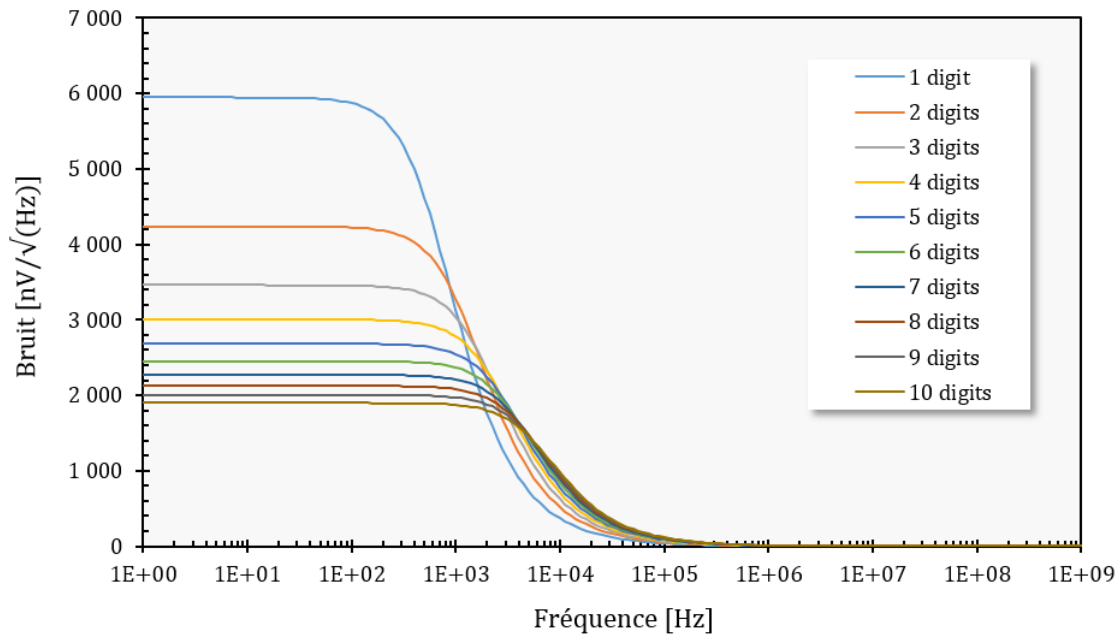


Figure 3.10 : A  $V_G = V_{TH}$ . Ces courbes présentent la densité de bruit spectrale en sortie du nMOS RF en fonction du nombre de doigts de grille (= digits) et de la fréquence.

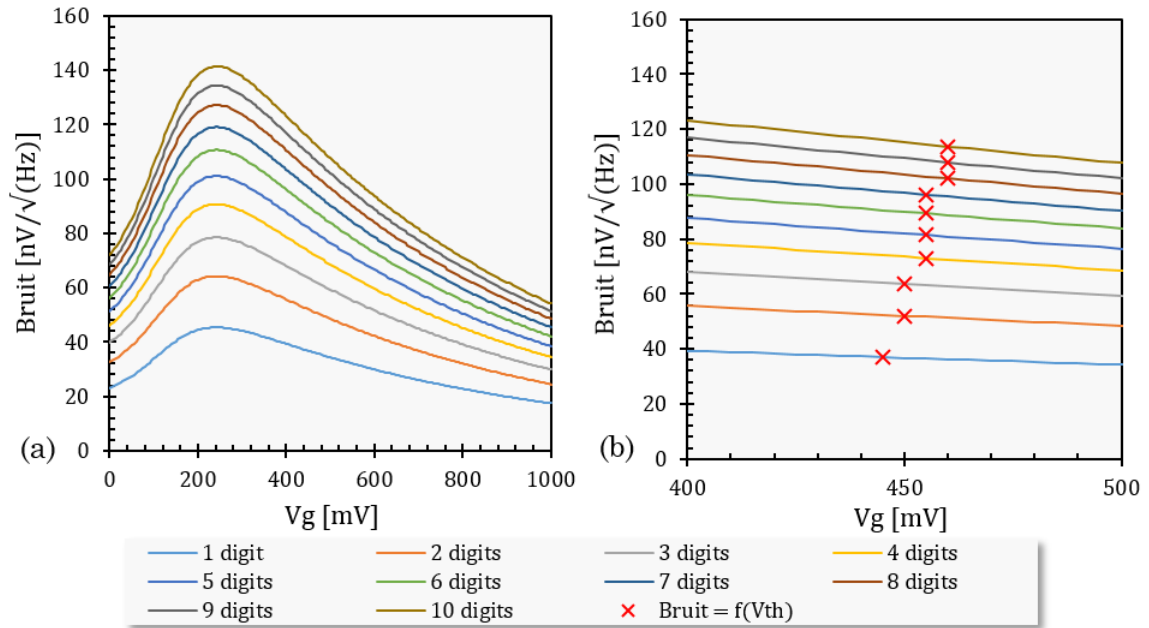


Figure 3.11 : A  $F_{MOD} = 100 \text{ kHz}$ . (a) Densité de bruit en sortie du nMOS RF en fonction du nombre de doigts de grille (digits) et de la plage de variation de  $V_G$ . (b) Un zoom avec pointage des valeurs de densité de bruit pour  $V_G$  et  $V_{TH}$  pour chaque composition de grille du nMOS.

### 3.4 Capacité de redressement des transistors nMOS

Le transistor en tête de chaîne a donc pour but premier de redresser le signal THz modulé à  $F_{MOD}$  en un signal DC modulé à cette même fréquence. Il semble donc primordial de pouvoir caractériser sa capacité de redressement ou plus précisément sa capacité de conversion entre la puissance THz incidente transmise par l'antenne en amplitude de signal DC. Le problème majeur dans cette analyse est que les modèles de transistors utilisés pour une technologie CMOS classique ne semblent pas prendre en compte les effets physiques donnant lieu au redressement THz au sein du canal (voir partie 3.6 et Annexe I). Le redressement THz n'est donc pas quantifiable ni prédictible actuellement et nous devons donc nous passer de cette composante quant au choix du transistor de redressement optimal.

### 3.5 Les contraintes de l'intégration

L'intégration complète et de manière monolithique du pixel térahertz, depuis l'antenne réceptrice jusqu'à la sortie du pixel sous forme de données binaires apporte les avantages de la densité et du coût peu élevé, à l'échelle industrielle, de l'intégration. Cependant cette intégration complète apporte aussi son lot de contraintes qui peuvent être difficiles à mettre en place du point de vue de la réalisation ou encore de l'exploitabilité aux vues de la physique des ondes THz. Certains des éléments parmi les plus contraignants sont abordés dans cette partie : l'intégration d'une diode d'antenne montée en inverse en parallèle du nMOS redresseur, l'apport d'une polarisation électrique stable pour assurer un redressement optimal et enfin l'implantation sur un substrat de silicium générant de larges pertes électromagnétiques.



3.5.1 La diode de protection des oxydes de grilles (Diode d'antenne)

Les règles de conception en technologie intégrée imposent de prendre des précautions quant aux différentes étapes de fabrication du circuit, afin d'assurer un pourcentage suffisamment élevé de pièces fonctionnelles sur l'ensemble de la quantité fabriquée. L'ajout du composant appelé diode d'antenne, entre dans ce cadre-là. Il s'agit d'une diode montée en inverse entre la grille du transistor et la masse, voir Figure 3.3, afin de pouvoir évacuer une accumulation trop importante de charges pouvant entraîner le claquage de l'oxyde de grille. C'est lors de la fabrication du circuit que ce risque est présent. En effet, lors d'un dépôt d'une surface conséquente de métal, comme c'est le cas avec l'antenne réceptrice, directement connectée à la grille du MOS, la différence de potentiel entre le plasma servant au dépôt de métal de la chambre et le substrat est tellement importante qu'elle peut entraîner le claquage de l'oxyde. Le courant de fuite de la diode montée en inverse permet d'évacuer ces charges à la masse sans endommagement des fonctionnalités du MOS. La surface de cette diode doit être proportionnelle à un ratio entre la surface de la large zone métallique engendrant le phénomène de différence de potentiel et la surface du canal du MOS en question. Cette loi empirique est fournie par le fondeur de la technologie. Il existe d'autres techniques afin de limiter cet effet d'accumulation de charges en rompant le lien direct qu'il existe entre cette surface de métal et la grille du MOS mais cependant non accessibles dans notre cas du fait que l'antenne se trouve sur la dernière couche de métal : M8.

La diode antenne ajoute donc un effet parasite non désiré dans la cellule détection : une capacité entre la grille du nMOS et le substrat de la puce connecté à la masse. La diode, polarisée en inverse, se comporte au niveau de la jonction  $p-n$  comme présenté à la Figure 3.12 : une zone de déplétion ou zone de charge d'espace (ZCE) apparaît au centre de la jonction  $p-n$ . Pour une analogie avec une capacité classique, la ZCE fait office de diélectrique, car disposant d'une grande résistivité, et les deux zones  $n$  et  $p$  de part et d'autres d'armatures conductrice. Or la capacité de cette diode est proportionnelle à la surface de cette dernière d'après (3.2) [RP Jain 03] et est appelée capacité de transition ( $C_T$ ).

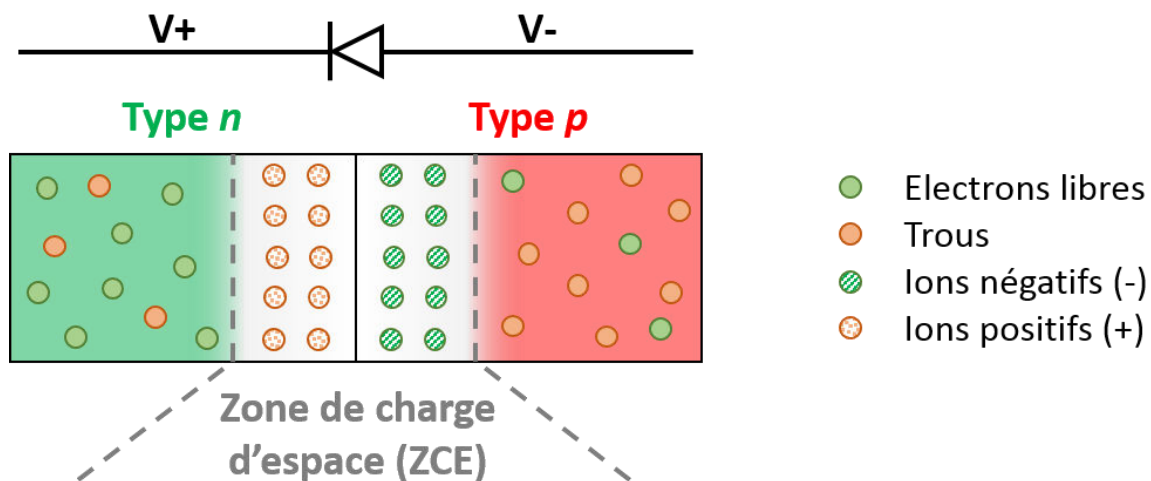


Figure 3.12 : Représentation de la jonction  $p-n$  et de la zone de charge d'espace (ZCE) d'une diode polarisée en inverse.

$$C_T = \frac{C_0}{(1 + V_R)^n} = \epsilon_r \frac{A}{W_j(V_R)}, \quad (3.2)$$

avec :

$C_T$  : Capacité de transition de la jonction  $p-n$ , en [F].

$C_0$  : Capacité de la jonction  $p-n$  en circuit ouvert (à courant nul), en [F].

$V_R$  : Potentiel inverse appliqué à la diode, en [V].

$n$  : Vaut  $1/2$  pour une jonction abrupte et  $1/3$  pour une jonction linéairement graduée.

$\epsilon_r$  : Permittivité relative du semi-conducteur.

$A$  : Surface du contact des régions  $n$  et  $p$  de la diode, en [m<sup>2</sup>].

$W_j(V_R)$  : Largeur de la ZCE dépendant du potentiel inverse  $V_R$ , en [m].

La diode d'antenne ajoute donc une capacité dépendant du potentiel inverse appliqué à ses bornes. Cette capacité, si elle est trop importante, peut mener les ondes THz directement dans le substrat de par sa très faible impédance. Les effets de cette diode sur l'impédance d'entrée de la cellule de détection sont présentés à la Figure 3.13. Ces effets sont aussi présentés sur les capacités équivalentes, en considérant la cellule de détection dans son ensemble, de grille-source ( $C_{GS\_equ}$ ) et de grille-substrat ( $C_{GB\_equ}$ ) à la Figure 3.15. De par l'ajout d'une capacité supplémentaire entre la grille du transistor et le substrat, l'impédance d'entrée de la cellule de détection diminue donc en valeur absolue avec l'augmentation de la capacité de transition ( $C_T$ ) et donc avec la surface de diode. Les transistors de grandes largeurs sont plus robustes aux variations de capacité de transition car ayant une faible impédance, la valeur de cette dernière domine dans les contributions des impédances.

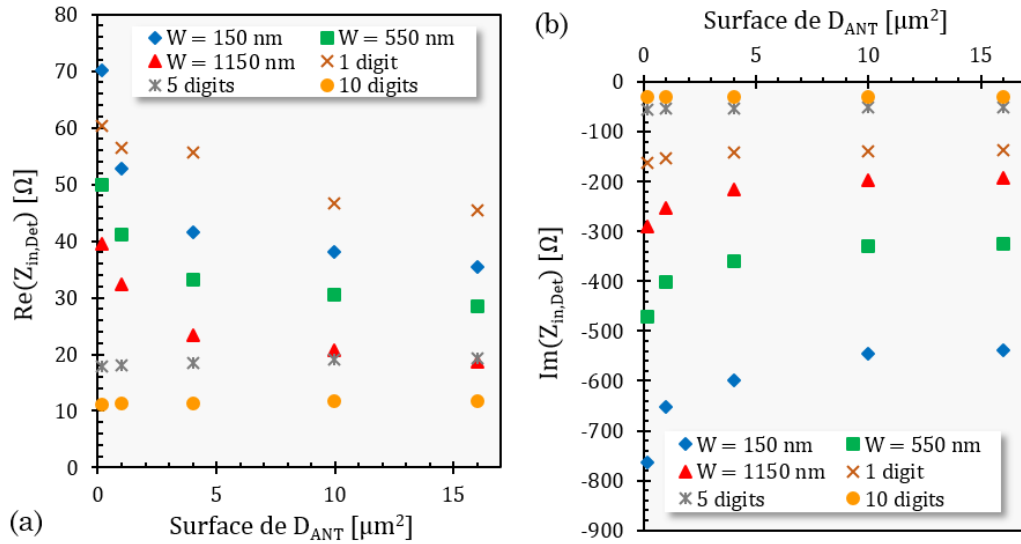


Figure 3.13 : Variations des parties réelle (a) et partie imaginaire (b) de l'impédance d'entrée de la cellule de détection ( $Z_{in,Det}$ ) en fonction de la surface de la diode antenne et en fonction de la largeur du nMOS considéré, standard ou RF.

L'ajout de la diode d'antenne influence les capacités équivalentes de la cellule de détection. Le schéma de la cellule classique ainsi que le celui des capacités équivalentes sont présentés à la Figure 3.14. A l'aide de ce schéma, on en déduit que la capacité de transition  $C_T$  de la jonction  $p-n$  de la diode d'antenne ne doit pas avoir

d'influence sur la capacité équivalente de grille-source  $C_{GS\_eq}$  alors que sa valeur s'ajoute directement à celle de  $C_{GB\_nMOS}$  pour former la capacité équivalente  $C_{GB\_eq}$ . Les courbes montrant l'influence de l'ajout de la diode d'antenne sur les capacités équivalentes de la cellule détection sont présentées à la Figure 3.15. On observe alors, comme attendu, que la diode n'a quasiment aucune influence sur la capacité équivalente  $C_{GS\_eq}$ , alors que la courbe de  $C_{GB\_eq}$  évolue linéairement avec la surface de la diode d'antenne comme vu théoriquement avec (3.2). La capacité naturelle de l'oxyde entre la grille et le substrat dans un nMOS classique est parfois utilisée comme dispositif capacitif appelé capacité MOS dans certains circuits ne disposant pas de capacités métal-oxyde-métal (MOM). Cette capacité, de l'ordre du femto-Farad à la dizaine de femto-Farad, se retrouve donc en parallèle avec la diode d'antenne, ayant une capacité de l'ordre de la dizaine de femto-Farad. Ces deux éléments s'ajoutant donc au niveau des comportements électriques, la capacité de transition  $C_T$  a la plus grande influence sur la capacité équivalente totale. A la lumière de ces conclusions il convient donc de limiter la taille de la diode d'antenne dans la cellule détection.

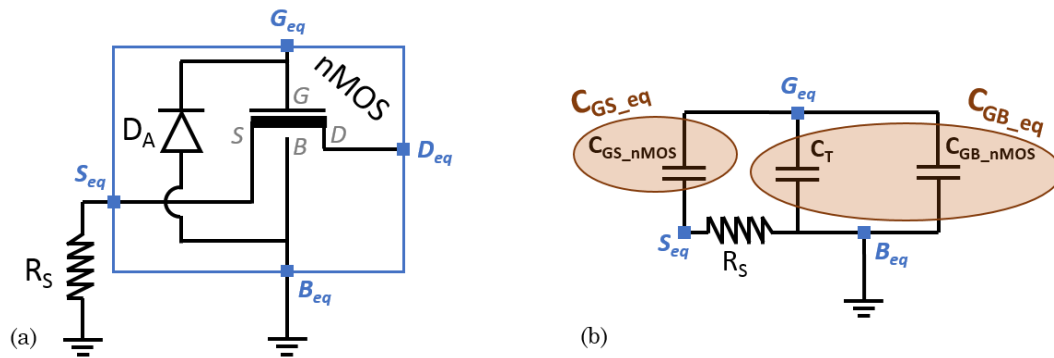


Figure 3.14 : (a) Schéma de la cellule détection polarisée au niveau de la source par  $R_S$ . (b) Schéma des capacités équivalentes de la cellule détection.

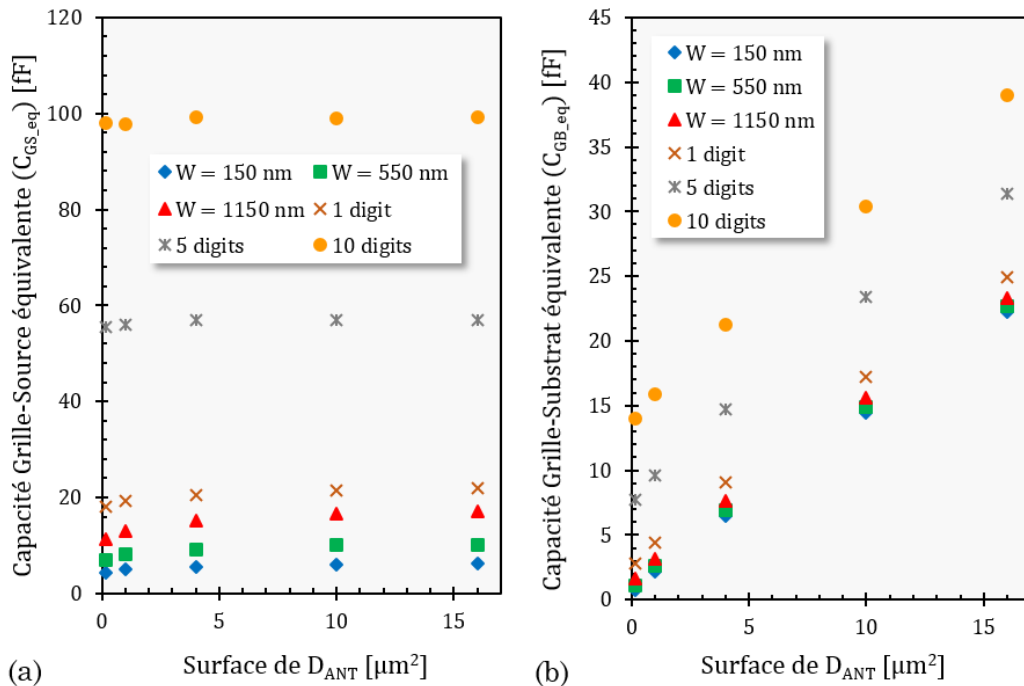


Figure 3.15 : Variations des valeurs de capacités équivalentes de (a) grille-source ( $C_{GS\_eq}$ ) et de (b) grille-substrat ( $C_{GB\_eq}$ ) avec la surface de la diode antenne et en fonction de la largeur du nMOS considéré, standard ou RF.

### 3.5.2 La polarisation électrique du nMOS redresseur et l'influence des résistances de grille ( $R_G$ ) et de source ( $R_S$ )

Afin de s'assurer que le transistor nMOS soit placé dans des conditions de détection et de redressement THz optimales, il est nécessaire de le placer dans les conditions de polarisation électrique requises pour remplir ce rôle. Comme vu dans le Chapitre 2, le nMOS redresseur doit donc être polarisé tel que :  $V_{GS} \approx V_{TH}$ . La source est connectée à la masse, tout comme le substrat. Le drain n'a aucun potentiel imposé afin de ne pas avoir de courant  $i_{DS}$  de polarisation pour réduire la contribution du transistor en bruit. Enfin, la grille est polarisée à  $V_{TH}$ . Afin de réaliser cette polarisation électrique, deux résistances sont utilisées : une résistance de grille ( $R_G$ ) et une résistance de source ( $R_S$ ), comme présentées à la Figure 3.3. C'est ce même type banc de simulation qui est utilisé ici. Les influences et contributions de ces deux résistances selon leur valeur sont donc caractérisées dans cette partie. Les simulations d'impédances sont réalisées à 300 GHz et la plage de variation de la valeur de ces résistances a été choisie très large,  $[1\Omega ; 10\text{ T}\Omega]$ , de manière à pouvoir observer les variations décrivant les différents phénomènes mis en jeu. Ceci permet ainsi d'en déduire une valeur de résistance réalisant une polarisation avec le moins d'influence possible sur l'impédance du nMOS tout en limitant leur contribution en bruit. Il est donc nécessaire que la résistance permette de fixer le potentiel de grille  $V_G$  tel que :  $V_G = V_{G,polar} = V_{TH}$  et le potentiel de source tel que  $V_S = 0\text{ V} = \text{GND}$ . Ceci tout en simulant, d'un point de vue électrique, un circuit ouvert afin de ne pas être perturbé par l'impédance de la source de tension extérieure fournissant ces deux potentiels. La Figure 3.16 permet de voir que pour des valeurs au-delà de  $10\text{ G}\Omega$  pour les nMOS standards et de  $1\text{ G}\Omega$  pour les nMOS RF, les résistances  $R_G$  et  $R_S$  sont trop importantes. Il en résulte un effet sur les tensions de polarisations. Cet effet est particulièrement important dans le cas du potentiel  $V_G$ , car l'ordre de grandeur de la résistance est alors le même que celui de l'impédance de grille du transistor. C'est pour cette raison, en plus des contraintes d'implantation physiques réelles de résistances de valeurs importantes, que l'on analyse l'influence des deux résistances uniquement sur la plage  $[1\ \Omega ; 1\text{ G}\Omega]$  dans les deux parties suivantes.

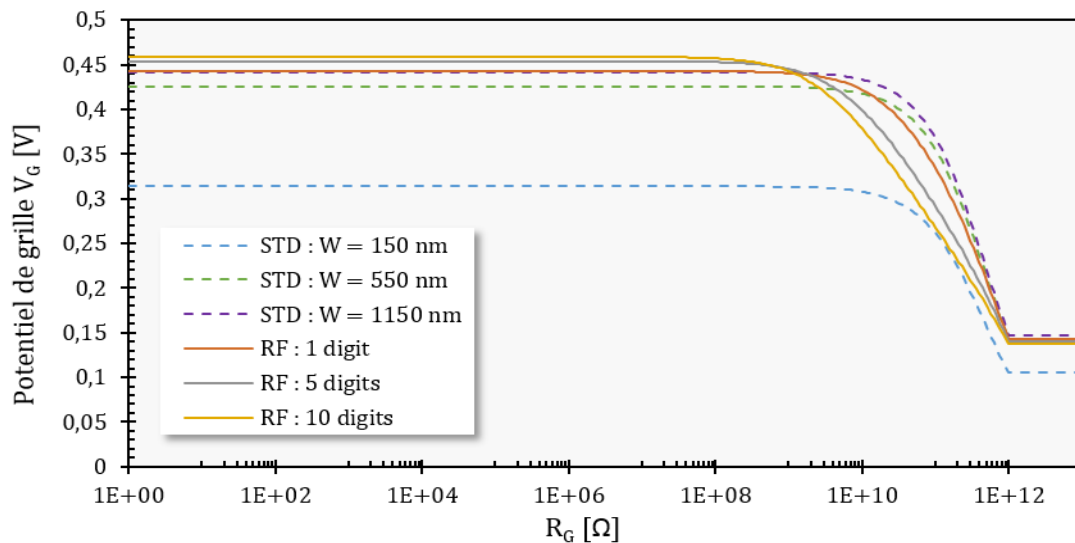


Figure 3.16 : Influence de la valeur de résistance de grille ( $R_G$ ) sur le potentiel de grille ( $V_G$ ), imposé à  $V_{TH}$  par une source extérieure pour chaque taille de transistor, en fonction de différentes dimensions de grille de nMOS standard et RF.

### 3.5.2.1 Influence des valeurs de $R_G$ et $R_S$ sur le nMOS standard

Les courbes des Figure 3.17 et Figure 3.18 représentent l'influence des valeurs de résistance de grille  $R_G$  et de résistance de source  $R_S$  sur, respectivement, la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance d'entrée de la cellule détection. Chaque courbe est obtenue pour une variation de la valeur de  $R_G$  ou  $R_S$  quand l'autre est fixée. Pour des valeurs inférieures à la dizaine d'ohms, le port d'analyse P1 (Figure 3.3) est comme directement connectée à la masse d'un côté (par  $R_S$ ) et donc en parallèle de l'impédance de grille-substrat du nMOS et de l'impédance de la source de tension à  $V_G$  (par  $R_G$ ) de l'autre côté. A contrario, pour des fortes valeurs de résistance, ces dernières agissent comme des circuits ouverts et l'impédance vue par le port d'analyse P1 est essentiellement celle du nMOS entre la grille et la source. C'est le mode de fonctionnement recherché ici. Ce mode est atteint pour des valeurs de  $R_G$  et  $R_S$  supérieures à  $10\text{ k}\Omega$  pour lesquelles l'impédance est stable, d'après les résultats. Dans l'intervalle  $[10\ \Omega ; 10\text{ k}\Omega]$  les valeurs des résistances utilisées vont hautement influencer l'impédance vue par l'antenne au niveau du détecteur. Ceci se caractérise par de fortes évolutions de valeurs sur les courbes, et particulièrement dans le cas de  $R_S$ , avec un maximum pour la partie réelle obtenu autour de la centaine d'ohms. La résistance  $R_S$  a une plus grande influence que  $R_G$  car elle caractérise la référence du port d'analyse, à savoir si l'impédance est vue par rapport à la masse GND ou à la source du transistor redresseur.

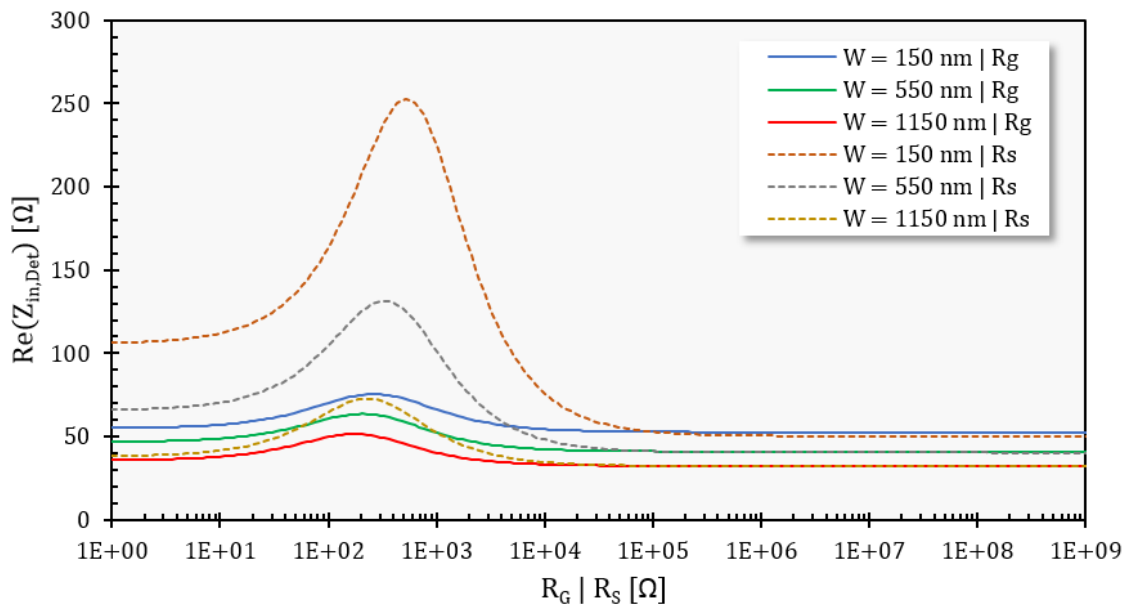


Figure 3.17 : Influence des valeurs des résistances  $R_G$  et  $R_S$  sur la partie réelle de l'impédance d'entrée de la cellule détection  $Z_{in,Det}$  en fonction de la largeur du nMOS standard. Les courbes continues sont obtenues pour une variation de  $R_G$  et les courbes en pointillés pour une variation de  $R_S$ .

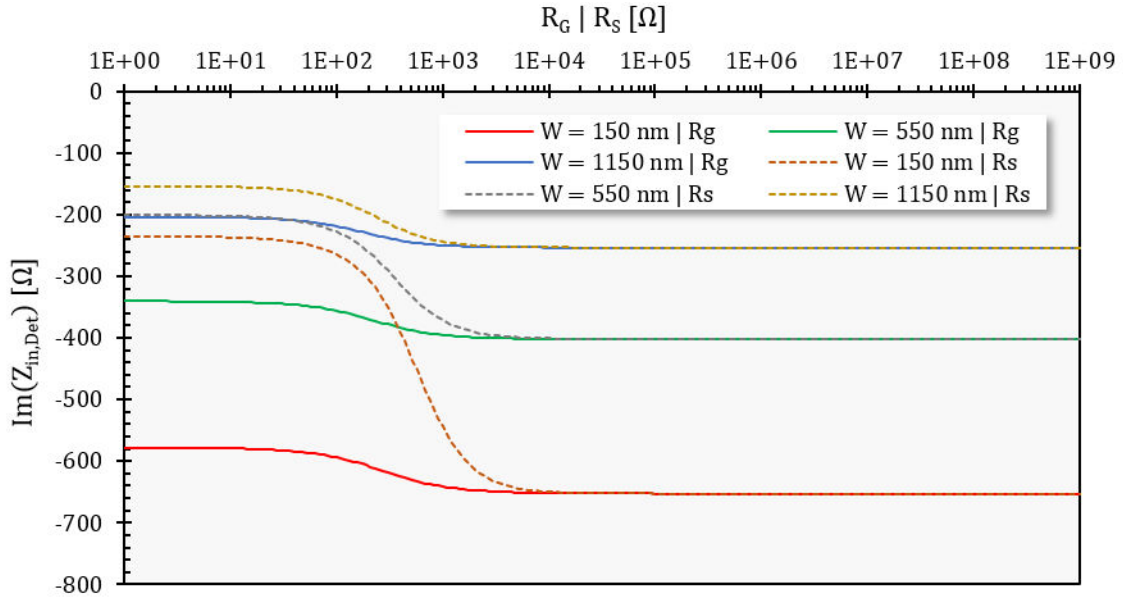


Figure 3.18 : Influence des valeurs des résistances  $R_G$  et  $R_S$  sur la partie imaginaire de l'impédance d'entrée de la cellule détection  $Z_{in,Det}$  en fonction de la largeur du nMOS standard. Les courbes continues sont obtenues pour une variation de  $R_G$  et les courbes en pointillés pour une variation de  $R_S$ .

Les résistances utilisées pour la polarisation électrique, et comme toute résistance, sont sources de bruit thermique pour le circuit. Les courbes présentées à la Figure 3.19 caractérisent le bruit en sortie du nMOS redresseur à 100 kHz en fonction des valeurs des résistances  $R_G$  et  $R_S$  pour les mêmes gammes de variations que précédemment. Les résultats montrent une faible influence de la valeur de ces résistances sur le bruit dans le cas de transistors larges. Dans le cas des nMOS de largeurs telles que  $W > 550\text{nm}$ , l'écart entre la contribution en bruit minimale et maximale des résistances sur l'ensemble de la plage de variation étudiée est de 19%. Les contributions maximales sont atteintes autour de  $33\text{k}\Omega$  pour  $R_S$  et  $300\text{k}\Omega$  pour  $R_G$ .

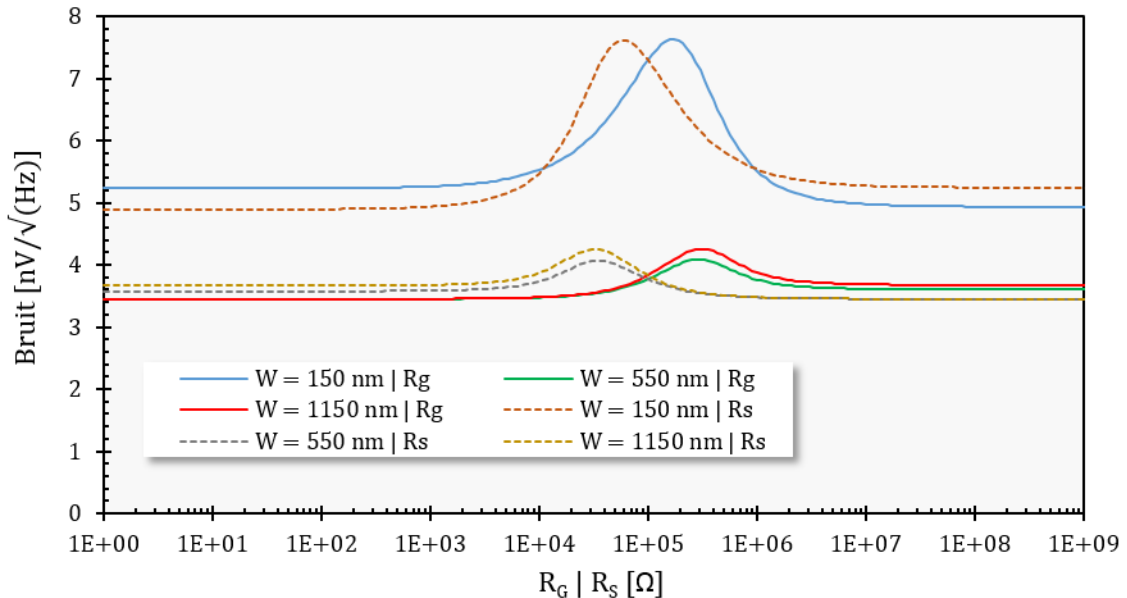


Figure 3.19 : Influence des valeurs des résistances  $R_G$  et  $R_S$  sur le bruit à 100 kHz en sortie du transistor redresseur en fonction de la largeur du nMOS standard. Les courbes continues sont obtenues pour une variation de  $R_G$  et les courbes en pointillés pour une variation de  $R_S$ .

Au vu des résultats présentés ci-dessus sur les impédances ainsi que sur le bruit qu'elles génèrent, un choix de valeurs telles que  $R_G = R_S = 100 \text{ k}\Omega$  semble relativement judicieux. Pour des raisons de commodités d'intégration, des valeurs plus élevées seraient moins envisageables. Avec une résistance de cette taille, on se place dans la zone de comportement semblable à un circuit ouvert du point de vue des impédances. La contribution en bruit n'est alors que de 10% supplémentaire par rapport aux valeurs minimales atteignables pour les nMOS standards tels que  $W > 550\text{nm}$ .

### 3.5.2.2 Influence des valeurs de $R_G$ et $R_S$ sur le nMOS RF

Les courbes des Figure 3.20 et Figure 3.21, comme dans la partie précédente, représentent l'influence des valeurs de résistances  $R_G$  et  $R_S$  sur, respectivement, la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance d'entrée de la cellule détection dans les mêmes conditions de variation. Le mode de faible influence de ces résistances sur l'impédance vue par l'antenne est obtenu comme précédemment pour des valeurs de  $R_G$  et  $R_S$  supérieures à  $10 \text{ k}\Omega$  car là aussi l'impédance se stabilise alors. Les variations sur les courbes pour des valeurs inférieures caractérisent la forte influence de ces résistances. Comme vue précédemment, et avec les transistors RF aussi,  $R_S$  a une plus forte influence que  $R_G$  de par sa position entre la source et la masse du circuit. Les mêmes types de conclusion que dans la partie précédente peuvent donc être tirés quant au choix de valeurs de  $R_G$  et  $R_S$  par rapport aux impédances, même si leur influence est plus limitée dans le cas des transistors RF que celui des transistors standards.

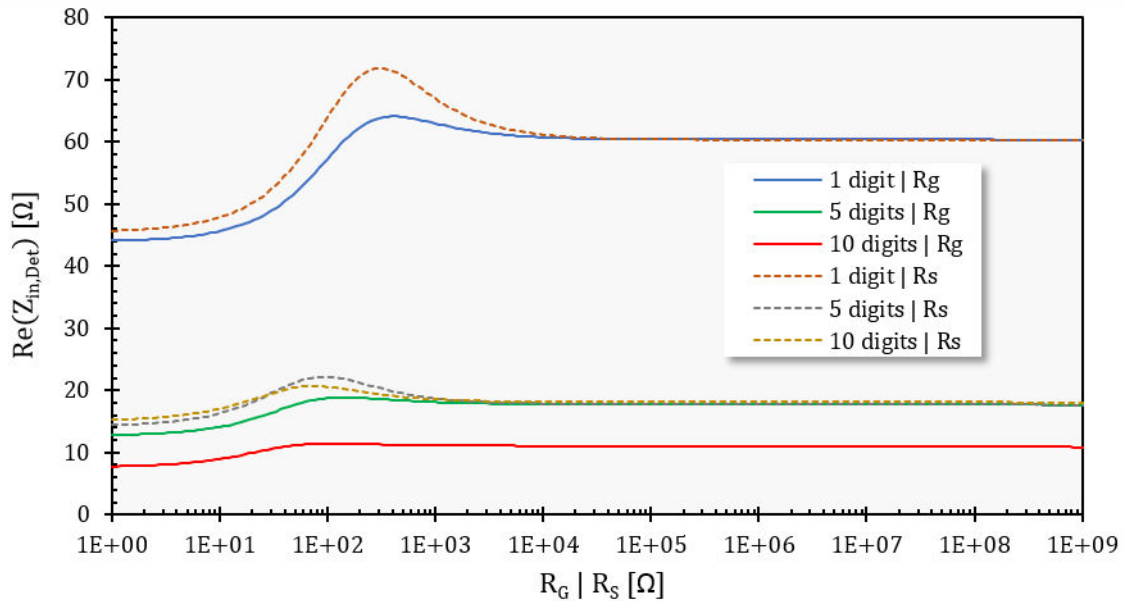


Figure 3.20 : Influence des valeurs des résistances  $R_G$  et  $R_S$  sur la partie réelle de l'impédance d'entrée de la cellule détection  $Z_{in,Det}$  en fonction de la largeur du nMOS RF. Les courbes continues sont obtenues pour une variation de  $R_G$  et les courbes en pointillés pour une variation de  $R_S$ .

