



Communication térahertz sans fil à haut débit avec un transistor à haute mobilité électronique comme détecteur

Lucie Juery

► To cite this version:

Lucie Juery. Communication térahertz sans fil à haut débit avec un transistor à haute mobilité électronique comme détecteur. Electronique. Université Montpellier II - Sciences et Techniques du Languedoc, 2014. Français. NNT: 2014MON20115 . tel-01546421

HAL Id: tel-01546421

<https://theses.hal.science/tel-01546421>

Submitted on 23 Jun 2017

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

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

THÈSE

Pour obtenir le grade de
Docteur

Délivré par **UNIVERSITE MONTPELLIER 2**

Préparée au sein de l'école doctorale I2S
Et de l'unité de recherche IES

Spécialité : **Electronique**

Présentée par : **Lucie JUERY (TOHME)**

**Communication térahertz sans fil à
haut débit avec un transistor à haute
mobilité électronique comme détecteur**

Soutenue le 17/12/2014 devant le jury composé de :

M. Luca VARANI, Université Montpellier 2
M. Stéphane BLIN, Université Montpellier 2
M. Javier MATEOS LÓPEZ, Universidad de Salamanca
M. Alain MAESTRINI, Université Paris 6
M. Wojciech KNAP, Université Montpellier 2
M. Guillaume DUCOURNAU, Université Lille 1
M. Philippe LE BARS, CANON

Directeur de thèse
Co-directeur de thèse
Rapporteur
Rapporteur
Examineur
Examineur
Invité

A mon mari Damien et toute ma vie.

A mes parents Elias et Colette.

A mes sœurs Mery et Elsy.

A mon frère Charbel.



Résumé

Un des objectifs majeurs des systèmes de communication est de pouvoir transmettre des données aux plus hauts débits possibles. La demande croissante des utilisateurs pour la communication sans fil à haut débit excède déjà les possibilités des réseaux actuels.

Afin de répondre à cette problématique, nous présentons des systèmes de communication basés sur des fréquences porteuses térahertz (THz), fréquences suffisamment élevées pour supporter des débits supérieurs à la centaine de gigahertz. En particulier, nous nous intéressons au développement et à l'intégration d'un détecteur haut débit destiné à la communication THz sans fil.

Nous utilisons comme détecteur un transistor GaAs à haute mobilité électronique (HEMT). Contrairement aux détecteurs existants tels que les diodes Schottky, le transistor étudié offre des avantages en ce qui concerne le coût, la compacité et les performances. En particulier, l'impédance de sortie est mieux adaptée aux circuits intégrés hauts débits d'impédance d'entrée de 50 Ohms. Nous présentons une caractérisation de ce détecteur en sensibilité et en bande passante de modulation, démontrant pour la première fois sa capacité à être utilisé pour des communications à haut débit. L'intégration du transistor, indispensable à la réalisation de communications réelles, est détaillée.

Une communication THz sans fil est démontrée à des fréquences de 0,200 THz et 0,309 THz. Pour la première fois, une transmission de données sans erreur a été démontrée jusqu'à un débit de 8,2 Gbps avec un transistor GaAs HEMT à une fréquence porteuse de 0,309 THz. Enfin, nous présentons de nouveaux transistors avec antenne intégrée permettant des communications à plus haut débit et de plus grande portée, grâce à une meilleure sensibilité.



Abstract

One of the major objectives of communication systems is the ability to transmit data at the highest possible rates. The ever-growing user demand for wireless communication already exceeds capacities of present networks.

In order to solve this problem, we introduce communication systems based on terahertz (THz) high-frequency carriers, whose frequencies are high enough to support data-rates higher than a hundred of gigahertz. In particular, we are interested in the development and the integration of a high data-rate detector intended for THz wireless communication.

We use a GaAs High-electron-mobility transistor (HEMT) as detector. Unlike existing detectors such as Schottky diodes, the transistor studied in this thesis offers advantages in terms of cost, compactness and performances. In particular, the output impedance is more suitable for high data-rate integrated circuits whose input impedance is 50 Ohms. We present the characterization of the detector in terms of sensitivity and modulation bandwidth, demonstrating for the first time its ability to be used for high data-rate communications. The transistor's integration, essential for real communications, is detailed.

A wireless THz communication is demonstrated around 0.200 THz and 0.309 THz. For the first time, an error-free transmission at data-rates up to 8.2 Gbps is demonstrated, using a GaAs plasma wave HEMT and a 0.309-THz carrier frequency. Finally, we present new transistors with integrated antenna, allowing communications at higher data-rates and with a longer range, thanks to a better sensitivity.



Remerciements

Je voudrais tout d'abord remercier mon directeur de thèse, Luca VARANI, pour toute son aide. Je me rappellerai toujours lorsqu'il est venu nous donner son cours au Liban. Je me rappellerai de ses conseils et de tout ce qu'il m'a appris à propos du stage, de l'équipe et de la ville de Montpellier. Par son aide, j'ai pu obtenir ce stage et cette thèse au sein du groupe GEHF (TÉHO).

Un grand merci à mon co-directeur de thèse, Stéphane BLIN, qui a accepté d'encadrer ce travail. C'est grâce à son écoute, sa confiance, ses idées et ses connaissances que cette thèse a été une expérience enrichissante. Je le remercie de m'avoir guidée et conseillée dans le travail de recherche, dans les différents enseignements et formations, ainsi que dans la rédaction d'articles.

Je remercie l'ensemble des personnes du groupe GEHF, c'est-à-dire Philippe NOUVEL, Annick PLAGELLAT-PENARIE, Jérémie TORRES, Christophe PALERMO, Alexandre PENOT, Carlos DAHER et Romain PAQUET qui, d'une manière ou d'une autre, ont contribué au bon déroulement de cette thèse. Je remercie les différentes personnes de l'équipe mécanique du laboratoire IES, qui ont aidé à la mise en place du détecteur.

Je remercie également l'ensemble des personnes du projet WITH avec qui nous avons eu des échanges fructueux et des mesures expérimentales enrichissantes. Grâce à cette collaboration avec les différents équipes du projet (L2C Montpellier, IMEP-LAHC Grenoble, IEMN Lille, Université Osaka), nous avons pu améliorer la qualité du détecteur étudié dans cette thèse.

Mes remerciements vont aussi à mes rapporteurs Javier MATEOS LÓPEZ et Alain MAESTRINI pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail et à Dominique COQUILLAT, Guillaume DUCOURNAU et Philippe LE BARS qui m'ont fait l'honneur de participer au jury de thèse.

J'exprime les derniers de mes remerciements à mes parents Elias et Colette, mes sœurs Mery et Elsy et mon frère Charbel qui m'ont toujours soutenue. Je remercie également ma belle-famille pour leurs encouragements. Et enfin merci à tous les amis qui nous ont entourés et en particulier Gilles, Guillaume, Chrystelle, Marcelino, Rouba, Denise, Joyce, Sandy et Nancy.

Enfin, et non des moindres, je remercie du fond du cœur la personne sans qui je ne suis rien. Je remercie mon mari pour son soutien, sa présence et son aide la plus précieuse tout au long de ces années. C'est grâce à lui que tout a abouti et que j'ai réussi à tout surmonter. Je lui dédicace ce travail.



Table des matières

Résumé	5
Abstract	7
Remerciements	9
Table des matières	11
Liste des figures	15
Notations	21
Introduction générale	25
1 Le domaine térahertz et ses applications	29
1.1 Introduction	29
1.2 Le domaine THz	29
1.3 Sources et détecteurs THz	30
Sources	30
Détecteurs	31
1.4 Les applications	33
La spectroscopie THz	34
Les applications médicales	34
Contrôle qualité et surveillance pour la sécurité	35
L'astronomie et la science de la Terre	35
1.5 La communication THz	36
Avantages de la communication THz	36
Les méthodes de communication THz	37
1.6 Spécificités de la thèse	38
2 Caractérisation et intégration du transistor HEMT	39
2.1 Introduction	39
2.2 Les transistors à haute mobilité électronique	40

Le transistor	40
Le principe de fonctionnement des transistors HEMTs	40
2.3 Les ondes plasma	42
Généralité sur les ondes plasma	42
Détermination des fréquences de résonance des ondes plasma	42
2.4 Généralité sur le modèle de Dyakonov et Shur	44
Les ondes plasma se propageant dans un puits quantique recouvert par un métal	45
L'amplification des ondes plasma d'après la théorie Dyakonov-Shur	47
2.5 Principe de la détection THz d'après la théorie Dyakonov-Shur	49
Détermination de la longueur critique de la grille du transistor	49
La détection résonante	50
La détection non-résonante	51
2.6 Détection du THz par un HEMT	52
2.7 Présentation du composant et de ses caractéristiques	52
Presentation du transistor	52
Caractérisation en tension	53
Caractérisation de l'impédance du transistor	55
2.8 Intégration du HEMT	57
2.9 Caractérisation de la sensibilité autour de 0,300 THz	60
2.10 Caractérisation de la sensibilité autour de 0,650 THz	65
2.11 Caractérisation de la bande passante de modulation	68
Résultats théoriques	68
Étude expérimentale du comportement quadratique du transistor et bande pas- sante	71
2.12 Caractérisation hétérodyne de la bande passante	74
2.13 Conclusion	78
3 Communication THz sans fil avec un transistor HEMT comme détecteur	81
3.1 Introduction	81
3.2 Communication sans fil avec une source électronique à 0,200 THz	81
3.3 Intégration électromagnétique du détecteur	85
3.4 Communication sans fil avec une UTC-PD comme source à 0,310 THz	86
Banc expérimental	86
Caractérisation de la sensibilité du détecteur	87
Caractérisation de la bande passante de modulation du détecteur	89
Caractérisation de la transmission de données	91
3.5 Communication sans fil avec une source électronique à 0,309 THz	95
Banc expérimental	95
Caractérisation de la transmission de données	97
Transmission vidéo haute définition en temps réel	100
3.6 Vers une communication hétérodyne à 0,300 THz	101
3.7 Perspective : futurs composants	104
Conclusion générale	107
Bibliographie	111
A Annexes	123

A.1	Annexe 1 : liste des publications	125
A.2	Annexe 2 : fiche technique du transistor	127
A.3	Annexe 3 : source 0,220–0,340 THz	133
A.4	Annexe 4 : source 0,280–0,380 THz	135
A.5	Annexe 5 : source 0,300–0,324 THz	137
A.6	Annexe 6 : source 0,640–0,690 THz	139
A.7	Annexe 7 : caractérisation du transistor commercial	141
A.8	Annexe 8 : caractéristiques des amplificateurs	145