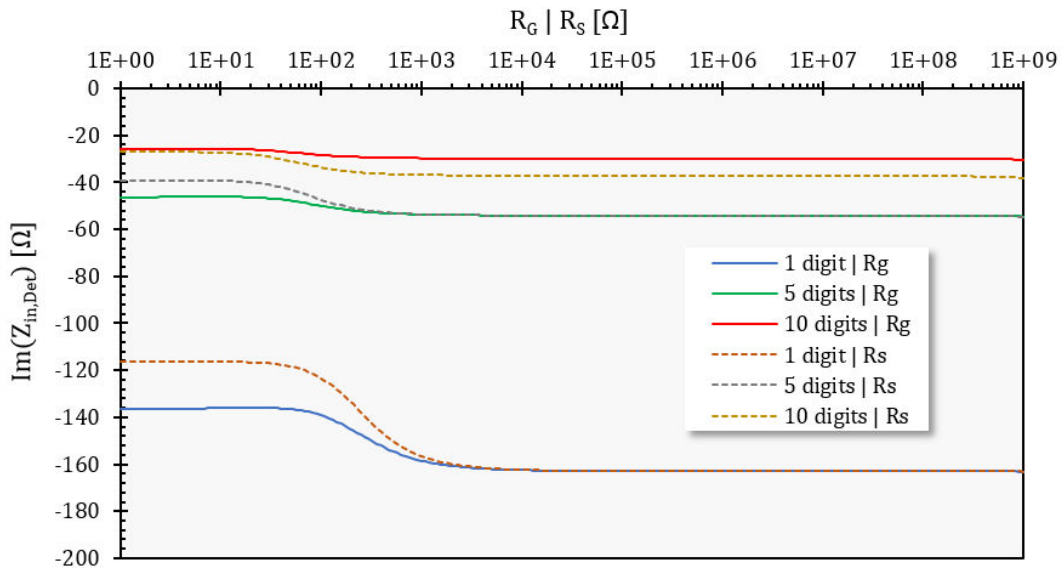


Figure 3.21 : Influence des valeurs de  $R_G$  et  $R_s$  sur la partie imaginaire de l'impédance  $Z_{in,Det}$  en fonction de la largeur du nMOS RF. Les courbes continues sont obtenues pour une variation de  $R_G$  et les courbes en pointillés pour une variation de  $R_s$ .

Concernant les contributions en bruit des résistances de grille et de source dans le cas d'un transistor redresseur RF, les courbes pour une étude à 100 kHz sont présentées à la Figure 3.22. Entre les valeurs minimales et maximales de contribution en bruit, on note plus d'un facteur deux pour les transistors RF. Au maximum de la courbe : 124% supplémentaires dans le cas d'un transistor RF à 1 doigt de grille, 134% dans le cas d'un transistor à 5 doigts et 132% dans le cas d'un transistor à 10 doigts. Ces valeurs maximales sont obtenues autour de 36 kΩ pour  $R_s$  et 275 kΩ pour  $R_G$ . On choisira donc, comme validé dans la partie précédente  $R_G = R_s = 100$  kΩ. Cette valeur, non idéale, représente un bon compromis du point de vue des contributions en bruit (+80% pour 1 doigts, +86% pour 5 doigts et +85% pour 10 doigts, par rapport au minimum atteignable), de l'intégrabilité et de la compatibilité des cellules détection entre celles utilisant un transistor standard et celles avec un transistor RF.

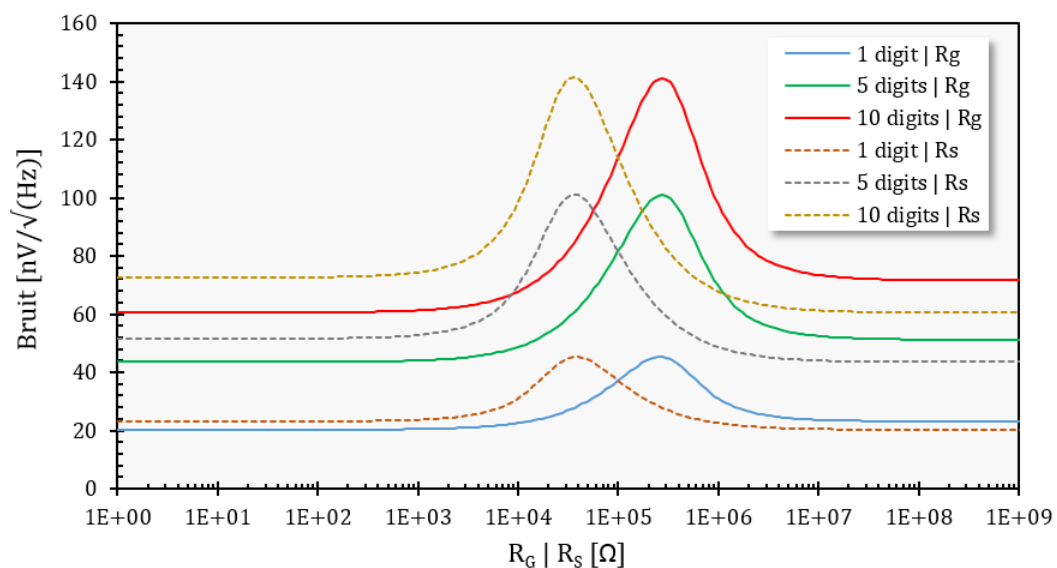


Figure 3.22 : Influence des valeurs des résistances  $R_G$  et  $R_s$  sur le bruit à 100 kHz en sortie du transistor redresseur en fonction de la largeur du nMOS RF. Les courbes continues sont obtenues pour une variation de  $R_G$  et les courbes en pointillés pour une variation de  $R_s$ .



### 3.5.3 Isolation du substrat de silicium

Le substrat de silicium est un milieu à fortes pertes pour les ondes THz. De plus, de par sa forte permittivité relative ( $\epsilon_r \approx 12$ ), le substrat confine les rayonnements THz. Afin de rester dans des conditions de conception à bas coût et sans ajouter de procédé complexe à l'intégration, on utilise donc pour les deux transistors un caisson d'isolation dit « triple-well », comme présenté au début du chapitre sur la Figure 3.2. Ce caisson, déjà inclus dans le cas du transistor nMOS RF de la technologie, est ajouté autour du transistor nMOS standard. Cette isolation électrique du substrat  $p$  du transistor en question, standard ou RF, par rapport au reste du substrat  $p$  de la puce, ne garantit pas une isolation électromagnétique mais ne peut qu'améliorer les limitations de diaphonie d'un pixel à l'autre ou de propagations électromagnétiques dans le substrat. Chaque cellule détection est donc intégrée dans un caisson isolé.

## 3.6 Discussion autour des validités des modèles

Dans tout ce chapitre nous avons réalisé des simulations paramétriques sur les transistors nMOS, standards et RF, du kit de conception fourni par le fondeur de la technologie intégrée utilisée. Ces transistors sont simulés avec les extractions de composants parasites liés au placement sur silicium à l'aide du logiciel de conception Cadence® et des modèles fournis par les fondeurs. Ces modèles garantissent des gains jusqu'aux fréquences de transition  $f_T$  (fréquence pour laquelle le gain en courant est unitaire) et maximale  $f_{max}$  (fréquence pour laquelle le gain en puissance est unitaire). Au-delà de ces fréquences, le transistor perd donc son caractère, respectivement, d'amplificateur de courant et d'amplificateur de puissance. Ces fréquences  $f_T$  |  $f_{max}$  se situent autour de 30 GHz et il n'existe pas de fréquence limite de validité des modèles fournis et utilisés pour les simulations, d'après le fondeur. Cependant, les modèles commerciaux de simulations n'intègrent pas de modèle de description des phénomènes intervenant aux fréquences THz comme vu à la partie 2.7. Un doute existe donc quant à la validité de ces derniers concernant les simulations d'impédances au-delà de  $f_T$  |  $f_{max}$ . Or, les simulations de ce chapitre se situent à un ordre de grandeur fréquentiel plus élevé que ces dernières fréquences. Il se peut donc que les modèles à 300 GHz ne soient qu'une extrapolation des modèles à 30 GHz et qu'ils ne représentent donc pas parfaitement le comportement du nMOS. Comme abordé en partie 3.4, un résultat primordial pour concevoir un transistor de redressement est sa capacité à redresser le signal THz en signal DC. Cette conversion se produit grâce aux phénomènes non-quasi statiques agissant sur la densité des porteurs au sein du canal. Les simulations présentées en Annexe I montrent des résultats incohérents et aléatoires concernant ce redressement en fonction de la puissance THz incidente et de la taille du transistor. Ces résultats confirment donc que les effets quasi-statiques ayant lieu au sein du canal et créant le redressement ne sont pas pris en compte. La qualité de redressement du signal THz d'un transistor en particulier ne peut donc pas être évaluée. Le doute soulevé par la non-simulation du redressement à 300 GHz, soulève à son tour le doute de connaître la validité des résultats de simulation obtenus à 300 GHz dans ce chapitre. Une solution serait que les fondeurs intègrent dans leurs modèles commerciaux de simulations les modèles non-quasi statiques développés actuellement [Shur 16] afin de décrire rigoureusement toutes les performances et caractéristiques du MOSFET à plus haute fréquence que les fréquences  $f_T$  |  $f_{max}$ .

### 3.7 Conclusions et choix

Au cours de ce chapitre, une analyse des comportements des transistors standard et RF a été présentée. Cette caractérisation ne se veut pas exhaustive sur l'ensemble de leur comportement mais aborde les points essentiels dans les choix et la conception de l'environnement d'un transistor utilisé en tant que redresseur d'ondes THz dans un pixel pouvant être intégré sous forme matricielle en technologie intégrée standard. Le transistor est donc de type  $n$ , afin de favoriser la mobilité des porteurs et donc la rapidité de réponse du MOS. Il possède un canal relativement court, que l'on prendra ici au minimum de la technologie, c'est-à-dire à  $L = 130$  nm. Concernant le choix d'implantation des nMOS standards, on choisira un transistor large pour des raisons de faible contribution en bruit auquel s'ajoute une adaptation plus facile sur l'antenne puisque les valeurs absolues des parties réelle et imaginaire sont alors plus faibles. Pour de grandes valeurs de  $W$ , le bruit du nMOS est relativement constant et devient plus faible pour de faibles largeurs. De plus, avec une surface de grille plus élevée, une diode d'antenne plus réduite peut alors être mise en œuvre, limitant ainsi l'ajout capacitif de ce composant. Pour les nMOS standards on prendra donc une diode d'antenne de surface :  $1 \mu\text{m} \times 1 \mu\text{m}$  et on choisira la largeur du transistor telle que  $W = 1150$  nm. Concernant les nMOS RF, on choisira 3 types de largeurs : 1 doigt, 5 doigts et 10 doigts de grille afin de caractériser l'effet de ces différentes configurations sur la qualité du redressement THz. Ces transistors, moins performants en contribution de bruit, permettent une adaptation à l'antenne moins difficile de par la faible valeur de leur partie imaginaire en valeur absolue. A cela s'ajoute la possibilité d'implanter une diode antenne à la taille minimale grâce à la surface de grille plus conséquente de ces transistors. Ainsi, pour ce cas, on prendra une surface de diode antenne de  $400 \text{ nm} \times 400 \text{ nm}$ . L'ensemble des conclusions pouvant être tiré des simulations de ce chapitre ainsi que les plages de valeurs des impédances et de bruit de chaque type de nMOS étudié, sont résumés dans le Tableau 3.1. Pour des raisons de commodité d'adaptation d'impédances, on prendra pour la suite l'impédance d'entrée de la cellule détection du transistor RF à 5 doigts de grille comme référence, à savoir :  $Z_{in,Det} = 15 - 60i \Omega$ .

|             | Caractéristiques d'impédance   |  | Caractéristiques de bruit  |
|-------------|--|--|--|
|             | Partie Réelle  | Partie Imaginaire  | Au drain (D)   |
| nMOS<br>STD | Diminution de $ Re(Z_{in,Det}) $ avec l'augmentation de $W$                  | Diminution de $ Im(Z_{in,Det}) $ avec l'augmentation de $W$                  | Bruit <b>relativement constant</b> sur les variations de $W$ pour les <b>grands <math>W</math></b> |
|             | [30 ; 55] $\Omega$   | [-650 ; -250] $\Omega$   | [4 ; 7,5] $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$   |
| nMOS<br>RF  | Diminution de $ Re(Z_{in,Det}) $ avec l'augmentation de nb(doigts de grille) | Diminution de $ Im(Z_{in,Det}) $ avec l'augmentation de nb(doigts de grille) | <b>Augmentation</b> du bruit avec l' <b>augmentation</b> de nb(doigts de grille)                   |
|             | [10 ; 60] $\Omega$   | [-160 ; -30] $\Omega$  | [40 ; 120] $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  |

Tableau 3.1 : Tableau récapitulatif des effets des variations de largeurs ( $W$  ou nombre de doigts de grille) des transistors dans les cas nMOS standard et nMOS RF sur leurs caractéristiques d'impédance et de bruit, ainsi que leurs plages de valeurs obtenues.



## 4 Chapitre 4

# Intégration d'antennes THz et optimisation de leur environnement

Dans ce quatrième chapitre l'ensemble des études menées sur la partie électromagnétique (EM) du pixel THz sont présentées. La partie EM du pixel est composée de l'antenne de réception ainsi que de son environnement EM. Dans un premier temps, les considérations d'adaptation d'impédance et donc de co-conception entre l'antenne et le nMOS de redressement THz seront présentées à 300 GHz, fréquence cible pour les raisons exposées partie 2.7. De plus, les antennes remplissant les différentes contraintes de l'intégration et le choix des deux géométries retenues pour être intégrées dans les cas de test seront également exposées. Dans un second temps les contraintes de l'intégration de l'antenne sur le substrat de silicium ainsi que dans un circuit de traitement intégré complexe seront présentées ainsi que les solutions envisagées. Enfin, sur les dernières parties de ce chapitre seront présentées les différentes simulations électromagnétiques des solutions mises en œuvre ainsi que celles des antennes et de leurs configurations d'environnements EM. Les différents cas de complexités intégrées retenues pour être implémentées dans le circuit réalisé en fonderie seront finalement présentés.

### 4.1 Géométrie d'antennes de réception THz intégrées

Comme expliqué précédemment, le but recherché ici est de développer un pixel THz entièrement intégrable et matricable de manière monolithique sans l'ajout de procédés onéreux après la fabrication en fonderie. L'intégration d'antennes performantes dans ce type d'environnement très contraint impose un certain nombre de choix quant aux géométries des antennes et à leur adaptation d'impédance avec l'élément détecteur constitué par le nMOS de redressement THz.

#### 4.1.1 Co-conception avec le nMOSFET

Le détecteur THz à proprement parler est donc le transistor nMOS de redressement. C'est donc ce composant seul qui va permettre la détection directe et donc la conversion de l'onde THz incidente en un signal DC exploitable. Cette conversion s'effectue sans conservation de l'information de phase comme cela a été présenté dans les théories de la détection THz par MOSFET au Chapitre 2. Ce composant essentiel dans l'ensemble de la chaîne de détection et de traitement du signal doit donc disposer d'une puissance THz suffisante à ses bornes. Ainsi, le redressement s'opère dans les meilleures conditions possibles et fournit alors un signal exploitable sur lequel un traitement du signal permet d'accroître les performances de l'imageur global final en termes de réponse et de sensibilité. Dans le but de garantir un bon transfert de puissance entre l'antenne réceptrice et le détecteur MOSFET, une

co-conception entre cette dernière et la cellule détection a été menée. Cette co-conception évite l'utilisation d'un système d'adaptions d'impédance de type standard utilisé dans les récepteurs RF. En effet, ce type de système d'adaptation peut s'avérer complexe à mettre en place aux fréquences considérées et en technologie intégrée autour de 300 GHz, en plus d'être intégrable dans un pixel matricable.

Afin de maximiser le transfert de puissance entre l'antenne de réception THz et le MOSFET, il est nécessaire de remplir la condition suivante selon laquelle l'impédance de l'antenne et celle de la cellule détection vue au Chapitre 3 soient une paire complexe conjuguée afin de réaliser une adaptation complexe :

$$Z_{\text{antenne}} = Z_{\text{in,Det}}^* , \quad (4.1)$$

avec :

$Z_{\text{antenne}}$  : l'impédance de l'antenne de réception THz.

$Z_{\text{in,Det}}$  : l'impédance d'entrée de la cellule détection.

Comme vu à la partie 3.7, afin de rendre cette adaptation d'impédance possible et fonctionnelle avec un MOSFET de rectification présentant des performances satisfaisantes, il a été choisi d'adapter l'antenne sur la cellule détection composée d'un transistor de type nMOSFET RF à 5 doigts de grille de la technologie intégrée considérée. Or, comme vu au Chapitre 3, pour une polarisation de la tension  $V_{GS}$  du nMOSFET RF à 5 doigts autour de sa tension de seuil  $V_{TH}$  et une excitation THz autour de 300 GHz on obtient :  $Z_{\text{in,Det}} = 15 - 60i \Omega$ . Le but est donc de chercher à obtenir une impédance d'antenne telle que  $Z_{\text{antenne}} = 15 + 60i \Omega$ .

#### 4.1.2 Les différentes géométries d'antenne étudiées

Avant d'analyser et de faire un choix quant à la géométrie des antennes, il est nécessaire de noter quatre points fondamentaux liés aux contraintes imposées ici. Le premier étant qu'au vu de l'adaptation d'impédance abordée ci-dessus, et comme le MOSFET dispose d'un comportement capacitif, il est primordial que l'antenne dispose d'un comportement inductif à 300 GHz comme exprimée par la valeur de son impédance recherchée :  $Z_{\text{antenne}} = 15 + 60i \Omega$ . Le second point est imposé par le fait que l'antenne est intégrée dans les niveaux métalliques du procédé CMOS. L'empilement des niveaux est hautement contraint au niveau des dimensions ce qui impose que l'antenne soit planaire. Troisièmement, il est nécessaire de considérer un type d'antenne différentiel afin d'assurer une excitation entre les terminaux de grille et de source du transistor de redressement. Enfin, les ondes THz émises par la source sont polarisées linéairement et afin de limiter les pertes et donc de maximiser le couplage de l'onde THz à l'antenne, on cherche donc un type d'antenne, lui aussi, à polarisation linéaire.

Il existe donc plusieurs types d'antennes répondant à nos attentes et plusieurs d'entre elles ont déjà été implémentées dans la littérature concernant la détection THz. C'est le cas particulièrement des antennes de type dipôle repliée [Pfeiffer 08], [Rahman 14], [Nafe 17], de type patch [Ahmad 15], [Yan 14], [Pfeiffer 11], [Dae Yeon Kim 13], [Boppel 12], de type *bow-tie* [Boukhayma 14], [Dominges 14] ou encore de type boucle [Uzunkol 14], [Al Hadi 12]. L'ensemble de ces géométries remplissent les contraintes abordées et permettent donc d'envisager un couplage efficace de l'onde THz au MOSFET rectificateur. Cependant chaque géométrie a des particularités favorables ou non au transfert de l'onde THz au détecteur. Dans le cadre de cette thèse,

il a été décidé de se concentrer sur les deux géométries que sont l'antenne papillon et l'antenne boucle. L'antenne papillon a été gardée pour des raisons historiques, cette dernière ayant déjà montrée ses performances dans le cas du circuit TERAMOS du laboratoire ainsi que dans la littérature. Cependant, des modifications conséquentes sont apportées dans notre cas par rapport à la version précédente de cette antenne. Enfin, il a été choisi d'étudier l'antenne boucle pour des raisons de performances et de compacité comme présentées dans la littérature ainsi que pour son caractère inductif naturel essentiel dans notre cas. Les présentations plus détaillées de ces deux géométries d'antennes sont abordées dans les deux parties suivantes.

Concernant les performances des antennes, nous n'avons pas de contraintes particulières fortes comme cela peut être le cas pour les antennes utilisées en télécommunications. En effet, dans notre cas, la fréquence visée peut être légèrement variable autour d'une fréquence cible de 300 GHz puisque la source THz utilisée couvre une large bande. Concernant la bande passante, l'importance n'est pas non plus de premier ordre puisque le domaine de recherche n'est pas encore assez mature pour normaliser la bande THz en vue de domaines d'applications variés. Concernant les gains d'antenne, l'essentiel est d'obtenir le meilleur gain possible avec un maximum de rayonnement dans l'axe de la source THz utilisée. Ainsi, le cahier des charges des antennes étudiées se résume surtout à optimiser au maximum l'antenne de réception THz et son environnement en considérant l'ensemble des contraintes fortes liées à l'intégration dans un procédé microélectronique.

#### 4.1.2.1 L'antenne *Bow-tie*

L'antenne de type papillon, que l'on appellera par son nom anglophone dans toute la suite : *bow-tie*, est fréquemment utilisée pour la détection THz. C'est l'antenne déjà précédemment implémentée au sein du circuit TERAMOS conçu au laboratoire L3i du CEA Leti [Boukhayma 14], [Boukhayma 16]. Une caractérisation plus rigoureuse de ce circuit est réalisée durant cette thèse et présentée en partie 5.2.2. Cette antenne, dérivée de l'antenne dipôle classique, dispose d'une largeur de bande plus conséquente que cette dernière sans pour autant augmenter sa complexité. Ainsi, l'antenne *bow-tie* offre des largeurs de bande raisonnables, typiquement autour de 30% en comparaison de la faible complexité de sa géométrie. En effet, comme cette antenne devient de plus en plus large à mesure que l'on s'éloigne du point d'excitation, alors les courants surfaciques en sont moins contraints (par comparaison au cas de l'antenne dipôle). Il en résulte donc une largeur de bande plus importante. La géométrie de cette antenne est définie par différents paramètres tels que sa longueur ( $L_{\text{ant}} = 110 \mu\text{m}$ ), la distance ( $D_{\text{ant}} = 15 \mu\text{m}$ ) séparant la pointe des deux cônes de l'antenne, ou encore l'angle ( $\alpha_{\text{ant}} = 110^\circ$ ) séparant les deux cônes de l'antenne. L'angle ( $\alpha_{\text{ant}}$ ) définissant un des paramètres de l'antenne pouvant aussi être choisi comme l'angle d'ouverture des cônes, ce qui est plus aisé pour réaliser les simulations paramétriques d'optimisation. Les paramètres de dimensions utilisés sont visibles à la Figure 4.1.a. Ses performances sont relativement insensibles aux légères variations de dimensions au moment de sa fabrication et génère une polarisation linéaire parallèle à l'axe passant par le point d'excitation et le centre des deux cônes (axe Y sur la Figure 4.1). L'accès au point d'excitation de l'antenne se fait de manière différentielle permettant de connecter la source du transistor d'un côté et la grille de l'autre. Son impédance naturelle est purement réelle, un *balun* d'adaptation est donc

ajouté dans le but de donner un comportement inductif à l'antenne à 300 GHz, comme expliqué précédemment. Enfin ce type d'antenne est compatible avec une intégration sous forme matricielle. L'antenne, ainsi que son *balun* d'adaptation sont visibles à la Figure 4.1.a. Concernant son diagramme de rayonnement dans le vide, l'antenne émet un diagramme en forme de tore comme présenté à la Figure 4.1.b.

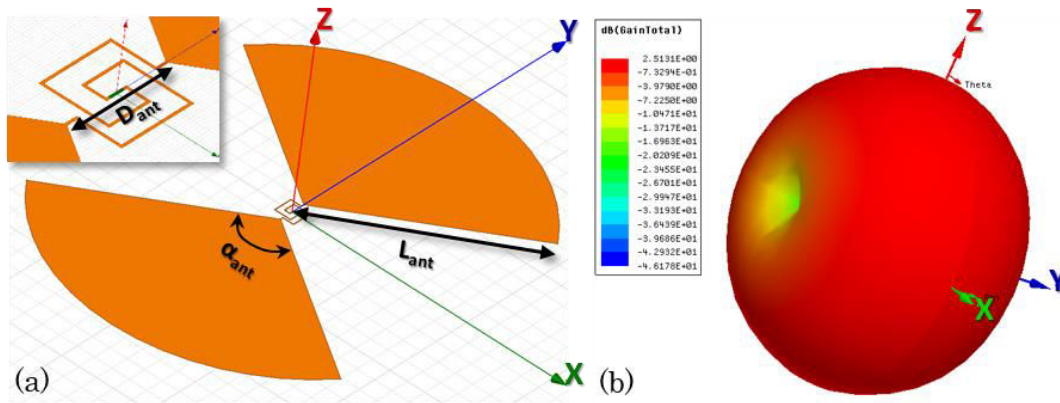


Figure 4.1 : (a) Antenne de type bow-tie avec en insert le balun d'adaptation inductif entre les deux cônes de l'antenne et le port d'excitation. (b) Digramme de rayonnement de l'antenne bow-tie simple, dans le vide.

#### 4.1.2.2 L'antenne Boucle (Loop)

L'antenne de type boucle, que l'on appellera par son nom anglophone dans toute la suite : *loop*, est elle aussi fréquemment utilisée dans les détecteurs THz. Cette antenne de type planaire et de petite taille dispose d'une faible résistance de rayonnement mais d'une grande réactance. Du point de vue de son impédance, elle aura donc un comportement naturellement inductif ce qui est recherché pour une adaptation avec le transistor de redressement THz. Aucun *balun* d'adaptation ne sera donc utilisé avec cette antenne. Sa fréquence de rayonnement privilégiée est caractérisée par son rayon et l'antenne s'approche de la résonance à mesure que sa circonférence se rapproche de la valeur de la longueur d'onde visée, de manière semblable à l'antenne dipôle repliée. Il en ressort un avantage important de cette antenne : sa petite taille comparée à une autre antenne répondant à la même fréquence. On peut noter la différence de dimension, aux Figure 4.1 et Figure 4.2, entre les antennes *bow-tie* et *loop* répondant à la même fréquence. L'antenne boucle apporte donc un gain de place non négligeable dans la conception de pixels pour imageurs matriciels. La largeur de l'antenne ( $W_{ant}$ ) est, elle, essentiellement utilisée afin de modifier la valeur de son impédance dans le but de réaliser l'adaptation. Pour réaliser les simulations paramétriques d'optimisation on définira l'antenne par son rayon nominal ( $R_{nom_{ant}}$ ) et sa largeur ( $W_{ant}$ ) comme présenté sur la Figure 4.2.a. On prend finalement  $R_{nom_{ant}} = 47 \mu\text{m}$  et  $W_{ant} = 31 \mu\text{m}$ . De par son caractère magnétique, l'antenne est moins sensible à un environnement à haute permittivité ou à forte conductivité car cet environnement agit plus sur le champ électrique que sur le champ magnétique. Par symétrie, le point d'excitation de l'antenne *loop* n'a pas d'importance sur les caractéristiques de cette dernière lorsque cette excitation est réalisée classiquement, c'est-à-dire avec des lignes d'accès parallèles et réalisant une excitation quasiment en un seul point de la boucle (la boucle étant alors ouverte au niveau de la

séparation entre les deux lignes d'accès). Une excitation différentielle étant nécessaire dans notre cas, l'antenne est conçue avec des lignes d'accès à  $180^\circ$  l'une de l'autre comme présentée à la Figure 4.2.a. Les lignes d'accès se situant alors toutes deux suivant l'axe  $x$  du repère orthogonal. Dans cette configuration, l'antenne présentée se rapproche alors de l'antenne dite de dipôle replié. D'où le diagramme de rayonnement dans l'air qui est donné à la Figure 4.2.b. Dans cette configuration, l'antenne *loop* (que l'on continuera par la suite à appeler comme telle) dispose alors d'une polarisation linéaire parallèle à l'axe des lignes, donc ici l'axe  $X$  selon la Figure 4.2.

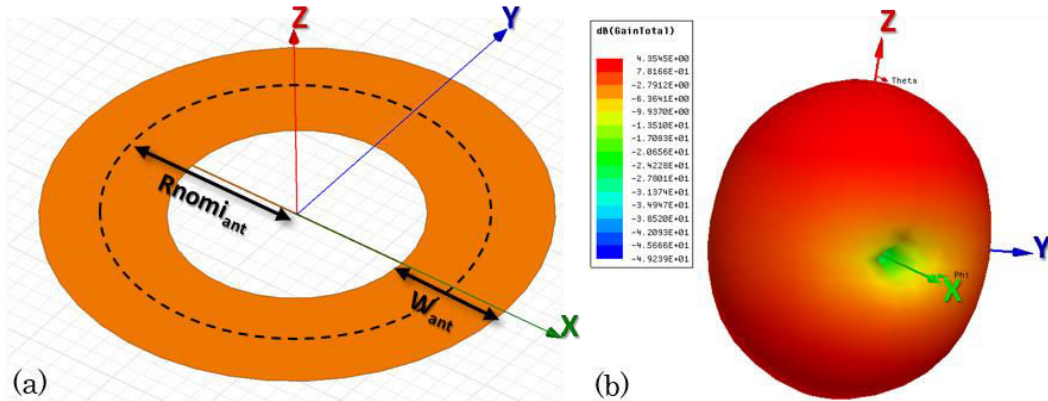


Figure 4.2 : (a) Antenne de type *loop* avec les lignes d'accès à  $180^\circ$  l'une de l'autre sur la boucle et selon l'axe  $x$ . Le port d'excitation est au centre, à l'origine du repère orthogonal. (b) Diagramme de rayonnement de l'antenne *loop* simple, dans le vide.

## 4.2 Les contraintes de l'intégration

L'intégration d'antennes dans un procédé CMOS classique impose un certain nombre de contraintes souvent incompatibles ou réduisant fortement les performances des éléments rayonnants. Dans cette partie du chapitre, nous aborderons les règles de conception en technologie CMOS les plus contraignantes pour les antennes planaires de réception THz devant être intégrées.

### 4.2.1 Le substrat de silicium

En technologie CMOS classique, afin de réaliser les différents composants, tels que les transistors, un substrat de silicium de type peu résistif est utilisé. La résistivité de ce dernier se trouve autour de  $5$  à  $20 \Omega \cdot \text{cm}$  et apporte donc beaucoup de pertes électromagnétiques en ce qui concerne les éléments rayonnants telles que les antennes que l'on cherche à intégrer. De plus, le substrat de silicium est en dessous de l'antenne si l'on considère le cas d'un éclairage THz en face avant du circuit. La permittivité relative élevée de ce semi-conducteur avec  $\epsilon_r = 11,9$ , a comme effet que ce dernier a tendance à concentrer le rayonnement. Une partie importante du rayonnement fuit donc dans le substrat et réduit fortement l'efficacité de rayonnement de l'antenne en face avant. De plus, l'ensemble de ce rayonnement perdu en ondes de surface se propage dans le substrat et crée donc un phénomène de diaphonie entre pixels.

Beaucoup de recherches sont menées afin de s'affranchir du problème que pose le substrat de silicium à forte permittivité et faible résistivité. Différentes solutions sont proposées par différents groupes de travail. On retrouve ainsi : l'intégration



d'antennes sur un substrat de silicium hautement résistif avec une résistivité supérieure à  $1 \text{ k}\Omega\cdot\text{cm}$  [Yordanov 13], ou encore de placer l'antenne, dit en *above-IC*, afin de contrôler l'épaisseur et la résistivité du matériau du substrat placé entre cette dernière et le circuit CMOS [Kopyt 11], [Kopyt 12]. Cependant un substrat hautement résistif est incompatible avec l'intégration de la chaîne de lecture et de traitement du signal réalisée en technologie CMOS. Une alternative semble être proposée par le groupe de travail d'U.R. Pfeiffer avec l'utilisation de la technologie CMOS SOI [Öjefors 09b], [Sherry 13], [Al Hadi 13] car cette dernière dispose d'un isolant entre les parties actives du substrat (intégration des composants) et le reste de l'épaisseur inutilisée électriquement mais au sein de laquelle le rayonnement se propage. Une solution beaucoup développée consiste en l'utilisation de plans métalliques en tant que plan réflecteur et donc en tant que bouclier entre l'élément rayonnant et le substrat de silicium. Enfin un amincissement du substrat permet de limiter les modes fuyants au travers de ce dernier et permet donc une amélioration des qualités de rayonnement de l'antenne. Le substrat peut être aminci jusqu'à 10% de sa valeur nominale classiquement d'environ  $400 \mu\text{m}$  d'épaisseur [Kopyt 11]. Certains groupes de travail [Al Hadi 13], [Statnikov 14] pratique l'éclaircissement par la face arrière après amincissement afin de profiter de ce confinement des rayonnements THz. L'ensemble de ces solutions présentées ne répondent pas aux contraintes imposées dans notre cas de compatibilité avec un procédé de fonderie CMOS classique, et sans ajout de procédés coûteux de type *above-IC*, tout en intégrant une chaîne de lecture et de traitement dans le pixel. Seul l'effet de bouclier d'un plan métallique peut-être implanté dans notre cas mais nous verrons dans la partie suivante que cet élément n'apporte pas une solution performante au problème d'efficacité de rayonnement pour l'antenne.

#### 4.2.2 Les dimensions de l'empilement du procédé CMOS et la proximité de la chaîne lecture et de traitements

Le procédé de fabrication CMOS est réalisé sur un substrat de silicium et comprend différents niveaux métalliques, 8 niveaux dans notre cas, séparés par du dioxyde de silicium ( $\text{SiO}_2$ ) comme isolant, comme présenté à la Figure 4.3. Les interconnexions entre les composants utilisés dans un circuit CMOS sont donc réalisées à l'aide de vias traversant le  $\text{SiO}_2$  et de ces différents niveaux métalliques. Alors que le substrat de silicium est souvent d'une épaisseur autour de  $400 \mu\text{m}$ , l'épaisseur des niveaux métalliques est de l'ordre de  $400$  à  $900 \text{ nm}$  et celle des couches d'isolant  $\text{SiO}_2$  de l'ordre de  $200$  à  $900 \text{ nm}$ . Ces dimensions, très faibles, entre les différents niveaux métalliques ne nous permettent pas d'obtenir une cavité en quart d'onde normalement nécessaire entre l'antenne et un éventuel plan réflecteur jouant le rôle de bouclier par rapport au substrat de silicium [Perenzoni 15]. En effet pour avoir une cavité en quart d'onde à  $300 \text{ GHz}$  dans le dioxyde de silicium, il faudrait une épaisseur de  $125 \mu\text{m}$  entre l'antenne et le plan réflecteur, d'après (4.2). Or dans un empilement CMOS classique, entre les niveaux métalliques de niveau 1 : M1 et celui de niveau 8 : M8, les distances sont plus classiquement de l'ordre de  $7 \mu\text{m}$  comme présenté à la Figure 4.3.

$$\frac{\lambda_{300\text{GHz},\text{SiO}_2}}{4} = \frac{\frac{c_0}{f\sqrt{\epsilon_{r,\text{SiO}_2}}}}{4} = 125 \mu\text{m}, \quad (4.2)$$

avec :

$\lambda_{300\text{GHz},\text{SiO}_2}$  : la longueur d'onde à 300 GHz dans l'isolant  $\text{SiO}_2$ .

$\epsilon_{r,\text{SiO}_2}$  : la permittivité relative de l'isolant  $\text{SiO}_2$  ( $\epsilon_{r,\text{SiO}_2} = 3,9$ ).

$c_0$  et  $f$  : respectivement la vitesse de la lumière dans le vide et la fréquence considérée ( $c_0 = 3 \cdot 10^8$  m/s et  $f = 300$  GHz)

De plus, la cellule détection est connectée à une chaîne de lecture et de traitement du signal à haute performances, présentée à la partie 5.1.1.2. Cette chaîne de lecture intègre de nombreux composants et donc de nombreuses interconnexions s'étalant sur les niveaux métalliques de M1 à M5 afin de réaliser le routage (voir Figure 4.3). Dans le pixel du circuit imager TERAMOS du laboratoire L3i, l'antenne est intégrée sur l'ensemble des niveaux métalliques du procédé CMOS avec la chaîne de lecture implantée autour de cette dernière. Dans ce dernier cas, une place conséquente est donc perdue sur le pixel THz auxquels s'ajoutent des effets incontrôlables et difficilement prédictibles de couplage entre l'antenne et les différents niveaux métalliques utilisés pour le routage du circuit. On souhaite donc dans notre cas isoler par un plan métallique le circuit en deux parties. A savoir, l'antenne et son environnement électromagnétique d'une part et la chaîne de lecture et de traitement du signal ainsi que le substrat de silicium d'autre part. Cette contrainte nous laisse donc dans notre cas uniquement 3 niveaux métalliques (M6, M7 et M8) pour intégrer l'antenne et son environnement électromagnétique afin d'augmenter les performances de cette dernière.

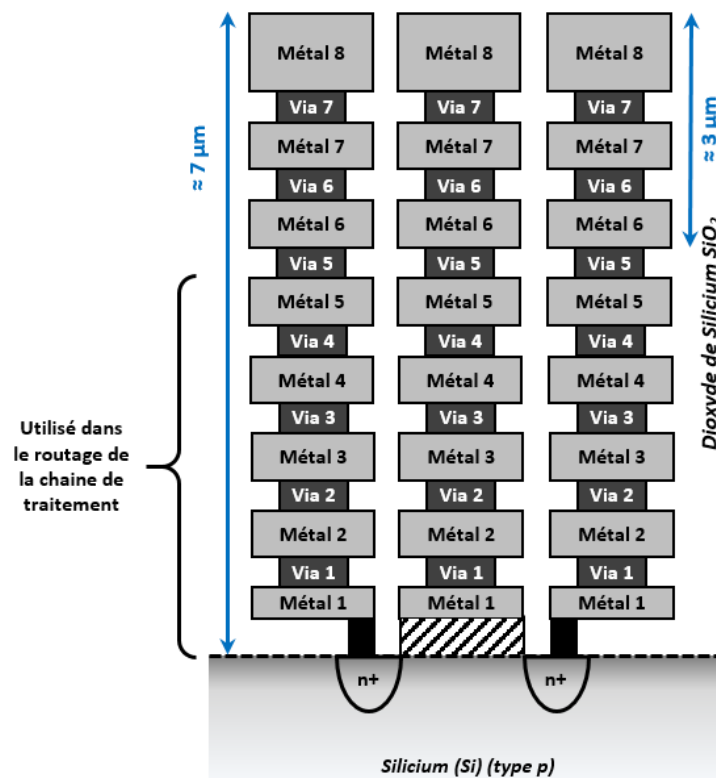


Figure 4.3 : Vue en coupe de l'empilement des niveaux métalliques et des vias connectant ces niveaux du procédé CMOS pour la technologie en 8 niveaux de métaux utilisée. L'ensemble étant inclus dans du dioxyde de silicium ( $\text{SiO}_2$ ) comme isolant.

Enfin, comme il est choisi d'implanter l'antenne dans le niveau métallique 8, le plus épais des niveaux disponibles, il est nécessaire de vérifier que ce dernier est supérieur à l'épaisseur de peau  $\delta$  nécessaire dans le but de capter le rayonnement incident en limitant les pertes. En effet, les courants dans un métal étant majoritairement surfaciques, l'épaisseur de peau détermine, en première approximation, l'épaisseur sur laquelle ces courants se propagent. Or le niveau métallique M8 dispose d'une épaisseur de  $h_{M8} = 0,83 \mu\text{m}$  d'après le fondeur de la technologie. L'épaisseur de peau est quant à elle donnée par :

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\sigma \mu \pi f}} \quad (4.3)$$

avec :

$\delta$  : L'épaisseur de peau en mètre [m]

$\sigma$  : La conductivité électrique du métal considéré en Siemens par mètre [S/m]

$\mu$  : La perméabilité magnétique du métal considéré en Henry par mètre [H/m]

$f$  : La fréquence des courants surfacique en Hertz [Hz]

Les niveaux métalliques inférieurs, de M1 à M7, sont en cuivre tout comme les vias permettant leurs interconnexions. Cependant, le niveau métallique M8 dans la technologie intégrée considérée est en aluminium. Dans le cas de l'aluminium on a les données suivantes :  $\sigma = 4,11 \cdot 10^7 \text{ S/m}$  [Bass 82], la conductivité électrique étant l'inverse de la résistivité électrique. Concernant la perméabilité magnétique on a  $\mu = 1,26 \cdot 10^{-6} \text{ H/m}$  d'après [Hatch 84]. On obtient alors avec ces données à 300 GHz et d'après (4.3) :  $\delta_{Al} = 0,143 \mu\text{m}$ . On a alors  $\delta_{Al} < h_{M8}$  et donc il vient que l'épaisseur du niveau métallique M8 est suffisante pour supporter les courants surfaciques engendrés par l'onde THz reçue par l'antenne réalisée dans ce métal.

### 4.2.3 La densité métallique imposée

Pour des raisons de fiabilité des circuits fabriqués, le fondeur d'une technologie intégrée CMOS impose, pour les différents niveaux métalliques, des règles de densité surfacique de métal. Classiquement et de manière moyenne, la densité de métal sur une surface arbitraire à un niveau métallique considéré doit se situer entre 20 et 80%. Ces règles imposent donc de trouver des astuces afin de réaliser les antennes et leurs environnements électromagnétiques sans perturber leurs rayonnements. Les plans métalliques, normalement pleins, réalisés sur les niveaux M6, M7 et M8 le sont donc avec de nombreux trous suffisamment fins pour être invisibles du point de vue de la longueur d'onde du rayonnement THz à 300 GHz (voir Figure 4.4). Les périphéries des antennes sont cependant laissées pleines dans le but de perturber le moins possible les densités de courants surfaciques. De plus, la faible surface de l'antenne *loop* impose d'intégrer dans les pixels utilisant cette antenne des « coins » métalliques afin de remplir la condition minimale de densité surfacique comme présenté en insert à la Figure 4.4.b.

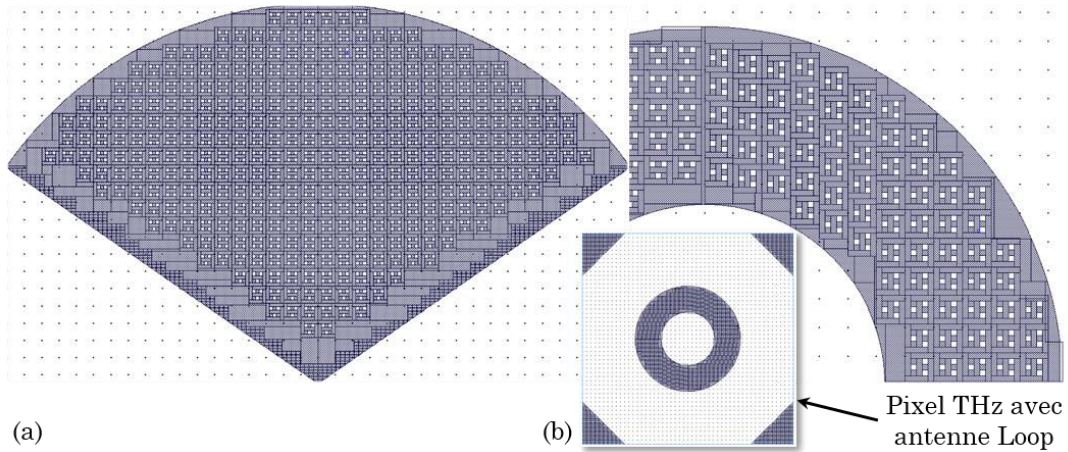


Figure 4.4 : (a) Vue layout d'un des bras de l'antenne bow-tie en M8 avec respect des contraintes de densité métallique. (b) Vue layout d'un quart de l'antenne loop en M8 avec respect des contraintes de densité métallique. En insert la vue layout d'un pixel complet composé de l'antenne loop avec les « coins » métalliques.

#### 4.2.4 Point de polarisation du MOSFET de redressement

Afin d'optimiser la transmission de l'onde THz de l'antenne vers la cellule détection, tout élément perturbateur sur le trajet de cette onde doit donc être supprimé ou limité. Or nous avons vu au chapitre précédent que le nMOSFET a besoin de résistances de grille ( $R_G$ ) et de source ( $R_S$ ) afin d'être polarisé correctement. Il est donc choisi de polariser le transistor en question par l'intermédiaire des antennes en imposant ce potentiel par le niveau métallique inférieur à l'antenne (M7) et connecté à l'antenne à l'aide de vias entre les niveaux M7 et M8. Ce point de contact des vias permettant d'imposer le potentiel électrique en question est choisi tel que les courants surfaciques de l'antenne en M8 sont nuls en ce point à 300 GHz. Ceci limite l'influence de l'apport de la polarisation électrique du MOSFET sur le rayonnement de l'antenne. On choisit donc de polariser le nMOSFET de redressement comme présenté à la Figure 4.5, c'est-à-dire au centre des bras de l'antenne bow-tie et au centre de la couronne formant l'antenne loop (vias M7-M8 sur la Figure 4.5). Les vias de connexion entre l'antenne et le transistor (vias M1-M8 sur la Figure 4.5) traversent l'ensemble des niveaux métalliques du circuit du M8 au M1. Due aux faibles dimensions d'épaisseurs présentées en partie 4.2.2, la hauteur de ces vias est bien inférieure à la longueur d'onde à 300 GHz et n'ont donc pas d'influence sur la propagation de l'onde THz de l'antenne au transistor redresseur.

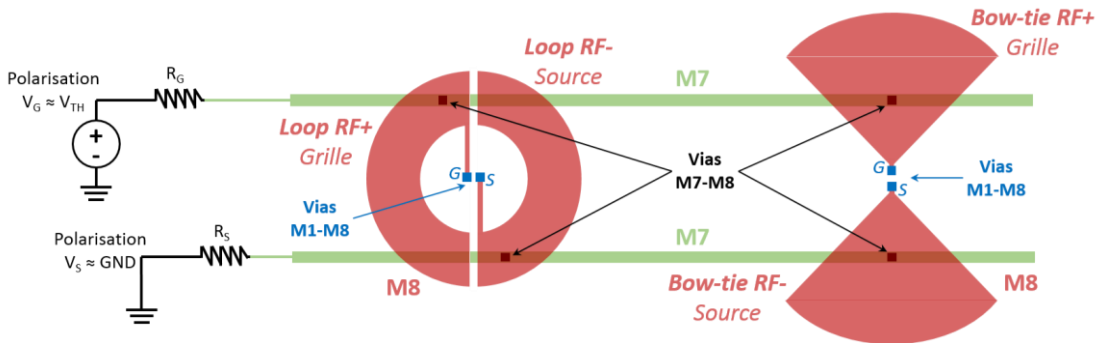


Figure 4.5 : Schéma de polarisation au niveau layout du transistor de redressement THz. Les vias M7-M8 sont placés en des points de courants surfaciques nuls sur les antennes.

### 4.3 Éléments de solution avec les métasurfaces

Les métasurfaces, comme les métamatériaux sont, respectivement, des surfaces, des matériaux, homogènes ayant des propriétés électromagnétiques particulières non disponibles naturellement et étant obtenues artificiellement. Par exemple des matériaux à indice de réflexion, permittivité relative ou encore perméabilité relative négative sont réalisables. Ces propriétés sont obtenues par l'ajout d'éléments ou de motifs choisis inférieurs en taille à la longueur d'onde désirée et conçus pour que le matériau ou la surface en question obtienne le comportement électromagnétique désiré, par exemple en terme de permittivité ou de perméabilité. Ces motifs ou éléments de petite taille sont répétés en une ou deux dimensions inférieure à la longueur d'onde afin d'obtenir la fonction désirée [Pors 13]. De par la petite taille des motifs répétés, les surfaces peuvent être vues comme un élément de discontinuité sur la phase ou l'amplitude de l'onde considérée. Il semble selon plusieurs études que l'utilisation de petits patches métalliques permette d'obtenir des propriétés de diélectrique artificielles optimisant le ratio de rayonnement entre la face avant et la face arrière [Syed 15]. Ce type de structures permet d'obtenir des conducteurs magnétiques artificiels (AMC) améliorant le gain et l'efficacité de l'antenne [Han 16], [Nafe 17]. Certaines de ces structures permettent de réduire la taille de la cavité, normalement en quart d'onde, imposée entre l'antenne et le plan de masse en créant de manière artificielle une surface à haute impédance (HIS) [Luo 08] ainsi que la suppression des ondes de surface responsables de la diaphonie de pixel à pixel en créant une bande électromagnétique interdite (EBG) dans laquelle aucun signal ne peut se propager [Liao 07]. Ces surfaces forment un ensemble parfois appelé surface à sélection fréquentielle (*frequency selective surface* (FFS) en anglais). Dans notre cas, nous nous intéressons à ce type de surfaces car il répond à plusieurs de nos problématiques concernant les dimensions imposées mais aussi pour des considérations d'isolation. De plus, les propriétés étant obtenues par l'ajout de surfaces métalliques ces dernières sont compatibles avec l'intégration dans les niveaux métalliques plans du procédé CMOS.

La structure étudiée est donc la structure dite de « Sievenpiper » [Sievenpiper 99]. Elle est constituée de patches métalliques, de très petites dimensions devant la longueur d'onde en espace libre. Chaque petit patch est relié au plan de masse par des vias, formant ainsi une structure dite en « champignons » comme présenté à la Figure 4.6. Comme les dimensions des structures sont petites devant la longueur d'onde, elles forment des petits composants passifs localisés. En effet, l'onde électromagnétique arrivant par le dessus de la structure, la propagation se faisant suivant la direction d'axe  $-Z$ , c'est au sein des petits patches supérieurs de la structure que des courants surfaciques se créent. Cette variation de potentiel d'un patch à l'autre peut être décrite par la présence d'une capacité entre ces derniers due à l'isolant se trouvant entre chaque patch supérieur. Les mouvements de charges entre le patch supérieur et le plan de masse sont fonction de l'onde THz incidente. Comme ces mouvements sont réalisés sur la hauteur des vias, ces derniers peuvent être considérés comme de petites inductances localisées. Ainsi, un couple de deux « champignons » peut être caractérisé par un circuit inductance-capacité (LC) comme présenté à la Figure 4.6.b. Ce petit circuit LC est alors distribué suivant un quadrillage à deux dimensions (2D) suivant le plan (x ; y) comme présenté à la Figure 4.6.a.

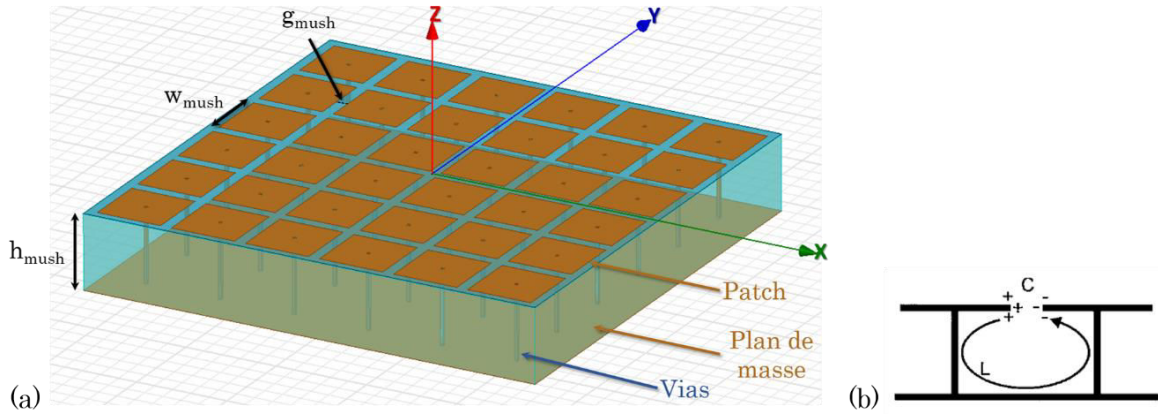


Figure 4.6 : (a) Structure dite de « Sienvpiper » avec ses paramètres d'ajustements que sont les 3 dimensions  $h_{mush}$ ,  $w_{mush}$  et  $g_{mush}$ . (b) Description de l'origine de  $L$  et  $C$  dans la structure d'après [Sievenpiper 99].

Les avantages de cette structure lorsqu'elle est conçue de manière appropriée sont : la suppression des ondes de surface et la réflexion en phase de l'onde incidente permettant de s'affranchir de la cavité quart d'onde habituelle. Les petits circuits LC localisés et matricés en quadrillage 2D agissent tels que la surface dans son ensemble est de type inductif à basses fréquences et supporte les modes transverse-magnétiques (TM). A contrario, elle est de type capacitive à haute fréquence et supporte les modes transverse-électrique (TE). A la résonance l'impédance de la surface est trop forte pour que des ondes de surface se propagent et elles sont directement rayonnées dans l'espace proche [Sievenpiper 99] avec un décalage de phase nul. Ainsi, si l'antenne se trouve à proximité, les courants de surface de l'antenne et ceux renvoyés par la surface haute impédance n'entrent plus en interférences destructrices. L'efficacité de rayonnement de l'antenne n'est ainsi plus dégradée. D'après [Sievenpiper 99], l'impédance surfacique de la structure peut être donnée par :

$$Z = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} \quad (4.4)$$

avec :

$Z$  : l'impédance de la métasurface globale réalisée à l'aide des structures en « champignons », en ohm [ $\Omega$ ].

$L$  et  $C$  : respectivement la valeur de l'inductance, en henri [H], formée par les vias et la capacité, en coulomb [C], formée par l'ouverture entre chaque patch supérieur de la structure.

$\omega$  : la pulsation considérée, en radiant par seconde [rad/s]. La pulsation de résonance est donnée par  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ .

L'impédance de la métasurface permet donc de déterminer la condition aux limites pour les ondes stationnaires créées par les ondes THz arrivant sur la surface et celles étant réfléchies.

### 4.4 Les trois types d'environnements électromagnétiques mis en œuvre

Afin de simuler puis de caractériser à l'aide d'un banc optique THz les apports des modifications de l'environnement électromagnétique de l'antenne proposés, trois différentes structures sont portées à l'étude. Comme vu précédemment, les seuls niveaux métalliques disponibles pour l'exploitation électromagnétique sont les niveaux M6, M7 et M8 du procédé CMOS, les niveaux inférieurs (M1 à M5) étant utilisés par le routage électronique de la chaîne de lecture et de traitement du signal dans le pixel. Trois types de structures pour l'antenne et son environnement EM ont donc été étudiés puis implémentés. Ci-dessous les 3 structures sont présentées telles qu'implémentées dans le cas réel ou les contraintes liées à l'intégration sont très fortes et telles qu'étudiées en modèles 3D simplifiés à l'aide du simulateur EM Ansoft-HFSS®. Les trois types de structures étudiées en comportement électromagnétiques sont donc les suivantes :

- Dans la structure la plus complexe, l'antenne est implémentée en métal 8 uniquement, les petits patches supérieurs des surfaces EBG sont implémentés au niveau M7 et connectés par des vias en leur centre au niveau M6 accueillant le plan de masse. Ce plan de masse servant ici aussi d'isolation par rapport à la chaîne de lecture et de traitement ainsi que par rapport au substrat de silicium. Ce cas est nommé « EBG », pour la présence des structures EBG. Il est présenté en vue en coupe dans son implémentation réelle à la Figure 4.7.a et dans le cas du modèle 3D simulé à la Figure 4.7.b.

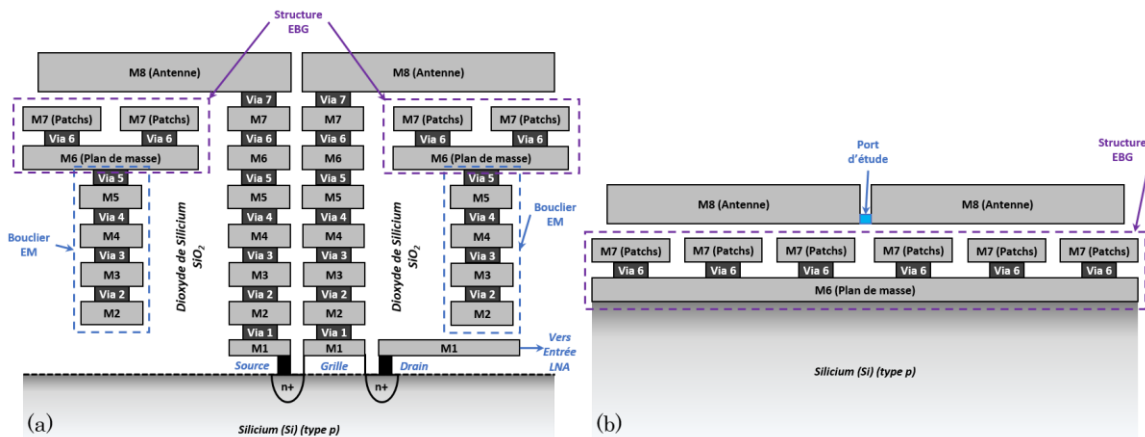


Figure 4.7 : (a) Cas réel d'implémentation sur silicium et (b) modèle simplifié simulé électromagnétiquement dans le cas d'étude nommé EBG.

- Afin d'observer les effets de la métasurface, pour la seconde structure et dans le cas réel d'intégration sur silicium, l'antenne est implémentée dans les niveaux métalliques M7 et M8, ces deux niveaux sont alors connectés sur l'ensemble de sa surface par des vias 7. Une isolation par rapport au substrat et à la chaîne de lecture est apportée par le plan de masse toujours placé au niveau métallique M6. Ce cas réel est présenté Figure 4.8.a. Pour l'étude des simulations électromagnétiques, le modèle est simplifié et l'antenne n'est considérée comme étant implémentée uniquement au niveau métallique M8, le niveau métallique M7 étant vide de tout métal (ce qui est impossible dans le cas réel pour des raisons de densité métallique en technologie CMOS, comme vu précédemment

partie 4.2.3). Le modèle EM simulé est présenté en coupe à la Figure 4.8.b. Ce cas d'étude est nommé « GP », pour « Ground Plane ».

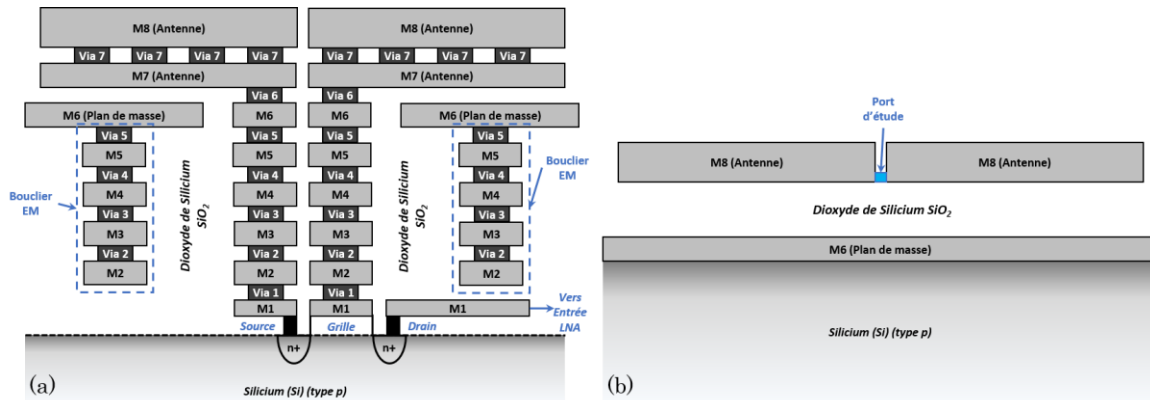


Figure 4.8 : (a) Cas réel d'implémentation sur silicium et (b) modèle simplifié simulé électromagnétiquement dans le cas d'étude nommé GP.

- Finalement, et pour observer les effets du bouclier électromagnétique réalisé par le plan de masse, dans le cas réel, l'antenne seule est implémentée dans les niveaux métalliques M8, M7 et M6 connectée à l'aide de vias 7 et de vias 8 sur l'ensemble de sa surface. L'antenne se situe donc sur les 3 niveaux métalliques supérieurs mais aucune isolation par rapport au substrat et à la chaîne de lecture n'est apportée. Ce cas est présenté en coupe à la Figure 4.9.a. Pour l'étude de simulation électromagnétique, le modèle est simplifié et l'antenne n'est considérée comme implémentée uniquement au niveau métallique M8, les niveaux métalliques M7 et M6 étant laissés vides de tout métal. Ce cas est présenté en coupe à la Figure 4.9.b. Cette configuration EM sera appelée « ANT », pour l'antenne seule, par la suite.

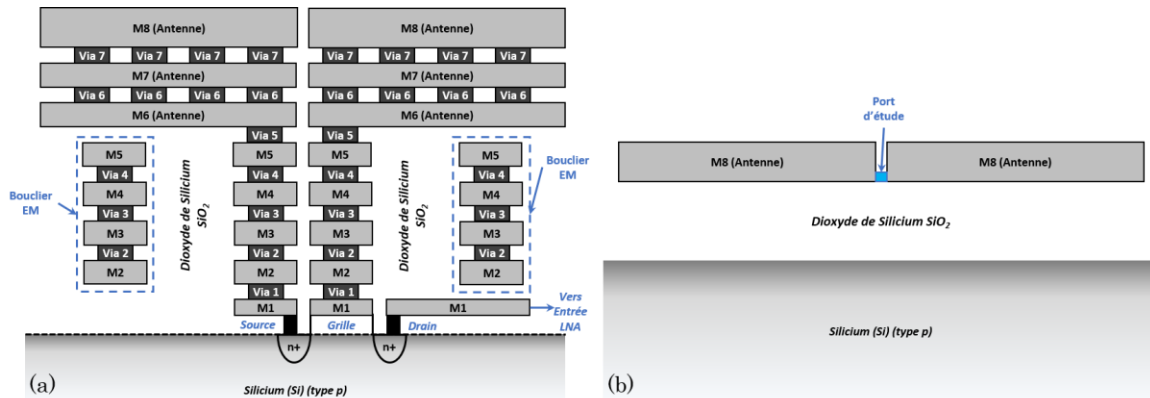


Figure 4.9 : (a) Cas réel d'implémentation sur silicium et (b) modèle simplifié simulé électromagnétiquement dans le cas d'étude nommé ANT.

On peut noter que dans le cas réel d'implémentation, un bouclier EM a été réalisé autour des vias M1-M8 afin d'isoler ces connexions entre l'antenne et le transistor de rectification des autres niveaux métalliques extérieurs parasites, utilisés entre autres pour le routage du circuit. Ce bouclier est réalisé avec une couronne de vias M2-M5. L'ensemble des simulations EM présentées par la suite sont réalisées pour les 3 niveaux métalliques, M6, M7 et M8, inclus dans un diélectrique de SiO<sub>2</sub> avec une permittivité relative de  $\epsilon_r = 3,9$ . Les trois niveaux métalliques et le diélectrique sont disposés sur



un substrat de silicium d'épaisseur 400  $\mu\text{m}$ . L'ensemble des simulations EM présentées par la suite sont réalisées à l'aide du logiciel Ansoft-HFSS® et les métaux utilisés dans les modèles d'étude EM 3D sont cependant réalisés à l'aide de matériaux conducteurs électrique parfait (PEC) et plans.

#### 4.5 Simulations électromagnétiques des pixels THz à antenne de type *Bow-tie*

Dans cette partie nous présentons les simulations concernant le cas du pixel THz utilisant l'antenne *bow-tie*. Cette dernière a été conçue à partir d'un certain nombre de variables de dimensions permettant de déterminer sa géométrie. Une partie de ces variables ont été présentées précédemment (partie 4.1.2.1) :  $a_{\text{ant}}$ ,  $D_{\text{ant}}$  et  $L_{\text{ant}}$ . Ces dernières concernent principalement la réponse fréquentielle de l'antenne. A ces variables s'ajoutent celle de la largeur des lignes d'accès et celles de la longueur et de la largeur du *balun* d'adaptation. Ces trois derniers paramètres agissent principalement sur l'impédance de l'antenne vue depuis le port d'étude. De nombreuses simulations paramétriques sur l'ensemble de ces six variables ont été réalisées afin d'obtenir la géométrie de l'antenne permettant une bonne réponse fréquentielle autour de 300 GHz ainsi que la meilleure adaptation d'impédance possible au transistor de redressement THz dont l'impédance est donnée par  $Z_{\text{in,Det}} = 15 - 60i \Omega$ . Les 3 modèles EM 3D utilisés représentant un pixel THz avec une antenne *bow-tie* et conçus sous Ansoft-HFSS® sont présentés à la Figure 4.10. Dans le contexte de cette étude, le port d'analyse utilisé est un port de type localisé (*lumped port* en anglais dans le logiciel) et est placé sur l'origine du repère (x, y, z) entre les deux extrémités des lignes d'accès différentielles à l'antenne. Ce port est paramétré avec l'impédance visée de  $Z_{\text{antenne}} = Z_{\text{in,Det}}^* = 15 + 60i \Omega$ .

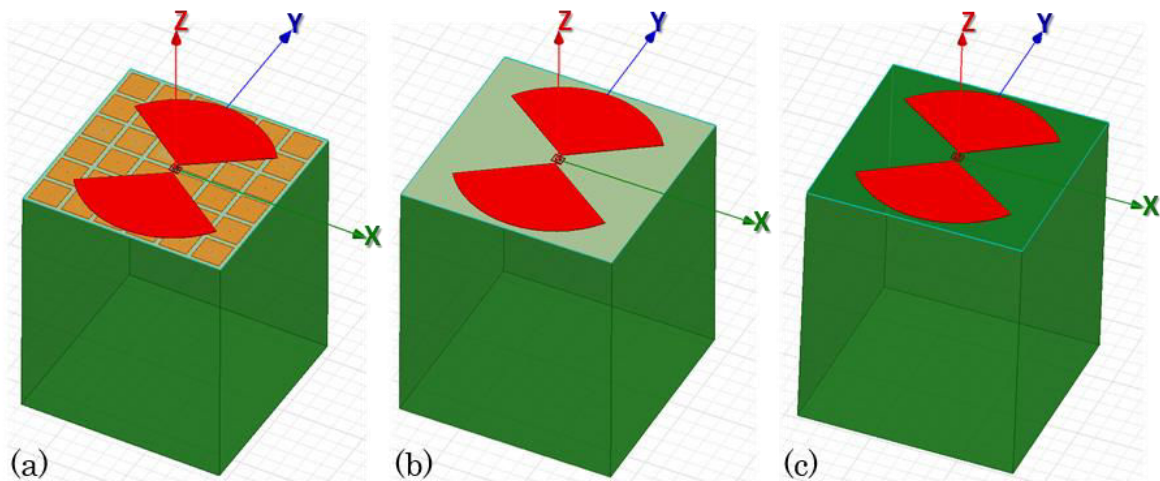


Figure 4.10 : Modèle EM 3D d'un pixel THz composé de l'antenne *bow-tie* dans les 3 configurations (a) EBG, (b) GP et (c) ANT.

4.5.1 Simulations du pixel THz seul, à antenne *Bow-tie* dans les 3 configurations

Concernant l'adaptation d'impédance de l'antenne au transistor de rectification, les résultats sur le coefficient de réflexion  $S_{11}$  sont présentés à la Figure 4.11 pour les trois types de configurations abordées précédemment. Chaque résultat est vérifié à l'aide des valeurs des parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne afin d'être sûr d'obtenir la relation (4.1) autour de 300 GHz. Au vu des courbes du coefficient de réflexion  $S_{11}$  obtenu, on note une adaptation à -18,2 dB à 316 GHz dans le cas EBG contre une adaptation équivalente à -18,2 dB à 278 GHz dans le cas GP. On peut noter cependant que l'adaptation d'impédance n'est pas réalisée autour de 300 GHz dans le cas ANT. Le comportement du coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne *bow-tie* dans ce dernier cas est perturbé par la concentration du rayonnement et des modes THz dans le substrat de silicium puisque ce modèle ne possède pas d'isolation EM entre l'antenne et le substrat.

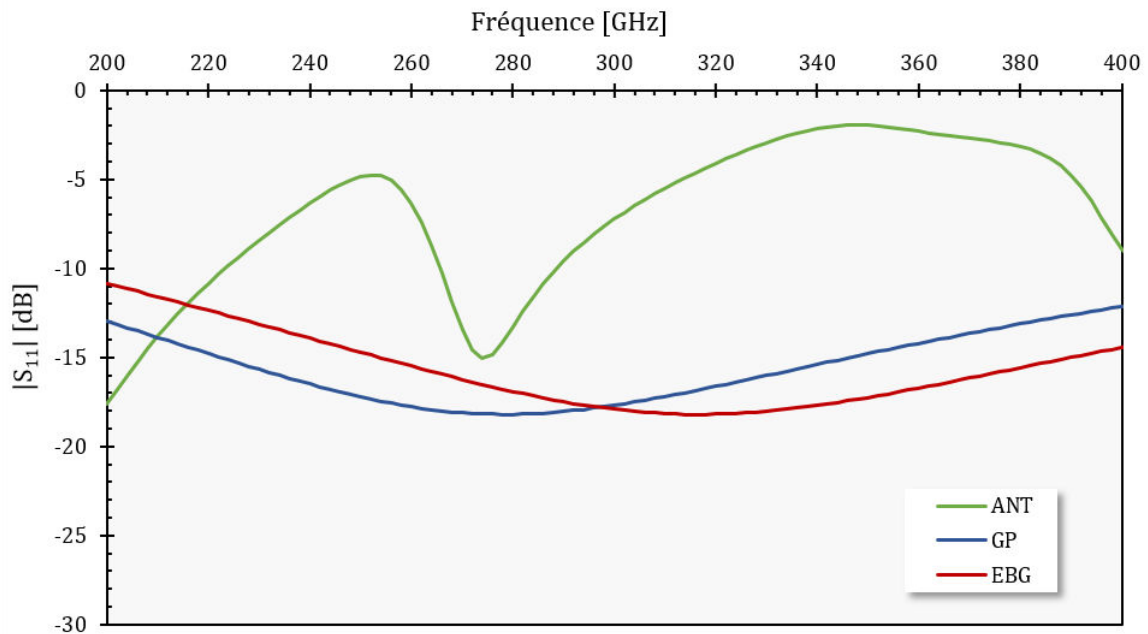


Figure 4.11 : Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne *bow-tie* pour les trois modèles (EBG, GP et ANT) simulés sur la bande 200 – 400 GHz.

Concernant les diagrammes de gain de l'antenne *bow-tie* dans les trois configurations EBG, GP et ANT, ils sont présentés en 3D à la Figure 4.12. Ces diagrammes sont donnés à la fréquence de la meilleure adaptation d'impédance pour les cas EBG et GP (respectivement 316 GHz et 278 GHz) et à 300 GHz pour le cas ANT. Les diagrammes de gain en coupe dans le plan du champ électrique E aux mêmes fréquences sont donnés à la Figure 4.12.d.

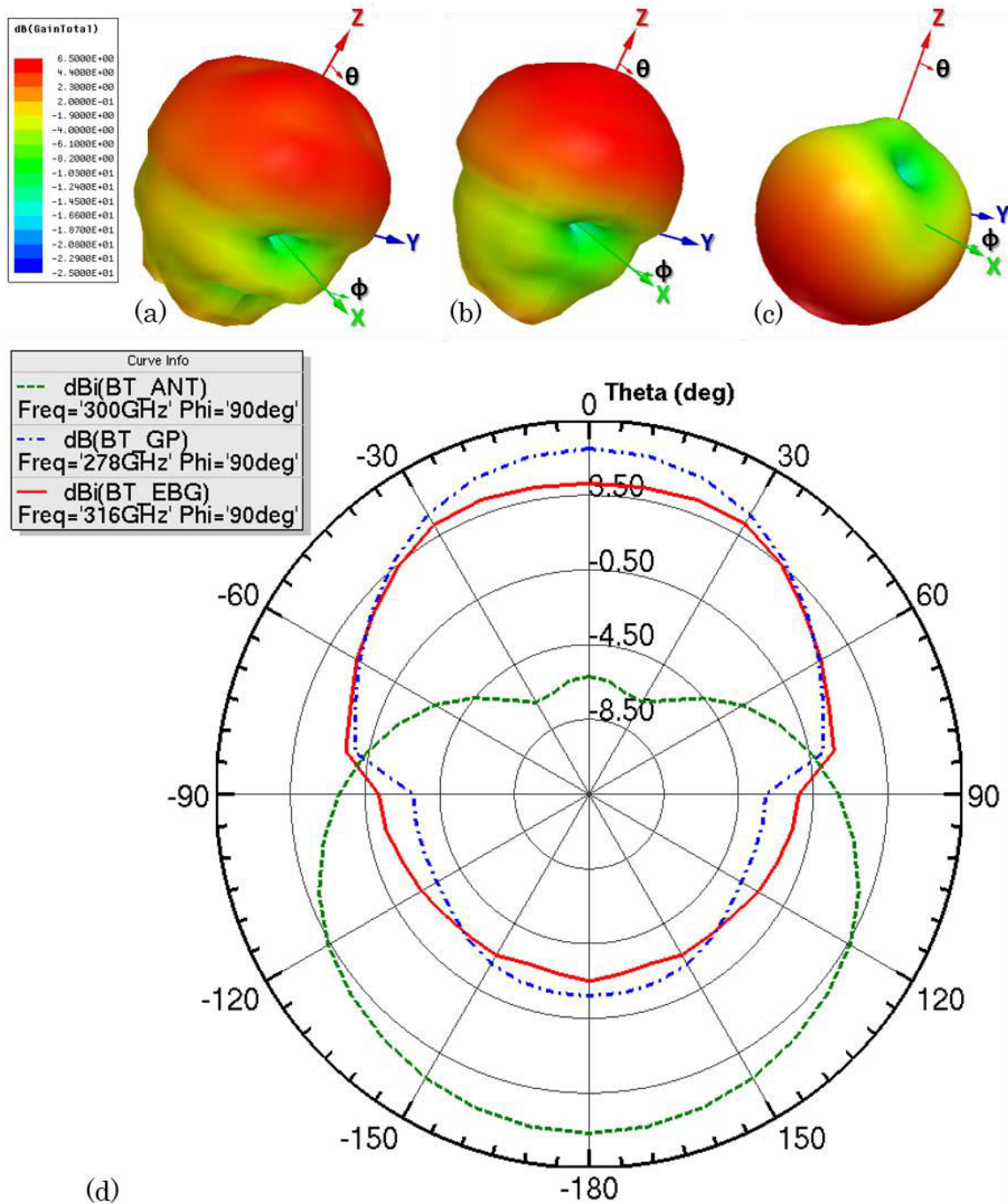


Figure 4.12 : Diagrammes de gain de l'antenne bow-tie dans le modèle de pixel THz, (a) en 3D en configuration EBG, (b) en 3D en configuration GP, (c) en 3D en configuration ANT. (d) Diagramme de gain en coupe dans le plan du champ électrique  $E$  de l'antenne dans les 3 configurations.

Au vu des résultats obtenus, l'antenne *bow-tie* possède suivant l'axe de réception de l'onde THz (axe Z) en face avant, un gain de 4,1 dBi en configuration EBG, de 6 dBi en configuration GP contre un gain de -6,20 dBi en configuration ANT. Ce résultat met en doute l'efficacité de la métasurface puisque les performances de rayonnement de l'antenne sont meilleures dans le cas GP comparé au cas EBG. Cependant on note ici l'intérêt de l'isolation par rapport au substrat de silicium apporté par le plan de masse. De plus, on note que le taux de rayonnement en face avant comparé au

rayonnement en face arrière (Front to Back ratio : FtBr) vaut  $FtBr_{EBG} = 6,6$  dB pour l'antenne *bow-tie* en configuration EBG,  $FtBr_{GP} = 7,7$  dB pour l'antenne *bow-tie* en configuration GP et  $FtBr_{ANT} = -11,9$  dB pour l'antenne *bow-tie* en configuration ANT. En effet, dans le cas ANT la majorité du rayonnement se fait en face arrière car le silicium de forte permittivité relative ( $\epsilon_r \approx 11,9$ ), concentre le rayonnement EM. L'antenne rayonne donc mieux dans le silicium que de l'air de permittivité relative plus faible ( $\epsilon_r \approx 1$ ). Ces résultats confirment donc l'intérêt d'un plan métallique agissant comme isolant EM entre l'antenne et le substrat de silicium.

Enfin, les densités de courants surfaciques à 300 GHz dans l'antenne *bow-tie* ont été simulées et sont présentées à la Figure 4.13. On constate alors que les courants se concentrent sur la pointe du cône de l'antenne *bow-tie* ainsi que dans le *balun* d'adaptation. Le centre des bras n'a alors que très peu d'effets sur les caractéristiques de rayonnement de l'antenne à cette fréquence. Ce résultat confirme donc le choix du point de polarisation électrique pour le transistor MOS expliqué à la partie 4.2.4.

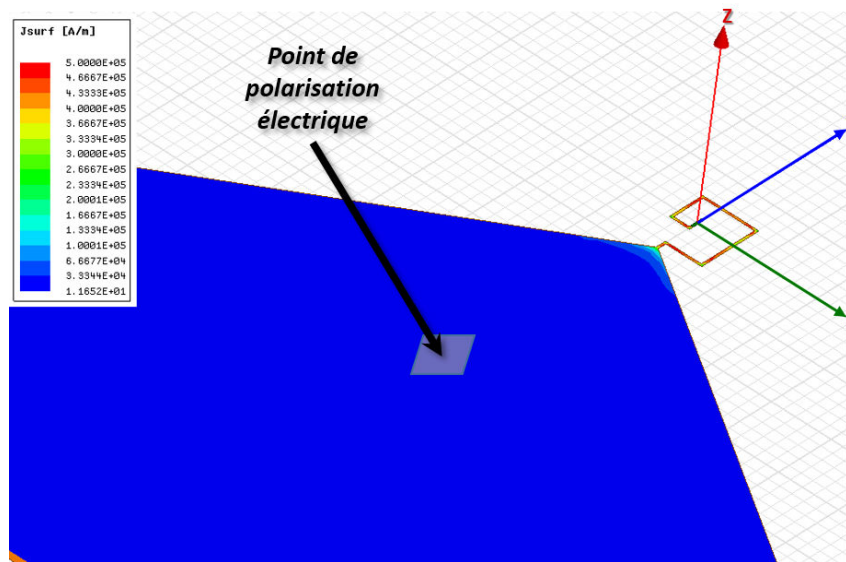


Figure 4.13 : Représentation des densités de courants surfaciques à 300 GHz dans un des bras de l'antenne *bow-tie*.

#### 4.5.2 Simulation par matrice de $3 \times 3$ pixels THz à antenne *Bow-tie*

Dans cette partie, on étudie le couplage et l'effet sur le rayonnement de l'antenne produit par la mise sous forme de matrice du pixel THz. Ainsi, les mêmes simulations que dans le cas du pixel seul ont été réalisées pour le cas d'une matrice de  $3 \times 3$  pixels identiques (voir Figure 4.14). Nous avons choisi d'implémenter dans le circuit CMOS des cas de tests sous forme de matrices de 9 ( $3 \times 3$ ) pixels afin de caractériser le pixel du centre (Pix #5 sur la Figure 4.14). Seul ce pixel a des pixels voisins qui lui sont tous identiques, comme cela est le cas dans un imageur classique. Dans cette partie nous ne présenterons cependant que les résultats de simulations sur les matrices de  $3 \times 3$  pixels pour le cas EBG. En effet, ce cas étant le cas d'innovation principal, il convient de penser que c'est le cas d'étude le plus intéressant malgré ses résultats en léger retrait comparés aux résultats du cas GP. Les résultats de ce cas étant amenés à être largement améliorés. Les autres cas (GP et ANT) étant implémentés dans le circuit final à titre de comparaison pour les mesures et caractérisations.

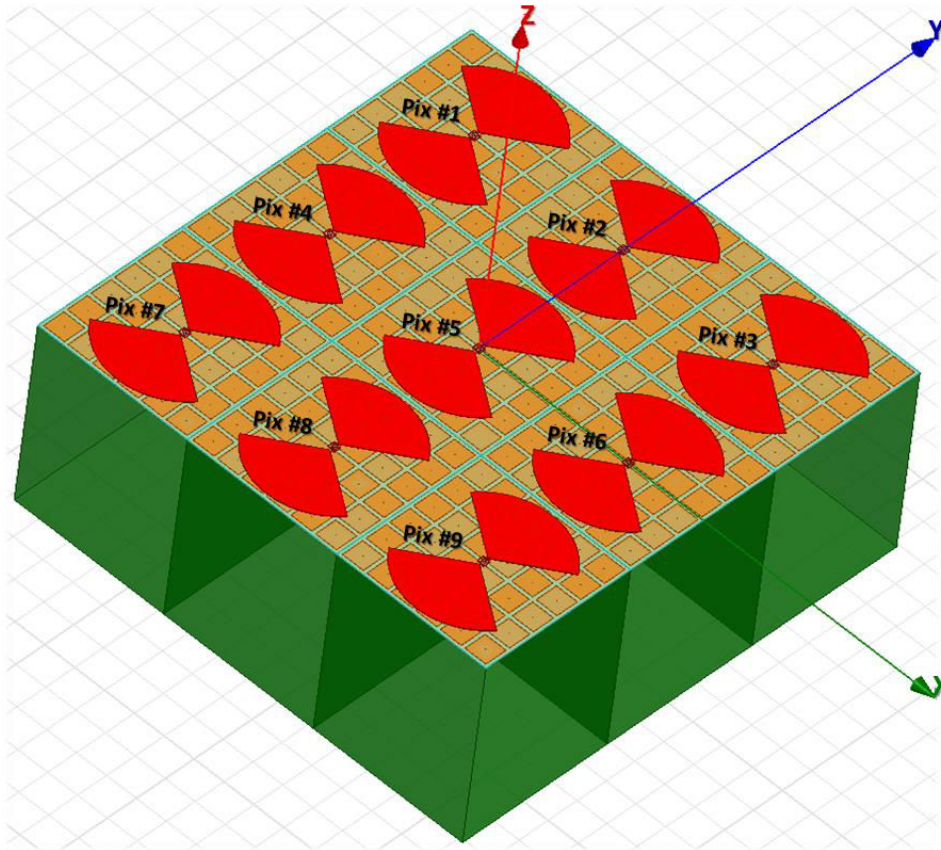


Figure 4.14 : Modèle 3D de simulation EM utilisé pour étudier les matrices de  $3 \times 3$  pixels identiques équipées de l'antenne bow-tie.