Liste des figures

1.1	Détail des domaines du spectre électromagnétique. Le THz se situe entre les micro-ondes et l'infrarouge.	30
2.1	Structure générale d'un transistor à haute mobilité électronique, ou HEMT.	41
2.2	Représentation des lignes de champ électrique dans un gaz d'électrons de longueur égale à la longueur d'onde plasma.	44
2.3	Principe de détection du THz par un HEMT.	52
2.4	Photographie du transistor GaAs HEMT utilisé dans les études de thèse.	53
2.5	Banc de caractérisation en tension grille-source du transistor HEMT.	53
2.6	Mesure de l'amplitude du signal détecté par le HEMT en fonction de la tension de polarisation grille-source pour différentes valeurs de l'intensité drain-source.	54
2.7	Schéma équivalent du banc expérimental permettant de caractériser l'impédance de sortie du transistor.	55
2.8	Schéma équivalent.	55
2.9	Mesure de l'impédance interne du transistor en fonction de la tension de polarisation grille-source.	56
2.10	Agrandissement de la figure 2.9 pour d'une tension grille-source comprise entre $-0,50$ et 0 mV.	57
2.11	Intégration du transistor derrière le cornet et le guide d'onde. Le transistor est soudé sur deux connecteurs SMA. Le premier sert à la polarisation en tension grille-source et le second permet de mesurer le signal drain-source. Le transistor est placé directement à la sortie du guide d'onde.	58
2.12	Banc de caractérisation à $0,290$ THz du cornet fabriqué au laboratoire.	58
2.13	Caractérisation à $0,290$ THz du cornet fabriqué au laboratoire. Mesure de l'intensité du signal en unité arbitraire (<i>u.a.</i>) à la sortie du cornet suivant les axes x et y , orthogonaux à l'axe optique.	59
2.14	Caractérisation à $0,290$ THz du cornet fabriqué au laboratoire. La coupe de la figure 2.13 suivant l'axe x est comparée à celles d'un cornet commercial et d'un faisceau gaussien simulé.	59
2.15	Photographie du détecteur intégré réalisé au sein du laboratoire de l'Institut d'Electronique du Sud à Montpellier.	60

2.16	Banc de caractérisation autour de 0,300 THz de la sensibilité du transistor intégré derrière le cornet et le guide d'onde.	61
2.17	Puissance THz délivrée par les sources électroniques à multiplication de fréquence 1 et 2 utilisées pour la mesure de la sensibilité du transistor.	62
2.18	Mesure du signal détecté par le transistor intégré derrière le cornet et le guide d'onde en fonction de la fréquence f_{RF} qui varie de 0,220 THz jusqu'à 0,370 THz.	62
2.19	Mesure de la sensibilité du transistor intégré derrière le cornet et le guide d'onde en fonction de la fréquence f_{RF} qui varie de 0,220 THz jusqu'à 0,370 THz.	63
2.20	Sensibilité et bande passante du transistor intégré derrière le cornet et le guide d'onde.	64
2.21	Représentation de la surface du transistor par rapport un faisceau gaussien.	64
2.22	Banc de caractérisation autour de 0,650 THz de la sensibilité du transistor intégré derrière le cornet et le guide d'onde.	66
2.23	Puissance THz délivrée par la source électronique multipliée utilisée pour la mesure de la sensibilité du transistor autour de 0,650 THz.	66
2.24	Mesure du signal détecté par le transistor intégré derrière le cornet et le guide d'onde en fonction de la fréquence f_{RF} qui varie de 0,640 THz jusqu'à 0,690 THz.	67
2.25	Mesure de la sensibilité du transistor intégré derrière le cornet et le guide d'onde en fonction de la fréquence f_{RF} qui varie de 0,640 THz jusqu'à 0,690 THz.	67
2.26	Principe du mélange : une première onde sinusoïdale LO et une seconde onde sinusoïdale IF, de fréquences respectives f_{LO} et f_{IF} , se multiplient afin d'obtenir un mélange. Ceci permet de créer une onde mélangée RF de fréquence $f_{RF} = f_{LO} \pm f_{IF}$. . .	68
2.27	Représentation graphique des équations du mélange. Les sous-figures (a), (b) et (c) représentent respectivement les champs E_1 , E_2 et E_3 en fonction du temps t . Les sous-figures (d), (e) et (f) représentent les DSP des trois champs E_1 , E_2 et E_3 . Notons que la sous-figure (f) ne représente que la partie positive du spectre, la partie négative étant obtenue par symétrie.	69
2.28	Illustration de la détection quadratique. Ces deux sous-figures représentent la DSP du signal détecté par le transistor, la sous-figure (b) étant l'agrandissement autour de 0 Hz. Remarquons que le signal détecté est à 2 GHz et qu'il n'existe pas de signal à 1 GHz. Un comportement similaire s'observe autour de - 600 GHz et + 600 GHz. . .	70
2.29	Banc de caractérisation de la détection quadratique. La fréquence LO est fixée à 12,5 GHz, soit 0,300 THz après multiplication par 24. La fréquence IF varie de 100 MHz à 20 GHz. Le faisceau est collimaté, puis focalisé sur le transistor derrière le cornet et le guide à l'aide de deux lentilles Téflon. Le transistor est polarisé avec une tension de -400 mV et le signal est mesuré à l'aide d'un ASE.	71
2.30	Mesure du signal détecté en fonction de la fréquence f_{IF} , variant de 100 MHz à 20 GHz à une fréquence de porteuse de 0,305 THz.	72
2.31	Mesure du signal détecté en fonction de la fréquence $2 \times f_{IF}$, avec f_{IF} variant de 100 MHz à 20 GHz à une fréquence de porteuse de 0,305 THz.	72
2.32	Mesure de la puissance THz à la sortie de la source électronique à multiplication de fréquence en fonction de la fréquence de modulation f_{IF} allant de 100 MHz jusqu'à 20 GHz à une fréquence de porteuse de 0,305 THz.	73
2.33	Mesure normalisée du signal détecté par le transistor en fonction de la fréquence de modulation f_{IF} allant de 100 MHz jusqu'à 20 GHz à une fréquence de porteuse de 0,305 THz.	74

2.34	Banc de mélange expérimental entre deux sources électroniques à multiplication de fréquence. La source 1 a une fréquence fixée à 0,300 THz et nous faisons varier la fréquence de la source 2 pour créer un battement à basse fréquence. Le transistor est placé derrière le cornet et le guide, et polarisé avec une tension de -400 mV. Le signal est mesuré à l'aide d'un ASE.	74
2.35	Signal détecté par le transistor intégré à une fréquence de battement de 5 GHz. . . .	75
2.36	Signal détecté par le transistor intégré pour un battement, entre deux sources électroniques à multiplication de fréquence, variant de -20 GHz à 45 GHz.	76
2.37	Signal détecté par le transistor intégré à une fréquence de battement de 41 GHz. . . .	76
2.38	Variation des gains de conversion du transistor en fonction de la fréquence de battement.	78
3.1	Banc expérimental de communication THz sans fil avec une source électronique à multiplication de fréquence, dont la fréquence de la porteuse est de 0,200 THz et avec un détecteur à onde plasma HEMT.	82
3.2	Diagramme de l'œil à différents débits en utilisant une source électronique à multiplication de fréquence de porteuse 0,200 THz, le transistor HEMT intégré et un amplificateur $50\ \Omega$ 40 dB 200 MHz.	83
3.3	Diagramme de l'œil à plus haut débit en utilisant une source électronique à multiplication de fréquence de porteuse 0,200 THz, le transistor HEMT intégré et un amplificateur $50\ \Omega$ 30 dB 18 GHz.	84
3.4	Intégration du transistor, placé derrière le cornet et le guide d'onde, dans une cage de Faraday à masse flottante. La polarisation grille-source du transistor est assurée par un régulateur de tension alimenté par une pile 9 V.	85
3.5	Banc expérimental de caractérisation de la détection THz avec une UTC-PD en tant qu'émetteur et un transistor HEMT intégré en tant que détecteur.	86
3.6	Signal détecté par le transistor en fonction de la fréquence porteuse de l'UTC-PD, variable de 0,220 THz à 0,350 THz. L'UTC-PD est polarisée avec -1 V de tension, le photo-courant est de 3 mA. Le signal est amplifié par un amplificateur électrique 40 dB $1\ M\Omega$ 10 MHz, puis mesuré avec un ASE de résolution 3 Hz. Le niveau de bruit est mesuré lorsque le signal THz est coupé à l'entrée du transistor par un écran métallique.	87
3.7	Puissance à la sortie de l'UTC-PD, mesurée avec un puissance-mètre calibré et composé d'un détecteur calorimétrique. L'UTC-PD est polarisée avec -1 V de tension, le photo-courant est de 3 mA. Cette mesure est réalisée lorsque le puissance-mètre est collé à la sortie du guide d'onde de l'UTC-PD.	88
3.8	Caractérisation de la sensibilité du transistor intégré. Elle est égale au rapport entre la tension détectée figure 3.6 et la puissance mesurée figure 3.7. Le signal détecté est divisé par le gain de l'amplificateur, tandis que les pertes dans l'espace libre, estimé entre 4 dB et 6 dB, ne sont pas corrigées.	89
3.9	Caractérisation de la bande passante du transistor intégré. Mesure du signal détecté et du couplage en fonction de la fréquence de modulation, variable de 11 MHz à 20 GHz. Le couplage est mesuré à la fréquence de modulation lorsque le signal THz est coupé devant le transistor.	90

3.10	Rapport signal sur couplage et signal sur bruit thermique de l'amplificateur en fonction de la fréquence de modulation, variable de 11 MHz à 20 GHz. Le couplage est mesuré à la fréquence de modulation lorsque le signal THz est coupé devant le transistor. Le bruit thermique est mesuré à une fréquence différente de la fréquence de modulation.	91
3.11	Banc expérimental de communication THz sans fil avec une UTC-PD comme source et un transistor HEMT intégré en tant que détecteur.	92
3.12	Diagramme de l'œil à un débit de 1,38 Gbps durant une transmission de données sans erreur en utilisant comme source une UTC-PD de porteuse 0,310 THz et comme détecteur le transistor HEMT intégré.	92
3.13	Diagramme de l'œil à un débit de 1,83 Gbps durant une transmission de données à sans erreur en utilisant comme source une UTC-PD de porteuse à 0,310 THz et comme détecteur le transistor HEMT intégré.	93
3.14	Mesure du taux d'erreur à un débit de 1,38 Gbps, en fonction du carré du photocourant (proportionnel à la puissance THz), pour différentes valeurs de polarisation en tension de l'UTC-PD.	93
3.15	Mesure calibrée de la puissance THz moyenne à la sortie de la source en fonction du photocourant et pour différentes valeurs de polarisation en tension de l'UTC-PD. . .	94
3.16	Taux d'erreur, à un débit de 1,38 Gbps, en fonction de la puissance THz à la sortie de la source et pour différentes valeurs de polarisation en tension de l'UTC-PD.	95
3.17	Banc expérimental de communication THz sans fil avec une source électronique à multiplication de fréquence comme émetteur et le transistor HEMT intégré comme détecteur.	96
3.18	Diagramme de l'œil à un débit de 5,290 Gbps durant une transmission de données sans erreur en utilisant une source électronique à multiplication de fréquence de porteuse à 0,309 THz et comme détecteur le transistor HEMT intégré.	97
3.19	Diagramme de l'œil à un débit de 8,290 Gbps durant une transmission de données sans erreur en utilisant une source électronique à multiplication de fréquence de porteuse à 0,309 THz et comme détecteur le transistor HEMT intégré.	97
3.20	Taux d'erreur en fonction du photocourant qui polarise la photo-diode, pour différents débits, en utilisant une source électronique à multiplication de fréquence avec une porteuse à 0,309 THz comme émetteur et le transistor HEMT intégré comme récepteur.	98
3.21	Mesure calibrée de la puissance THz à la sortie de la source électronique à multiplication de fréquence en fonction du photocourant qui pilote la photo-diode, et pour différents débits.	98
3.22	Taux d'erreur en fonction de la puissance THz à la sortie de la source électronique à multiplication de fréquence, pour différents débits. Pour la première fois, un débit de 8,243 Gbps a été obtenu lors d'une communication THz sans fil, sans erreur et avec le transistor GaAs HEMT intégré.	99
3.23	Diagramme de l'œil à un débit de 1,50Gbps. Ce débit est identique à celui d'une vidéo haute définition, en utilisant comme émetteur une source à multiplication de fréquence de porteuse à 0,309 THz et comme détecteur le transistor HEMT intégré. .	100
3.24	Photographie de la transmission vidéo haute définition en temps réel, non compressée et sans fil à l'aide d'une porteuse THz de 0,309 THz et d'un transistor HEMT intégré.	101