L'influence sur le coefficient de réflexion de la mise sous forme de matrice du pixel THz composé de l'antenne *bow-tie* est donnée Figure 4.15. De plus, sur cette même figure apparaissent les coefficients de transmission des pixels périphériques par rapport au pixel central (Pix #5). Ces coefficients sont définis par les paramètres  $S_{5x}$ , entre le pixel central 5 et le pixel périphérique considéré  $x$ . Les résultats montrent que l'adaptation du pixel central n'est en rien modifiée par la mise sous forme de matrice : on obtient toujours une adaptation de l'antenne à  $S_{55} = -18,2$  dB mais la fréquence a cependant été modifiée puisque l'on obtient cette adaptation à 254 GHz contre 316 GHz précédemment. Cette translation de la fréquence d'adaptation est due à l'influence des autres niveaux métalliques des pixels périphériques. Il est donc nécessaire de revoir légèrement la conception de l'antenne en tenant compte de son environnement matriciel lorsque celle-ci sera intégrée dans un imageur complet de pixels THz. Concernant les coefficients de transmission, caractérisant ainsi le couplage des pixels périphériques par rapport au pixel central #5, on constate que ce couplage est très faible et donc négligeable devant le signal apporté par l'antenne du pixel #5 elle-même. En effet, quasiment tous les coefficients de transmission sont inférieurs à -80 dB sur la bande fréquentielle considérée. On note que par symétrie géométrique de la matrice, les coefficients de transmission  $S_{51}$ ,  $S_{53}$ ,  $S_{57}$  et  $S_{59}$  sont identiques, tout comme les coefficients  $S_{52}$  et  $S_{58}$ , ainsi que les coefficients  $S_{54}$  et  $S_{56}$ .

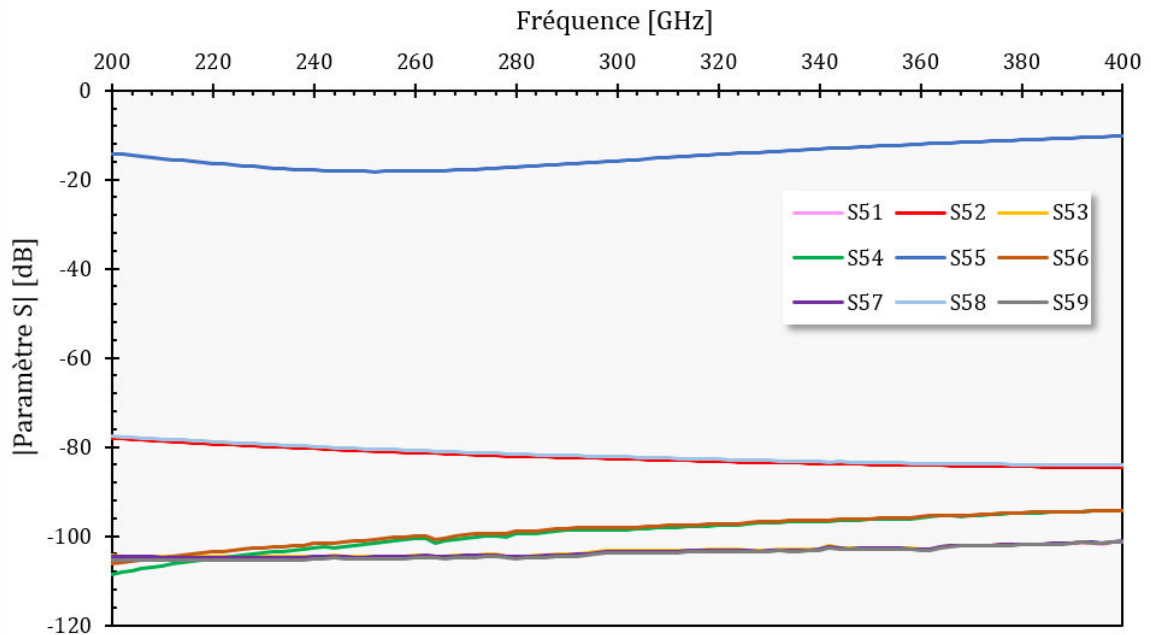


Figure 4.15 : Courbes du coefficient de réflexion  $S_{55}$  du pixel central #5 et des coefficients de transmission des pixels périphériques par rapport au pixel central.

La simulation du diagramme de gain de la matrice de  $3 \times 3$  pixels THz équipés de l'antenne *bow-tie* ne montrent que très peu de modifications, par le matricage de ce pixel, sur les caractéristiques de rayonnement (voir la Figure 4.16). En effet, on constate que le diagramme de gain a sensiblement la même forme, avec toujours un FtBr largement positif. De plus, dans la direction de propagation de l'onde THz (axe Z), la matrice de  $3 \times 3$  pixels dispose d'un meilleur gain  $G_{EBG, 3 \times 3} \geq 6,5$  dBi contre 4,1 dBi pour le pixel THz seul. Cette augmentation du gain est logique puisque en augmentant le nombre de pixels THz de réception on augmente la surface de captation de l'onde THz et donc la surface effective de l'antenne équivalente formée par la matrice. Or la valeur du gain est directement proportionnelle à celle de la surface effective de l'antenne considérée.

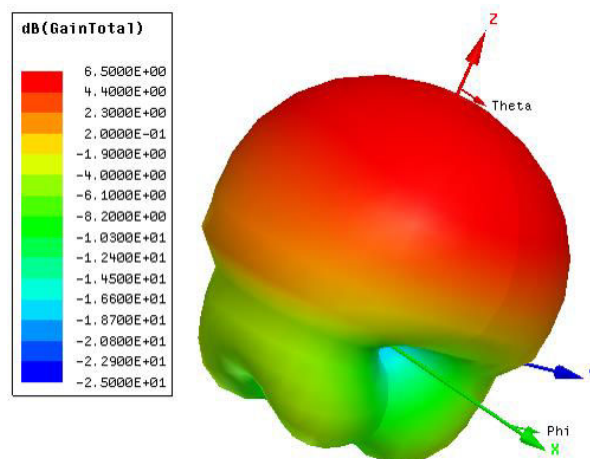


Figure 4.16 : Diagramme de gain de la matrice de  $3 \times 3$  pixels THz dans le cas EBG équipé de l'antenne *bow-tie*.

## 4.6 Simulations électromagnétiques des pixels THz à antenne de type *Loop*

Dans cette partie nous présentons les simulations concernant le cas du pixel THz utilisant l'antenne *loop*. Cette dernière, tout comme l'antenne *bow-tie* a été conçue à partir d'un certain nombre de variables de dimensions permettant de déterminer sa géométrie. Deux de ces variables ont été présentées précédemment (partie 4.1.2.2) :  $R_{nom_{ant}}$  et  $W_{ant}$ . A ces deux variables s'ajoute celle de la largeur des lignes d'accès. Le rayon nominal,  $R_{nom_{ant}}$ , agit principalement sur la réponse fréquentielle de l'antenne. La largeur de l'antenne,  $W_{ant}$ , agit quant à elle, aussi bien sur la réponse fréquentielle que sur l'impédance de l'antenne. Enfin, la largeur des lignes d'accès agit principalement sur l'impédance vue depuis le port d'étude. Comme dans le cas de l'antenne *bow-tie*, de nombreuses simulations paramétriques sur l'ensemble de ces trois variables ont été réalisées afin d'obtenir la géométrie de l'antenne permettant une bonne réponse fréquentielle autour de 300 GHz ainsi que la meilleure adaptation d'impédance possible au transistor de redressement THz. Les 3 modèles EM 3D utilisés représentant un pixel THz avec une antenne *loop* et conçus sous Ansoft-HFSS® sont présentés à la Figure 4.17. Comme dans le cas de l'antenne *bow-tie* et exposé à la partie 4.5, un port d'excitation localisé est utilisé avec les mêmes caractéristiques que celles présentées dans cette dernière partie.

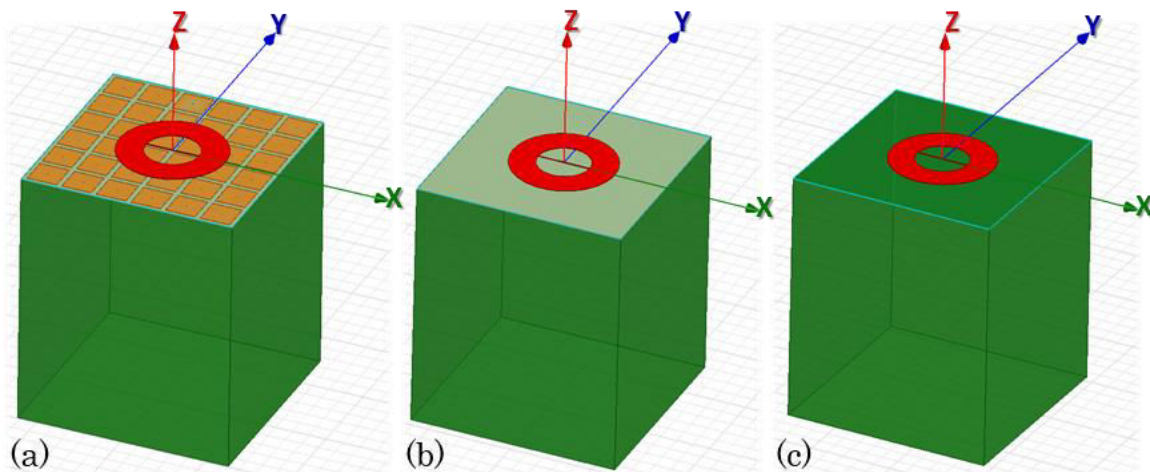


Figure 4.17 : Modèle EM 3D d'un pixel THz composé de l'antenne *loop* dans les 3 configurations (a) EBG, (b) GP et (c) ANT.

### 4.6.1 Simulations du pixel THz seul, à antenne *Loop*, dans les 3 configurations

Concernant l'adaptation d'impédance de l'antenne au transistor de rectification, les résultats sur le coefficient de réflexion  $S_{11}$  sont présentés à la Figure 4.18 pour les trois types de configurations abordées précédemment. Au vu des courbes du coefficient de réflexion  $S_{11}$ , on note une adaptation à -18,2 dB à 298 GHz dans le cas EBG contre une adaptation équivalente à -18,2 dB à 300 GHz dans le cas GP. On peut noter cependant que l'adaptation d'impédance n'est pas réalisée autour de 300 GHz dans le cas ANT. Comme avec l'antenne *bow-tie* dans le cas ANT, le substrat de silicium

influence énormément l'adaptation de l'antenne puisque le substrat est non isolé de cette dernière dans ce dernier cas.

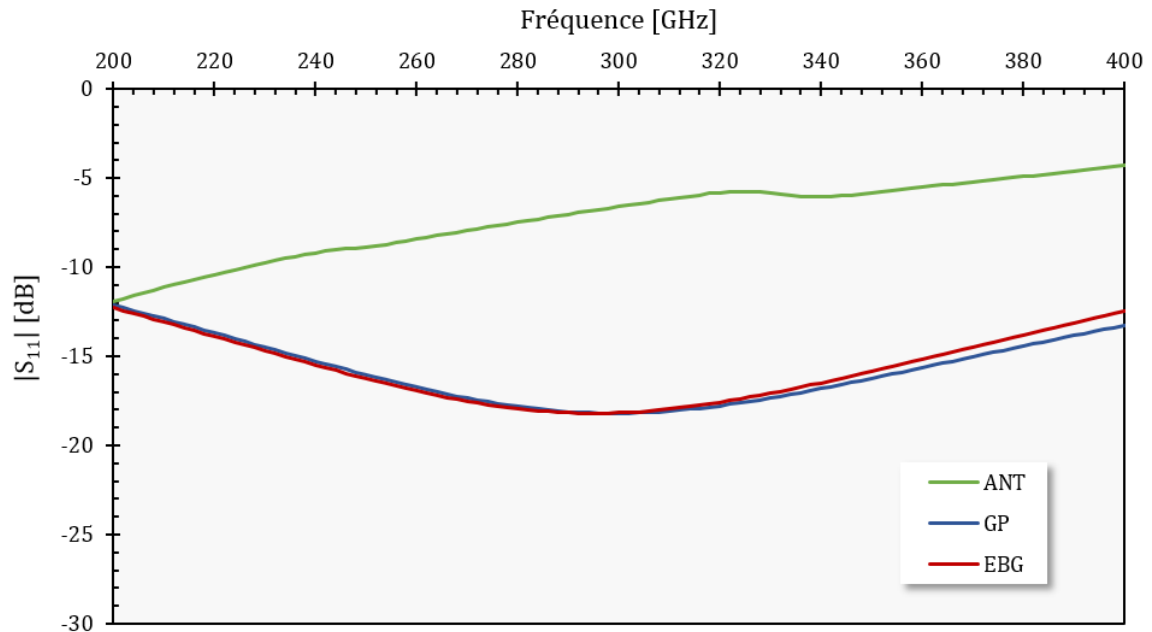


Figure 4.18 : Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne *loop* pour les trois modèles (EBG, GP et ANT) simulés sur la bande 200 – 600 GHz.

Concernant les diagrammes de gain de l'antenne *loop* dans les trois configurations EBG, GP et ANT, ils sont présentés en 3D à la Figure 4.19. Ces diagrammes sont donnés à la fréquence de la meilleure adaptation d'impédance pour les cas EBG et GP (respectivement 298 GHz et 300 GHz) et à 300 GHz pour le cas ANT. Les diagrammes de gain en coupe dans le plan du champ électrique E aux mêmes fréquences, sont donnés à la Figure 4.19.d.

Au vu des résultats obtenus, l'antenne *loop* possède suivant l'axe de réception de l'onde THz (axe Z) en face avant, un gain de 4,7 dBi en configuration EBG, de 4,8 dBi en configuration GP contre un gain de -7,1 dBi en configuration ANT. Ce résultat remet en doute, ici aussi, l'efficacité de la métasurface. Cependant, et comme dans le cas de l'antenne *bow-tie*, on note ici l'intérêt de l'isolation par rapport au substrat de silicium apporté par le plan de masse. De plus, on note que  $FtBr_{EBG} = 7,6$  dB pour l'antenne *loop* en configuration EBG,  $FtBr_{GP} = 8,3$  dB pour l'antenne en configuration GP contre  $FtBr_{ANT} = -13$  dB pour l'antenne en configuration ANT. L'antenne *loop* du cas ANT rayonne plus en face arrière qu'en face avant pour les mêmes raisons que pour l'antenne *bow-tie*, à savoir, la différence de permittivité relative entre l'air et le silicium. Ces résultats confirment donc, ici encore, l'intérêt d'un plan isolant entre l'antenne et le substrat de silicium.



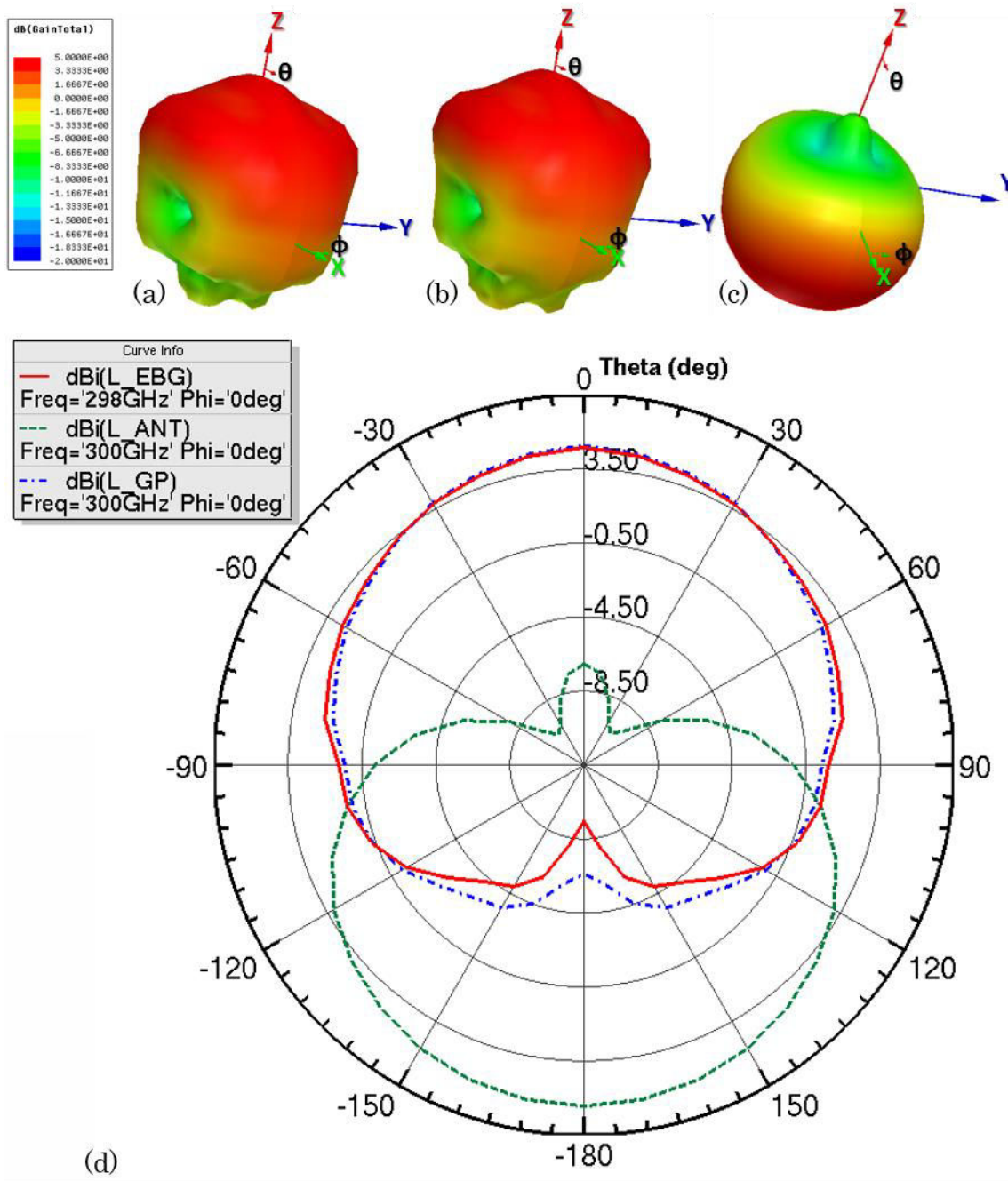


Figure 4.19 : Diagrammes de gain de l'antenne loop dans le modèle de pixel THz, (a) en 3D en configuration EBG, (b) en 3D en configuration GP, (c) en 3D en configuration ANT. (d) Diagramme de gain en coupe dans le plan du champ électrique  $E$  de l'antenne dans les 3 configurations.

Enfin, les densités de courants surfaciques à 300 GHz dans l'antenne loop ont été simulées et sont présentées à la Figure 4.20. On constate, comme dans le cas de l'antenne bow-tie, que les courants se concentrent à l'entrée de la ligne d'accès au port d'étude. Ce résultat confirme donc le choix du point de polarisation électrique pour le transistor MOS expliqué à la partie 4.2.4. En effet, on choisit le point de polarisation électrique dans une zone où les courants surfaciques sont nuls ou proches d'être inexistantes à la fréquence THz considérée de 300 GHz.

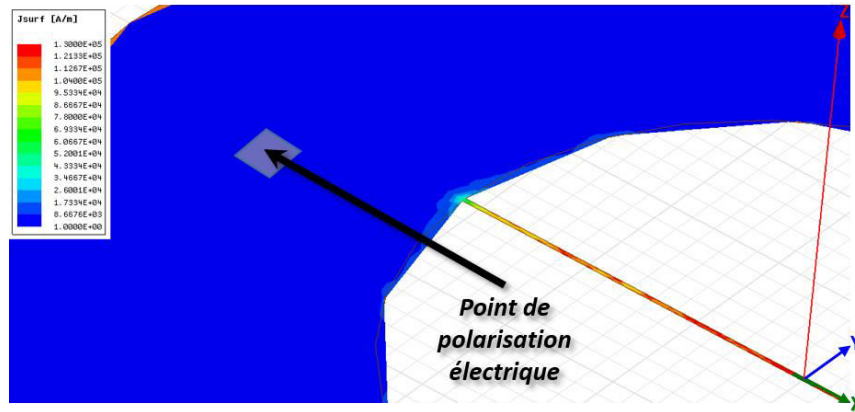


Figure 4.20 : Représentation des densités de courants surfaciques à 300 GHz sur une des portions de l'antenne loop.

#### 4.6.2 Simulation par matrice de $3 \times 3$ pixels THz à antenne Loop

Dans cette partie, on étudie le couplage et l'effet sur le rayonnement de l'antenne produit par la mise sous forme de matrice du pixel THz. Les mêmes simulations que dans le cas du pixel seul ont été réalisées pour le cas d'une matrice de  $3 \times 3$  pixels identiques avec l'antenne loop (voir Figure 4.21). Comme dans le cas de l'antenne *bow-tie*, c'est le pixel central #5 qui est étudié. Dans cette partie aussi nous ne présenterons que les résultats de simulations sur les matrices de  $3 \times 3$  pixels pour le cas EBG.

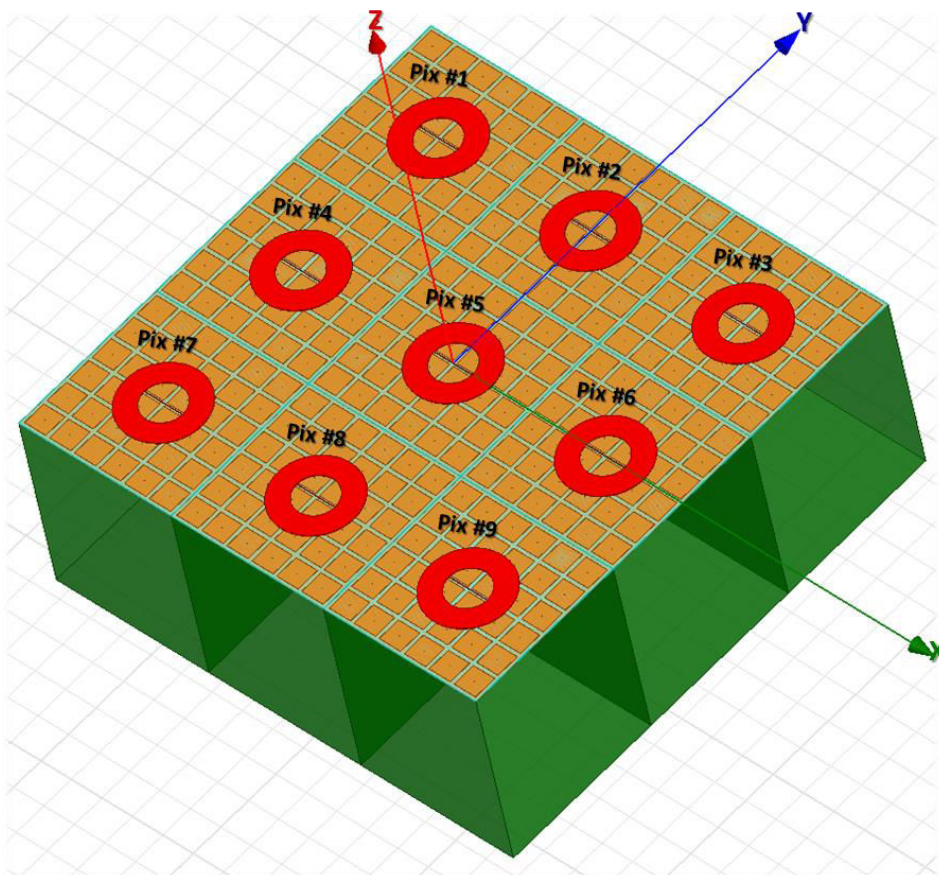


Figure 4.21 : Modèle 3D de simulation EM utilisé pour étudier les matrices de  $3 \times 3$  pixels identiques équipées de l'antenne loop.

L'influence sur le coefficient de réflexion de la mise sous forme de matrice du pixel THz composé de l'antenne *loop* est donnée à la Figure 4.22. De plus, sur cette même figure apparaissent les coefficients de transmission des pixels périphériques par rapport au pixel central (Pix #5). Les résultats montrent que l'adaptation du pixel central n'est en rien modifiée par la mise sous forme de matrice : on obtient toujours une adaptation de l'antenne à  $S_{55} = -18,2$  dB mais la fréquence a été légèrement modifiée puisque l'on obtient cette adaptation à 258 GHz contre 298 GHz précédemment. Cette translation de la fréquence d'adaptation est due, comme dans le cas de l'antenne *bow-tie*, à l'influence des autres niveaux métalliques des pixels périphériques. Il est donc, là encore, nécessaire de revoir légèrement la conception de l'antenne en tenant compte de son environnement matriciel. Dans le cas de l'antenne *loop* aussi, le couplage est très faible entre les pixels périphériques et le pixel central. Ce couplage est donc négligeable devant le signal apporté par l'antenne du pixel #5 elle-même. Tous les coefficients de transmission sont inférieurs à -108 dB sur la bande fréquentielle considérée. Comme dans le cas de l'antenne *bow-tie*, les symétries étant les mêmes, les mêmes coefficients S sont identiques.

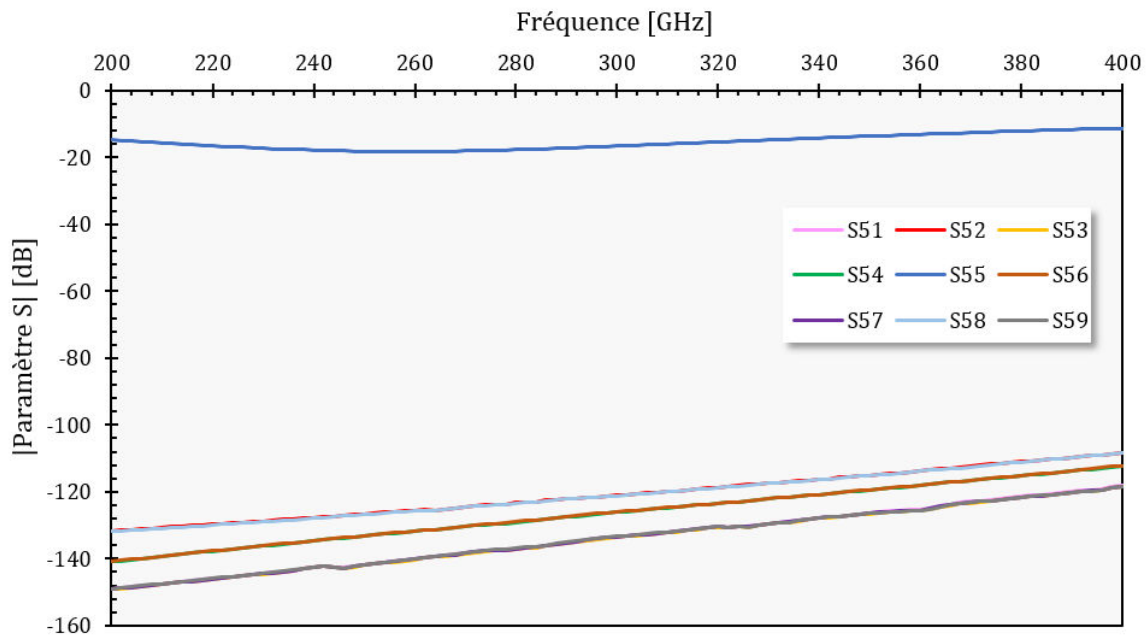


Figure 4.22 : Courbes du coefficient de réflexion  $S_{55}$  du pixel central #5 et des coefficients de transmission des pixels périphériques par rapport au pixel central.

La simulation du diagramme de gain de la matrice de  $3 \times 3$  pixels THz équipés de l'antenne *loop* ne montrent que très peu de modifications, là aussi par le matricage de ce pixel, sur les caractéristiques de rayonnement (voir la Figure 4.23). On constate que le diagramme de gain a sensiblement la même forme, avec toujours un FtBr largement positif. De plus, dans la direction de propagation de l'onde THz (axe Z), la matrice de  $3 \times 3$  pixels dispose d'un meilleur gain  $G_{\text{EBG}, 3 \times 3} \geq 7$  dBi contre 4,7 dBi pour le pixel THz seul. Cette augmentation du gain suit la même logique que dans le cas du matricage du pixel THz composé de l'antenne *bow-tie*.

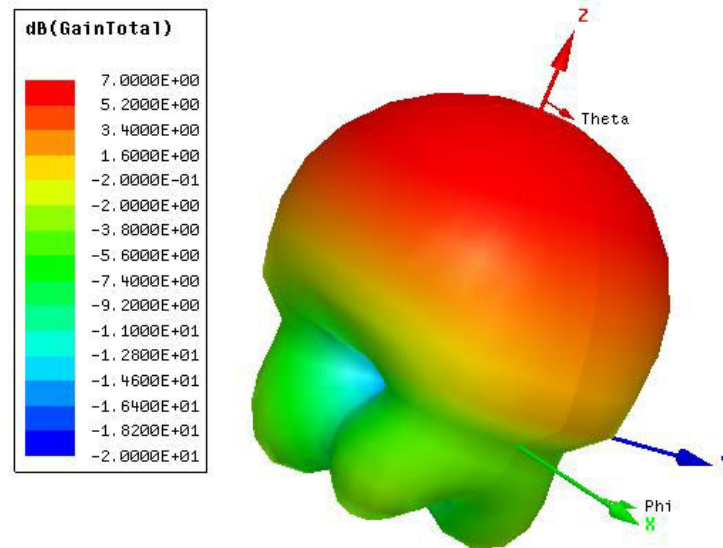


Figure 4.23 : Diagramme de gain de la matrice de  $3 \times 3$  pixels THz dans le cas EBG équipé de l'antenne loop.

#### 4.7 Simulations et caractérisations de la réponse de la métasurface implémentée

Au vu des résultats précédents sur les deux types d'antennes que sont l'antenne *bow-tie* et *loop*, la métasurface ne semble pas apporter de modification majeure par rapport à l'utilisation d'un simple plan de masse donc sans cette configuration « en champignons » supplémentaire. La métasurface précédemment présentée a donc été simulée avec les méthodes de simulations permettant de la caractériser. La caractérisation d'une telle surface permet de connaître et donc de concevoir sa bande fréquentielle interdite (caractère EBG). Au sein de cette bande aucune onde de surface ne se propage et donc on limite le phénomène de diaphonie. La deuxième caractérisation permet de connaître et de concevoir à quelle fréquence la surface disposera d'une très haute impédance (caractère HIS) permettant une réflexion des ondes THz en phase et donc d'annuler le phénomène d'interférences destructrices des courants surfaciques dans l'antenne. Cette dernière caractéristique permettant de s'affranchir d'une distance en quart d'onde entre le plan de masse et l'antenne.

##### 4.7.1 Etude de la bande électromagnétique interdite de la métasurface

Dans cette partie nous allons étudier le caractère de bande électromagnétique interdite de la métasurface. Or, le résultat classiquement utilisé afin de déterminer la bande fréquentielle au sein de laquelle aucune onde de surface ne se propage est le diagramme de dispersion. Ce diagramme est obtenu par étude du vecteur de propagation d'onde  $k$  dans la zone de Brillouin de la métasurface considérée.

#### 4.7.1.1 Présentation de la zone de Brillouin et du diagramme de dispersion associé

Par analogie avec la physique du solide pour laquelle la définition d'un cristal peut se faire par répétition d'une maille primitive, ici on peut définir l'ensemble de la métasurface à l'aide d'une cellule primitive. Cette cellule primitive permet de décrire l'ensemble de ce que l'on pourrait appeler une « cellule champignon ». La cellule champignon est composée du plan de masse et d'un des patchs supérieur de la structure autour duquel on laisse la moitié de l'espacement entre chaque patch, donc  $g_{\text{mush}}/2$  de chaque côté de ce patch supérieur (voir Figure 4.24.a). Alors l'ensemble de la métasurface est définissable par translation de cette cellule champignon suivant les axes  $x$  et  $y$  pour obtenir un quadrillage 2D de cette cellule comme celui présenté à la Figure 4.6.a. En physique du solide les fonctions d'onde dans le cristal sont périodiques de période égale à celle de répétition de la cellule primitive. Il suffit alors de décrire cette fonction d'onde au sein de la cellule primitive pour la connaître sur l'ensemble du cristal. Ici encore on utilise l'analogie avec la physique du solide pour décrire le vecteur de propagation d'onde uniquement dans la cellule primitive et ainsi connaître la bande interdite à la propagation dans la métasurface globale. Cette cellule primitive est appelée zone de Brillouin et est présentée à la Figure 4.24.c. En définissant les possibilités de propagation de l'onde THz sur le parcours  $\Gamma \Rightarrow X \Rightarrow M \Rightarrow \Gamma$ , alors par symétrie elles sont définies sur l'ensemble de la cellule champignon et par quadrillage 2D de cette dernière elles le sont sur l'ensemble de la métasurface.

Pour réaliser la simulation et le tracé du diagramme de dispersion, des conditions aux limites périodiques sont données dans le modèle. Ainsi les plans aux limites situés respectivement en  $x < 0$  ( $P_{m\_x}$ ) et  $x > 0$  ( $P_{s\_x}$ ) sont « maître » et « esclave » pour la composante suivant l'axe  $x$  du vecteur d'onde  $k$  (composante  $k_x$ ). De même pour les plans aux limites en  $y < 0$  ( $P_{m\_y}$ ) et  $y > 0$  ( $P_{s\_y}$ ), respectivement « maître » et « esclave » pour la composante suivant l'axe  $y$  du vecteur d'onde  $k$  (composante  $k_y$ ). L'ensemble des quatre plans définis ci-dessus sont visibles sur la Figure 4.24.b. Au-dessus de la structure est placé un volume définissant une PML (*Perfect Matched Layer*) permettant d'étudier la propagation des ondes en question. Ce type de conditions aux limites remplace les « boîtes » de rayonnements en études classiques et inutilisables ici à cause des conditions aux limites périodiques données par les plans maîtres-esclaves. De plus, avec les PML, les simulations EM sont plus rapides. En définissant ainsi le vecteur d'onde  $k$ , par ses composantes  $k_x$  et  $k_y$ , on définit alors dans quelle bande fréquentielle il y a possibilité ou impossibilité de propagation des ondes de surface dans le plan ( $x ; y$ ).

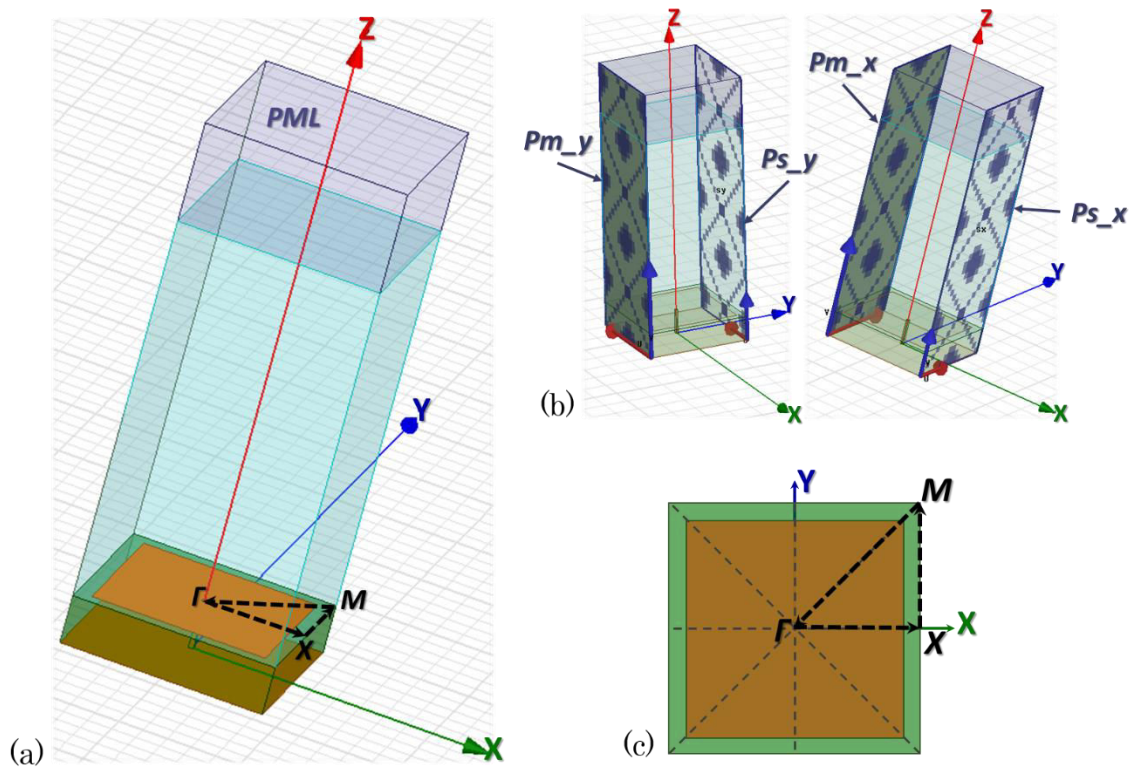


Figure 4.24 : (a) Modèle 3D de simulation de la cellule champignon de la métasurface avec les limites des couches absorbantes (PML). Le parcours sur la zone dans Brillouin est aussi défini sur cette cellule. (b) Plans de conditions aux limites périodiques de type maître-esclave. (c) Définition sur le plan x-y du parcours de la zone de Brillouin définissant la cellule primitive d'étude du vecteur d'onde  $k$ .

#### 4.7.1.2 Résultats obtenus pour la métasurface implémentée

Dans notre cas, de par l'intégration en technologie CMOS de la métasurface, la structure est contrainte au niveau de la variable de hauteur  $h_{\text{mush}}$ . En effet, comme vu précédemment, la hauteur entre les différents niveaux métalliques étant imposée par le procédé CMOS, la distance entre le plan de masse métallique en M6 et les patchs supérieurs en M7 est donc imposée et vaut la hauteur des vias 6 :  $h_{\text{mush}} = 0,19 \mu\text{m}$ . Cette petite distance impose donc une contrainte très forte sur la structure et les autres variables qui la définissent. En effet en fixant ainsi le paramètre  $h_{\text{mush}}$ , on fixe la valeur de l'inductance du circuit LC et donc on contraint fortement la bande interdite. Les valeurs finalement implémentées pour l'intégration de l'antenne et de son environnement EM sur silicium sont :  $h_{\text{mush}} = 0,19 \mu\text{m}$ ,  $w_{\text{mush}} = 35 \mu\text{m}$  et  $g_{\text{mush}} = 6 \mu\text{m}$ . Pour ces valeurs de paramétrage de la structure, le diagramme de dispersion est tracé et présenté à la Figure 4.25. La bande fréquentielle interdite est donc la bande au sein de laquelle aucun mode ne se propage dans la structure. Elle est définie comme la bande fréquentielle entre la limite du premier mode et celle du mode suivant entrant dans l'intervalle défini par les « lignes de lumière ». Ces « lignes de lumière » définissent la limite de propagation à la vitesse de la lumière dans le vide.

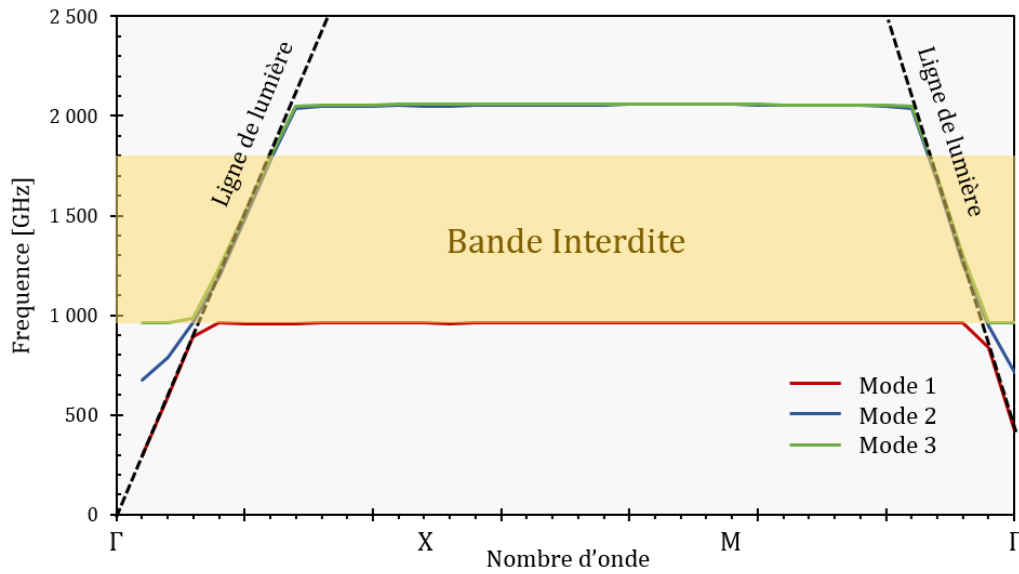


Figure 4.25 : Diagramme de dispersion de la métasurface étudiée pour les valeurs de paramètres telles que  $h_{mush} = 0,19 \mu\text{m}$ ,  $w_{mush} = 35 \mu\text{m}$  et  $g_{mush} = 6 \mu\text{m}$ . La bande interdite est alors l'intervalle [960 GHz ; 1800 GHz].

Au vu des contraintes très fortes imposées par la hauteur  $h_{mush}$  et des résultats obtenus pour une surface de type EBG en technologie intégrée, il serait, dans ce cas, intéressant de viser une fréquence de détection THz autour ou quelque peu supérieure à 1 THz. Ainsi on se trouve au sein de la bande interdite et donc la suppression des ondes de surfaces est obtenue. Cependant, la détection par transistors à effet de champs commence à être sérieusement limitante à cette fréquence et les pertes dans les matériaux trop importantes surtout pour les technologies intégrées qui ne sont en aucun cas prévues pour fonctionner à ces fréquences. Avec cette hauteur  $h_{mush}$  fixée par la technologie intégrée, il est intéressant de faire varier les deux autres paramètres afin d'observer les possibilités envisageables pour l'intégration de métasurface pour lesquelles la bande interdite couvre la fréquence visée de 300 GHz. Ces deux autres paramètres sont  $g_{mush}$  et  $w_{mush}$ . Ainsi douze couples de valeurs pour  $g_{mush}$  et  $w_{mush}$  réalisables au sein d'un pixel ont été simulées et sont présentés dans le Tableau 4.1.

| $w_{mush}$ [ $\mu\text{m}$ ] | $g_{mush}$ [ $\mu\text{m}$ ] | Limite Inférieure Bande Interdite [GHz] | Limite Supérieure Bande Interdite [GHz] |
|------------------------------|------------------------------|---|---|
| 15                           | 1                            | 2750                                    | 4900                                    |
| 15                           | 10                           | 2750                                    | 4400                                    |
| 15                           | 35                           | 2710                                    | 3000                                    |
| 25                           | 5                            | 1500                                    | 2900                                    |
| 25                           | 15                           | 1490                                    | 2750                                    |
| 25                           | 25                           | 1470                                    | 2650                                    |
| 35                           | 6                            | 1000                                    | 2100                                    |
| 35                           | 15                           | 1000                                    | 2100                                    |
| 35                           | 25                           | 1000                                    | 2050                                    |
| 45                           | 5                            | 750                                     | 1430                                    |
| 45                           | 17                           | 750                                     | 1420                                    |
| 45                           | 35                           | 750                                     | 1540                                    |

Tableau 4.1 : Valeurs inférieure et supérieure des bandes électromagnétiques interdites des surfaces EBG pour 12 couples de valeurs de variations des paramètres  $w_{mush}$  et  $g_{mush}$ .

Au vu des résultats présentés dans le tableau, il serait donc intéressant d'augmenter encore la largeur  $w_{\text{mush}}$  du patch supérieur de la structure en champignon. En effet, le paramètre  $w_{\text{mush}}$  est le paramètre agissant sur la valeur de la borne inférieure de la bande EM interdite. Ainsi plus ce paramètre augmente plus la borne inférieure diminue. Or comme le pixel THz considéré dispose d'un pas de  $250 \mu\text{m}$  de côté, il serait intéressant d'augmenter cette valeur jusqu'à  $120 \mu\text{m}$  afin de permettre l'évaluation de la couverture par la bande EM interdite de la fréquence de détection visée de  $300 \text{ GHz}$ . Cependant, il faut noter qu'avec de telles dimensions, la cellule champignon, et plus particulièrement le patch de cette cellule, serait de l'ordre de grandeur de l'antenne elle-même. Ce qui est en contradiction avec la théorie de conception de cette métasurface. Cela est dû à son interaction en champ proche avec l'antenne.

Bien que la hauteur  $h_{\text{mush}}$  soit fixée par la technologie CMOS, un balayage de valeurs a tout de même été réalisé sur ce paramètre afin d'observer si la valeur permettant d'atteindre une bande interdite incluant une fréquence THz de détection de  $300 \text{ GHz}$  est très largement éloignée de la valeur actuelle. Dans ce cas, les valeurs de largeur et d'espacement des patches supérieurs de la structure sont laissés tels que  $w_{\text{mush}} = 35 \mu\text{m}$  et  $g_{\text{mush}} = 6 \mu\text{m}$ . Le résultat de ce balayage est visible à la Figure 4.26. On peut donc voir qu'à mesure que  $h_{\text{mush}}$  augmente, la largeur de bande interdite diminue mais le centrage de cette bande interdite aussi. En effet, en augmentant la dimension  $h_{\text{mush}}$ , l'inductance  $L$  augmente aussi et donc d'après la relation (4.4) la fréquence de résonance de la structure diminue ( $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ ). D'après les simulations effectuées et présentées à la Figure 4.26, pour que la fréquence visée de  $300 \text{ GHz}$  soit incluses dans la bande électromagnétique interdite on doit donc avoir  $h_{\text{mush}} \geq 75 \mu\text{m}$ . Cette valeur est incompatible avec les technologies CMOS intégrées classiques. Cependant ce type de métasurfaces pourrait donc convenir à une intégration utilisant un procédé de type *above-IC*.

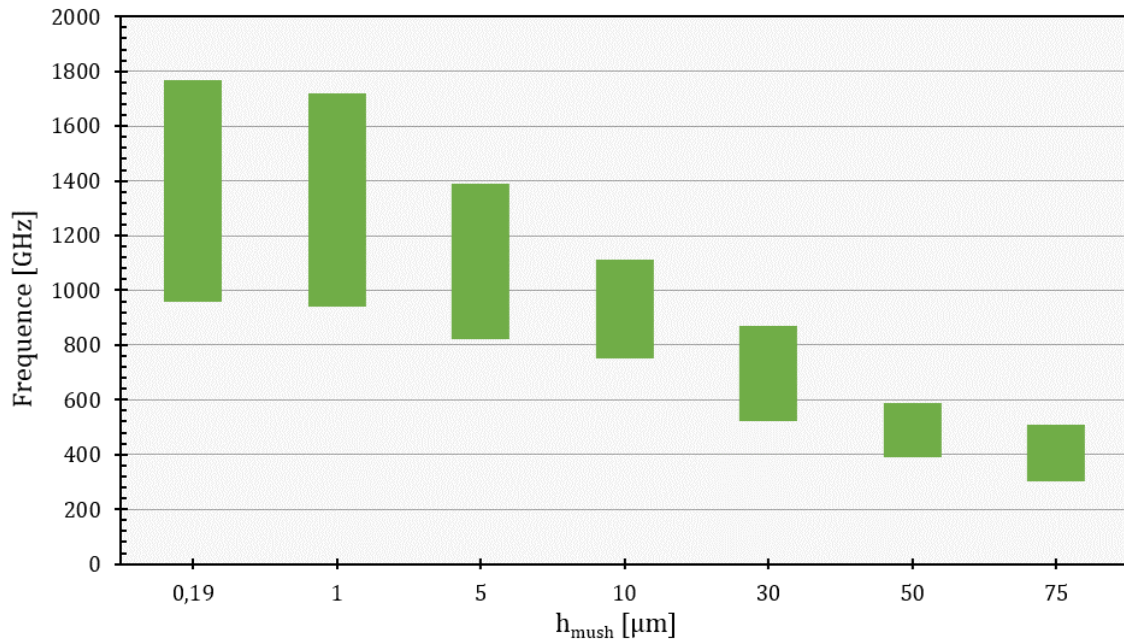


Figure 4.26 : Représentation graphique des bande interdites obtenues pour les métasurfaces pour différentes valeurs de  $h_{\text{mush}}$  et telles que  $w_{\text{mush}} = 35 \mu\text{m}$  et  $g_{\text{mush}} = 6 \mu\text{m}$ .



## 4.7.2 Etude de la haute impédance de la métasurface

Dans cette partie une présentation est faite de l'étude du caractère haute impédance de la métasurface. Pour ce faire, il convient d'observer la phase de l'onde THz réfléchiée par la métasurface au niveau de l'antenne. Pour cela, un port de Floquet est utilisé au niveau de l'antenne et les mêmes conditions aux limites périodiques de types maîtres-esclaves que précédemment sont définies. Ces conditions sont données par les plans  $Pm_x$ ,  $Ps_x$ ,  $Pm_y$  et  $Ps_y$  présentés à la Figure 4.24. Ainsi, dans le cas de la métasurface utilisée dans le circuit CMOS envoyé en fonderie,  $h_{mush} = 0,19 \mu m$ ,  $w_{mush} = 35 \mu m$  et  $g_{mush} = 6 \mu m$ , la valeur de la phase de l'onde réfléchiée au niveau de l'antenne est donnée en fonction de la fréquence de l'onde THz à la Figure 4.27. On constate alors que la valeur de cette phase passe par la valeur nulle à 166 THz. Une fois de plus, cette valeur est bien trop élevée pour être détectée dans le cas de l'utilisation de transistor MOSFET. De plus, on constate que pour une fréquence de l'ordre de 0,300 THz, la valeur de la phase de l'onde réfléchiée est de l'ordre de  $180^\circ$ . Cela explique donc pourquoi les résultats de rayonnement et d'adaptation des antennes *bow-tie* et *loop* sont quasiment les mêmes dans le cas EBG et GP (voir parties 4.5.1 et 4.6.1). En effet, du point de vue de l'onde THz à 300 GHz, une telle métasurface agit comme un simple plan métallique et donc comme s'il n'y avait pas de métasurface. On se retrouve alors dans le cas du plan de masse seul : le cas GP.

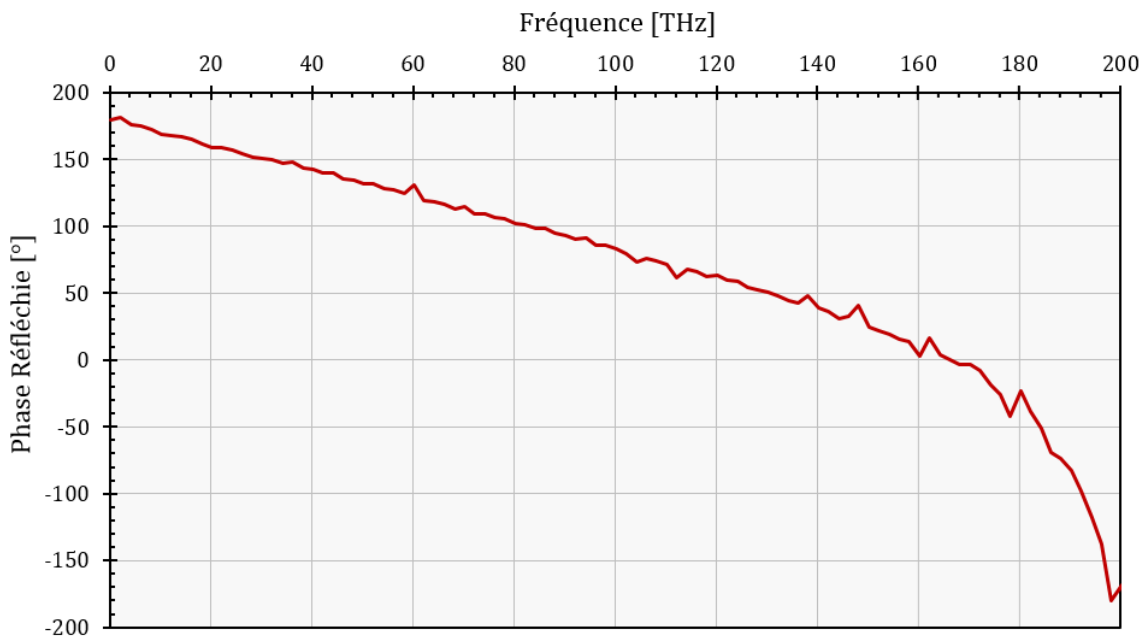


Figure 4.27 : Valeur de la phase de l'onde réfléchiée par la métasurface au niveau de l'antenne en fonction de la fréquence THz de détection visée.

Dans un second temps la même étude que dans le cas de la bande EM interdite de la métasurface a été menée. Bien que la hauteur  $h_{mush}$  soit fixée par la technologie CMOS, un balayage de valeurs a tout de même été réalisé sur ce paramètre. Le but est d'observer si la valeur permettant d'atteindre une phase de réflexion nulle à 300 GHz et très largement éloignée de la valeur de hauteur actuelle de  $h_{mush} = 0,19 \mu m$ . Ce balayage de valeur sur la hauteur de  $h_{mush}$  est présenté à la Figure 4.28. On note alors que pour obtenir une phase de réflexion nulle au niveau de l'antenne réceptrice à 300 GHz, il faudrait avoir une distance de  $60 \mu m$  entre le plan de masse et les patches

supérieurs composant la métasurface. Cette distance, bien sûr incompatible avec une technologie CMOS intégrée, pourrait cependant être implémentée ici aussi à l'aide d'un procédé en *above-IC*.

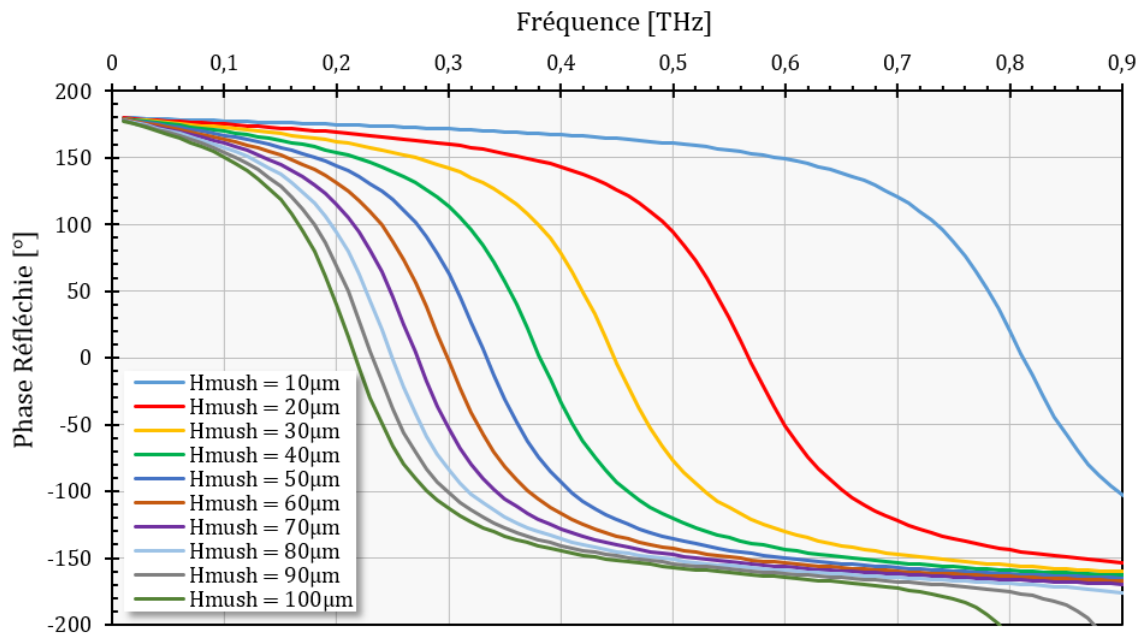


Figure 4.28 : Valeur de la phase de l'onde réfléchie par la métasurface en fonction de la fréquence THz de détection visée et pour différentes valeurs de  $h_{mush}$ .

Enfin, comme dans le cas de l'étude sur la bande EM interdite de la métasurface, il serait intéressant d'observer l'effet sur la phase de l'onde THz réfléchie d'une variation de dimension sur les paramètres  $g_{mush}$  et  $w_{mush}$ . En effet si les dimensions obtenues pour ces deux paramètres sont compatibles avec une intégration dans un pixel de pas  $250\mu\text{m}$ , alors une métasurface intégrée en technologie CMOS et répondant à  $300\text{GHz}$  pourrait être implémentée.

#### 4.8 Discussion sur les comparaisons des résultats de rayonnements des cas EBG et GP

Comme cela a été abordé dans la partie précédente, on a pu noter des résultats très proches en termes de rayonnement quand on compare les cas EBG et GP alors que le cas EBG était censé grandement améliorer les performances de l'antenne par rapport au cas GP. En effet, dans la théorie, une antenne utilisant un plan de masse doit se trouver à une distance quart d'onde de ce plan métallique. Cette condition permet de considérer que les courants surfaciques dans l'antenne ne sont pas modifiés par la présence de ce plan par rapport au cas de l'antenne seule. En se plaçant dans ces conditions, la distribution de courants dans l'antenne permet d'utiliser la théorie des images permettant de calculer le rayonnement de l'antenne. Cette théorie stipule qu'il existe une autre antenne virtuelle de l'autre côté du plan métallique permettant de générer des courants surfaciques dans l'antenne réelle en phase et non en opposition de phase avec les courants créés par l'onde incidente avant réflexion. Ceci permet de créer des interférences constructives plutôt que destructives sur ces courants et donc sur le rayonnement de l'antenne. Dans le cas où on utilise un plan

métallique de type magnétique, ce qui est le cas de la métasurface, on change la parité des courants réfléchis. Ainsi l'antenne peut se retrouver à une distance inférieure à  $\lambda/4$  du plan magnétique sans pour autant créer d'interférences destructrices sur les courants au sein de l'antenne. Les performances de rayonnement de l'antenne s'en trouvent améliorées, comparées au cas d'un plan métallique continu, lorsque la condition de cavité quart d'onde n'est pas remplie.

Dans notre cas présent, et comme nous l'avons déjà abordé, la distance imposée est très faible entre l'antenne et le plan métallique continu (dans le cas GP), ainsi qu'entre l'antenne et la métasurface (dans le cas EBG). On devrait donc obtenir, au vu de la théorie, des annulations de courants surfaciques dans le cas GP et de bien meilleurs résultats dans le cas EBG que dans le cas GP, ce qui n'est pas observé. Dans nos simulations, les résultats sont légèrement meilleurs dans le cas GP que dans le cas EBG (voir parties 4.5.1 et 4.6.1). De plus, dans un cas comme dans l'autre, le maximum de rayonnement de l'antenne se trouve bien selon la normale aux plans. Avec une distance si faible entre l'antenne et le plan métallique ou métasurface, ces derniers se situent donc en champ proche de l'antenne rendant l'étude des comportements responsables de ces résultats très complexes et ne pouvant pas être simplement interprétés. Dans le cas EBG, l'antenne doit interagir fortement avec les patches de la métasurface créant ainsi des diffractions. Dans le cas GP, l'interaction se fait avec le plan métallique continu. Une solution permettant le contrôle complet et l'optimisation des performances de l'antenne serait d'utiliser un procédé permettant de contrôler les différentes hauteurs entre les niveaux métalliques, et donc par exemple, l'utilisation d'un procédé *above-IC*.

#### 4.9 Conclusion sur les choix retenus et l'apport des métasurfaces

Ce chapitre fait état de la caractérisation électromagnétique de la partie amont au-delà du MOSFET de redressement du pixel THz. Afin que le redressement s'opère le mieux possible, il est important de coupler efficacement l'onde THz au transistor en question. Ce couplage efficace passe par la conception d'une antenne adaptée au transistor au niveau des impédances et disposant de bonnes performances de rayonnement. Dans un premier temps, un choix quant aux géométries d'antennes et à leur co-conception avec le transistor a été présenté. Cependant la conception d'une antenne en technologie intégrée pose beaucoup de défis. En cause, toutes les règles de conception imposées, ainsi que la présence d'un substrat de silicium faiblement résistif et à haute permittivité auquel s'ajoute les dimensions de l'empilement métallique imposées. Finalement, des solutions sont envisagées avec les métasurfaces et les antennes sont simulées avec et sans cette surface dans plusieurs configurations et sous forme de matrice de pixels afin de tenir compte du phénomène de diaphonie et de perturbation électromagnétique.

Des choix ont été faits pour l'envoi du circuit en fonderie. Ces choix ont été ceux d'implanter différents cas de tests croisés entre différents types de MOSFET de redressement et différentes configurations d'environnements EM et d'antennes. Ces différents cas de test sont ceux des 3 cas présentés dans le chapitre : EBG, GP et ANT, et pour les deux types d'antennes : *bow-tie* et *loop*. En plus de ces cas de test croisés, des cas particuliers comme celui de l'antenne *bow-tie* sans *balun* d'adaptation ou

encore le cas sans antenne ont été implantés dans le circuit CMOS à titre de comparaison. Le cas sans *balun* permettra de caractériser l'effet réel de ce *balun* sur la qualité de la détection THz. Le cas sans antenne permettra de déterminer l'apport d'une antenne optimisée comparé au cas des premiers détecteurs THz utilisant un MOSFET redresseur sans couplage électromagnétique particulier.

Finalement, plusieurs simulations seraient à mener pour compléter l'étude de manière plus rigoureuse : celles de simuler les modèles présentés dans le chapitre avec des métaux en 3D et en matériaux réels afin de tenir compte des effets de pertes très important aux fréquences d'étude. Ces simulations ont commencées à être conduites mais n'ont malheureusement pas portées leur fruit jusqu'à présent et ne sont pas présentées ici. Il serait intéressant aussi d'observer l'influence des « coins » métalliques, imposés pour des raisons de densité de métal, du pixel composé de l'antenne *loop*. Finalement, les dimensions choisies pour la métasurface implémentée ne sont pas les plus judicieuses avec le recul. De larges possibilités d'études sont donc encore envisageables quant à l'intérêt de l'intégration de métasurfaces sous l'antenne de réception. En effet, des simulations sont présentées sur les variations apportées par la hauteur de la structure. Il serait intéressant, surtout, d'observer plus finement les effets des variations sur les deux autres paramètres que sont la largeur et l'espacement des patchs supérieurs composant la surface. Les résultats laissent entrevoir des possibilités au moins concernant la bande électromagnétique interdite.



## Partie III

### Caractérisations



## 5 Chapitre 5

# Circuits et caractérisations de la détection THz à base de MOSFET

Ce cinquième chapitre a pour but de présenter le circuit intégré contenant les différents cas de tests de détecteurs THz basés sur les simulations réalisées puis présentées dans les Chapitres 3 et 4. Les couples antenne/nMOS choisis sont connectés à une chaîne de lecture et de traitement du signal à hautes performances attendues. Ce circuit, nommé ITHAC, présenté dans la partie 5.1, a été fabriqué en fonderie et encapsulé dans le but d'être testé sur un banc de caractérisation THz. Dans la seconde partie de ce chapitre, une méthodologie de tests et caractérisations ainsi que le banc optique utilisé seront présentés et illustrés par des exemples obtenus sur le circuit imageur THz (TERAMOS) issu d'un travail précédent du laboratoire L3i du CEA Leti. Enfin, les problèmes rencontrés lors des tests du circuit ITHAC seront abordés.

### 5.1 Présentation du circuit ITHAC

L'ensemble des études réalisées au Chapitre 3 sur les nMOS redresseurs ainsi qu'au Chapitre 4 sur les antennes THz réceptrices, ont permis la conception d'une partie amont du pixel optimisée en assurant un couplage direct et efficace entre ces deux éléments. Cette partie, développée au cours de la thèse, est connectée à une chaîne de lecture et de traitement à hautes performances présentée ici. Afin d'étudier et de caractériser les performances réelles d'un pixel et d'un imageur THz, un circuit en technologie 130 nm a donc été conçu. L'ensemble de ce circuit est exposé dans cette partie en deux étapes : une présentation du contenu complet d'un pixel et une présentation du circuit dans son ensemble et des différents cas de tests implémentés dans le but d'être caractérisés.

#### 5.1.1 Description du pixel

La partie amont du pixel THz est constituée de l'antenne avec ses structures électromagnétiques abordées dans le Chapitre 4 et d'une cellule détection abordée dans le Chapitre 3. Cette dernière permet d'obtenir un signal DC modulé, proportionnel au carré de l'amplitude de l'onde THz incidente reçue par l'antenne. Ce signal DC est modulé à  $F_{MOD} = 100\text{kHz}$  par une modulation ON / OFF de la source THz, afin de limiter l'influence du bruit de Flicker comme vu en partie 2.4.2. Ce signal utile, capté au terminal de drain, est traité dans une chaîne de traitement du signal à hautes performances incluse dans le pixel. Cette chaîne a été réalisée<sup>2</sup> au laboratoire L3i du CEA Leti. Son fonctionnement global est abordé dans cette partie et le contenu du pixel au niveau système est résumé à la Figure 5.1.

---

<sup>2</sup> Chaîne de traitement conçue par Jean-Pierre Rostaing du laboratoire L3i du CEA Leti



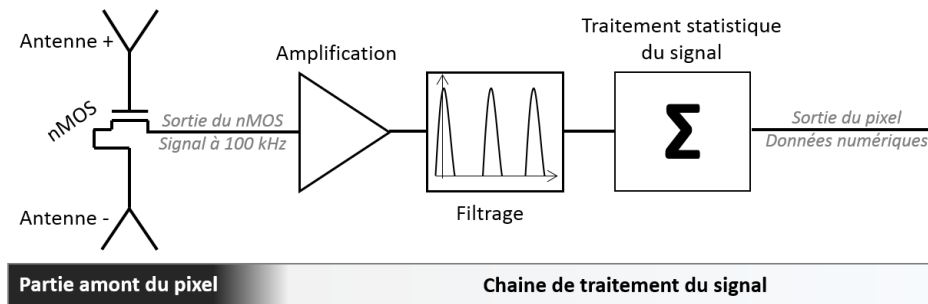


Figure 5.1 : Schéma bloc du contenu du pixel comprenant la partie amont du pixel ainsi que la chaîne de traitement du signal complète.

### 5.1.1.1 Partie amont

La partie amont du pixel est donc celle réalisant le couplage électromagnétique de l'onde THz par l'antenne ainsi que son redressement en signal DC par le nMOS. Le signal utile au drain étant dans notre cas, un signal créneau à la fréquence  $F_{MOD}$  de modulation de la source et d'amplitude la valeur du redressement. Cette partie amont a été détaillée dans les deux chapitres précédents, sans revenir longuement sur cette partie et pour rappel, elle est composée par les dispositifs et structures suivants :

- L'antenne réceptrice, en métal de niveau 8
- Les surfaces à bande électromagnétiques interdites (EBG), en métal de niveau 7
- Le plan réflecteur, en métal de niveau 6
- Le transistor redresseur
- La diode antenne
- Les résistances de polarisation de grille ( $R_G$ ) et de source ( $R_S$ )
- Le caisson « triple-well » d'isolation du substrat

Il est cependant difficile d'apprécier quantitativement les gains en performances apportés par les travaux de cette thèse quant à la qualité du couplage de l'onde à l'antenne, de l'antenne au MOSFET et enfin la qualité du redressement THz. En effet, les modèles 3D de simulations EM étant simplifiés on peut s'attendre à une réception améliorée de la part de l'antenne sans pour autant obtenir une quantification réelle de la puissance effectivement transmise au MOSFET. De plus, l'absence de modèle de simulation du redressement du MOSFET nous empêche de quantifier le signal utile DC de sortie en fonction de la puissance THz reçue. Cependant, au vu des développements comparatifs entre le précédent pixel THz du circuit TERAMOS et celui réalisé au cours de cette thèse, les gains en performances seront assurément importants même si malheureusement, ils n'ont pu être vérifiés (voir partie 5.2.3).

### 5.1.1.2 Partie chaîne de lecture et de traitement du signal

#### **Amplification**

Le signal utile issu du nMOS redresseur, à la fréquence  $F_{MOD}$ , est donc un signal de type créneau d'amplitude très faible de l'ordre de la dizaine à la centaine de microvolts. Comme dans toute partie amont d'un récepteur RF, le premier traitement à appliquer à ce signal de faible amplitude, est une amplification faible bruit. Cette dernière est réalisée par deux amplificateurs en série présentés à la Figure 5.2 :

- Un amplificateur faible bruit (LNA), pouvant être activé ou désactivé avec le bit de configuration *Enable\_LNA*. Cet amplificateur dispose d'un gain linéaire en boucle fermée de  $\times 100$  (40 dB) et d'un produit gain bande passante de 65 MHz pour une marge de phase ( $M\phi$ ) de  $60^\circ$ .
- Un amplificateur à gain variable. Il est réalisé par un amplificateur de transimpédance à capacité variable (CTIA). Le gain de cet amplificateur peut être configuré par les 3 bits de configuration *Gain<0;2>* pour obtenir les valeurs suivantes de gain linéaire  $G_{linéaire} = \frac{C_2}{C_1} : \times 1 ; \times 2 ; \times 5 ; \times 10 ; \times 20 ; \times 50$  et  $\times 100$ . Son produit gain bande passante est lui aussi de 65 MHz pour  $M\phi = 60^\circ$ .

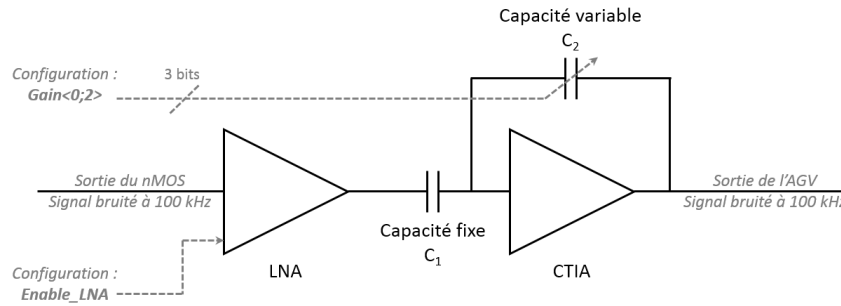


Figure 5.2 : Chaîne d'amplification dans le pixel composée d'un amplificateur faible bruit (LNA) dont l'activation est configurable et d'un amplificateur de type CTIA à gain variable égal au rapport des capacités  $C_2$  sur  $C_1$ .

### Filtrage

Ce premier étage de traitement permet d'obtenir un signal à traiter de plus grande amplitude mais il n'améliore aucunement le rapport signal sur bruit global. Le niveau de bruit obtenu en sortie du nMOS redresseur moyen est bien supérieur au niveau du signal utile. Un filtrage à très haute sélectivité autour du signal utile à  $F_{MOD}$  est donc nécessaire. Il est réalisé par deux filtres synchrones sélectifs à 16-chemins, dont le premier peut être contourné. Ils sont présentés à la Figure 5.3. Ces deux filtres réalisés par une succession de filtres RC commutés de manière séquencées à la fréquence de  $F_{MOD}$  permettent d'atteindre des facteurs de qualité idéaux de l'ordre de  $Q = 100$ . La haute sélectivité de ces deux filtres en série engendre une réduction significative du bruit et un léger filtrage des harmoniques du signal utile à la fréquence fondamentale de  $F_{MOD}$ . En sortie du filtre synchrone FS2, le signal obtenu est donc un signal de type sinusoïdal à temps continu (CW) mais à tensions discrétisées.

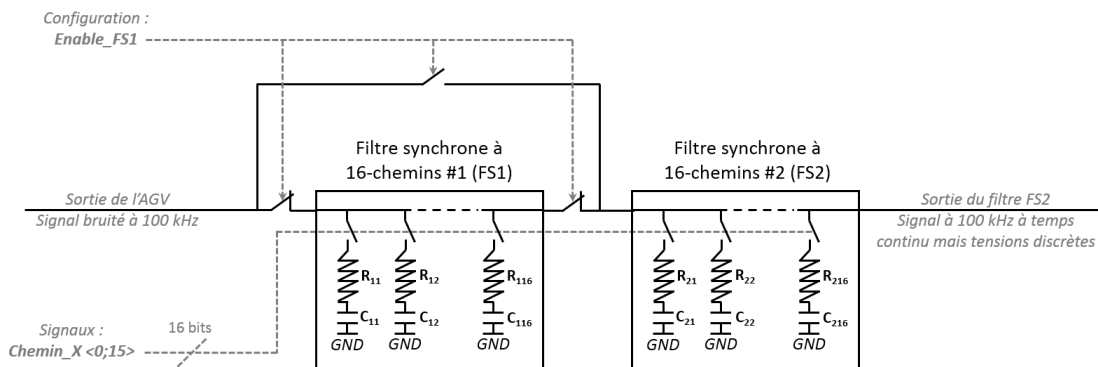


Figure 5.3 : Chaîne de filtrage dans le pixel composée de deux filtres synchrones à 16-chemins à haute sélectivité fréquentielle. Le premier filtre est contournable.

**Traitement statistique**

La seconde partie de la chaîne dans le pixel réalise un traitement statistique sur le signal utile. Une partie de ce traitement a fait l'objet d'une demande de brevet en cours de dépôt. Son but est de relever l'amplitude du signal utile à la fréquence  $F_{MOD}$  sur  $N$  périodes afin de réaliser une moyenne sur ces  $N$  échantillons. Le but est de réduire le bruit de manière statistique en augmentant le rapport signal-sur-bruit (SNR) d'un facteur  $\sqrt{N}$  d'après (5.1). A l'issue de ce traitement, on obtient un SNR de sortie par rapport à celui d'entrée tel que :

$$\left(\frac{\text{Signal}}{\text{Noise}}\right)_{\text{Sortie,après moyenne}} = \frac{N}{\sqrt{N}} \left(\frac{\text{Signal}}{\text{Noise}}\right)_{\text{Entrée}} = \sqrt{N} \left(\frac{\text{Signal}}{\text{Noise}}\right)_{\text{Entrée}}, \quad (5.1)$$

avec :

$\left(\frac{\text{Signal}}{\text{Noise}}\right)_{\text{Sortie,après moyenne}}$  et  $\left(\frac{\text{Signal}}{\text{Noise}}\right)_{\text{Entrée}}$  : Les rapports signal-sur-bruit respectivement en entrée et en sortie du système de traitement statistique.

$N$  : le nombre d'échantillons sur lequel est réalisé la moyenne.

Par le traitement statistique prévu de  $N = 10000$  échantillons, nous nous attendons donc à une amélioration du SNR d'un facteur 100 par rapport aux performances permises par le circuit de lecture du circuit précédent TERAMOS. Ce traitement est réalisé par deux blocs présentés à la Figure 5.4 : un extracteur d'amplitude du signal utile et un additionneur à grande dynamique dont cette dernière est configurable à l'aide des 2 bits  $Hyst<0;1>$ . L'extracteur d'amplitude est réalisé selon le principe d'un échantillonnage des extrema du signal utile. Il est commandé par la dérivée du signal utile fournie par le filtre synchrone FS2. L'amplitude  $v_k$  extraite de l'échantillonnage  $k$  des extrema est transmise à l'additionneur à haute dynamique qui va sommer l'ensemble des  $N$  échantillons d'amplitude  $v$ . Le compteur en sortie de l'additionneur renvoie une valeur proportionnelle à l'addition des  $N$  échantillons codée sur 18 bits.

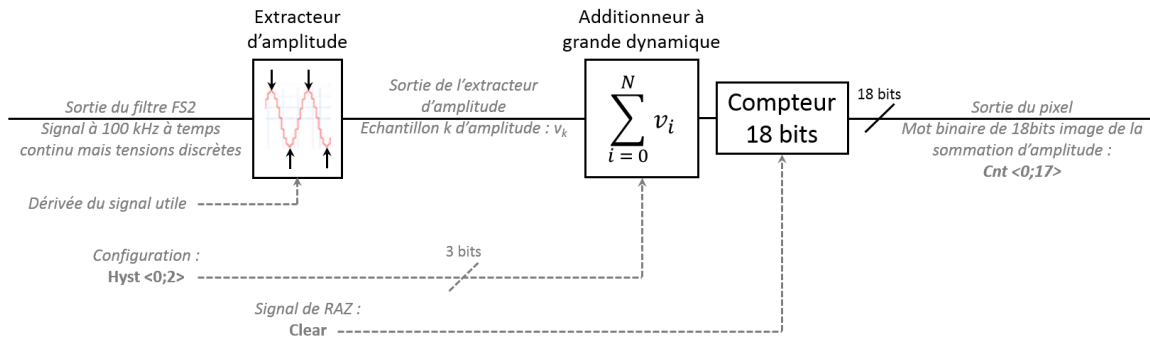


Figure 5.4 : Chaîne de traitement statistique du signal dans le pixel composée d'un extracteur d'amplitude, d'un additionneur à grande dynamique configurable et d'un compteur sur 18 bits.

**Configuration du pixel et lecture des données**

Comme présenté sur les Figure 5.2, Figure 5.3 et Figure 5.4 précédentes, un certain nombre de blocs de traitements peuvent être configurés au sein du pixel. Cette configuration s'opère par l'intermédiaire d'un registre de configuration réalisant le lien série-parallèle. Ce registre dispose de 16 bits de sortie parallèles de configuration  $Config\_Out<0;15>$  (Figure 5.5.a). La configuration choisie est donc entrée en série à l'aide de l'entrée  $Config\_in$ . Elle est propagée sur les fronts montants de l'horloge  $H\_Config$  puis chargée sur les sorties parallèles sur le front montant de  $L\_Config$ . Ces

trois derniers signaux sont propagés d'un pixel à l'autre puisque tous ces registres de configuration sont en série sur une ligne de pixels considérée.

Un second registre est présent dans chaque pixel : il s'agit du registre de données. Ce registre, sur 20 bits, réalise le lien parallèle-série avec chargement asynchrone des 18 bits de données issus du compteur de la chaîne de traitement (Figure 5.5.b). Les bits parallèles entrant sur *Para\_Datas\_in* sont chargés sur le front montant de *L\_Datas* et propagés sur les fronts montant de *H\_Datas*. Les deux premiers bits (MSB) du mot binaire série de 20 bits sortant sur *Ser\_Datas\_out* sont laissés à 0 afin de séparer les données de pixel à pixel car ici encore, les registres de données sont placés en série sur une ligne de pixels considérée.

Les deux registres ont leurs données d'entrée (*Config* et *Ser\_Datas*) routées dans le sens inverse de l'horloge, appelé *clock reversing*, pour éviter les problèmes de décalage d'horloge dit de *clock skew*. Un dispositif de test a aussi été implanté dans le pixel. Il s'agit d'un multiplexeur contrôlé par un signal de test, *RegTest*, permettant de faire passer 4 bits du registre de configuration sur les 4 bits de poids fort du registre de données. Ceci permet de vérifier la fonctionnalité des deux registres.