3.25	Banc de communication hétérodyne à 0,280 THz avec deux sources électronique à multiplication de fréquence dont l'une possède un mélangeur en dernier étage. La fréquence de modulation f_{IF} varie de 100 MHz à 20 GHz. Les faisceaux respectifs de chacune des sources sont collimatés à l'aide d'une lentille Téflon. Une lame séparatrice mélange les deux faisceaux dans le même plan. Puis, la lentille Téflon vient focaliser le mélange sur le transistor intégré, tandis que le signal est mesuré à l'aide d'un ASE.	101
3.26	Mesure du signal détecté en fonction de la fréquence de modulation f_{IF} , allant de 100 MHz à 20 GHz. La fréquence porteuse des deux sources est de 0,280 THz.	103
3.27	Comparaison en échelle logarithmique du signal détecté par le transistor à 0,280 THz de fréquence porteuse et du niveau de bruit lorsque le signal THz est coupé devant le transistor. Nous observons un rapport signal sur bruit maximal de 60 dB. La fréquence de coupure du transistor est toujours de 10 GHz.	103
3.28	Transistor InGaAs HEMT intégré avec une antenne en anneau de type slot ring. . . .	104
3.29	Sous-figures (a) et (b) : les composants fabriqués à l'IEMN sont placés sur un circuit imprimé (PCB). Sous-figure (c) : une lentille Si hémisphérique est posée côté substrat afin d'augmenter le signal détecté et d'éviter les ondes stationnaires parasites dans le substrat.	104
3.30	Sensibilité des composants InGaAs HEMT intégré avec une antenne de type slot ring par l'IEMN. Cette mesure a été réalisée à l'IEMN par Guillaume Ducournau.	105
3.31	Les composants fabriqués à l'IEMN sont soudés sur un circuit haute fréquence afin de mesurer la bande passante de modulation.	105
3.32	Mesure du signal détecté par les composants intégrés en fonction de la fréquence de modulation à une porteuse de 0,307 THz.	106



Notations

Abréviation	Signification
2DEG	Two Dimensionnal Electron Gas
AC	Alternating Current
ASE	Analyseur de Spectre Electrique
AM	Amplitude Modulation
BER	Bit Error Ratio
CW	Continuous wave
DC	Direct Current
FET	Field-Effect Transistor
FTIR	Fourier Transform InfraRed spectroscopy
H ₂ S	Disulfure d'Hydrogène
HDMI	High-Definition Multimedia Interface
HDTV	High Definition Television
HEMT	High-Electron-Mobility Transistor
IF	Intermediate Frequency
LiTaO ₃	Lithium de Tantale
LO	Local Oscillator
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit
NASA	National Aeronautics and Space Administration
NEP	Noise Equivalent Power
NTT	Nippon Telegraph and Telephone Corporation
PCB	Printed Circuit Board
PRBS	Pseudo-Random Binary Sequence
QCL	Quantum Cascade Laser
RF	Radio Frequency
RTD	Resonant-Tunneling Diode
Si	Silicium
SDI	Serial Digital Interface

SMA	Sub-Miniature version A
SSD	Self-Switching Diodes
TDS	Time-Domain Spectroscopy
THz	Téraherzt
UTC-PD	Uni-Travelling-Carrier Photo-Diode
VDI	Virginia Diodes Inc.
VOD	Video On Demand

Symbole	Signification
j	Densité de courant
e	Charge électronique
n_p	Densité des porteurs dans un canal
v	Vitesse
ρ	Densité de charge
E	Champ électrique
m	Masse effective
t	Temps
ϵ	Permittivité
ω_p	Fréquence de résonance de l'onde plasma
ϵ_0	Permittivité du vide
d	Distance
U	Tension
C	Capacité
Δ	Opérateur Laplace
s	Vitesse de l'onde plasma
$\mathbf{k}$	Vecteur d'onde de l'onde plasma
λ_p	Longueur d'onde plasma
L	Longueur
τ	Temps de relaxation de la vitesse des électrons
ω	Fréquence
μ	Mobilité
n	Entier naturel
V	Tension
ω_0	Fréquence de résonance fondamentale du plasma
x	Abscisse
y	Ordonnée
I	Courant
R	Impédance
nu	Fréquence de coupure du guide
p	Mode de propagation transverse dans le guide
q	Mode de propagation transverse dans le guide
a	Longueur du guide
b	Hauteur du guide
$I(z)$	Intensité du faisceau gaussien
$w(z)$	Rayon de mode

$w(z)$	Rayon de mode
η	Sensibilité
f_{LO}	Fréquence de l'oscillateur local
f_{RF}	Fréquence de la porteuse
f_{IF}	Fréquence de modulation
P	Puissance
E_0	Amplitude du champ électrique
CL	pertes en conversion



Introduction générale

Dans un monde où la communication exige une transmission de données de plus en plus rapide, les chercheurs travaillent sur la mise en place de techniques et de systèmes capables de transmettre des débits élevés. Afin d'atteindre et de transmettre ce haut débit, il est nécessaire d'augmenter la fréquence qui porte l'information. Pour cela, les scientifiques s'intéressent au domaine térahertz (THz) qui, grâce à ses fréquences élevées comprises entre 0,1 THz et 30 THz, offre la possibilité d'augmenter le débit. En effet, la transmission de débits de l'ordre du Tbits/s est potentiellement possible avec les ondes THz, ce qui est avantageux pour une application en communication [1]. Le faisceau THz étant plus diffractant [2, 3] et moins atténué par les objets secs et non-métalliques que l'infrarouge, il est intéressant pour la communication sans fil en intérieur. Cependant, la grande difficulté est d'une part de fabriquer des sources compactes, puissantes, et peu chères, et d'autre part des détecteurs sensibles au THz, intégrables et robustes [4, 5].

Dans le domaine THz, les sources sont les composants les plus difficiles à fabriquer. Il existe plusieurs techniques pour générer le THz, dont le photomélange [6–14], les diodes RTD (*Resonant-Tunneling Diode*¹) [15, 16] et de nombreuses autres techniques [17–21]. Dans ce travail de thèse, nous utilisons deux types de sources : des sources électroniques à multiplication de fréquence qui peuvent être modulées en amplitude jusqu'à 15 % de leur fréquence centrale [22] et une source excitée optiquement qui est une UTC-PD (*Uni-Traveling-Carrier Photo-Diode*²) [23].

La mise en place de détecteurs THz est un défi difficile, d'autant plus que les niveaux de puissance de sortie des sources THz est faible (par exemple quelques mW pour les sources électronique à multiplication de fréquence et quelques μ W pour les UTC-PD). Il existe différents types de détecteurs et de détecteurs THz, en particulier les diodes Schottky qui ont une sensibilité de quelques kV/W [24] et qui sont utilisées principalement en communication [25–30], et les transistors à haute mobilité électronique ou HEMT (*High-Electron-Mobility Transistor*) qui, de plus en plus, attirent l'attention des chercheurs en raison de leur bonne détection du THz [19, 31–36].

Grâce au développement des sources et des détecteurs THz, cette radiation est d'intérêt dans beaucoup de domaines tels que l'imagerie et la spectroscopie THz [19, 37–40], la médecine et la

1. Diode à effet tunnel résonnant.

2. Photodiodes à transport unipolaire.

biologie [38, 41], l'astronomie [42], la détection d'explosifs et d'armes [43] ou encore le contrôle qualité et la sécurité [44].

Depuis une dizaine d'années, plusieurs instituts de recherche et industriels étudient le domaine THz afin de pouvoir l'utiliser dans la communication à plus haut débit [3]. Plusieurs articles couvrant les différents aspects de ce sujet (sources et détecteurs de communication, systèmes de modulation, mesures de communication sans fil) sont disponibles [1, 25, 45–48]. Le détecteur qui est souvent utilisé dans ces mesures est la diode Schottky. A l'aide de cette diode, différentes mesures de transmission de données sans fil ont été observées jusqu'à des débits de quelques dizaines de Gbps : jusqu'à 8 Gbps à une fréquence de porteuse de 0,250 THz [49, 50], jusqu'à 22 Gbps à une fréquence de porteuse de 0,400 THz [51] et jusqu'à 40 Gbps à une fréquence de porteuse de 0,300 THz [48].

La diode Schottky, dont la sensibilité est de quelques kV/W [52], reste le détecteur large bande le plus utilisé dans la communication THz sans fil. Toutefois, cette diode dispose de plusieurs désavantages, dont une assez grande impédance de sortie (jusqu'à quelques mégaohms) [53] et sa fragilité aux puissances THz élevées. D'autres études ont démontré que les transistors à ondes plasma peuvent détecter les rayonnements THz [54–57]. Ces transistors sont intéressants car ils peuvent avoir une impédance de sortie faible et variable, ils sont robustes à des puissances THz élevées [58] et il est facile de les intégrer sur des circuits intégrés monolithiques hyperfréquences. De plus, différentes mesures et études expérimentales ont démontré que les transistors HEMT peuvent être utilisés pour détecter le THz [59–64], et ces derniers ont été utilisés dans différents domaines d'application, dont l'imagerie THz [65].

Le travail de cette thèse réside dans la mise en place d'un détecteur intégrable, peu coûteux et destiné à la communication THz sans fil à haut débit. Nous utilisons un transistor GaAs HEMT qui possède un faible niveau de bruit, qui fonctionne à température ambiante, qui est robuste aux puissances THz et aux décharges électrostatiques, et de faible coût.