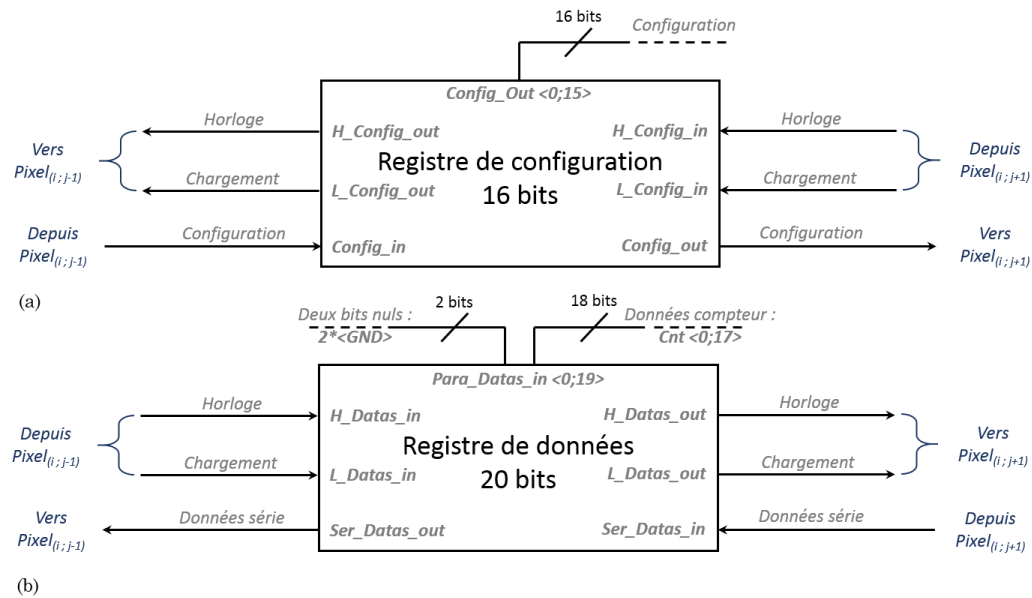


Figure 5.5 : (a) Registre série-parallèle de configuration du pixel et (b) registre parallèle-série à chargement asynchrone des données issues du compteur.

### 5.1.2 Description du circuit complet

Le circuit THz appelé ITHAC, en technologie 130 nm, est donc un circuit intégré ayant pour but de fournir une caractérisation des différentes parties amont des pixels THz implantés, ainsi que l'amélioration des performances de l'imagerie THz intégrée grâce à la chaîne de traitement du signal retravaillée. Dans cette partie est présenté, le circuit ITHAC dans son ensemble ainsi que les choix des différents pixels THz.

#### 5.1.2.1 Présentation globale

Le circuit ITHAC est composé d'un total de 226 ( $15 \times 15 + 1$ ) pixels au pas de 250  $\mu\text{m}$ . Ces derniers sont sérialisés par ligne d'un point de vue de leur configuration et de la lecture des données, comme cela a été présenté à la partie précédente (5.1.1.2) et

visible sur le schéma d'ensemble à la Figure 5.6. L'ensemble des 226 pixels est composé de la même chaîne de lecture et de traitement et sont divisés comme suit :

- Un pixel dit « de test » n'étant composé que de la chaîne de lecture et de traitement, et d'une entrée d'injection de signal *Sig\_inject* à l'entrée du LNA à la place de l'antenne couplée à la cellule détection. Sur ce pixel, la sortie de chaque bloc de traitement est accessible après avoir traversé un *buffer*. Il a pour but d'être le pixel de résolution de problèmes éventuels et de caractérisation des blocs (amplification, filtrage etc.).
- 225 ( $15 \times 15$ ) pixels disposant de la même chaîne de lecture et de traitement mais ayant une partie amont de pixel différente.

Le pixel de test dispose de ses propres entrées et sorties sur les IOs (Inputs et Outputs) du circuit. L'ensemble des autres pixels partageant les signaux d'horloges, de commandes et ceux de lecture. Les pixels sont donc sérialisés sur une ligne et les différentes lignes sont commutées vers une sortie de données unique *Serial\_datas\_out* à l'aide du décodage de ligne, sur 3 bits, piloté par le signal *Row\_clock* (Figure 5.6).

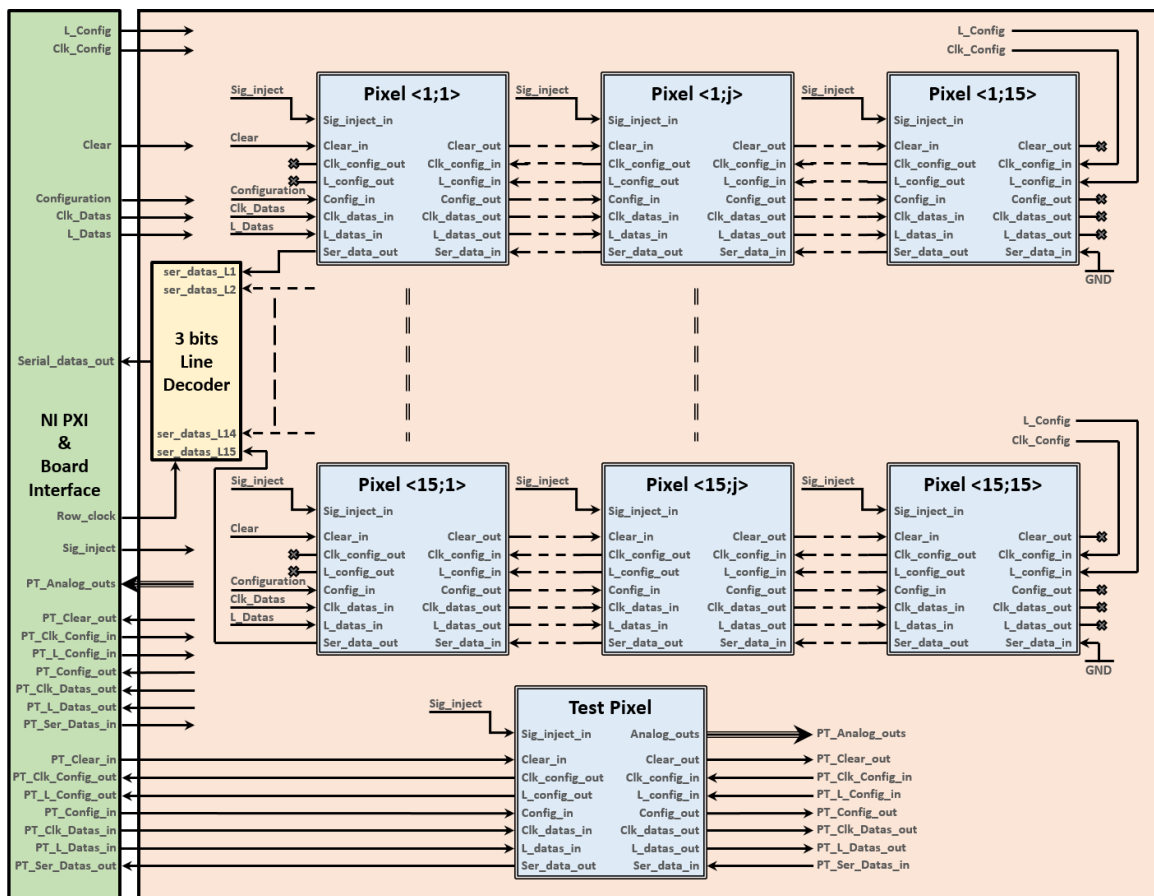


Figure 5.6 : Schéma bloc de configuration et de lecture de l'ensemble des 226 pixels du circuit ITHAC. L'interface de commande du circuit est gérée par une carte PCB et deux cartes PXI connectées à l'ordinateur.

### 5.1.2.2 Choix des cas et mise en œuvre

L'ensemble des pixels matriciés dans le circuit ITHAC, les  $15 \times 15$  pixels, sont donc divisés tels que présentés schématiquement à la Figure 5.7 : 16 groupes distincts de  $3 \times 3$  pixels strictement identiques entre eux et d'une matrice de  $9 \times 9$  pixels eux

aussi strictement identiques entre eux. La chaîne de lecture et de traitement étant identique, c'est donc la partie amont des pixels qui diffère d'un groupe à l'autre. Ces différences concernent les configurations choisies pour la géométrie de l'antenne (*bow-tie* ou *loop*), les surfaces électromagnétiques (GP, EBG ou inexistantes) et enfin, le type et la taille de nMOS (standard à  $L = 130\text{nm}$  ou  $L = 260\text{nm}$  pour  $W = 1150\text{nm}$  ou RF à  $L = 130\text{nm}$  pour 1, 5 ou 10 doigts de grille) dans la cellule détection. Les configurations choisies donnent donc un ensemble de 17 cas. Ces différents cas et leur référencement sont décrits dans le Tableau 5.1. Une photo du circuit ITHAC réalisée au microscope binoculaire une fois encapsulé est visible à la Figure 5.8.

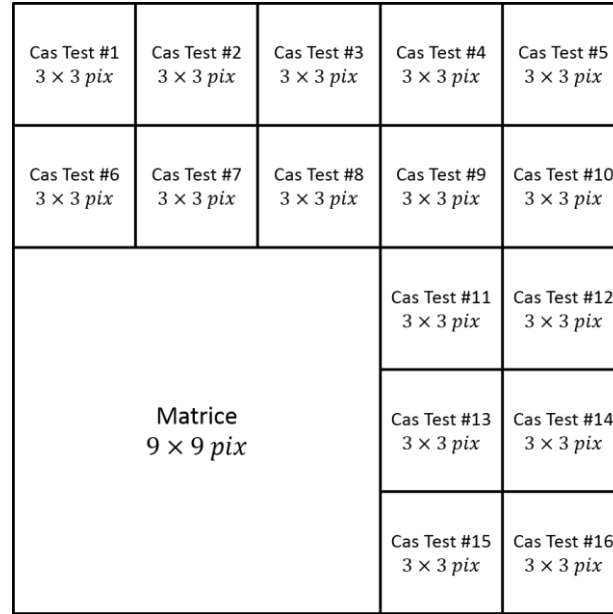


Figure 5.7 : Schéma de disposition des cas de test sur la vue layout du circuit ITHAC.

| Cas de Test # | Description de la partie amont du cas de test   | Référence layout     |
|---------------|---|----------------------|
| Matrice       | BowTie + GP + EBG + nMOS RF 5 fingers   | BT_GP_EBG_5fing      |
| 1             | BowTie + GP + EBG + nMOS RF 1 finger  | BT_GP_EBG_1fing      |
| 2             | BowTie + GP + EBG + nMOS RF 10 fingers  | BT_GP_EBG_10fing     |
| 3             | BowTie + GP + EBG + nMOS STD $L = 130\text{ nm}$  | BT_GP_EBG_L130n      |
| 4             | BowTie + GP + EBG + nMOS STD $L = 260\text{ nm}$  | BT_GP_EBG_L260n      |
| 5             | BowTie + GP + nMOS RF 5 fingers   | BT_GP_5fing          |
| 6             | BowTie + sans (GP & EBG) + nMOS RF 5 fingers  | BT_X_5fing           |
| 7             | BowTie + GP + EBG + nMOS RF 5 fingers<br><i>Particularité</i> : Diode d'antenne de $4\mu\text{m}^2$ | BT_GP_EBG_5fing_BigD |
| 8             | BowTie + GP + EBG + nMOS RF 5 fingers<br><i>Particularité</i> : antenne sans balun d'adaptation     | BT_GP_EBG_5fing_WB   |
| 9             | Loop + GP + EBG + nMOS RF 1 finger  | L_GP_EBG_1fing       |
| 10            | Loop + GP + EBG + nMOS RF 5 fingers   | L_GP_EBG_5fing       |
| 11            | Loop + GP + EBG + nMOS RF 10 fingers  | L_GP_EBG_10fing      |
| 12            | Loop + GP + EBG + nMOS STD $L = 130\text{ nm}$  | L_GP_EBG_L130n       |
| 13            | Loop + GP + EBG + nMOS STD $L = 260\text{ nm}$  | L_GP_EBG_L260n       |
| 14            | Loop + GP + nMOS RF 5 fingers   | L_GP_5fing           |
| 15            | Loop + sans (GP & EBG) + nMOS RF 5 fingers  | L_X_5fing            |
| 16            | Sans (antenne & GP & EBG) + nMOS RF 5 fingers   | No_EM_5fing          |

Tableau 5.1 : Tableau de présentation des 16 cas de test et de la matrice ainsi que de leur référencement.

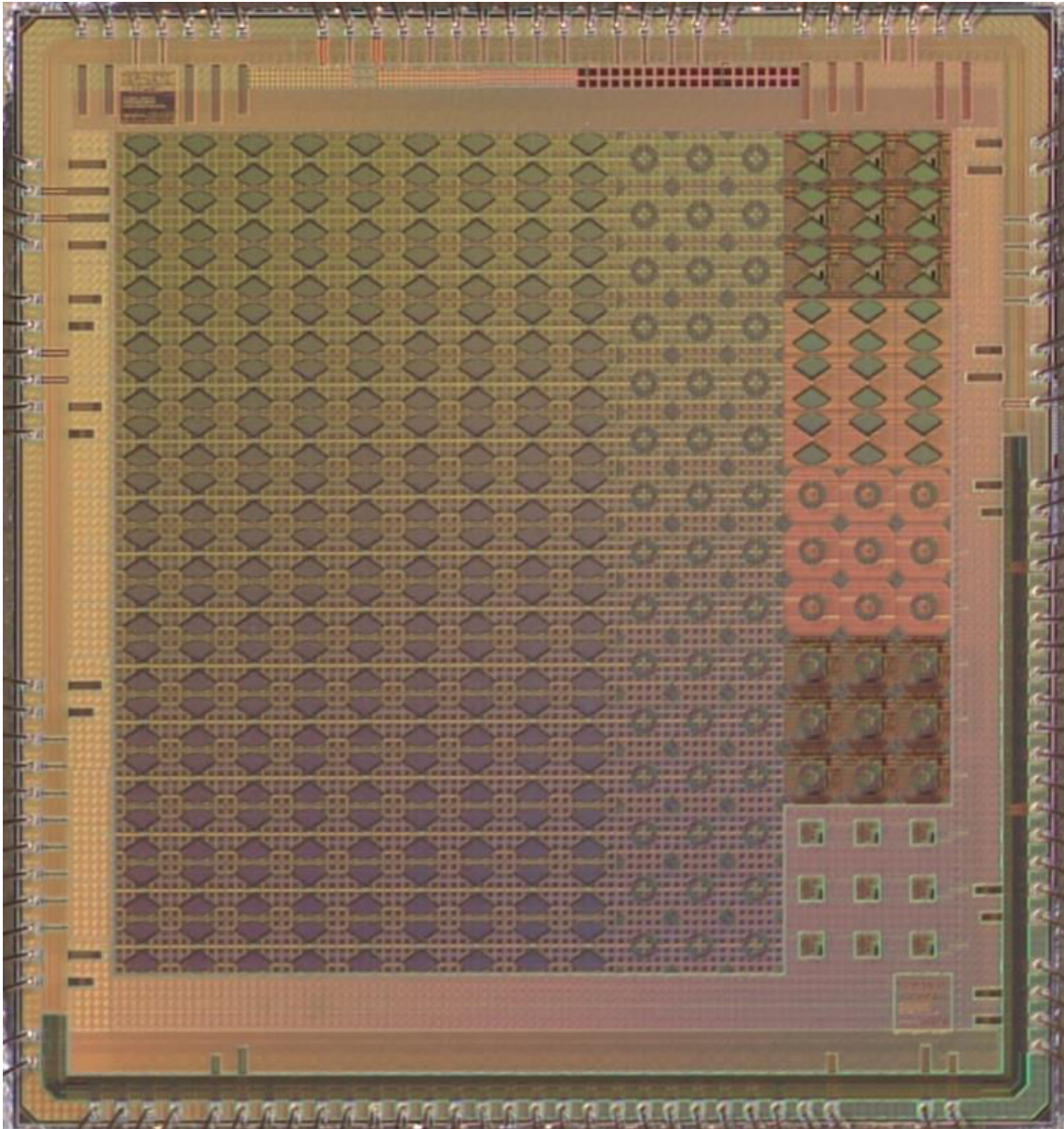


Figure 5.8 : Photo au microscope binoculaire du circuit ITHAC.

## 5.2 Caractérisation de pixels et matrices THz à base de FET

La partie abordée maintenant traite de la caractérisation de pixels et matrices de détection THz. Après avoir simulé le comportement des différentes parties amont des pixels THz au niveau des comportements électriques et électromagnétiques, il est nécessaire de caractériser sur le dispositif physique les performances de détection atteintes. Pour réaliser cette caractérisation du pixel ou de la matrice en question, un banc optique THz et une méthodologie de test fiable doit être mise en place dans le but d'obtenir des facteurs de mérite fiables et rigoureux. Les différents facteurs à prendre en compte ou ceux dont on doit chercher à s'affranchir seront abordés dans cette partie. L'ensemble de ce qui va suivre dans cette partie a été réalisé avec les membres au sein du laboratoire LI2T du département d'optique (DOPT) du CEA Leti.

### 5.2.1 Présentation du banc de caractérisation

Pour réaliser la caractérisation en question, le banc optique THz du laboratoire LI2T du CEA Leti a donc été utilisé. Il est présenté à la Figure 5.9 et photographié à la Figure 5.10. L'ensemble du banc, excepté le châssis PXI et l'ordinateur, sont disposés dans un environnement sous vitre dans lequel l'atmosphère est asséchée à l'aide d'un flux d'azote constant permettant d'atteindre des taux d'humidité sur le trajet optique THz de l'ordre de 0,3%. A un tel taux, on s'affranchit alors de l'absorption due à l'humidité de l'air ambiant sur le trajet optique pour réaliser les mesures qui vont suivre. Ce banc de caractérisation est composé des éléments suivants :

- Une source THz *Signal Generator Extension (SGX)* de la société Virginia Diodes Inc. (VDI) [VDI Source]. Cette source permet une couverture fréquentielle allant de 50 GHz à 1,1 THz suivant la configuration des différents cornets placés en sortie de cette dernière. Dans notre cas, nous utilisons principalement le cornet WR2.8×3 qui permet de couvrir la bande 250 GHz – 375 GHz [VDI Cornets] pour une puissance moyenne délivrée sur la bande d'environ 0 dBm (1 mW) comme caractérisée à la Figure 5.11. La puissance de la source a été caractérisée à l'aide du détecteur pyroélectrique. Cette source peut être modulée par une entrée TTL jusqu'à quelques kHz. Un module spécifique a donc été ajouté afin de pouvoir la moduler à  $F_{MOD} = 100$  kHz. Ce signal TTL à  $F_{MOD}$  est fourni soit par le circuit au travers de la carte PCB, soit par la carte PXIe-6556 commandée par l'ordinateur de contrôle et du logiciel LabVIEW®.
- Quatre miroirs paraboliques permettant au trajet optique de décrire une trajectoire moyenne de 1,5 m tout en fournissant deux points focaux (1 pour l'objet éventuel à imager en transmission et 1 pour le capteur THz) et deux éclairagements parallèles comme vu dans les modes d'acquisition de la partie 2.5. Le trajet optique occasionne une perte moyenne sur la bande fréquentielle de 54,7% de la puissance THz disponible en sortie de source, d'après la comparaison des deux courbes à la Figure 5.11. Au niveau du point focal de détection, on ne dispose alors plus que d'environ 500  $\mu$ W de puissance THz sur la bande considérée.
- Un détecteur pyroélectrique de marque Sensor- und Lasertechnik de référence THz 20 [Pyrosensor] permettant de mesurer la puissance THz sur la bande 100 GHz – 6 THz. Ce détecteur dispose d'une vitre d'entrée d'épaisseur 2 mm et d'un diamètre de 2 cm permettant de transmettre 96,9% du flux THz incident. Il dispose d'un seuil de bruit de l'ordre de 3 $\mu$ W.
- Le capteur THz à analyser, encapsulé, est lui-même connecté sur une carte PCB servant au pilotage des alimentations, des tensions utiles et des chronogrammes de contrôle du circuit sous test.
- Une platine de déplacement sur les 3 axes (x, y et z) sur laquelle se trouve le détecteur pyroélectrique et la carte PCB avec le circuit sous test. Ceci permet de placer l'un ou l'autre, au point focal objet de sortie du trajet optique  $F_{focal\_Det}$ .
- Un châssis NI-PXI dans lequel sont branchées deux cartes : une carte PXIe-6556 de génération de signaux numériques et de contrôle des DAC, de génération d'alimentations et autres tensions de la carte PCB, ainsi qu'une carte NI-PXIe-6545 d'acquisition de signaux numériques et analogiques. L'ensemble du châssis est connecté, par un lien optique, à l'ordinateur de contrôle utilisant LabVIEW®.



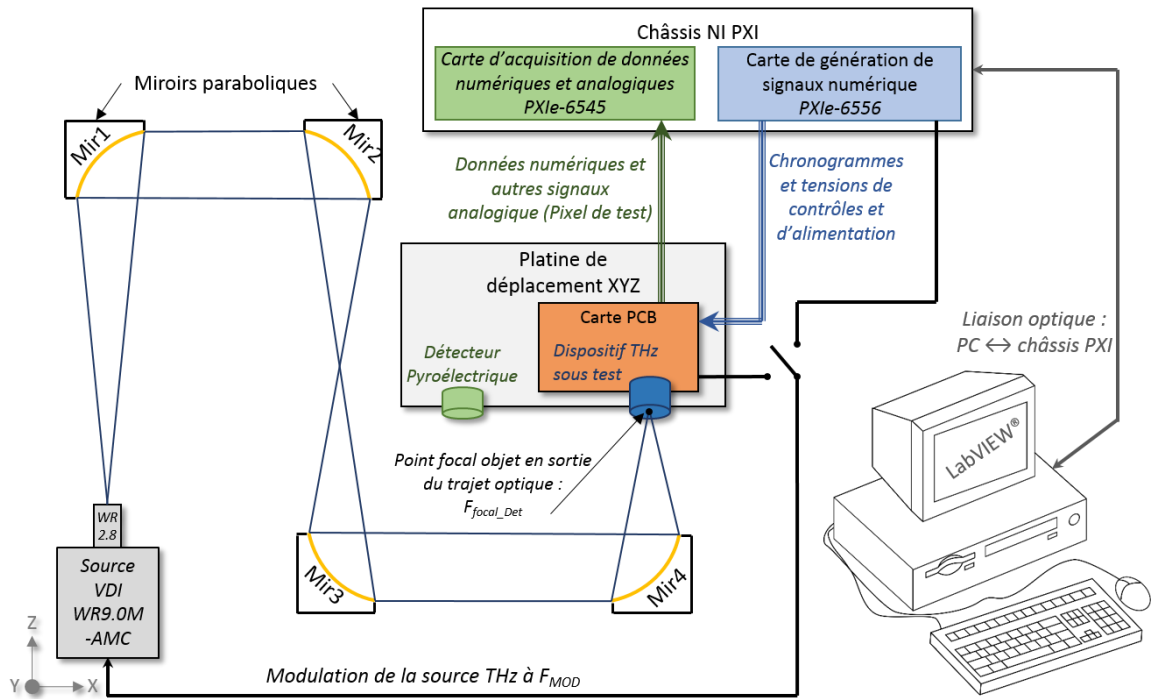


Figure 5.9 : Banc de mesures et caractérisation THz.

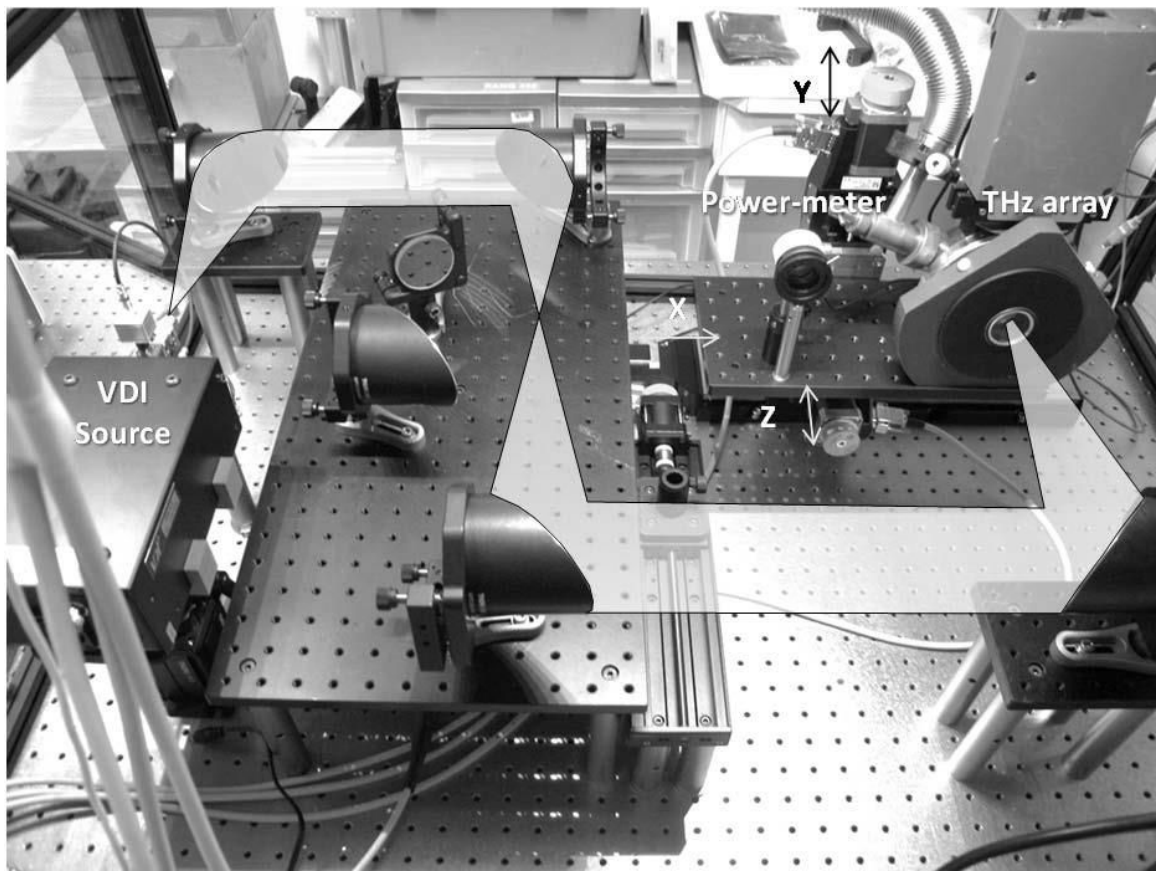


Figure 5.10 : Photo du banc de caractérisation THz avec la source VDI, les quatre miroirs formant le trajet optique, le détecteur pyroélectrique (Power-meter) et le dispositif THz sous test (THz array). D'après [Meilhan 16].

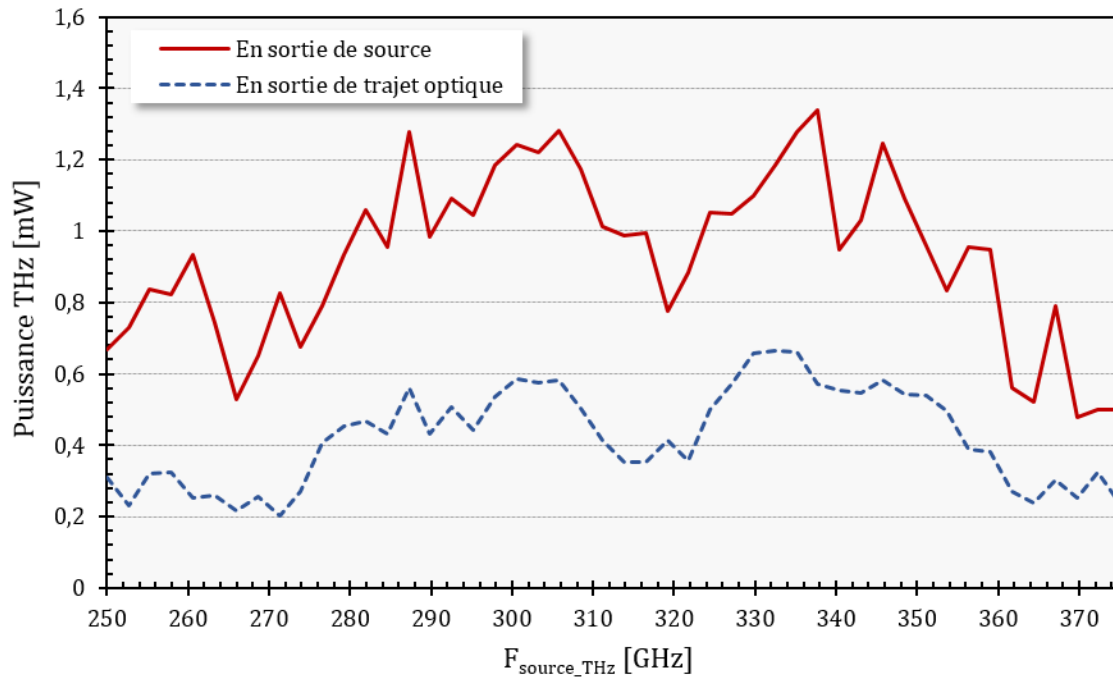


Figure 5.11 : (a) Mesure de la puissance THz disponible à la sortie de la source THz en fonction de la fréquence émise (b) Mesure de la puissance THz disponible au point focal objet en sortie de trajet optique,  $F_{focal\_Det}$  en fonction de la fréquence émise.

### 5.2.2 Méthodologie de caractérisation et présentation des résultats pour TERAMOS

Différents types de mesures et de caractérisations de grandeurs sont réalisés à l'aide du banc THz présenté dans la partie précédente. Au cours de la thèse, des mesures et caractérisations ont été réalisées sur le circuit THz utilisé comme base pour le sujet traité ici et précédemment conçu au sein du laboratoire L3i du CEA Leti. Ce circuit, appelé TERAMOS, est composé d'une matrice de  $31 \times 31$  pixels THz identiques [Boukhyama 14]. Il est issu de travaux de plusieurs années et de plusieurs personnes ayant débuté par la thèse de Franz Schuster [Schuster 11]. Chaque pixel du circuit est composé d'une antenne de type Bow-Tie couplée à une cellule détection contenant un nMOS de type standard. La sortie du transistor est connectée à l'entrée d'une chaîne de traitement semblable, sur les premiers blocs, à celle d'ITHAC. Cette chaîne est composée d'un amplificateur faible bruit (LNA), de trois amplificateurs en série permettant de réaliser une amplification variable, d'un filtre à 16-chemins hautement sélectif et d'un filtre continu de type Gm-C. Les données de sortie de ce circuit sont les trames analogiques de chaque pixel. Les pixels sont commutés successivement vers la sortie, à l'aide d'un décodage d'adresse ligne-colonne. Il est important de paramétrer cette lecture du circuit afin d'obtenir plusieurs périodes du signal à  $F_{MOD}$  pour chaque pixel. Ceci permet de réaliser en post-traitement (avec MATLAB® ou LabVIEW®) les opérations faites dans les pixels dans le cas du circuit ITHAC : extraction d'amplitude du signal puis une sommation de ces valeurs et enfin une moyenne des échantillons pour réduire le bruit par traitement statistique. Les caractérisations réalisées sur TERAMOS nécessitent donc plus de post-traitement afin de rendre les mesures exploitables. Le banc de test THz utilisé et la méthode de caractérisation utilisée est cependant la même pour les circuits TERAMOS et ITHAC.

### 5.2.2.1 Mesure et calcul des facteurs de mérite

Pour l'ensemble de la partie présente 5.2.2, les mesures et le calcul des facteurs de mérite sont basés sur les techniques présentées dans les parties 2.3.1.2 et 2.3.3. La responsivité est calculée selon (2.16) et pour laquelle selon [Oda 14] on peut donc appliquer :

$$\sum_{i \in [1; \text{nb\_pixels\_total}]}^{V_{\text{out}} > 4\sigma} V_{\text{out},i} = S_{\text{tot}}(V_{\text{out}} > 4\sigma)$$

La grandeur  $S_{\text{tot}}(V_{\text{out}} > 4\sigma)$  (que l'on notera  $S_{\text{tot}}$  plus simplement) est donc la somme de la réponse en tension des pixels recevant du signal THz et pour laquelle cette tension utile est supérieure à  $4\sigma$  de bruit soit  $4 \times V_{\text{Bruit\_RMS}}$ . Sachant que la réponse d'un pixel s'exprime par l'amplitude crête ( $V_{\text{pic-pic}}$ ) du signal utile, c'est cette somme,  $S_{\text{tot}}$ , divisée par la puissance THz incidente qui donne la responsivité  $R_{\text{vi}, \text{seuil}}$ . On peut noter qu'au vu des dimensions de la matrice TERAMOS ( $8 \times 8 \text{ mm}^2$ ) pour un pas de pixel de  $240 \mu\text{m}$  et comme on peut le vérifier avec la taille du spot THz sur les différentes cartographies 2D de la Figure 5.13, l'ensemble du spot contenant la puissance THz est inclus dans les  $31 \times 31$  pixels. On peut donc considérer dans le cas de la caractérisation de TERAMOS, que la totalité de la puissance THz mesurée au plan focal objet de sortie du trajet optique ( $F_{\text{focal\_Det}}$ ) est reçue par la matrice de détection. On prend donc cette valeur de puissance pour le calcul de la responsivité.

Concernant le calcul de la puissance minimale de bruit (MDP) on utilise aussi la définition vue en partie 2.3.3 qui d'après [Oda 14] s'exprime selon (2.24) en fonction de la responsivité.

### 5.2.2.2 Reconstruction des ondes stationnaires

L'utilisation de ce type de banc THz, composé de miroirs paraboliques, engendre moins de pertes que les bancs THz utilisant des lentilles. Cependant, ils occasionnent un phénomène dont nous devons nous affranchir afin de réaliser des mesures rigoureuses. Le phénomène en question est l'apparition d'ondes stationnaires entre le dernier miroir du trajet optique (Mir4 sur la Figure 5.9) et le dispositif THz sous test [Uzunkol 13]. En effet, le miroir, tout comme la matrice THz, ayant une surface métallique, ils réfléchissent une partie des ondes THz. Du fait de la forte cohérence de l'onde THz, des ondes stationnaires apparaissent alors, créant des ventres et des nœuds sur la puissance du signal suivant l'axe z (Figure 5.12).

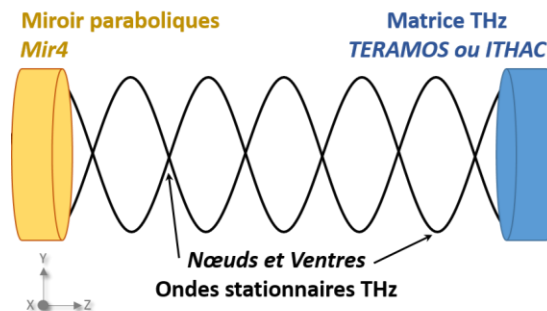


Figure 5.12 : Schéma des ondes stationnaires s'établissant entre le dernier miroir du chemin optique Mir4 et la matrice sous test THz. Ces ondes créent des nœuds et des ventres sur la puissance THz suivant l'axe z.

L'effet de ces ondes stationnaires fait que la puissance ainsi que les modes captés par la matrice THz ne sont pas les mêmes suivant l'emplacement de cette dernière sur l'axe  $z$  ; le miroir Mir4 étant lui-même fixe suivant cet axe. Les effets de ces ondes sont visibles à la Figure 5.13 qui représente une cartographie 2D sur la matrice TERAMOS du spot THz pour 3 fréquences (273,9 GHz, 313,8 GHz et 337,8 GHz) et trois positions en  $z = Z$ , différentes par rapport à une position de référence choisie arbitrairement ( $Z = -0,4$  mm,  $Z = -0,6$  mm et  $Z = -0,8$  mm). Dans le but de s'affranchir de l'effet des ventres et des nœuds de l'onde stationnaire, il est donc nécessaire de moyenniser les mesures effectuées par la suite, sur au moins une période de ces ondes stationnaires. Cette période d'ondes stationnaires décrit donc une période spatiale suivant l'axe  $z$ . Pour chacune des mesures effectuées par la suite, on suivra la procédure suivante : pour chaque point fréquentiel, valeurs de tension ou autre variable, la même mesure sera réalisée et moyennée sur 11 points spatiaux suivant l'axe  $z$ . Ceci permet sur l'ensemble de ces points de reconstruire au moins une période de l'onde stationnaire par sommation de la réponse de tous les pixels recevant le signal THz sur la matrice. Cette reconstruction est présentée sur l'exemple obtenu à 311,6 GHz à la Figure 5.14 pour laquelle deux périodes stationnaires ont pu être reconstruites.

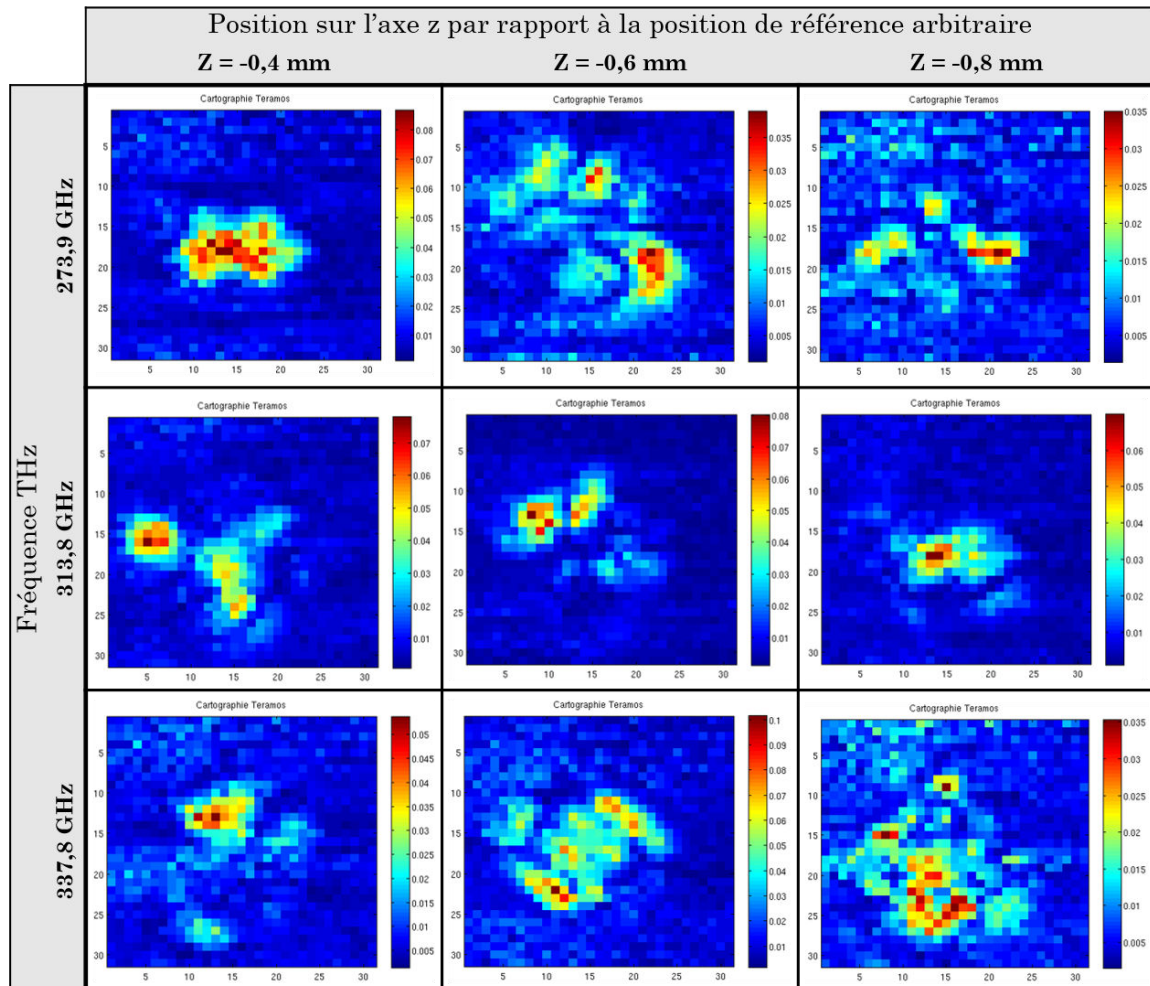


Figure 5.13 : Cartographie du spot THz en sortie du chemin optique sur la matrice TERAMOS de  $31 \times 31$  pixels, pour 3 valeurs de fréquences (273,9 GHz, 313,8 GHz et 337,8 GHz) et 3 positions suivant l'axe  $z$ . L'échelle de couleur décrit les fortes amplitudes du signal utile (image sur flux THz) vers le rouge et les faibles amplitudes vers le bleu.