Dans le premier chapitre, nous commençons par définir le domaine THz. Nous énumérons quelques sources et détecteurs développés à ce jour. Ensuite, nous proposons une vue générale sur quelques applications qui utilisent le THz. Enfin, nous détaillons la communication THz sans fil (sources, détecteurs et applications) avant d'exposer les spécificités de la thèse.

Dans le chapitre 2, nous décrivons les transistors HEMTs et expliquons leur principe de fonctionnement ainsi que le principe de résonance des ondes plasma et le principe de détection THz, c'est-à-dire la théorie élaborée par Dyakonov et Shur. Après la présentation du transistor GaAs HEMT utilisé dans cette thèse et sa caractérisation comme détecteur THz, nous justifions et détaillons son intégration. En dernier lieu, nous caractérisons sa sensibilité aux ondes THz, autour de 0,300 THz et de 0,650 THz, ainsi que sa bande passante de modulation.

Dans le chapitre 3, nous exposons une mesure préliminaire de communication THz sans fil avec une fréquence porteuse de 0,200 THz. Cette mesure nous permet de démontrer une transmission de données jusqu'à un débit de 0,250 Gbps. Après une intégration plus poussée du transistor, nous procédons à d'autres mesures de communications THz sans fil. A l'aide de ses mesures, nous démontrons pour la première fois avec un transistor GaAs HEMT à ondes plasma, une transmission de données sans fil sans erreur avec une porteuse à 0,309 THz jusqu'à un débit de 8,243 Gbps. De fait, nous avons réussi à transmettre une vidéo haute définition en temps réel, non compressée et sans fil à l'aide d'une porteuse THz et avec un transistor GaAs HEMT à ondes plasma.

Dans cette thèse, nous allons également caractériser la sensibilité et la bande passante de modu-

lation d'un transistor HEMT intégré avec une antenne et fabriqué par le laboratoire IEMN (Lille), composant original à fort potentiel pour la communication THz sans fil à haut débit.

Le domaine térahertz et ses applications

Résumé

Dans ce chapitre, nous allons commencer par décrire le domaine spectral térahertz (THz) ainsi que les applications exploitant cette bande de fréquences. Nous allons également énumérer quelques sources et détecteurs qui existent actuellement sur le marché. En dernier lieu, nous énoncerons les différents avantages liés à l'utilisation de ces fréquences pour la communication à haut débit.

1.1 Introduction

La communication regroupe l'ensemble des techniques permettant la transmission de données. A l'heure où la rapidité d'exécution est convoitée, scientifiques et ingénieurs essaient de développer et de mettre en place des systèmes capables d'opérer à des débits de plus en plus élevés. Avec le développement actuel de la communication et du haut débit, de nombreuses parties du spectre électromagnétique sont saturées. En ce sens, le domaine térahertz (THz), de par ses fréquences élevées et rarement attribuées, suscite un intérêt certain. Cependant, la principale difficulté liée à son utilisation réside dans le manque de sources et de détecteurs compacts, puissants et peu chers. L'objectif de ce travail de thèse est de mettre en place un détecteur intégrable, peu coûteux et destiné à la communication THz sans fil haut débit. Avant de présenter ce détecteur, rappelons quelques éléments bibliographiques sur le domaine THz (avantages, sources, détecteurs et applications) ainsi que sur la communication THz.

1.2 Le domaine THz

Au fil du temps, les scientifiques et les ingénieurs ont exploité les bandes de fréquences du spectre électromagnétique. En commençant par le spectre visible, ils ont développé peu à peu des sources et des détecteurs fonctionnant à des fréquences plus basses, ou, plus élevées. Toutefois, la bande de fréquences comprise entre 0,1 THz et 30 THz c'est-à-dire entre 0,01 mm et 3 mm de longueur d'onde, appelée térahertz (THz) n'a été que très peu exploitée. Cette bande de fréquences est représentée sur la figure 1.1. La bande THz se situe entre les micro-ondes et l'in-

frarouge, et marque la frontière entre deux domaines physiques : l'électronique pour les micro-ondes d'un côté, l'optique pour l'infrarouge de l'autre.

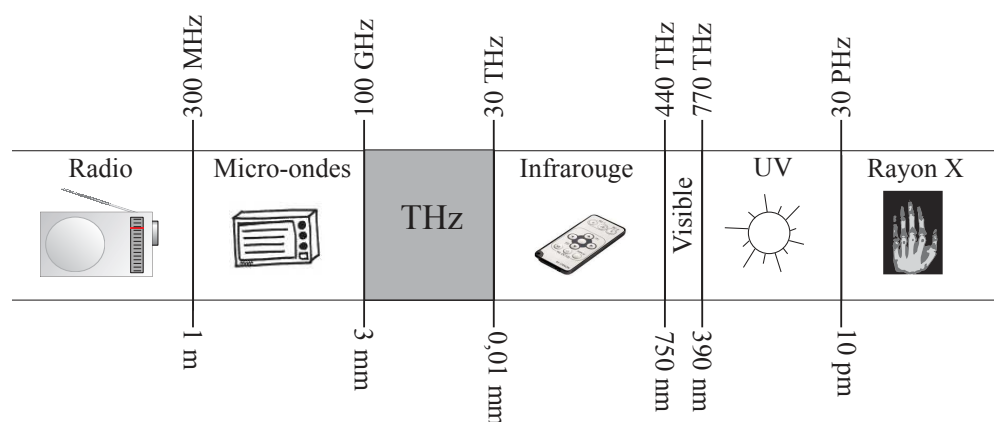


FIGURE 1.1 – Détail des domaines du spectre électromagnétique. Le THz se situe entre les micro-ondes et l'infrarouge.

Ce n'est que depuis une vingtaine d'années que ce domaine est exploité [66]. Une des raisons réside dans l'absence de sources et de détecteurs compacts, suffisamment puissants et peu chers à la fois. Le rayonnement THz offre de grands intérêts scientifiques, notamment en raison de ses propriétés physiques. De plus, il est utile dans de nombreux domaines d'applications dont l'imagerie et la spectroscopie [67], la biologie et la médecine [68], la sécurité [44, 69] et la communication [1, 25, 47].

Nous allons commencer par présenter les différentes sources et détecteurs qui ont été développés à ce jour. Par la suite, nous énumérerons les différentes applications dans lesquelles est utilisé le THz. Enfin, nous détaillerons la communication THz, l'application la plus importante pour nous dans cette thèse.

1.3 Sources et détecteurs THz

Les éléments fondamentaux des systèmes THz sont les sources et les détecteurs. Leurs principales caractéristiques sont leur puissance de sortie, leur sensibilité, leur fréquence et leur accordabilité. Pendant de nombreuses années, la technologie THz pourtant prometteuse, n'a eu que peu d'impact sur le marché scientifique, principalement en raison de son coût. Il est donc important de disposer de composants THz compacts et financièrement abordables. Détaillons à présent quelques sources et détecteurs utilisés.

Sources

Dans le domaine THz, les sources sont les composants les plus difficiles à fabriquer. Les justifications les plus importantes sont les suivantes :

- les sources solides traditionnelles à semi-conducteurs sont limitées par les effets parasites et le temps de transit des porteurs, ce qui réduit leur performances à hautes fréquences et notamment dans le domaine THz,
- les sources optiques doivent fonctionner à des niveaux d'énergie très proches avec une différence d'énergie entre les niveaux plus faible que l'énergie thermique à température ambiante, ce qui nécessite le refroidissement constant des sources.

Une des meilleures méthodes pour générer le THz est la conversion de fréquences, en passant du domaine millimétrique vers des fréquences plus élevées ou bien du domaine infrarouge ou optique vers des fréquences plus basses.

Les sources actuelles THz les plus utilisées peuvent se classer en trois catégories [19] :

- les sources électroniques à multiplication de fréquence,
- les lasers à cascades quantiques QCL¹,
- les sources excitées par battement optique.

Notons qu'il existe également des sources telles que le carcinotron, le gyrotron ou encore le laser P-Ge [70], qui peuvent émettre à haute fréquence mais qui sont cependant trop volumineuses pour des applications autres qu'en laboratoire.

Dans cette thèse, nous n'utiliserons que deux types de sources : des sources électroniques à multiplication de fréquence et une source excitée par battement optique qui est une UTC-PD.

Le principe des sources électroniques à multiplication de fréquence, fabriquées notamment par *Virginia Diodes Inc.* (VDI), consiste à générer des ondes continues (CW) en multipliant les fréquences du domaine micro-ondes (10 GHz à 40 GHz) pour obtenir des fréquences supérieures à 0,200 THz. Ces sources peuvent atteindre des fréquences de 1 THz et une puissance de sortie allant de quelques μW jusqu'à quelques mW. En effet pour passer du micro-onde et atteindre le THz il faut ajouter des multiplicateurs de fréquences. Ainsi, il y a d'autant de pertes qu'il y a de multiplication, et la puissance THz à la sortie de la source décroît avec la fréquence. De plus, ces sources électroniques peuvent être modulées en amplitude à des fréquences de modulation allant jusqu'à 15 % de leur fréquence centrale [22].

D'autre part, les UTC-PD sont des sources excitées par battement optique, plus particulièrement par un battement laser. Elles génèrent une onde THz allant de 0,100 THz jusqu'à 1 THz et avec une puissance de quelques μW . À l'inverse des photo-diodes classiques pour qui la photo-réponse dépend du transport d'électrons et de trous, les UTC-PD utilisent seulement les électrons comme porteurs actifs. Leur photo-réponse dépend évidemment du transport d'électrons mais les fréquences de coupures sont beaucoup plus importantes que les photo-diodes usuelles [23].

Détecteurs

Comme pour les sources, la mise en place de détecteurs THz est un défi difficile, particulièrement à cause des faibles niveaux de puissance de sortie des sources THz. Pour cela, les détecteurs doivent avoir une bonne sensibilité et un bon NEP en ($\text{W}/\sqrt{\text{Hz}}$), pour *Noise Equivalent Power*² en anglais. La NEP quantifie le plus petit flux de radiation détectable. Elle correspond physiquement à la puissance minimale nécessaire pour obtenir un rapport signal sur bruit de 1 pour une bande passante de 1 Hz. Cette grandeur permet d'effectuer un comparatif de différents détecteurs.

Il existe différents types de détections et de détecteurs THz sur le marché et dans les laboratoires. Le développement de ces détecteurs est de plus en plus rapide [17, 19, 21, 71]. Nous choisissons d'en présenter quelques-uns qui fonctionnent à températures ambiantes.

Avant de décrire les détecteurs, rappelons qu'il existe deux catégories de systèmes de détection. D'une part, la détection cohérente qui concerne la mesure du champ électromagnétique et qui

1. Quantum Cascade Laser.

2. Puissance équivalente de bruit.

donne une information sur l'amplitude et la phase du signal à mesurer. D'autre part, la détection non-cohérente qui regroupe la détection de type calorimétrique (*i.e.* les bolomètres) ou encore de type quantique qui détecte le photon incident conduisant à l'apparition d'un porteur (*i.e.* les électrons). Dans ces deux catégories il existe deux méthodes de mesures : la mesure hétérodyne et la mesure homodyne. Cette dernière correspond à effectuer un redressement en courant du signal alternatif THz incident à mesurer. L'avantage de cette méthode est que la conversion est effectuée par le détecteur lui-même mais par contre le signal électrique détecté est relativement faible ce qui nécessite une amplification. D'autre part, la méthode hétérodyne consiste à mélanger deux signaux ayant des fréquences proches, le premier appelé signal radio fréquence (RF)³ et le second appelé oscillateur local (LO)⁴. Cela permet de récupérer un signal de réponse à plus faible fréquence dite fréquence intermédiaire (IF)⁵. Ce type de mesure permet d'augmenter la sensibilité de détection grâce à la puissance apportée par le LO.

Les détecteurs non-cohérents

1 - Les bolomètres :

Ce sont des détecteurs directs du signal THz large bande. Ils sont basés sur l'absorption des photons incidents et la transformation de leur énergie en énergie thermique, cette dernière étant proportionnelle au flux de photons. Il existe une grande variété de bolomètres fonctionnant de l'infrarouge lointain aux ondes millimétriques [72–74]. Leur différence est essentiellement basée sur les matériaux utilisés pour la partie absorbante. Nous pouvons citer les bolomètres à base de Silicium [75] qui fonctionnent à température ambiante et qui possèdent un NEP inférieur à $10^{-11} \text{ W}/\sqrt{\text{Hz}}$, ils fonctionnent jusqu'à une fréquence porteuse de 30 THz et jusqu'à une fréquence de modulation de 1 MHz. Il y a encore les micro-bolomètres à base de Niobium [76] qui détectent un signal jusqu'à une fréquence porteuse de 30 THz et de NEP inférieur à $10^{-11} \text{ W}/\sqrt{\text{Hz}}$. En revanche les bolomètres ne peuvent pas détecter des signaux à haut débit, ils sont sensibles à l'énergie thermique ambiante et ils ont une meilleure sensibilité à basse température [77, 78].

2 - Les détecteurs pyroélectriques :

Ces détecteurs sont basés sur les propriétés des matériaux ferroélectriques. La variation de température, provoquée par l'onde électromagnétique incidente généralement modulée, provoque la génération d'une charge électrique proportionnelle à la surface éclairée et à la variation de la température donc au signal THz incident. Les cristaux les plus communément utilisés sont le lithium de tantale (LiTaO_3) qui fonctionne à température ambiante. Ils possèdent un NEP inférieur à $10^{-9} \text{ W}/\sqrt{\text{Hz}}$, ils fonctionnent jusqu'à une fréquence porteuse de 30 THz et jusqu'à une fréquence de modulation de 10 kHz [79, 80].

Les détecteurs cohérents

1 - Les mélangeurs :

Le mélange ou la détection hétérodyne consiste à transposer le signal THz à détecter à basse fréquence, par multiplication avec un signal de fréquence proche généré par un LO [81]. L'objectif est de diminuer la fréquence en passant par un composant non-linéaire, avant de la détecter. Le composant non-linéaire le plus utilisé est la diode Schottky [82, 83]. Ces détecteurs sont larges

3. Radio frequency

4. Local oscillator

5. Intermediate frequency

bande, ils peuvent couvrir une bande de fréquence allant de 50 GHz à 0,500 THz et ils peuvent détecter une modulation de fréquence jusqu'à 500 MHz⁶.

2 - Les diodes à barrière Schottky :

Les diodes à barrière Schottky ont constitué pendant une longue période la seule technologie disponible pour détecter le THz à température ambiante [84]. Ces diodes ne nécessitent pas de refroidissement et détectent sur une large bande de fréquences. Elles ont subi au fil du temps différentes améliorations. Le principe physique des diodes à barrière Schottky est basé sur le transport des électrons à travers une barrière de potentiel d'une jonction métal-semi-conducteur. En 2006, Yasui *et al.* [85] ont développé une diode Schottky large bande, de sensibilité élevée (quelques kV/W) [52] et qui détecte le THz jusqu'à 7 THz. En 2013, Chung *et al.* [86] ont démontré une communication THz sans fil jusqu'à 10 Gbits/s avec une diode Schottky comme émetteur et récepteur. Et Nagatsuma *et al.* [48] ont démontré une communication THz sans fil jusqu'à un débit de 40 Gbps avec une diode Schottky comme détecteur. Les diodes à barrière Schottky possèdent un NEP inférieur à 10^{-10} W/ $\sqrt{\text{Hz}}$. Il est évident que la diode Schottky présente un grand potentiel dans différentes applications THz, et principalement en communication [25–30]. Par contre, une telle diode possède plusieurs désavantages, dont son coût élevé, sa taille, son impédance de sortie (jusqu'à quelques M Ω) [53] et sa fragilité vis-à-vis des puissances THz élevées (quelques Watts).

3 - Les transistors :

Le canal d'un transistor à effet de champ, ou FET pour *Field-Effect Transistor* en anglais, peut agir comme un résonateur à ondes plasma. La fréquence de résonance du plasma dépend des dimensions du canal et pour des longueurs de la grille de quelques centaines de nanomètres, cette fréquence peut atteindre le THz [54]. L'intérêt de l'utilisation des FETs pour la détection du THz a commencé au début des années 90 avec le travail de Dyakonov et Shur [87]. Ces derniers ont démontré que les oscillations plasma dans un FET peuvent mener à l'émission et à la détection du THz. La détection du THz est due aux propriétés de non-linéarité des FETs, ce qui induit à la formation d'un courant alternatif (AC⁷) généré par la radiation THz incidente. En conséquence, une photo-réponse apparaît sous forme de courant continu (DC⁸) entre le drain et la source du transistor, et proportionnelle à la puissance THz incidente [55]. D'autres études et mesures expérimentales ont démontré que les FETs peuvent détecter les rayonnements THz [56, 57, 61–64, 87–89]. Il a également été démontré que les FETs peuvent fonctionner jusqu'à 0,600 THz [60]. Les transistors à haute mobilité électronique, ou HEMT pour *High-Electron-Mobility Transistor* en anglais, ont aussi de plus en plus attiré l'attention en vue de la détection THz [19, 31–36, 59, 90, 91]. Les avantages principaux des HEMTs sont qu'ils fonctionnent à température ambiante, que leur impédance est accordable et que leur fabrication est peu coûteuse. Différentes mesures et études expérimentales [54, 92–94] ont également démontré que les HEMTs peuvent être utilisés pour détecter le THz. De plus, ces transistors ont été utilisés dans différentes applications, dont l'imagerie THz [95, 96]. Ce type de transistor sera le sujet principal de cette thèse.

1.4 Les applications

Le rayonnement THz a été amplement étudié, non seulement parce qu'il s'agit d'un domaine inconnu, mais aussi pour ses caractéristiques uniques et ses vastes applications possibles. Les

6. www.radiometer-physics.de

7. Alternating current.

8. Direct current.

ondes THz jouent un rôle croissant dans différents domaines d'activités, leurs applications sont multiples et liées notamment à la sécurité aux aéroports [97], à la détection biologique [68], à l'identification des drogues et des explosifs [98–100], à l'imagerie [101, 102], ou encore à l'astronomie [103]. Nous allons présenter brièvement dans cette section les différentes applications. Nous omettons pour l'instant les applications en communication, qui seront détaillées dans la section suivante.

La spectroscopie THz

La spectroscopie THz est l'une des techniques les plus couramment utilisées pour les applications biomédicales [104, 105]. Elle permet de réaliser des analyses chimiques pour identifier et quantifier les espèces présentes dans un échantillon ainsi que l'étude des propriétés diélectriques et de conductivité électrique des matériaux comme les semi-conducteurs [40, 106–108]. De plus, cette spectroscopie a l'avantage d'interagir directement avec les états vibrationnels et rotationnels des molécules. Cela permet d'obtenir une empreinte de la molécule étudiée et des signatures complémentaires par rapport à celles observées dans l'infrarouge, le visible ou l'ultraviolet. Par exemple, la spectroscopie THz permet de détecter des substances chimiques difficiles à identifier avec d'autres domaines, comme le disulfure d'hydrogène (H_2S) et d'autres substances dangereuses comme les explosifs et les gaz ou des substances illégales comme les drogues [5]. La spectroscopie THz, la spectroscopie infrarouge à transformée de Fourier (FTIR⁹) et la spectroscopie Raman sont trois spectroscopies qui permettent de réaliser des mesures ayant une haute sensibilité et une grande sélectivité. Cependant, à l'inverse des spectroscopies Raman et FTIR, la spectroscopie THz permet de faire des mesures en phase des échantillons. Par contre, cette dernière n'offre pas une largeur spectrale aussi grande que les spectroscopies FTIR et Raman. La spectroscopie THz offre donc la possibilité de faire une analyse en amplitude et en phase des échantillons. Par exemple, la spectroscopie THz résolue en temps (TDS¹⁰), qui repose sur l'analyse temporelle d'une impulsion THz, permet de déterminer, par l'analyse en amplitude et en phase, l'indice de réfraction de l'échantillon étudié, son coefficient d'absorption et des informations sur les molécules biochimiques qui composent l'échantillon [109].

Les applications médicales

Avec sa faible énergie non-ionisante par photon, la radiation THz est intéressante pour les applications médicales puisqu'elle ne présente pas de danger pour les milieux biologiques [38, 41]. De plus, les longueurs d'ondes THz (comprise entre 1 mm et 10 μm) sont plus faibles que celles des micro-ondes, ainsi la radiation THz permet d'obtenir une résolution spatiale de quelques centaines de microns [110], beaucoup plus petite que celle des micro-ondes. L'imagerie THz permettra alors de visualiser de manière différentes des objets avec une meilleure résolution spatiale [22, 111]. Enfin, la radiation THz possède la capacité de pénétrer peu profondément dans les matériaux organiques. Cette propriété est appréciée dans certains domaines de la médecine et de la biologie. La radiation THz apparaît comme une alternative tout à fait favorable à l'étude du vivant car elle est non destructive. Le THz est utilisé dans plusieurs applications médicales telles que le diagnostic de maladies, l'identification d'état structurel des protéines, les effets des radiations sur des échantillons et des procédés biologiques [112]. Dans le domaine médical, c'est la forte absorption de la radiation THz par l'eau qui est intéressante. Cela permet par exemple

9. Fourier Transform InfraRed spectroscopy

10. Time-Domain Spectroscopy

l'analyse des propriétés optiques des tissus humains, l'étude des molécules d'eau, des huiles végétales, des graisses animales et des protéines [113].