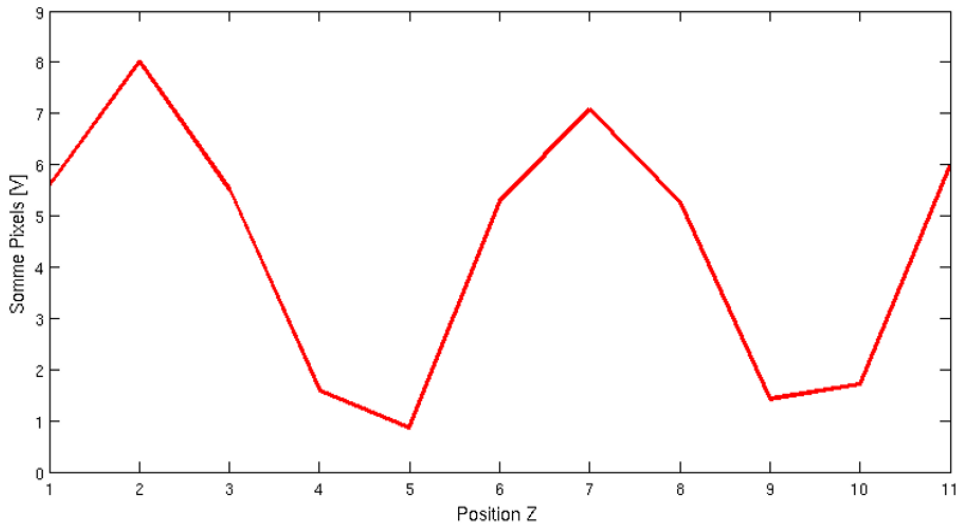


Figure 5.14 : A 311,6 GHz. Reconstruction sur 11 positions suivant l'axe z, de deux périodes de l'onde stationnaire formée entre Mir4 et TERAMOS. Chaque point est obtenu à une position Z donnée par sommation de la réponse des pixels recevant du signal THz.

### 5.2.2.3 Linéarité par rapport à la puissance de la source

La puissance THz fournie par la source VDI peut être contrôlée par une tension d'atténuation variant sur la plage 0-5 V. A 0 V, sans atténuation, la source émet sa puissance maximale. A 5 V elle n'émet plus ou peu de puissance comme présenté dans l'insert à la Figure 5.15. Connaissant alors la puissance THz précise émise par la source en fonction de cette tension d'atténuation, on peut tracer la réponse de la matrice TERAMOS à cette variation de puissance et ainsi vérifier sa linéarité. L'analyse de la linéarité du dispositif est donc présentée à la Figure 5.15 par le tracé de la somme de la réponse des pixels recevant du signal THz ( $S_{tot}$ ) en fonction la puissance THz incidente.

On note que pour des valeurs trop faibles de puissance THz ( $< 75 \mu\text{W}$ ), il est difficile d'obtenir un signal utile exploitable afin de tracer cette caractéristique. Cependant, pour des valeurs de puissance incidente dans l'intervalle  $[100 \mu\text{W} ; 450 \mu\text{W}]$ , ce suivi linéaire est plutôt très correct. La courbe de tendance en bleu, exprimant la régression linéaire sur l'intervalle considérée, a pour équation :

$$S_{tot} = 29305 * P_{THz} - 1.2775 \text{ avec } R^2 = 0,9988 \quad (5.2)$$

La dispersion de cette réponse mesurée par rapport à la régression linéaire a donc été caractérisée d'après (5.3) :

$$\text{Disp}_{\text{Linéarité}}(\%) = \text{Ecart\_Type} \left( \frac{S_{tot}(\text{Mesure\_}P_{THz,i})}{\text{Reg\_Lin\_}P_{THz,i}} \right), \quad (5.3)$$

avec :

$S_{tot}(\text{Mesure\_}P_{THz,i})$  : La réponse de la matrice mesurée au point de mesure i pour lequel la puissance THz vaut  $P_{THz,i}$ . En [V].

$\text{Reg\_Lin\_}P_{THz,i}$  : La valeur de la régression linéaire pour ce même point de mesure i pour lequel la puissance THz vaut  $P_{THz,i}$ . En [V].

On obtient alors une dispersion de  $\text{Disp}_{\text{Linéarité}} = 2,5\%$ , ce qui signifie que la réponse de la matrice TERAMOS, sur l'intervalle  $[100 \mu\text{W} ; 450 \mu\text{W}]$ , suit une excellente linéarité en fonction de la puissance THz incidente.

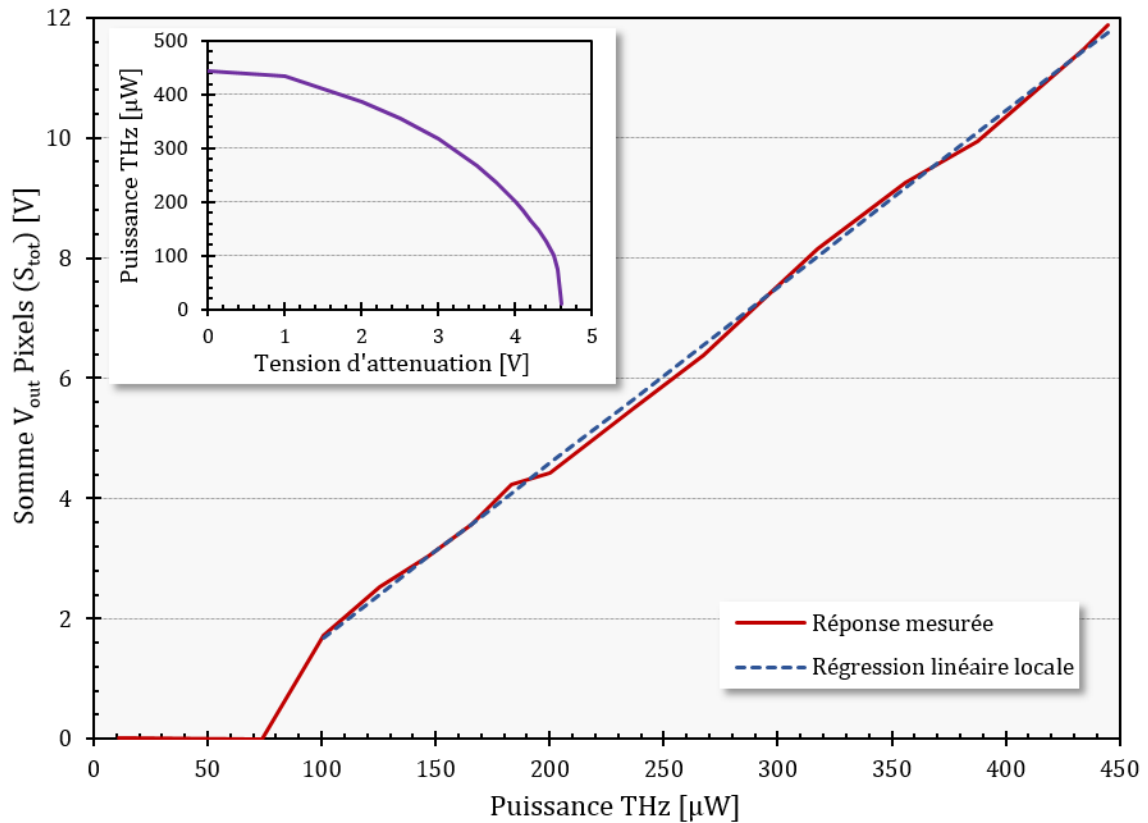


Figure 5.15 : A 314 GHz. Tracé de la réponse de la matrice TERAMOS,  $S_{tot}$ , (en rouge continu), en fonction de la puissance incidente reçue au point  $F_{local\_Det}$ . En pointillés bleus, une courbe de tendance en régression linéaire suivant au plus près la courbe mesurée sur l'intervalle de puissance  $[100\mu W ; 450\mu W]$ . En insert, la puissance THz au point  $F_{local\_Det}$  en fonction de la tension d'atténuation sur 0-5 V.

#### 5.2.2.4 Responsivité

A la lumière des méthodes de calcul des facteurs de mérite présentées en partie 2.3.1.2, la réponse de l'imageur TERAMOS est mesurée puis sa responsivité calculée en utilisant (2.16) pour laquelle  $V_{out} = V_{pic-pic}$  pour chacun des pixels de la matrice. En appliquant le seuil de signal utile pris en compte dans le calcul du FdM à  $4\sigma$  comme expliqué précédemment, on obtient la courbe de responsivité présentée à la Figure 5.16. La mesure de la réponse de l'imageur ainsi que le calcul de la responsivité qui en découle ont été réalisés sur deux bandes distinctes,  $[170 \text{ GHz} ; 250 \text{ GHz}]$  et  $[250 \text{ GHz} ; 375 \text{ GHz}]$  nécessitant le changement du cornet multiplicateur de fréquence en sortie de la source THz VDI. Il s'agit respectivement d'un cornet WR4.3×3 pour la première bande et d'un cornet WR2.8×3 pour la seconde bande [VDI Cornets]. La rupture sur la courbe à la Figure 5.16 se situe à la frontière entre ces deux bandes, soit à 250 GHz.

Sur la première bande fréquentielle d'étude ainsi que sur l'ensemble des deux bandes réunies, la responsivité maximale globale est atteinte à 216 GHz pour une valeur de  $R_{vi\_max} = 39,15 \text{ kV/W}$ . Sur la seconde bande fréquentielle étudiée, la responsivité maximale locale vaut 27,13 kV/W et est atteinte à 270 GHz.

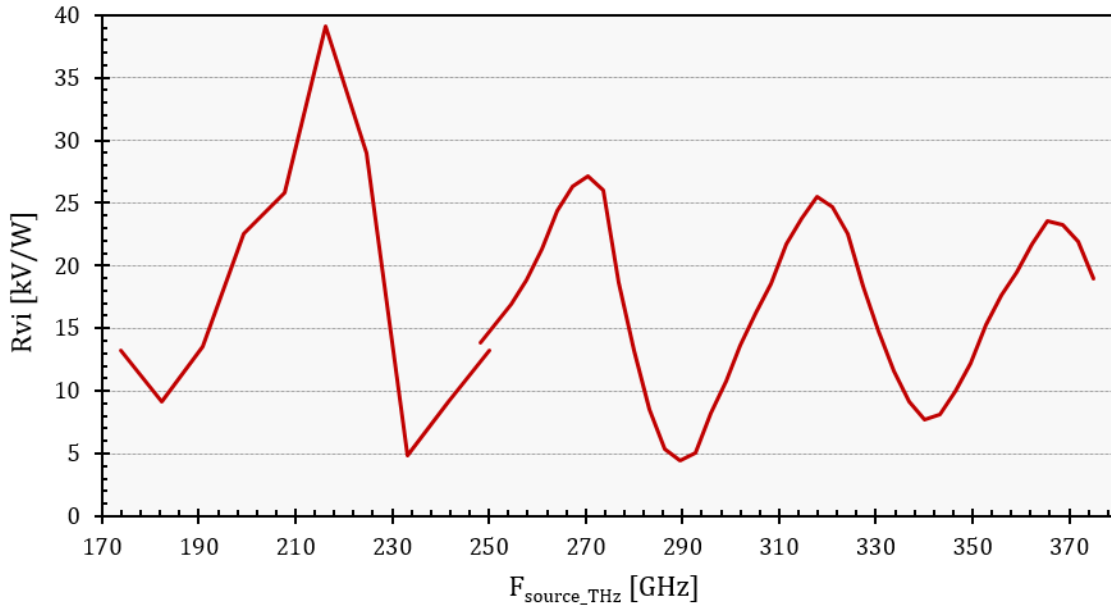


Figure 5.16 : Courbe de responsivité de l'imageur TERAMOS en fonction de la fréquence du rayonnement THz incident.

#### 5.2.2.5 Puissance minimale détectable

Comme abordé dans la partie précédente et à la lumière des méthodes de calcul des facteurs de mérite abordées en partie 2.3.3, la puissance minimale détectable (MDP) est calculée à l'aide de la mesure de la tension de bruit RMS de l'imageur TERAMOS et de la valeur de responsivité pour chaque fréquence obtenue (Figure 5.16). Le bruit RMS est calculé comme la moyenne du bruit RMS mesuré de chaque pixel de la matrice lorsque ceux-ci ne reçoivent aucun signal THz. On obtient alors  $V_{Bruit\_RMS} = \sigma \approx 5$  mV. En utilisant la définition de la MDP donnée par (2.24), on obtient alors la courbe à la Figure 5.17. Comme pour la responsivité, la rupture à 250 GHz provient du changement de cornet sur la source VDI.

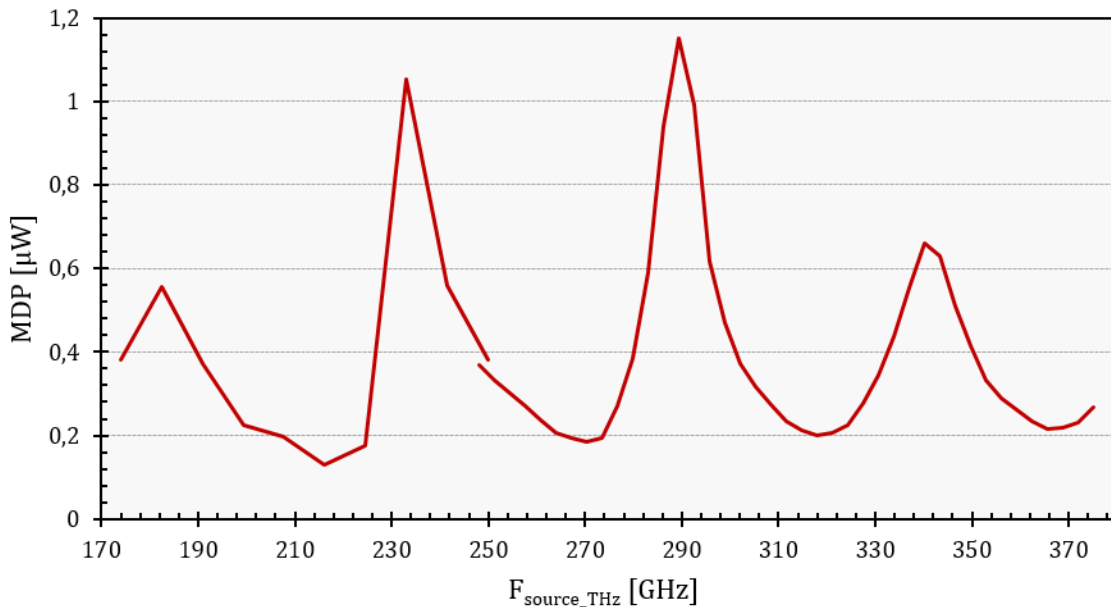


Figure 5.17 : Courbe de puissance minimale détectable (MDP) de l'imageur TERAMOS en fonction de la fréquence du rayonnement THz incident.

De par sa définition, la MDP est inversement proportionnelle à la responsivité. Sur la première bande fréquentielle d'étude ainsi que sur l'ensemble des deux bandes réunies, la MDP minimale globale est logiquement atteinte à 216 GHz et vaut  $MDP_{min} = 0,13 \mu W$ . Sur la seconde bande fréquentielle étudiée, la MDP localement minimale vaut  $0,19 \mu W$  et est atteinte à 270 GHz.

### 5.2.2.6 Dispersion de la matrice

Dans le but de déterminer la dispersion spatiale de la matrice TERAMOS, on mesure la responsivité de cette dernière pour différents secteurs illuminés par le flux THz. Comme la puissance THz incidente est comprise dans un spot bien plus petit que la matrice elle-même, il est possible d'éclairer cette dernière dans 9 secteurs distincts, comme présenté à la Figure 5.18. Les mesures de cette partie ont été réalisées pour une fréquence de 310,3 GHz et pour  $470 \mu W$  de puissance THz au point  $F_{focal\_Det}$ .

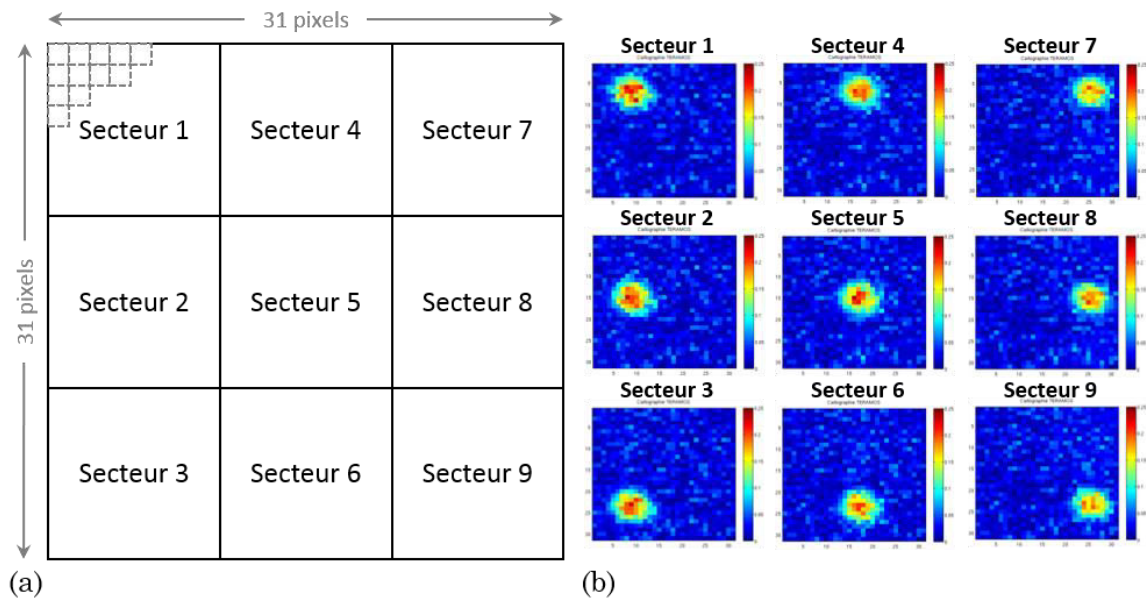


Figure 5.18 : (a) Découpage de la matrice TERAMOS en 9 secteurs distincts. (b) Eclairage de la matrice TERAMOS par le flux THz dans les 9 secteurs.

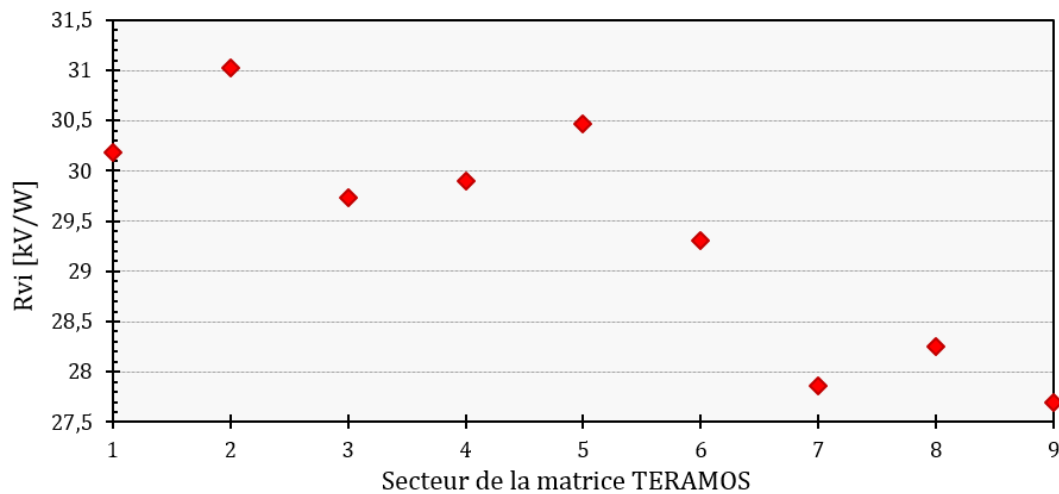


Figure 5.19 : Courbe de la dispersion spatiale de la responsivité globale de la matrice TERAMOS.



A l'aide de ces 9 secteurs éclairés tour à tour, 9 mesures de responsivité de la matrice globale ont été obtenues permettant de tracer la courbe de la Figure 5.19. Elle montre une dérive de la matrice de gauche à droite (TERAMOS dispose donc d'une meilleure réponse sur le côté gauche de la matrice que sur le côté droit) et une dérive plus légère sur la hauteur (TERAMOS dispose d'une meilleure réponse au milieu de la matrice qu'en haut ou en bas). La dispersion spatiale peut être caractérisée en pourcentage à l'aide de la courbe de responsivité obtenue à la Figure 5.19 et suivant la formule suivante:

$$\text{Disp}(\%) = \text{Ecart\_Type} \left( \frac{\left( \sum_{i \in [1;31 \times 31]}^{V_{\text{pic-pic}} > 4\sigma} V_{\text{pic-pic},i} \right)_{\text{Secteur},k}}{\text{Moyenne} \left( \left( \sum_{i \in [1;31 \times 31]}^{V_{\text{pic-pic}} > 4\sigma} V_{\text{pic-pic},i} \right)_{9 \text{ Secteurs}} \right)} \right), \quad (5.4)$$

avec :

$\left( \sum_{i \in [1;31 \times 31]}^{V_{\text{pic-pic}} > 4\sigma} V_{\text{pic-pic},i} \right)_{\text{Secteur},k} = S_{\text{tot,Secteur } k}$  : La valeur de la somme de la réponse des pixels remplissant la condition  $V_{\text{pic-pic}} > 4\sigma$  dans le secteur k. En [V].

$\text{Moyenne} \left( \left( \sum_{i \in [1;31 \times 31]}^{V_{\text{pic-pic}} > 4\sigma} V_{\text{pic-pic},i} \right)_{9 \text{ Secteurs}} \right) = \text{Moyenne}(S_{\text{tot},9 \text{ Secteurs}})$  : La moyenne des réponses des pixels telle que  $V_{\text{pic-pic}} > 4\sigma$  sur les 9 secteurs. En [V].

Notons que la puissance THz n'apparait pas ci-dessus car elle est la même pour l'ensemble des 9 secteurs. On obtient donc une dispersion spatiale de la matrice de l'ordre de :  $\text{Disp} = 4\%$ .

### 5.2.3 Impossibilité de caractérisation du détecteur ITHAC à nMOSFET

L'ensemble des mesures et des caractérisations qui en découle réalisées sur le circuit imageur THz TERAMOS devaient être menées aussi dans le cas du circuit d'imagerie THz ITHAC. L'ensemble de la méthodologie et du banc de test étant prêts et déjà mis en œuvre dans le cas de la caractérisation de TERAMOS, l'étude d'ITHAC devait se faire relativement rapidement. Ceci d'autant plus qu'une partie du post-traitement réalisé dans le cas de TERAMOS, afin de rendre les trames analogiques exploitables pour une caractérisation fine, est déjà incluse dans le pixel du circuit ITHAC. Cependant, un problème de configuration du circuit nous empêche de mener à bien ces mesures et caractérisations. En effet, comme vu en partie 5.1.1.2, une grande partie des blocs de traitement du signal sont configurables par l'intermédiaire d'un registre de configuration sur 16 bits. D'après les tests électriques réalisés jusqu'à ce jour hors du banc de test THz, les bits de configuration envoyés en série au registre ne parviennent pas jusqu'aux étages d'activation ou de désactivation des blocs qu'ils pilotent. Pour certains blocs tels que le choix du gain de l'amplificateur à gain variable, ou encore le choix de la taille de la dynamique dans l'additionneur final de la chaîne, cette commande apportait surtout de la commodité d'usage. Mais pour certains blocs elle est essentielle au fonctionnement du circuit complet. C'est le cas par exemple du bit d'activation / désactivation de la propagation des horloges dans les filtres synchrones, ou du bit d'activation / désactivation de l'amplificateur faible bruit (LNA), premier étage de traitement analogique de la chaîne intégrée au pixel.

A l'aide du pixel de test et donc de ce qui nous est permis de contrôler, on peut noter que peu importe la configuration de 16 bits série envoyée dans le registre, la sortie du LNA semble fixée à la masse (ce qui était prévu dans le cas d'une

désactivation de l'amplificateur, donc d'un bit nul sur l'entrée *Enable\_LNA*, afin de limiter au maximum le bruit propagé dans l'ensemble du circuit). En bloquant ainsi le LNA, aucun signal provenant de la partie amont du pixel ne peut être analysé ou extrait du circuit. De plus, l'outil de vérification permettant le transfert de 4 des 16 bits du registre de configuration sur les 4 MSB du registre de données par l'intermédiaire d'un multiplexeur piloté par le signal *RegTest* ne semble pas fonctionner non plus. Le blocage de la chaîne de lecture par la non-configuration par l'intermédiaire du registre de configuration nous bloque à l'analyse électrique du circuit sans permettre une caractérisation au niveau THz du circuit ITHAC. L'ensemble des points notés comme bloquants ou non fonctionnels dans la chaîne de lecture et de traitement du pixel sont résumés à l'aide des croix rouges sur la Figure 5.20. Sur cette même figure sont notées les valeurs supposées des bits considérés.

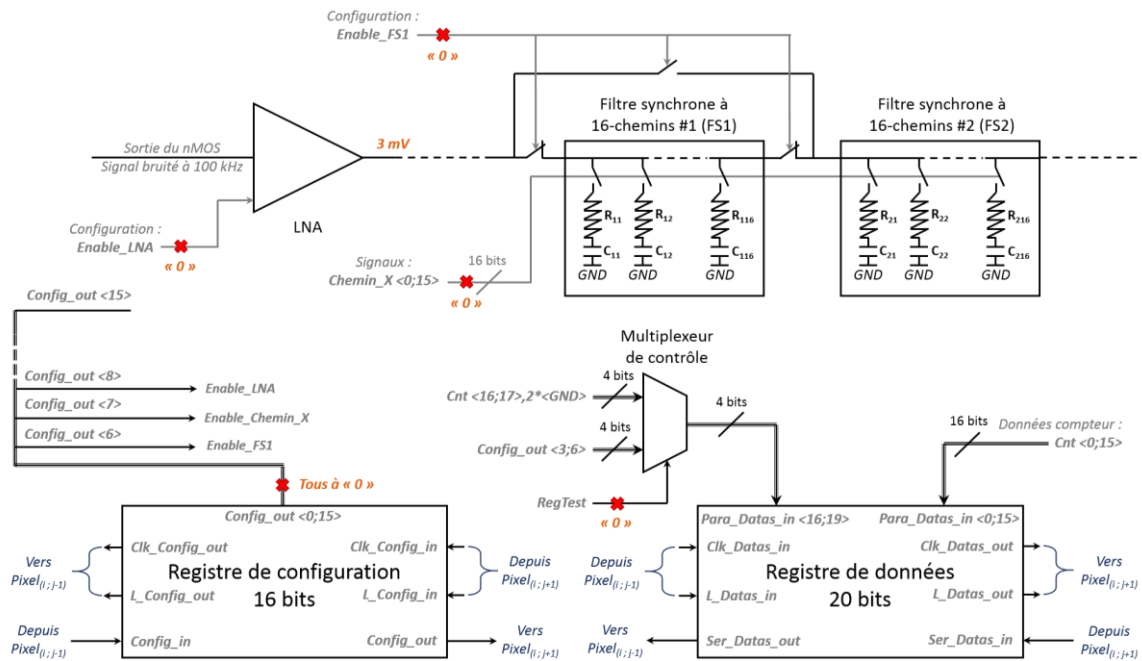


Figure 5.20 : Schémas d'une partie de la chaîne de lecture et de traitement du pixel mis en œuvre dans le circuit ITHAC. Les croix rouges symbolisent les potentiels ou des problèmes existents. En orange sont notées les valeurs supposées des bits aux endroits concernés.

### 5.3 Conclusions sur les caractérisations

Les caractérisations réalisées sur le circuit TERAMOS dans ce chapitre ont permis de donner un cadre plus rigoureux aux caractérisations de détecteurs de type imageurs THz. En effet, la prise en compte d'éléments parasites tels que les ondes stationnaires ou l'humidité de l'atmosphère est essentielle en plus d'une mesure précise de la puissance incidente au point d'entrée dans le circuit imageur. Cette caractérisation a aussi permis de revoir les définitions utilisées afin de caractériser les imageurs THz. Dans le cas de la mesure de responsivité, nous avons pris soin de sommer uniquement la réponse des pixels recevant du signal THz sur la matrice, d'après la formule (2.16). Ceci donne lieu à une diminution du facteur de responsivité final comparé aux mesures antérieures effectuées sur ce circuit. De plus, il a été fait le choix de caractériser la sensibilité de l'imageur par la méthode utilisée pour les imageurs infra-rouge, c'est-à-dire la puissance minimale détectable (MDP) que l'on

peut identifier au NEAP de certaines publications de la littérature. Le calcul de cette grandeur étant réalisé de manière bien différente de celle du NEP présenté, en Watt, pour le circuit TERAMOS dans les mesures précédentes, il n'est pas étonnant d'observer une augmentation de ce facteur de mérite dans notre cas. Le second point à noter est que la responsivité, mesurée précédemment et donc revue à la baisse, se trouve au dénominateur de l'expression mathématique (2.24) de la sensibilité, exprimée ici en MDP. Cette révision de la responsivité participe donc aussi à l'augmentation globale du facteur de MDP. Cet ensemble de modifications dans les méthodes de mesures permet d'expliquer les écarts observés entre les performances obtenues ici et celles publiées précédemment sur ce circuit. Elles permettent aussi d'expliquer les écarts par rapport aux performances présentées par les autres groupes de travail sur l'imagerie THz en technologie CMOS. De plus, des caractérisations plus complètes que les facteurs de mérites habituels de l'imageur THz ont été menées. Ainsi, la linéarité de sa réponse avec la puissance THz incidente valide la proportionnalité de l'équation (2.4). Finalement, une caractérisation de la dispersion spatiale de l'imageur est présentée. Dans ce chapitre, le circuit composé de pixels THz réalisé au cours de cette thèse a été présenté. Malheureusement, il se trouve que la non-fonctionnalité de la chaîne de lecture et de traitement du pixel nous empêche toute caractérisation de la partie amont optimisée des pixels.

## 6 Chapitre 6

# Conclusions et perspectives

Les récentes avancées technologiques en matière de génération mais surtout de détection des ondes THz font qu'aujourd'hui cette bande du spectre électromagnétique ne peut plus être regardée comme le « terahertz gap » du passé. A la lumière de cette thèse, nous avons vu que les technologies développées afin de combler ce vide sont aussi vastes que les applications offertes par cette gamme de fréquences. L'imagerie THz, tout comme la communication à ces fréquences, est cependant encore plus proche du développement en laboratoire que de l'industrialisation de solutions pour les applications. Les technologies utilisées, souvent coûteuses, ne permettent pas un accès grand public à cette gamme de fréquence et brident donc une partie des applications abordables. C'est pourquoi, au cours de cette thèse, nous avons cherché à développer un imageur THz monolithiquement intégrable afin de profiter de la forte densité d'intégration et du faible coût de production à grande échelle des technologies intégrées CMOS classiques.

A partir des pistes d'amélioration possibles de l'imageur THz précédemment réalisé par l'équipe du laboratoire L3i du CEA Leti, une méthodologie de conception de la partie amont du pixel a donc été développée durant cette thèse et rapportée dans ce manuscrit. Le choix du transistor redresseur a pu être mené par l'étude des composantes qui rendront le transfert de l'onde THz au nMOS optimal tout en prenant en compte les contraintes imposées par une intégration en technologie CMOS commerciale. Ainsi, des éléments essentiels comme la présence de la diode de protection des oxydes de grille ont pu être analysés et quantifiés. A cela s'ajoute l'étude des performances en bruit du transistor en question afin de rendre son redressement le plus sensible possible. Il est cependant clairement notable dans cette étude qu'un modèle de nMOS permettant de simuler et donc de prédire la qualité de redressement de ce dernier en fonction de ses dimensions, de son type et de son environnement, serait indispensable afin de compléter l'étude. En effet, avec l'optimisation du transfert de l'onde reçue par l'antenne au transistor de redressement par l'adaptation d'impédance, la limitation des contributions en bruit de ce transistor, il serait maintenant essentiel de quantifier le redressement. Par ce biais, la conversion entre la puissance THz incidente et la tension fournie permettrait de caractériser complètement la réponse de la partie amont du pixel THz développé ici. Bien que certains de ces modèles, intégrant les phénomènes non quasi-statiques au sein du canal du transistor redresseur aux fréquences THz, soient actuellement développés, ce type de modèles manque cruellement aux kits de simulation fournis par les fondeurs des technologies intégrées commerciales d'aujourd'hui. De plus, ces modèles permettraient d'avoir une confiance plus accrue dans les résultats concernant les impédances et le bruit du transistor en question. Avec un tel modèle, une étude plus poussée des architectures de redressement, à un ou plusieurs MOSFET comme cela est le cas dans la littérature, pourrait être conduite et ainsi des imageurs THz beaucoup plus performants pourraient être conçus.

La partie amont du pixel THz développée durant cette thèse est composée, à l'instar des récepteurs RF intégrés classiques, d'une antenne ayant pour but de coupler efficacement l'onde THz incidente aux organes de démodulation et de traitement du signal. Ici aussi, à la lumière de la méthode d'intégration et des performances de l'antenne du circuit imageur THz précédent du laboratoire TERAMOS, une méthodologie de conception a été développée afin d'optimiser les performances de cet élément rayonnant ainsi que son adaptation d'impédance et donc son transfert de puissance. Les contraintes fortes, imposées par l'intégration monolithique du pixel THz s'appliquent aussi à l'intégration de l'antenne de réception. Le choix de l'intégration s'est donc porté sur deux architectures d'antennes planaires permettant de répondre à l'adaptation d'impédance complexe au MOSFET redresseur. Il a été vu que l'environnement de ces antennes de réception en technologie intégrée est peu propice à la conception d'éléments rayonnants à hautes performances. De plus, l'ensemble des règles de conception imposées par le fondeur ne font que dégrader son comportement. Plusieurs structures ont donc été implémentées dans le cas des deux antennes : *bow-tie* et *loop*. Nous les avons ainsi intégrées avec un plan de masse métallique afin d'isoler électromagnétiquement l'antenne du circuit de lecture et de traitement ainsi que du substrat de silicium. L'intégration d'une surface à bande électronique interdite (EBG) jouant pour certaines fréquences le rôle de surface haute impédance (HIS) devait apporter de nombreux avantages en termes de limitation des phénomènes de diaphonie et d'amélioration des performances de rayonnement de l'antenne. Malheureusement, les hauteurs trop faibles de diélectrique SiO<sub>2</sub> entre les différents niveaux métalliques du procédé CMOS ne permettent pas d'exploiter ces surfaces dans les bandes fréquentielles souhaitées. Il est à noter que nous avons cependant pu concevoir des antennes aux performances maîtrisées contrairement au cas de l'antenne *bow-tie* présente sur tous les niveaux métalliques dans le circuit imageur précédent TERAMOS. Dans le futur, il serait donc intéressant dans un premier temps de complexifier les modèles de simulations 3D en utilisant des métaux réels et non pas idéaux, et de plus, en 3D. Cette complexification devrait aussi passer par l'étude de structures peu ou pas simplifiées par rapport au cas réel intégré. Au vu des premiers résultats apportés par cette thèse, il serait intéressant d'augmenter la fréquence THz visée pour la détection autour de 1 THz et ainsi profiter de l'action de cette surface. De plus, à plus haute fréquence, le transistor de redressement dispose d'une impédance plus faible en valeur absolue pour sa partie réelle comme pour sa partie imaginaire. Il sera donc plus facilement adaptable à l'antenne de réception THz. Au vu des contraintes extrêmement fortes d'une intégration monolithique sur les possibilités offertes par l'ajout d'une métasurface, il serait probablement bon d'évaluer le coût et d'investiguer les possibilités d'une intégration de l'antenne dit en *above-IC*. Ce procédé, que l'on souhaitait éviter, est réalisé après la fabrication du circuit CMOS et permettrait de garantir des performances de détection optimales au niveau de la partie électromagnétique du pixel. En effet, en contrôlant les distances entre les différents niveaux métalliques de cette partie, les qualités de rayonnement de l'antenne s'en trouveraient grandement améliorées. Ce procédé serait compatible avec le souhait de conserver aussi les avantages apportés par la chaîne de lecture et de traitement à hautes performances incluse dans le pixel.

Enfin, durant cette thèse nous avons pu réaliser une caractérisation relativement complète et rigoureuse du circuit imageur THz précédemment conçu

dans le laboratoire d'accueil. Cette caractérisation a permis de mettre en lumière certaines incohérences dans les définitions des facteurs de mérite, comme par exemple dans la définition de la responsivité, ou d'utiliser des facteurs de mérite pertinents, comme c'est le cas avec la puissance minimale détectable. Cette caractérisation se veut plus rigoureuse que celle réalisée précédemment. Cette rigueur a créée quelques écarts dans les valeurs des performances de ce circuit par rapport aux anciennes valeurs publiées ainsi qu'avec celles de la littérature. La nouvelle caractérisation permet de s'affranchir ou au contraire de prendre en compte certains phénomènes extérieurs à la réponse du circuit mais pouvant cependant modifier les valeurs des mesures réalisées. Les performances en termes de linéarité de la réponse de l'imageur par rapport à la puissance THz reçue, de quantification de sa réponse et de sa sensibilité ainsi qu'une étude de dispersion spatiale de la réponse sur l'imageur ont été mesurées et caractérisées dans le cas du circuit TERAMOS. A l'aide de cette formalisation des mesures et des interprétations, une caractérisation des différents cas de tests mis en œuvre dans le circuit développé durant cette thèse aurait été souhaitable. Ceci nous aurait permis de justifier le comportement du pixel par rapport aux simulations, ou au contraire, de comprendre certains phénomènes d'influence sur les rayonnements de l'antenne ou le redressement du MOSFET encore partiellement incompris. Cette étude et caractérisation des différents cas de tests devrait apporter une connaissance importante en matière de couplage électromagnétique et de redressement THz afin de formaliser la réalisation d'un imageur THz CMOS performant et donc commercialisable dans le futur.

Alors que les technologies utilisées pour la détection et l'imagerie THz sont de plus en plus vastes à mesure que le temps et la recherche dans le domaine avancent, il semble que l'imagerie THz à base de technologie CMOS a encore toute sa place sur l'échiquier, et ce malgré un retard en terme de sensibilité et de réponse par rapport à des technologies comme l'imagerie micro-bolométrique. Alors que l'utilisation de cette technologie en THz peut être encore grandement améliorée, elle bénéficie toujours d'avantages majeurs. Parmi ces avantages on retrouve : la haute densité d'intégration du nombre de pixels THz au niveau de la surface totale de l'imageur et l'intégration de fonctions de traitement permettant d'améliorer ses performances globales. Dans le futur, on pourrait imaginer implanter des fonctions de traitement complexes afin de pallier à certains problèmes comme la faible résolution de l'imageur due à la taille du pixel. A mesure que les recherches dans le domaine sont poussées par le vaste champ d'applications de cette gamme de fréquence, on peut aisément imaginer dans un futur pas si lointain la production d'imageurs THz performants et à bas coûts, offrant cette gamme fréquentielle à un accès grand public. Enfin, nous pouvons aborder un dernier point, mais pas des moindres. En parallèle de la recherche et du développement de détecteurs THz performants, il est nécessaire de développer des sources, elles aussi compactes et performantes, afin d'obtenir un système d'imagerie complet. Celui-ci permettrait le développement et l'accès aux nombreuses applications potentielles déjà identifiées telles que le contrôle alimentaire ou industriel ou encore la détection de certains cancer de surface.