Contrôle qualité et surveillance pour la sécurité

Les différentes propriétés de la radiation THz permettent son bon développement dans le domaine de la sécurité et du contrôle qualité ainsi que dans des applications militaires [43, 114, 115]. Trois facteurs importants ont contribué à l'utilisation du THz dans ces domaines :

- le rayonnement THz est transmis à travers la plupart des matériaux non métalliques et non polaires, permettant aux systèmes THz de voir au delà des paquets, cartons ondulés, habillements, chaussures, etc. afin de détecter les matériaux potentiellement dangereux,
- de nombreux matériaux comme les explosifs et les agents chimiques et biologiques, ont des spectres caractéristiques dans le domaine THz [116], ce qui permet à différentes substances d'être détectées, même lorsqu'elles sont isolées dans un paquet ou cachées dans un vêtement [44].
- des études montrent que le rayonnement THz comporte un risque sanitaire minimal pour un sujet balayé par le système ou pour l'opérateur du système, en comparaison aux rayons X [117–119].

Une des applications les plus populaires pour la sécurité est le scanner pour aéroport [44]. De nouveaux systèmes sont mis en exploitation utilisant des fréquences proches de la gamme THz afin d'améliorer la précision et la résolution des images. Ces machines permettent de regarder à travers les vêtements et de détecter des armes ou des drogues. Cette technologie a l'avantage par rapport aux rayons X de pouvoir être capable de distinguer différents types de matériaux [43]. De plus, les rayonnements THz sont plus rapides ce qui permet de réaliser l'imagerie en temps réel. Notons aussi que les ondes THz ont été aussi utilisées dans le domaine militaire afin de détecter des cibles potentielles [43].

Enfin, la radiation THz peut être utilisée pour la détection de polluants, de substances chimiques et biologiques et pour contrôler les processus de traitement des aliments. Grâce aux propriétés de pénétration des ondes THz, les rayonnements peuvent être utilisés sans contact et sans abîmer les produits afin de pouvoir détecter des composants ou des substances cachés qui seraient dissimulés par des objets secs et non-conducteurs comme le carton [114, 115].

L'astronomie et la science de la Terre

Le rayonnement THz est aussi utilisé dans l'étude et le contrôle de l'environnement terrestre, comme par exemple dans l'étude des espèces chimiques qui composent la couche d'ozone [22]. Par exemple, un laser émettant à 2,5 THz, installé sur le satellite AURA, a été lancé par la NASA ¹¹ en 2004. Il va permettre de mesurer la concentration et la distribution des espèces chimiques de l'ozone et de comprendre leur importance.

La technologie THz est présente aussi dans l'astronomie, grâce aux moyens mis en œuvre par des grands organismes tels que la NASA. Elle a été, et le sera certainement toujours, employée dans des missions dans l'espace et dans des instruments spatiaux [42]. Il en est ainsi car 98 % des photons provenant du Big Bang, ainsi que la moitié de la luminosité totale dans l'espace, se situent dans la région THz [22]. Par exemple, le satellite infrarouge AKARI, lancé en février 2006, contient un télescope de 68,5 cm refroidi à 6 K qui surveille la gamme de longueurs d'ondes

11. National Aeronautics and Space Administration

de 1,7 à 180 μm soit de 1,6 à 176 THz. Ses objectifs principaux sont l'obtention d'informations permettant de comprendre la formation et l'évolution des galaxies, et l'étude des processus de formation des étoiles et des systèmes planétaires [42].

1.5 La communication THz

La demande pour la communication sans fil à courte portée a doublé tous les 18 mois au cours de ces 30 dernières années [120]. Dans les années 1984, le débit d'un réseau sans fil se situait aux alentours de 1 kbps, il était de 100 Mbps en 2009 et il est estimé qu'il sera compris entre 5 Gbps et 10 Gbps d'ici une dizaine d'années. Afin d'atteindre ce taux de 10 Gbps, la fréquence de porteuse doit être supérieure à 0,1 THz. Depuis une dizaine d'années, plusieurs instituts de recherche et industriels étudient le domaine THz, allant de 0,1 THz à 10 THz, afin de pouvoir l'utiliser dans la communication à plus haut débit [3].

Les systèmes de communication sans fil commercialisés actuellement fonctionnent avec une fréquence de porteuse comprise entre 2,4 GHz (norme wi-fi standard IEEE 802.11a de 1999) et 5 GHz (norme wi-fi standard IEEE 802.11bgn de 2009) approximativement. Plusieurs projets de communications THz ont été soumis avec des émetteurs et des récepteurs qui fonctionnent à 60 GHz [121–123]. Un article de Koch [124] de 2007 suggère que les systèmes de communication THz remplaceront les systèmes wifi actuels dans les années 2017-2023 [125]. Le système de communication THz, avec des débits de l'ordre du Gbps ou plus, permettra une grande variété d'applications large bande [126] comme l'extension du réseau sans fil vers le haut débit, la télévision en haute définition (HDTV¹²) [127], le téléphone cellulaire [128], etc.

Dans cette section, nous allons énumérer quelques méthodes et résultats de communications THz, afin de situer ce travail de thèse.

Avantages de la communication THz

Dans certains cas, la communication THz offre plusieurs avantages par rapport aux systèmes micro-ondes et infrarouge. Voici un résumé de ces avantages :

- la communication THz offre la possibilité d'augmenter le débit et la bande passante, en comparaison aux systèmes micro-ondes et peut être utilisée pour transmettre simultanément plusieurs chaînes en haute définition [129, 130],
- la communication THz peut être considérée comme une communication sécurisée pour plusieurs raisons, parmi lesquelles le fait que l'onde THz a une propagation directionnelle et qu'elle se propage sur une distance limitée à quelques dizaines de mètres, compte tenu de la forte absorption par l'eau [47, 124],
- sous certaines conditions atmosphériques, les ondes THz sont moins atténuées que les ondes infrarouge. L'atténuation atmosphérique a alors un impact différent sur la communication THz ou infrarouge suivant les conditions météorologiques [47]. Des mesures expérimentales récentes ont démontré que le THz est plus robuste que l'infrarouge en présence de pluie, de brouillard de poussière ou encore en présence de turbulences de l'air [131, 132],
- la bande de fréquences THz n'est pas encore attribuée [124]. Aux Etats-Unis, la bande 0,275 – 0,300 THz est réservée à la communication mobile. En Europe, les fréquences supérieures à 0,275 GHz sont disponibles pour la communication.

12. High Definition Television

Les méthodes de communication THz

Jusqu'à aujourd'hui, plusieurs expériences ont démontré la possibilité d'une communication en utilisant les ondes THz. Ces mesures ont été faites dans une bande de fréquences inférieure à 0,350 THz, et cela à cause de l'absence de sources THz assez puissantes et de détecteurs assez sensibles à plus haute fréquence. De plus, les pertes de propagation dans l'air sont importantes pour une onde de fréquence supérieure à 0,100 THz, ce qui constitue un véritable défi pour la communication THz.

1 - Communication THz sans fil avec une porteuse à 0,120 THz :

L'une des premières transmissions de données sans fil, jusqu'à un débit de 10 Gbps, a été développée par Nippon Telegraph and Telephone Corporation (NTT), à une fréquence porteuse de 0,120 THz [133]. Le but de ce système est de transmettre des données avec un débit élevé et sur plusieurs kilomètres. La source utilisée est une UTC-PD excitée par un système optique, lui-même modulé en amplitude à l'aide d'un modulateur Mach-Zehnder [134]. Afin d'augmenter la distance entre l'émetteur et le récepteur, le signal THz à la sortie de la source est amplifié à l'aide d'un amplificateur de puissance [135]. Cela a permis d'atteindre une distance de l'ordre d'une centaine de mètres. Le système a été amélioré en utilisant des circuits intégrés monolithiques InP HEMT en tant que récepteurs [136], ce qui a permis de transmettre des données à un débit de 10 Gbps sur quelques kilomètres [137].

Cette technologie a été testée pendant les jeux olympiques de 2008 à Beijing par une chaîne de télévision japonaise afin de transmettre des vidéos en haute définition en direct sur une distance approximative de 1 km entre le studio télévisé et le centre international de diffusion [138, 139]. Cette transmission a été testée pendant 2 semaines et a été très stable. Récemment, une transmission de données jusqu'à un débit de 20 Gbps a été démontrée en utilisant des techniques de polarisation et de mélange à 0,120 THz [140].

2 - Communication THz sans fil avec une porteuse dans la bande 0,200 – 0,400 THz :

Afin de pouvoir augmenter encore plus le débit de données, la fréquence porteuse est passée de 0,120 THz à une fréquence comprise entre 0,300 THz et 0,400 THz.

Le groupe NTT, en collaboration avec l'université d'Osaka, ont démontré une communication THz sans fil à deux fréquences porteuses qui sont 0,250 THz et 0,300 THz [49, 50]. La source utilisée est une UTC-PD excitée optiquement par un battement laser, ce dernier étant modulé avec les données. Le détecteur utilisé est une diode Schottky munie d'une antenne de gain 35 dB. Entre la source et le détecteur, deux lentilles diélectriques de gain 15 dB sont utilisées. Une transmission de données sans erreur a été observée jusqu'à 8 Gbps à 0,250 THz sur une distance de 0,5 km [49] et de 10 Gbps à 0,300 THz sur 1 km [141].

D'autres mesures de communication ont été démontrées en utilisant la diode Schottky comme détecteur. Par exemple, une transmission vidéo a été démontrée avec une fréquence porteuse de 0,300 THz sur une distance de 22 m [142] et sur une distance de 52 m [143]. Une autre transmission de données jusqu'à un débit de 10 Gbps a été démontrée à une fréquence porteuse de 0,300 THz [86] sur une distance de 1,2 m. Récemment une transmission de données a été démontrée avec une UTC-PD comme source à une fréquence porteuse de 0,400 THz jusqu'à un débit de 22 Gbps [51] et jusqu'à un débit de 40 Gbps [48].

D'autres transmissions de données ont été démontrées en utilisant comme détecteur un circuit

intégré monolithique hyperfréquence (MMIC¹³) [144–146]. Par exemple, des transmissions de données, avec une fréquence porteuse de 0,220 THz, ont été démontrées jusqu'à un débit de 15 Gbps sur une distance de 20 m, jusqu'à un débit de 25 Gbps sur une distance de 50 cm par Kallfass *et al.* [147] et sur une distance de 10 m par Antes *et al.* [148]. Avec une fréquence porteuse de 0,200 THz, d'autres transmissions de données ont été démontrées jusqu'à un débit de 96 Gbps sur une distance de 40 m [149].

Récemment, une transmission de données a été démontrée avec un autre type de détecteurs, à savoir les diodes SSD¹⁴ InAs uni-polaire de faible impédance, jusqu'à un débit de 500 Mbps [150]. La source utilisée est une source électronique à multiplication de fréquence porteuse de 0,200 THz.

1.6 Spécificités de la thèse

Dans cette thèse, nous nous consacrons au développement d'un détecteur THz à faible coût, intégrable et qui détecte le haut débit. Nous avons fait le choix d'utiliser un transistor GaAs HEMT. Ce transistor a déjà été utilisé pour la détection du THz à des fréquences de modulations limitées à 200 kHz à cause du système de mesure employé (chopper, détection synchrone, etc.). Nous allons démontrer, dans ce travail de thèse et pour la première fois, une communication THz sans fil jusqu'à un débit de 8 Gbps. La sensibilité, la bande passante et l'impédance du transistor ainsi que son intégration et des mesures de transmission de données seront décrites dans ce manuscrit. Pour commencer, présentons les transistors HEMTs, leur procédé de fonctionnement basé sur la théorie élaborée par Dyakonov et Shur [87].

13. Monolithic Microwave Integrated Circuit

14. Self-Switching Diodes

Caractérisation et intégration du transistor HEMT

Résumé

Dans ce chapitre, nous présentons le principe de fonctionnement des HEMTs, quelques généralités sur les ondes plasma, ainsi que le principe de détection des ondes THz élaboré par Dyakonov et Shur. Ensuite nous étudions les caractéristiques principales du transistor HEMT utilisé tout au long de cette thèse. Afin d'augmenter le signal détecté par le transistor, et en conséquence sa sensibilité, nous faisons le choix de l'intégrer derrière un cornet et un guide d'onde. Enfin, des mesures expérimentales nous permettront de déterminer sa sensibilité autour de 0,300 THz et de 0,650 THz ainsi que sa bande passante de modulation. Ces caractéristiques, primordiales pour la suite de cette thèse, nous permettront d'aboutir à la détection d'une communication THz sans fil à haut débit ainsi qu'à une transmission vidéo haute définition non compressée.

2.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté quelques applications élaborées en utilisant la radiation THz, en particulier la communication THz. Jusqu'à aujourd'hui, la diode Schottky est le meilleur détecteur THz pour la communication grâce à sa sensibilité élevée (quelques kV/W) [24, 52]. Cependant des études théoriques faites par Dyakonov et Shur ont démontré que le transistor à haute mobilité électronique (HEMT¹) peut aussi détecter des ondes THz. Ce transistor, grâce à son intégrabilité, son faible coût et sa compacité, est intéressant pour la communication THz. D'où l'intérêt porté dans cette thèse à l'étude de la détection d'un transistor GaAs HEMT et à son amélioration afin d'obtenir un détecteur pour la communication THz à haut débit. Pour commencer, nous présentons les transistors HEMTs ainsi que nos motivations dans le choix de ce type de composant pour la communication THz.

1. High-Electron-Mobility Transistor

2.2 Les transistors à haute mobilité électronique

Le transistor

Le transistor est un composant électronique créé par les américains John Bardeen, William Shockley et Walter Brattain en 1947. Ce composant est utilisé dans de nombreuses applications comme l'amplification, la stabilisation d'une tension ou la modulation d'un signal. Le transistor est un énorme progrès comparé au tube électronique utilisé auparavant. Il est beaucoup plus petit et léger, robuste et fonctionne avec des tensions faibles et presque instantanément une fois mis sous tension. L'invention du transistor et la possibilité d'assemblage dans des circuits intégrés ont permis à l'électronique et l'informatique de progresser. Ces circuits intégrés, formés par des milliards de transistors, servent à réaliser par exemple des microprocesseurs et des mémoires, ainsi que d'autres composants électroniques. Il existe plusieurs types de transistors et chacun fonctionne d'une manière différente. Nous nous intéressons dans cette thèse uniquement aux transistors à effet de champs (FET²), et en particulier aux transistors HEMTs.

Le HEMT est un composant intéressant pour les applications requérant un faible niveau de bruit, des hautes fréquences ou encore du haut débit [151]. Un tel transistor est également adapté dans le cas d'une utilisation en communication, notamment pour les raisons suivantes :

- son impédance de sortie est faible (quelques dizaines d'ohms) et accordable (en polarisant en tension la grille du transistor),
- sa détection est linéaire par rapport à l'augmentation de la puissance sur plusieurs décades [152],
- sa robustesse aux décharges électrostatiques,
- son intégration est possible sur des circuits MMIC car il est adapté en impédance.

Le principe de fonctionnement des transistors HEMTs

C'est à la fin du 20^e siècle, en 1980, que les HEMTs ont été élaborés par les équipes de Thomson [153] et de Fujitsu [154]. En 1985, ce type de transistor est présenté comme un composant micro-onde ayant le plus faible niveau de bruit au monde. Le transport électronique dans le HEMT s'effectue au voisinage d'une interface entre un matériau à grand gap fortement dopé et un matériau à petit gap non intentionnellement dopé. Cette interface est encore appelée hétérojonction. La présence de cette hétérojonction permet d'obtenir une importante densité de porteurs dans le matériau intrinsèque où la mobilité et les vitesses électroniques sont plus élevées.

Le principe de fonctionnement d'un HEMT est identique à celui d'un FET à grille Schottky de type MESFET. Il est basé sur la variation de la conductance entre deux contacts ohmiques, appelés source et drain, et sur l'action électrostatique d'une électrode de commande, appelée grille. La variation de cette conductance est proportionnelle au nombre de porteurs libres dans le canal, et donc au courant entre source et drain. C'est l'effet d'amplification qui permet de transformer un faible signal appliqué sur la grille en un signal plus fort récupéré sur le drain.

La particularité du transistor se trouve dans son contact métal/semi-conducteur de grille, que l'on nomme Schottky en référence au modèle qui régit son fonctionnement : à l'hétéro-interface métal/semi-conducteur apparaît une barrière de potentiel pour les électrons. Le comportement électrique de ce contact est celui d'une diode.

2. *Field-Effect Transistor*

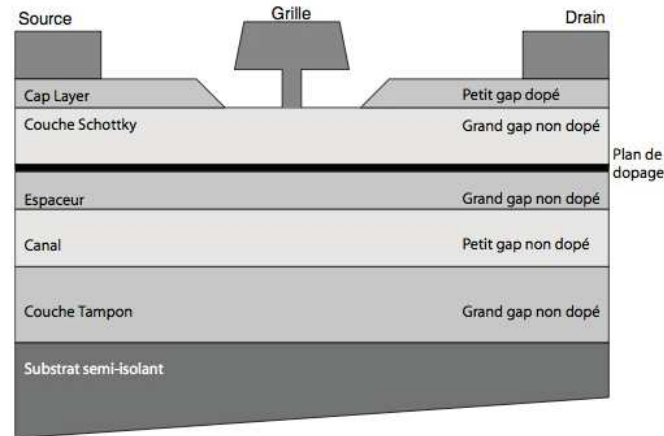


FIGURE 2.1 – Structure générale d'un transistor à haute mobilité électronique, ou HEMT.

La structure du HEMT est représentée sur la figure 2.1. Elle est constituée essentiellement de trois matériaux différents : le substrat, un matériau à grand gap et un matériau à petit gap. On retrouve les électrodes de source, grille et drain. La couche superficielle (appelée Cap Layer) est formée par un matériau de faible bande interdite, pour permettre la réalisation des contacts ohmiques de source et de drain. Cette couche est généralement fortement dopée afin de diminuer la valeur des résistances de contact et donc celle des résistances d'accès. La couche à grand gap non dopée est destinée à la réalisation du contact Schottky de grille, qui est déposé après gravure du Cap Layer. Au sein de cette couche il existe une fine couche fortement dopée (plan de dopage) dont le rôle est de fournir les électrons libres à la structure, c'est la couche donneuse. Vient ensuite l'espaceur (spacer), une couche de matériau à grand gap non intentionnellement dopé, permettant de séparer les atomes donneurs d'électrons de la couche donneuse, des électrons du canal. Les interactions à distance électrons-impuretés sont ainsi réduites. Plus cette couche sera épaisse, meilleure sera la mobilité des électrons dans le canal. À l'inverse, le transfert des électrons de la couche donneuse dans le canal est favorisé par un espaceur fin. Le canal est constitué d'un matériau à petit gap non intentionnellement dopé. Cette couche, importante dans la mesure où elle reçoit le gaz bidimensionnel d'électrons, déterminera les performances du composant à travers les propriétés de transport des électrons dans le matériau. Une couche tampon (buffer) permet d'améliorer le confinement des électrons dans le canal en réduisant l'injection des porteurs vers le substrat. Cette couche permet également d'avoir un matériau de base de bonne qualité cristallographique nécessaire à la croissance des autres couches. Enfin, le substrat semi-isolant est un matériau binaire qui identifie la filière (GaAs, InP).

Dans le cas du HEMT, la juxtaposition d'un matériau à grand gap et d'un matériau à petit gap implique la création d'une discontinuité de bande de conduction à l'interface entre les deux matériaux. Cette hétérojonction entraîne la formation d'un puits de potentiel dans le matériau à petit gap où transfèrent et s'accumulent les électrons provenant de la couche donneuse.

Le transfert de charges génère dans la couche donneuse une zone désertée. Le profil électrique de charges détermine la courbure de bande de part et d'autre de l'hétérojonction, ce qui se traduit par la formation d'un puits de potentiel de forme triangulaire dans le canal. Pour une largeur de puits inférieure à la longueur d'onde de De Broglie, apparaissent les effets quantiques. Ces effets se traduisent par la quantification des niveaux d'énergie des électrons et par la restriction du mouvement des porteurs dans un plan parallèle à l'hétérojonction. On appelle gaz d'électrons

bidimensionnel (2DEG³), l'accumulation des électrons dans ce puits. L'hétérojonction permet la séparation spatiale des atomes donneurs ionisés et des électrons libres. Ces électrons ne sont donc plus soumis aux interactions avec les impuretés ionisées, et peuvent alors atteindre des mobilités importantes.

Enfin, les performances fréquentielles des HEMTs sont liées, en conditions classiques de fonctionnement, au temps de transit entre la source et le drain. Monter en fréquence revient donc à réduire les dimensions du composant, mais également à utiliser des matériaux présentant des mobilités électroniques élevées (matériaux III-V).

2.3 Les ondes plasma

Dans cette thèse nous sommes intéressé aux oscillations plasma dans les transistors HEMTs dans le but de mettre en place un détecteur THz destiné à la communication THz sans fil à haut débit. Afin de comprendre la détection THz nous nous basons sur la théorie Dyakonov-Shur. Nous commençons par définir les notions de base des ondes plasma.

Généralité sur les ondes plasma

Un plasma est un milieu composé d'électrons et d'ions, libres de se mouvoir dans toutes les directions de l'espace. Ce milieu gazeux se distingue d'un gaz classique, composé de particules électriquement neutres, par la nature de l'interaction qui existe entre les particules. Cette interaction (attraction ou répulsion) entre les particules est de longue portée ce qui permet à chaque particule d'interagir avec un très grand nombre d'autres particules. Contrairement aux plasmas tridimensionnels (3D), dans un gaz d'électrons 2D les porteurs ne peuvent pas se déplacer dans toutes les directions puisqu'ils sont confinés dans un puits quantique. Enfin, les ondes plasma sont les oscillations de la densité d'électrons dans l'espace et le temps. Leurs propriétés dépendent de la densité d'électrons et de la dimensions et la géométrie du système électronique.