---

## Références

- [Abbasi 09] M. Abbasi et al., « Single-Chip Frequency Multiplier Chains for Millimeter-Wave Signal Generation », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, n° 12, p. 3134-3142, déc. 2009.
- [Ahmad 15] Z. Ahmad, A. Lisauskas, H. G. Roskos, et K. K. O, « 9.74-THz electronic Far-Infrared detection using Schottky barrier diodes in CMOS », in *2014 IEEE International Electron Devices Meeting*, 2014, p. 4.4.1-4.4.4.
- [Al Hadi 12] R. Al Hadi, H. Sherry, J. Grzyb, Y. Zhao, W. Förster, H. M. Keller, A. Cathelin, A. Kaiser, and U. R. Pfeiffer, “A 1 k-pixel video camera for 0.7-1.1 terahertz imaging applications in 65-nm CMOS,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 47, no. 12, pp. 2999–3012, 2012.
- [Al Hadi 13] R. Al Hadi, “Terahertz Integrated Circuits in Silicon Technologies” Wuppertal, Oct-2013.
- [Ali 15] M. Ali, M. Perenzoni, et D. Stoppa, « A measurement setup for THz detectors characterization validated on FET-based CMOS test structures », in *2015 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) Proceedings*, 2015, p. 320-324.
- [Baker 05] Colin Baker. Homeland Security, Medical, Pharmaceutical, and Non-destructive Testing Applications of Terahertz Radiation. APS March Meeting, 2005. Presentation
- [Bass 82] J. Bass, « Pure metal resistivities at  $T = 273.2$  K », in *Electrical Resistivity, Kondo and Spin Fluctuation Systems, Spin Glasses and Thermopower*, Springer, Berlin, Heidelberg, 1982, p. 5-13.
- [Bauer 14] M. Bauer, R. Venckevičius, I. Kašalynas, S. Boppel, M. Mundt, L. Minkevičius, A. Lisauskas, G. Valušis, V. Krozer, and H. G. Roskos, “Antenna-coupled field-effect transistors for multi-spectral terahertz imaging up to 4.25 THz,” *Optics Express*, vol. 22, no. 16, pp. 19235–19241, 2014.
- [Boppel 12] S. Boppel et al., « CMOS Integrated Antenna-Coupled Field-Effect Transistors for the Detection of Radiation From 0.2 to 4.3 THz », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, n° 12, p. 3834-3843, déc. 2012.
- [Born 14] N. Born et al., « Monitoring the water status of plants using THz radiation », in *2014 39th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz waves (IRMMW-THz)*, 2014, p. 1-2.



- [Bouabanga-Tombet 14] S. Bouabanga-Tombet, Y. Tanimoto, A. Satou, T. Suemitsu, Y. Wang, H. Minamide, H. Ito, D. V. Fateev, V. V. Popov, and T. Otsuji, "Current-driven detection of terahertz radiation using a dual-grating-gate plasmonic detector," *Applied Physics Letters*, vol. 104, no. 26, 2014.
- [Boukhayma 14] A. Boukhayma, J.-P. Rostaing, A. Mollard, F. Guellec, M. Benetti, G. Ducournau, J.-F. Lampin, A. Dupret, C. Enz, M. Tchagaspanian, and J.-A. Nicolas, "A 533pW NEP 31×31 pixel THz image sensor based on in-pixel demodulation," presented at the European Solid-State Circuits Conference, 2014, pp. 303–306.
- [Boukhayma 16] A. Boukhayma, A. Dupret, J.-P. Rostaing, et C. Enz, « A Low-Noise CMOS THz Imager Based on Source Modulation and an In-Pixel High-Q Passive Switched-Capacitor N-Path Filter », *Sensors*, vol. 16, n° 3, p. 325, mars 2016.
- [Chattopadhyay 04] G. Chattopadhyay et al., « An all-solid-state broad-band frequency multiplier chain at 1500 GHz », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, n° 5, p. 1538-1547, mai 2004.
- [Coutaz 07] J.-L. Coutaz, F. Garet, and L. Duvillaret, "Potentialité des ondes térahertz en imagerie," *La Revue de l'Electricité et de l'Electronique*, no. 9, pp. 29–38, Oct. 2007.
- [Dae Yeon Kim 13] D. Y. Kim, S. Park, R. Han, and K. Kenneth, "820-GHz imaging array using diode-connected NMOS transistors in 130-nm CMOS," presented at the IEEE Symposium on VLSI Circuits, Digest of Technical Papers, 2013, pp. C12–C13.
- [Destic 16] F. Destic et C. Bouvet, « Impact damages detection on composite materials by THz imaging », *Case Studies in Nondestructive Testing and Evaluation*, vol. 6, n° Part A, p. 53-62, nov. 2016.
- [Dominges 14] S. Domingues, D. Perenzoni, M. Perenzoni, et D. Stoppa, « Design and characterization of a readout circuit for FET-based THz imaging », présenté à Optical Sensing and Detection III, 2014, vol. 9141, p. 914105.
- [Domingues 13] S. Domingues, D. Perenzoni, V. Giliberti, A. Di Gaspareb, M. Ortolani, M. Perenzoni, and D. Stoppa, "Analysis of CMOS 0.13  $\mu\text{m}$  test structures for 0.6 to 1.5 THz imaging," in 2013 38th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz), 2013, pp. 1–2.
- [Dyakonov 93] M. Dyakonov and M. Shur, "Shallow water analogy for a ballistic field effect transistor: New mechanism of plasma wave generation by dc current," *Physical Review Letters*, vol. 71, no. 15, pp. 2465–2468, 1993.

- [Dyakonov 96] M. Dyakonov and M. Shur, "Detection, mixing, and frequency multiplication of terahertz radiation by two-dimensional electronic fluid," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 43, no. 3, pp. 380–387, 1996.
- [ERC 16] European Table of Frequency Allocations and Applications in the Frequency range 8.3 kHz to 3000 GHz (ECA Table) : <http://www.erodocdb.dk/docs/doc98//official/pdf/ERCREP025.PDF>
- [Feng 12] F. Wei, « Review of terahertz semiconductor sources », *J. Semicond.*, vol. 33, n° 3, p. 031001, 2012.
- [Guo 16] D. Guo et al., « A  $2 \times 2$  integrated heterodyne receiver array for terahertz imaging application », in *2016 IEEE International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, 2016, vol. 2, p. 795-797.
- [Han 16] D. Han, C. Lee, M. K. Kattak, et S. Kahng, « A small and thin metasurface loop antenna », in *2016 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, 2016, p. 6-7.
- [Hatch 84] J. E. Hatch, *Aluminum : properties and physical metallurgy*. Metals Park, Ohio : American Society for Metals, 1984.
- [Hoshina 09] H. Hoshina, A. Hayashi, N. Miyoshi, Y. Fukunaga, F. Miyamaru, and C. Otani, "Terahertz pulsed imaging of frozen biological tissues," presented at the 34th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, IRMMW-THz 2009, 2009.
- [Knap 02a] W. Knap, Y. Deng, S. Romyantsev, and M. S. Shur, "Resonant detection of subterahertz and terahertz radiation by plasma waves in submicron field-effect transistors," *Applied Physics Letters*, vol. 81, no. 24, pp. 4637–4639, 2002.
- [Knap 02b] W. Knap, V. Kachorovskii, Y. Deng, S. Romyantsev, J.-Q. Lü, R. Gaska, M. S. Shur, G. Simin, X. Hu, M. A. Khan, C. A. Saylor, and L. C. Brunel, "Nonresonant detection of terahertz radiation in field effect transistors," *Journal of Applied Physics*, vol. 91, no. 11, pp. 9346–9353, 2002.
- [Knap 04] W. Knap, F. Tepe, Y. Meziani, N. Dyakonova, J. Lusakowski, F. Boeuf, T. Skotnicki, D. Maude, S. Romyantsev, and M. S. Shur, "Plasma wave detection of sub-terahertz and terahertz radiation by silicon field-effect transistors," *Applied Physics Letters*, vol. 85, no. 4, pp. 675–677, 2004.
- [Knap 09] W. Knap, M. Dyakonov, D. Coquillat, F. Tepe, N. Dyakonova, J. Łusakowski, K. Karpierz, M. Sakowicz, G. Valusis, D. Seliuta, I. Kasalynas, A. El Fatimy, Y. M. Meziani, and T. Otsuji, "Field effect transistors for terahertz detection: Physics and first imaging applications," *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, vol. 30, no. 12, pp. 1319–1337, 2009.

- [Knap 13] W. Knap, S. Rumyantsev, M. S. Vitiello, D. Coquillat, S. Blin, N. Dyakonova, M. Shur, F. Teppe, A. Tredicucci, and T. Nagatsuma, "Nanometer size field effect transistors for terahertz detectors," *Nanotechnology*, vol. 24, no. 21, 2013.
- [Kopyt 11] P. Kopyt, J. Marczewski, K. Kucharski, J. Lusakowski, et W. K. Gwarek, « Planar antennas for THz radiation detector based on a MOSFET », in 2011 International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, 2011, p. 1-2.
- [Kopyt 12] P. Kopyt, « Planar antennas for integration with FET-based THz radiation detectors », in 2012 19th International Conference on Microwaves, Radar Wireless Communications, 2012, vol. 1, p. 276-278.
- [Latzel 16] P. Latzel et al., « THz transmission using QAM-16 and 32 Gbit/s on 25m », in 2016 41st International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz waves (IRMMW-THz), 2016, p. 1-2.
- [Lee 09] Y.S. Lee. "Principles of terahertz science and technology". Springer Verlag, 2009.
- [Lettington 02] A. H. Lettington, I. M. Blankson, M. Attia, and D. Dunn, "Review of imaging architecture," presented at the Proceedings of SPIE - The International Society for Optical
- [Liao 07] S. H. Liao et C. Nguyen, « A New CMOS Multilayer Electromagnetic Band-Gap Microstrip Line and Experimental Investigation of UWB Pulse Propagation », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, n° 7, p. 522-524, juill. 2007.
- [Lisauskas 09] A. Lisauskas, U. Pfeiffer, E. Öjefors, P. H. Bolvar, D. Glaab, and H. G. Roskos, "Rational design of high-responsivity detectors of terahertz radiation based on distributed self-mixing in silicon field-effect transistors," *Journal of Applied Physics*, vol. 105, no. 11, 2009.
- [Lisauskas 14] A. Lisauskas et al., « Exploration of Terahertz Imaging with Silicon MOSFETs », *J Infrared Milli Terahz Waves*, vol. 35, n° 1, p. 63-80, janv. 2014.
- [Lü 01] J.-Q. Lü and M. S. Shur, "Terahertz detection by high-electron-mobility transistor: Enhancement by drain bias," *Applied Physics Letters*, vol. 78, no. 17, pp. 2587-2588, 2001.
- [Luo 08] Q. Luo, H. M. Salgado, A. M. Moura, et J. R. Pereira, « Dual-band antenna design using an EBG Artificial Magnetic Conductor ground plane », in 2008 Loughborough Antennas and Propagation Conference, 2008, p. 217-220.
- [Momeni 11a] O. Momeni et E. Afshari, « A Broadband mm-Wave and Terahertz Traveling-Wave Frequency Multiplier on CMOS », *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 46, n° 12, p. 2966-2976, déc. 2011.

- [Momeni 11b] O. Momeni et E. Afshari, « A 220-to-275GHz traveling-wave frequency doubler with 6.6dBm Power at 244GHz in 65nm CMOS », in 2011 IEEE International Solid-State Circuits Conference, 2011, p. 286-288.
- [Nafe 17] M. Nafe, A. Syed, et A. Shamim, « Gain-Enhanced On-Chip Folded Dipole Antenna Utilizing Artificial Magnetic Conductor at 94 GHz », IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 16, p. 2844-2847, 2017.
- [Nichols 23] E. Nichols and J. Tear, “Short electric waves,” Physical Review, vol. 21, no. 6, pp. 587-610, Jun. 1923. 1
- [Oda 14] N. Oda, I. Hosako, T. Ishi, H. Minamide, C. Otani, et N. Sekine, « The Need of Terahertz Cameras for Standardizing Sensitivity Measurements », J Infrared Milli Terahz Waves, vol. 35, n° 8, p. 671-685, août 2014.
- [Ojefors 09a] E. Öjefors, A. Lisauskas, D. Glaab, H. G. Roskos, and U. R. Pfeiffer, “Terahertz imaging detectors in CMOS technology,” Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, vol. 30, no. 12, pp. 1269–1280, 2009.
- [Ojefors 09b] E. Öjefors, U. R. Pfeiffer, A. Lisauskas, and H. G. Roskos, “A 0.65 THz focal-plane array in a quarter-micron CMOS process technology,” IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 44, no. 7, pp. 1968–1976, 2009.
- [Perenzoni 12] M. Perenzoni et al., « A 160 × 160-pixel image sensor for multispectral visible, infrared and terahertz detection », in 2012 Proceedings of the ESSCIRC (ESSCIRC), 2012, p. 93-96.
- [Perenzoni 15] M. Perenzoni et D. Cavallo, « Design of an efficient 900 GHz antenna in standard CMOS technology for imaging arrays », in 2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2015, p. 1-2.
- [Pfeiffer 08] U. R. Pfeiffer et E. Ojefors, « A 600-GHz CMOS focal-plane array for terahertz imaging applications », in ESSCIRC 2008 - 34th European Solid-State Circuits Conference, 2008, p. 110-113.
- [Pfeiffer 11] U. R. Pfeiffer, « Sub-millimeter wave active imaging with silicon integrated circuits », in 2011 International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, 2011, p. 1-4.
- [Pohl 14] A. Pohl, N. Desmann, K. Dutzi, and H.-W. Hubers, “Identification of substances by THz spectroscopy and multivariate analysis,” presented at the International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, IRMMW-THz, 2014

- [Popov 11] V. V. Popov, D. V. Fateev, T. Otsuji, Y. M. Meziani, D. Coquillat, and W. Knap, "Plasmonic terahertz detection by a double-grating-gate field-effect transistor structure with an asymmetric unit cell," *Applied Physics Letters*, vol. 99, no. 24, 2011.
- [Pors 13] A. Pors et S. I. Bozhevolnyi, « Plasmonic metasurfaces for efficient phase control in reflection », *Opt. Express, OE*, vol. 21, n° 22, p. 27438-27451, nov. 2013.
- [Preu 11] S. Preu, G. H. Döhler, S. Malzer, L. J. Wang, et A. C. Gossard, « Tunable, continuous-wave Terahertz photomixer sources and applications », *Journal of Applied Physics*, vol. 109, n° 6, p. 061301, mars 2011.
- [Pyrosensor] [http://www.pyrosensor.de/thz\\_single\\_e.html](http://www.pyrosensor.de/thz_single_e.html)
- [Rahman 14] S. M. Rahman, Z. Jiang, H. G. Xing, P. Fay, et L. Liu, « Design, fabrication and characterization of 585 GHz integrated focal-plane arrays based on heterostructure backward diodes », in *2014 39th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz waves (IRMMW-THz)*, 2014, p. 1-2.
- [Redo-Sanchez 06] A. Redo-Sanchez, N. Karpowicz, J. Xu, et X. C. Zhang, « Damage and defect inspection with terahertz waves », in *The 4th International Workshop on Ultrasonic and Advanced Methods for Nondestructive Testing and Material Characterization*, 2006, p. 67–78.
- [Rieh 14] J. S. Rieh, D. Yoon, et J. Yun, « An overview of solid-state electronic sources and detectors for Terahertz imaging », in *2014 12th IEEE International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology (ICSICT)*, 2014, p. 1-4.
- [RP Jain 03] R. P. Jain, *Modern Digital Electronics*. Tata McGraw-Hill Education, 2003.
- [Rubens 1897] H. Rubens and E. F. Nichols, "Heat rays of great wave length," *Physical Review (Series D)*, vol. 4, no. 4, pp. 314-323, Jan. 1897.
- [Ryu 17] M. W. Ryu et al., « Trantenna: Monolithic transistor-antenna device for real-time THz imaging system », in *2017 Symposium on VLSI Technology*, 2017, p. T146-T147.
- [Sansen 07] W. M. Sansen, *Analog Design Essentials*. Springer Science & Business Media, 2007.
- [Schuster 11] F. Schuster, "Development of a CMOS Terahertz Imager," 12-Dec-2011.
- [Schuster 11b] F. Schuster et al., « A broadband THz imager in a low-cost CMOS technology », in *2011 IEEE International Solid-State Circuits Conference*, 2011, p. 42-43.

- [Sherry 12] H. Sherry et al., « A 1kpixel CMOS camera chip for 25fps real-time terahertz imaging applications », in 2012 IEEE International Solid-State Circuits Conference, 2012, p. 252-254.
- [Sherry 13] H. M. Sherry, “Terahertz circuits and systems in CMOS,” Wuppertal, 19-Jul-2013.
- [Shin 16] D. C. Shin et al., « Polarization-dependent properties of human scleral tissues at terahertz frequencies », in 2015 11th Conference on Lasers and Electro-Optics Pacific Rim (CLEO-PR), 2015, vol. 3, p. 1-2.
- [Shumyatsky 11] P. Shumyatsky et R. R. Alfano, « Terahertz sources », J Biomed Opt, vol. 16, n° 3, p. 033001, mars 2011.
- [Shur 16] M. Shur, « Terahertz compact SPICE model », in 2016 MIXDES - 23rd International Conference Mixed Design of Integrated Circuits and Systems, 2016, p. 27-31.
- [Sievenpiper 99] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolous, et E. Yablonovitch, « High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 47, n° 11, p. 2059-2074, nov. 1999.
- [Siligaris 15] A. Siligaris et al., « A 278 GHz heterodyne receiver with on-chip antenna for THz imaging in 65 nm CMOS process », in ESSCIRC Conference 2015 - 41st European Solid-State Circuits Conference (ESSCIRC), 2015, p. 307-310.
- [Simoens 14] F. Simoens et J. Meilhan, « Terahertz real-time imaging uncooled array based on antenna- and cavity-coupled bolometers », Phil. Trans. R. Soc. A, vol. 372, n° 2012, p. 20130111, mars 2014.
- [Simoens 14b] F. Simoens et al., « Demonstration of large field of view fast scanning based on a real-time uncooled antenna amp; cavity coupled bolometer array camera », in 2014 39th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz waves (IRMMW-THz), 2014, p. 1-2.
- [Sizov 09] F. Sizov, “THz radiation sensors,” Opto-electronics Review, vol. 18, no. 1, pp. 10–36, 2009.
- [Son 13] J.-H. Son, “Terahertz bio-imaging for medical applications,” in Conf. on Lasers and Electro-Optics Pacific Rim, 2013, pp. 1-1. 4
- [Statnikov 14] K. Statnikov, J. Grzyb, B. Heinemann, et U. R. Pfeiffer, « 160-GHz to 1-THz Multi-Color Active Imaging With a Lens-Coupled SiGe HBT Chip-Set », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 63, n° 2, p. 520-532, févr. 2015.

- [Syed 15] W. H. Syed, D. Cavallo, et A. Neto, « Applications of artificial dielectric layers for the design of planar integrated antennas », in 2015 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), 2015, p. 1-4.
- [Tauf 06] R. Tauf, F. Tepe, S. Boubanga, D. Coquillat, W. Knap, Y. M. Meziani, C. Gallon, F. Boeuf, T. Skotnicki, C. Fenouillet-Beranger, D. K. Maude, S. Romyantsev, and M. S. Shur, “Plasma wave detection of terahertz radiation by silicon field effects transistors: Responsivity and noise equivalent power,” Applied Physics Letters, vol. 89, no. 25, 2006.
- [Taylor 15] Z. D. Taylor et al., « THz and mm-Wave Sensing of Corneal Tissue Water Content: In Vivo Sensing and Imaging Results », IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology, vol. 5, n° 2, p. 184-196, mars 2015.
- [Tonouchi 07] M. Tonouchi, “Cutting-edge terahertz technology,” Nature Photonics, vol. 1, no. 2, pp. 97–105, 2007.
- [Uzunkol 13] M. Uzunkol, O. D. Gurbuz, F. Golcuk, et G. M. Rebeiz, « A 0.32 THz SiGe 4x4 Imaging Array Using High-Efficiency On-Chip Antennas », IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 48, n° 9, p. 2056-2066, sept. 2013.
- [Uzunkol 14] M. Uzunkol, J. M. Edwards, and G. M. Rebeiz, “A 0.3 THz 4 × 4 cold-FET imaging array in 45 nm CMOS SOI,” IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2014.
- [VDI Cornets] <http://vadiodes.com/en/frequency-multipliers/?id=169>
- [VDI Source] <http://vadiodes.com/en/products/signal-generator>
- [Veksler 06] D. Veksler, F. Tepe, A. P. Dmitriev, V. Y. Kachorovskii, W. Knap, and M. S. Shur, “Detection of terahertz radiation in gated two-dimensional structures governed by dc current,” Physical Review B - Condensed Matter and Materials Physics, vol. 73, no. 12, 2006.
- [Yadid-Pecht 07] O. Yadid-Pecht et R. Etienne-Cummings, CMOS Imagers: From Phototransduction to Image Processing. Springer Science & Business Media, 2007.
- [Yan 14] T. C. Yan, C. H. Li, C. W. Lai, W. C. Chen, T. Y. Chao, et C. N. Kuo, « CMOS THz transmissive imaging system », in 2014 IEEE Asian Solid-State Circuits Conference (A-SSCC), 2014, p. 169-172.
- [Yeo 14] W.-G. Yeo, O. Gurel, N. K. Nahar, C. L. Hitchcock, N. L. Lehman, S. Park, and K. Sertel, “THz imaging of Alzheimer’s disease: Spectroscopic differentiation between normal and diseased tissues,” presented at the International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, IRMMW-THz, 2014.

[Yordanov 13]

H. Yordanov et E. Angelopoulos, « On-chip integrated antennas on ultra-thin and on high-impedance Si substrate », in 2013 European Microwave Conference, 2013, p. 52-55.





# Annexe



## Annexe I

# Simulations de la capacité de redressement des transistors en technologie CMOS

Afin d'estimer les capacités de redressement des transistors en technologie CMOS, des simulations temporelles ont été réalisées pour les deux types de transistors présentés dans cette thèse, à savoir le nMOS standard et le nMOS RF de la technologie considérée. Les résultats sont présentés dans cette annexe.

### A.1 Redressement dans le cas du nMOS standard

Dans cette partie on cherche à caractériser la capacité de redressement du nMOS standard en fonction de sa largeur de grille ( $W$ ) et de la puissance THz de l'onde incidente. Cependant, il est difficile de caractériser la puissance qui sera transmise au nMOS en sortie de l'antenne THz intégrée au sein des pixels. Il est donc seulement possible de l'estimer. Dans le but d'observer le redressement, les simulations sont toutes réalisées sur  $2 \mu\text{s}$ . Ce temps est suffisant pour qu'il y ait un établissement d'une tension continue au niveau du drain du transistor car les temps de réponse des transistors nMOS sont bien inférieurs à la microseconde. Le banc utilisé pour réaliser les simulations est celui présenté à la Figure 3.3. Pour les valeurs de  $W$  déjà étudiées dans le Chapitre 3, la puissance THz est fournie entre les terminaux de grille et de source du transistor pour trois valeurs :  $P_{\text{in}} = -50 \text{ dBm}$ ,  $P_{\text{in}} = -75 \text{ dBm}$  et  $P_{\text{in}} = -100 \text{ dBm}$ . Enfin, les simulations sont réalisées pour 3 fréquences de réception différentes : 3 GHz (zone de fonctionnement du MOS), présentée à la Figure A.1, 30 GHz (estimée comme fréquence limite  $f_T | f_{\text{max}}$ ), présentée à la Figure A.2, 300 GHz (fréquence THz de réception visée), présentée à la Figure A.3.

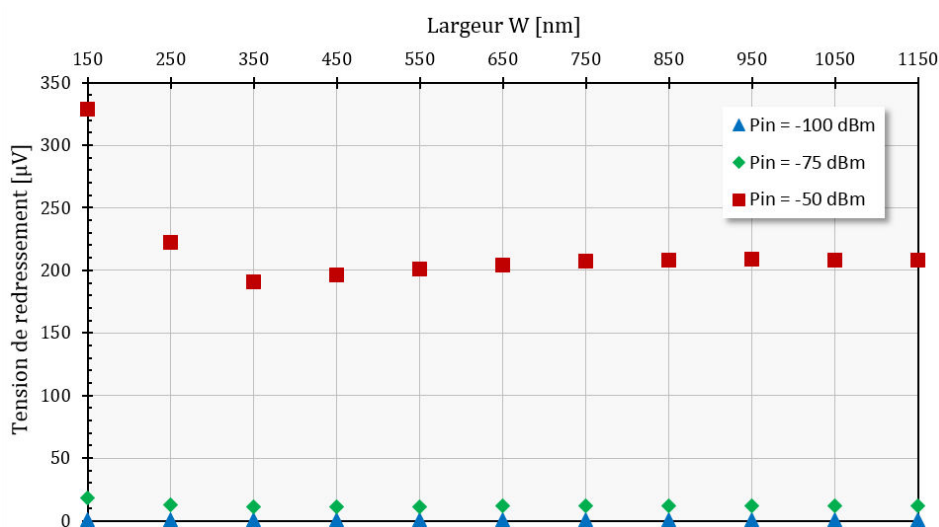


Figure A.1 : Simulation du redressement THz du nMOS standard en fonction de la largeur de grille et de la puissance incidente à 3 GHz.

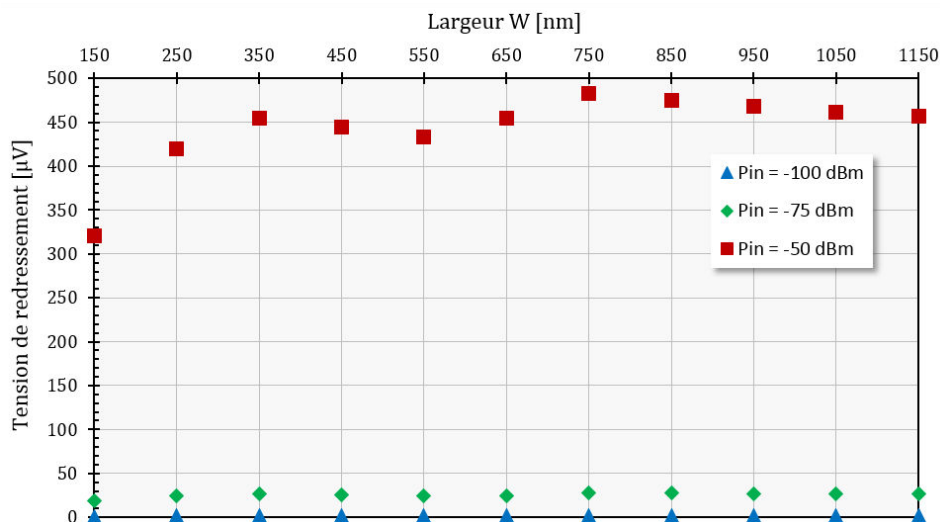


Figure A.2 : Simulation du redressement THz du nMOS standard en fonction de la largeur de grille et de la puissance incidente à 30 GHz.

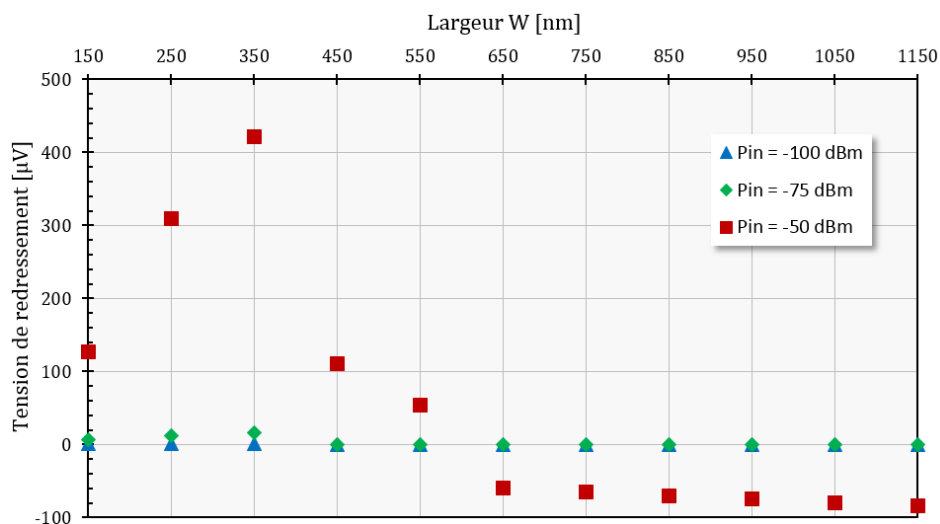


Figure A.3 : Simulation du redressement THz du nMOS standard en fonction de la largeur de grille et de la puissance incidente à 300 GHz.

Au vu des résultats obtenus pour le transistor nMOS standard, il est clair que pour les 3 puissances analysées, le redressement suit une évolution vers un point de stabilisation en fonction de la largeur de la grille dans le cas des fréquences 3 GHz et 30 GHz. De plus dans le cas de ces deux fréquences, le redressement est uniquement positif au niveau du terminal de drain du transistor. On peut donc observer une certaine logique dans l'évolution des valeurs de redressement en fonction de la puissance mais aussi de la largeur du nMOS standard. Cependant, à ces fréquences, les phénomènes physiques d'ondes plasma dans le canal agissant pour donner le redressement n'ont peut-être pas encore lieu. Il n'est donc pas certain que les valeurs observées soient représentatives du redressement THz réel du transistor.

Dans le cas d'étude à 300 GHz, il est difficile de trouver une logique au redressement observé à la Figure A.3. Dans cette gamme de fréquence, les phénomènes physiques de redressement ont normalement lieu au sein du canal. Cependant, la prise de valeurs successivement positives et négatives de la valeur du redressement THz sans lien logique avec la largeur de grille (W) ou la puissance THz

fournie laisse des doutes importants quant à la description du redressement THz par les modèles SPICE fournis par les fondeurs des technologies CMOS.

## A.2 Redressement dans le cas du nMOS RF

Cette partie fait état du même type de caractérisations que la partie précédente mais concerne les transistors RF. Le même banc de caractérisation que dans le cas des transistors standards est utilisé. Les simulations sont réalisées ici aussi sur  $2 \mu\text{s}$ , pour trois valeurs de puissance THz fournie par l'antenne au transistor de redressement :  $P_{in} = -50 \text{ dBm}$ ,  $P_{in} = -75 \text{ dBm}$  et  $P_{in} = -100 \text{ dBm}$ , et pour les même trois valeurs de fréquence :  $3 \text{ GHz}$ ,  $30 \text{ GHz}$  et  $300 \text{ GHz}$ .

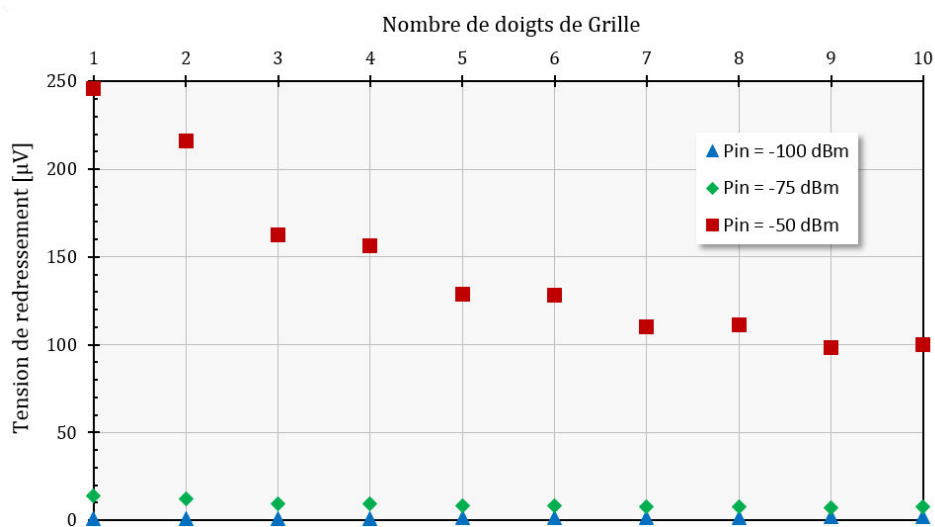


Figure A.4 : Simulation du redressement THz du nMOS RF en fonction du nombre de doigts de grille et de la puissance incidente à  $3 \text{ GHz}$ .

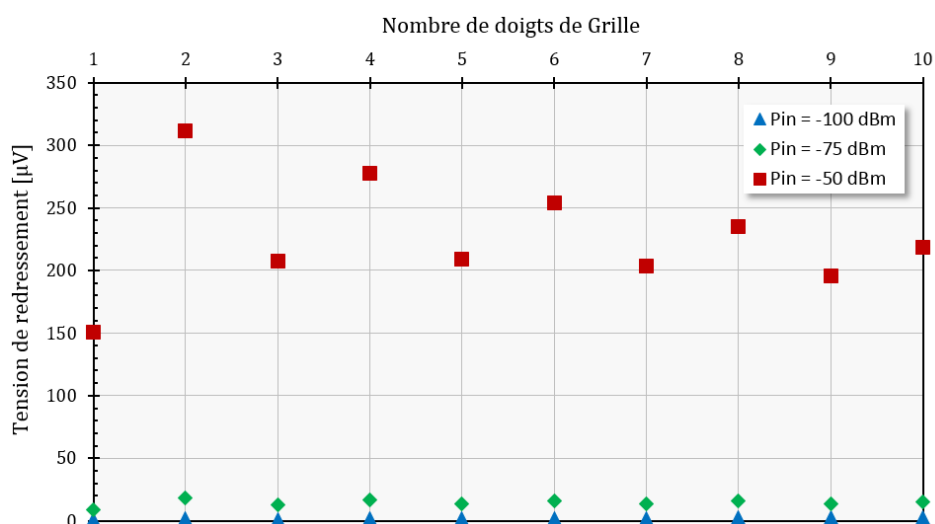


Figure A.5 : Simulation du redressement THz du nMOS RF en fonction du nombre de doigts de grille et de la puissance incidente à  $30 \text{ GHz}$ .

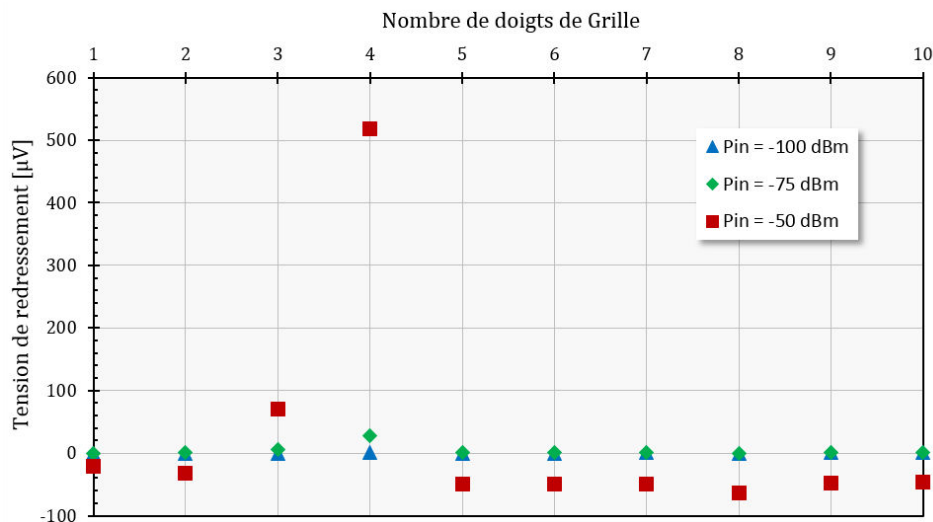


Figure A.6 : Simulation du redressement THz du nMOS RF en fonction du nombre de doigts de grille et de la puissance incidente à 300 GHz.

Les conclusions faisant suite aux résultats observés dans le cas des transistors nMOS RF sont les mêmes que celles dans le cas de l'étude des transistors nMOS standard. En effet, il est clair que pour les 3 puissances analysées, le redressement suit une évolution vers un point de stabilisation en fonction du nombre de doigts de grille dans le cas des fréquences 3 GHz et 30 GHz. Ici aussi, pour ces deux fréquences, le redressement est uniquement positif au niveau du terminal de drain du transistor. On observe une certaine logique dans l'évolution des valeurs de redressement en fonction de la puissance mais aussi du nombre de doigts de grille du nMOS RF. Il n'est pas certain que les valeurs observées soient représentatives du redressement THz réel du transistor, pour les mêmes raisons que celles citées précédemment : à savoir, la présence ou non des phénomènes d'ondes plasma dans le canal à ces fréquences.

Dans le cas d'étude à 300 GHz, il est difficile de trouver une logique au redressement observé à la Figure A.6. Dans cette gamme de fréquence les phénomènes physiques de redressement ont normalement lieu au sein du canal. Cependant, la prise de valeurs successivement positives et négatives de la valeur du redressement sans lien logique avec le nombre de doigts de grille ou la puissance THz fournie laisse ici aussi planer des doutes importants quant à la description du redressement THz par les modèles SPICE fournis par les fondeurs des technologies CMOS.

### A.3 Pertinence du redressement THz observé

Finalement, au vu des différents résultats présentés pour 3 fréquences THz et 3 puissances incidentes différentes dans le cas des deux transistors nMOS : standard et RF, la pertinence des modèles en notre possession dans la description des phénomènes de redressement THz peut être largement mise en doute. En effet, à 300 GHz, là où les phénomènes de génération du redressement sont présents, les résultats semblent alors relativement aléatoires et donc non fiables. Alors qu'une logique régit les résultats à 3 et 30 GHz dans les cas des deux transistors, cela ne semble pas être du tout le cas dans l'étude à 300 GHz. Les modèles SPICE fournis par le fondeur n'étant pas fiables concernant le redressement THz, il est donc illusoire de s'y fier dans la conception d'un capteur THz en technologie CMOS.





---

**Titre :** Améliorations du traitement amont de pixels térahertz, monolithiquement intégrés en technologie CMOS, pour des systèmes d'imagerie en temps réel

**Mots clés :** Térahertz, Imagerie, Pixel, Intégration, CMOS, Monolithique, Antenne, Métasurface

**Résumé :** Cette thèse s'inscrit dans le développement d'imageurs térahertz en technologie intégrée CMOS avec pour volonté de rendre ces derniers fiables et robustes, de permettre de réaliser de l'imagerie en temps réel, à température ambiante et à bas coût de production. L'ensemble doit être mené en parallèle de l'amélioration des réponses et sensibilités des capteurs actuels dans le but de rendre l'imageur fonctionnel et industrialisable. La caractérisation d'un imageur THz précédent réalisée au cours de la thèse a permis de redéfinir avec plus de rigueur cette caractérisation ainsi qu'une méthodologie de conception de la partie amont du pixel térahertz. Cette partie amont inclut l'antenne réceptrice et son environnement électromagnétique ainsi qu'un transistor à effet de champ redressant le signal THz reçu. Différentes parties amont de pixels THz, sensibles autour de 300 GHz, ont été développées. L'ensemble est monolithiquement intégré à l'aide du procédé CMOS standard dans un circuit complet et l'antenne est co-conçue avec le MOSFET de redressement afin de réaliser l'adaptation d'impédance. Chaque pixel inclut une antenne intégrée au niveau métallique supérieur avec un plan de masse parfois couplé à une métasurface afin d'isoler cette antenne du circuit de traitements du signal (non traité dans cette thèse) et du substrat de silicium localisés aux niveaux inférieurs du circuit. Finalement, 17 cas de test croisés (16 de  $3 \times 3$  pixels et une matrice de  $9 \times 9$  pixels) intégrant différentes topologies d'antenne et configurations de surfaces électromagnétiques (plan de masse et métasurface) ainsi que différents transistors de redressement sont conçus et fabriqués en fonderie CMOS.

---

**Title :** Improvements on front-end terahertz pixels, monolithically integrated in CMOS technology, for real time imaging systems

**Keywords :** Terahertz, Imaging, Pixel, Integration, CMOS, Monolithic, Antenna, Metasurface

**Abstract :** This thesis deals with the development of terahertz imager in CMOS technology with the objectives to make it robust and reliable, with real-time imaging capacity at ambient temperature and with low-cost production. These objectives has to be developed at the same time as the improvement of responses and sensibilities to get the imager functional and ready for industrialization. The characterization of a previous THz imager, done during this thesis, brought the possibility to redefine in a more rigorous way this characterization and to develop a methodology for designing the THz front-end pixel. This front-end includes the reception antenna and its electromagnetic environment and a field effect transistor (FET) rectifying the received THz signal. Various front-end of THz pixels, design for 300 GHz reception, were developed. The whole structure has to be monolithically integrated with the standard CMOS process in a complete circuit and the antenna is co-design with the rectifying MOSFET in order to satisfy the impedance matching. Every pixel includes an antenna, integrated in higher metal levels with a ground plan sometimes coupled with a metasurface. This is in order to isolate the antenna from the signal processing circuit (not investigated in this thesis) and the silicon substrate both located at the lower levels of the circuit. Finally, 17 crossed test cases (16 of  $3 \times 3$  pixels and one matrix of  $9 \times 9$  pixels) which integrate various antenna topologies and various configurations of electromagnetic surfaces (ground plane and metasurface) with various rectifying transistor were designed and manufactured in CMOS foundry.