Détermination des fréquences de résonance des ondes plasma

1- Cas d'un gaz d'électrons 3D :

Nous allons résoudre l'équation de transport simplifiée (où en particulier l'amortissement est négligé) :

$$\frac{\partial \mathbf{j}}{\partial t} = E \frac{e^2 n_p}{m}, \quad (2.3.1)$$

et l'équation de continuité :

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} + \text{div} \mathbf{j} = 0, \quad (2.3.2)$$

où $\mathbf{j} = env$ est la densité de courant, e la charge de l'électron, n_p la densité de porteurs, v leur vitesse moyenne, ρ est la densité de charge induite par les porteurs hors équilibre, E est le champ électrique, m est la masse effective et t le temps.

En dérivant l'équation (2.3.2) et en utilisant l'équation (2.3.1), nous obtenons :

$$\frac{\partial^2 \rho}{\partial t^2} + \frac{e^2 n_p}{m} \operatorname{div} \mathbf{E} = 0. \quad (2.3.3)$$

L'équation de Maxwell-Faraday, liant le champ électrique à la charge spatiale due à la variation de densité locale, est donnée par la relation suivante :

$$\operatorname{div} \mathbf{E} = \frac{4\pi\rho}{\epsilon}, \quad (2.3.4)$$

où ϵ est la permittivité. En remplaçant l'expression de $\operatorname{div} \mathbf{E}$ de l'équation 2.3.4 dans l'équation 2.3.3, nous pouvons déduire l'expression de la fréquence de résonance plasma :

$$\omega_p = \sqrt{\frac{4\pi e^2 n_p}{m\epsilon}} = \sqrt{\frac{e^2 n_p}{m\epsilon\epsilon_0}}, \quad (2.3.5)$$

où ϵ_0 est la permittivité du vide.

Nous obtenons ainsi la relation liant la fréquence de résonance propre ω_p du plasma 3D en fonction de la densité de porteurs n_p . Dans ce modèle, ω_p est indépendante des longueurs d'ondes. Cela ne sera pas le cas pour un gaz d'électron confiné dans un puits quantique.

2- Cas d'un gaz d'électrons 2D confiné dans un puits quantique recouvert par une grille métallique :

Pour simplifier le problème il faut se placer dans le cas d'un canal graduel c'est-à-dire que les variations de potentiel le long du canal se font sur une échelle de distance plus grande que la distance d entre le gaz 2D et la grille. Autrement dit le champ électrostatique entre la grille et le gaz 2D est dirigé perpendiculairement au canal. Dans cette hypothèse la concentration de porteurs dans le canal est proportionnelle à la tension appliquée sur la grille U_g :

$$en_p = C U, \quad (2.3.6)$$

où $C = \frac{\epsilon}{4\pi d}$ est la capacité sous la grille par unité de surface, $U = U_g - U_c - U_T$ avec $U_g - U_c$ la différence de potentiel entre la grille et le canal et U_T la tension seuil au pincement du canal. Le champ électrique dans le canal s'écrit de la forme :

$$\mathbf{E} = -\frac{1}{C} \nabla \rho. \quad (2.3.7)$$

Ainsi en combinant les équations (2.3.7) et (2.3.3) nous obtenons alors :

$$\frac{\partial^2 \rho}{\partial t^2} - s^2 \Delta \rho = 0, \quad (2.3.8)$$

où Δ est l'opérateur Laplace à deux dimensions, et

$$s = \sqrt{\frac{4\pi e^2 n_p d}{m\epsilon}}, \quad (2.3.9)$$

la vitesse de l'onde plasma. La solution de l'équation (2.3.8) est donnée par :

$$\omega_p = s\mathbf{k}, \quad (2.3.10)$$

où ω_p est la fréquence de résonance propre du gaz d'électrons 2D et $\mathbf{k}$ le vecteur d'onde de l'onde plasma. Nous obtenons alors l'équation de dispersion de l'onde plasma $\omega_p(\mathbf{k})$ dans le cas d'un gaz d'électrons 2D recouvert par une grille métallique. Cette relation est linéaire grâce à la présence de la grille métallique qui permet de contrôler les charges, sous l'hypothèse d'un canal graduel, ce qui n'est pas le cas si nous retirons la grille.

3- Cas d'un gaz d'électrons 2D confiné dans un puits quantique sans grille métallique :

Dans le cas d'un gaz d'électrons 2D non recouvert d'une grille métallique, les lignes de champ électrique ne peuvent plus se replier sur le métal de la grille mais par contre elles se replient sur elles-mêmes. L'hypothèse de l'onde propagatrice est conservée. Par conséquent, d'après la figure 2.2 nous pouvons constater que lorsque la longueur du gaz d'électrons est égale à la longueur d'onde plasma, la répartition des charges implique que le champ électrique s'annule tous les $\lambda_p/2$, λ_p étant la longueur d'onde plasma.

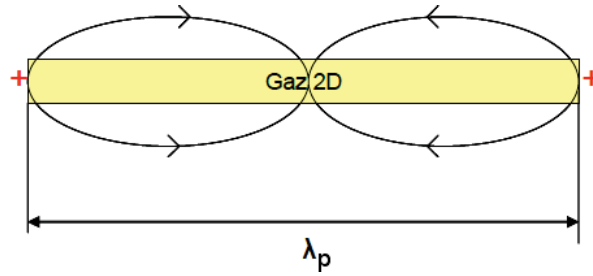


FIGURE 2.2 – Représentation des lignes de champ électrique dans un gaz d'électrons de longueur égale à la longueur d'onde plasma.

L'équation (2.3.4) devient :

$$\text{div} \mathbf{E} = \frac{4\pi\rho}{\epsilon} \frac{\mathbf{k}}{2}. \quad (2.3.11)$$

En combinant les équations (2.3.11) et (2.3.3), nous obtenons la fréquence de résonance propre du gaz 2D :

$$\omega_p = \sqrt{\frac{2\pi e^2 n_p k}{m\epsilon}}. \quad (2.3.12)$$

2.4 Généralité sur le modèle de Dyakonov et Shur

Au début des années 1990, des études menées par Dyakonov et Shur [54] ont démontrées qu'un FET peut réagir comme une cavité résonnante pour les ondes plasma dans la bande de fréquences THz. Les auteurs ont aussi démontré que les propriétés non linéaires des ondes plasma dans le canal du transistor permettent de détecter, ou d'émettre, des rayonnements dans le domaine THz [56, 155]. D'après ces études, la fréquence de résonance des ondes plasma dépend de la dimension du canal et de la longueur de la grille. Ainsi lorsque les dimensions du canal diminuent, les fréquences de résonance des ondes plasma dans le transistor augmentent. En effet lorsque ces dimensions sont de l'ordre du micromètre, les fréquences de résonance se situent

dans le THz. De plus, lorsque la mobilité des électrons est grande, c'est-à-dire dans le cas des HEMTs, l'apparition d'ondes plasma est favorisée. La résonance d'onde plasma peut se produire soit lorsque le transistor est polarisé par une tension ou un courant continu, soit en réponse résonante à un rayonnement incident.

Nous allons présenter dans cette section le modèle analytique réalisé par Dyakonov et Shur afin de décrire le phénomène de détection du THz. En détaillant le raisonnement et les calculs à la base de ce modèle, nous comprendrons la physique des ondes plasma et cela permettra d'interpréter la détection THz d'un point de vue physique.

Les ondes plasma se propageant dans un puits quantique recouvert par un métal

L'idée de Dyakonov et Shur fut d'utiliser les oscillations d'ondes plasma du gaz d'électrons 2D dans les FETs, destinés aux applications hyperfréquences, pour obtenir des ondes de fréquences beaucoup plus élevées que la fréquence de coupure des transistors. Ils se basent sur un modèle hydrodynamique du gaz d'électrons, ils établissent la relation de dispersion des ondes plasma et ils retrouvent l'équation (2.3.10) précédente. Le transistor peut être ainsi le siège d'oscillations plasma qui seraient portées par le flux d'électrons dans le canal. Cette onde plasma, telle une vague sur un cours d'eau, se propagerait le long du canal pour venir rebondir sur les extrémités du composant. Ainsi l'onde plasma pourrait suivre le flux de porteurs dans le canal (dépendant de la polarisation) ou alors remonter celui-ci après une réflexion sur une extrémité donnant lieu à une onde plasma stationnaire. Ils montrent aussi qu'en imposant un court circuit côté source et un circuit ouvert côté drain, un régime d'amplification peut être obtenu, si nous nous plaçons dans un cas simplifié d'un canal graduel. Dans ses conditions, l'équation d'Euler ainsi que l'équation de continuité de porteurs peuvent être résolues simultanément.

Considérons le modèle d'un gaz 1D avec L la longueur du canal. Il est ainsi possible d'écrire en tout point le potentiel $U(x, t)$ et la vitesse des porteurs $v(x, t)$. Le gaz d'électrons est considéré comme un fluide, de ce fait les équations hydrodynamiques d'Euler et de continuité peuvent être utilisées :

$$\frac{\partial v}{\partial t} + v \frac{\partial v}{\partial x} + \frac{e}{m} \frac{\partial U}{\partial x} + \frac{v}{\tau} = 0, \quad (2.4.1)$$

$$\frac{\partial U}{\partial t} + \frac{\partial Uv}{\partial x} = 0. \quad (2.4.2)$$

Nous nous plaçons dans le cas où les porteurs dans le canal ont une vitesse non nulle v_0 grâce à la polarisation. U est le potentiel dans le canal et non dans la grille et τ est le temps de relaxation de la vitesse des électrons. De plus, l'étude est réalisée uniquement à l'ordre 1 par conséquent les termes d'ordres supérieurs seront éliminés. U et v s'écrivent alors :

$$v = v_0 + v_1 e^{-j\omega t}, \quad (2.4.3)$$

$$U = U_0 + U_1 e^{-j\omega t}. \quad (2.4.4)$$

En combinant les équations (2.4.3), (2.4.4) et (2.4.1), en supprimant les termes en $e^{-2j\omega t}$ pour conserver l'ordre 1 et en séparant la partie indépendante du temps de l'équation (2.4.1), nous obtenons :

$$v_0 \frac{\partial v_0}{\partial x} + e \frac{\partial U_0}{\partial x} + \frac{\partial v_0}{\tau} = 0. \quad (2.4.5)$$

Si nous considérons que la vitesse des électrons le long du canal est constante, nous obtenons la formule liant la vitesse des porteurs à la mobilité μ :

$$v_0 = \mu \frac{\partial U_0}{\partial x}, \quad (2.4.6)$$

avec

$$\mu = -\frac{e\tau}{m}. \quad (2.4.7)$$

A présent, si nous écrivons les parties dépendantes du temps, nous obtenons :

$$-j\omega v_1 e^{-j\omega t} + v_0 \frac{\partial v_1}{\partial x} e^{-j\omega t} + \frac{e}{m} \frac{\partial U_1}{\partial x} e^{-j\omega t} + v_1 \frac{\partial v_0}{\partial x} e^{-j\omega t} + \frac{v_1 e^{-j\omega t}}{\tau} = 0. \quad (2.4.8)$$

$$\Leftrightarrow -j\omega v_1 + v_0 \frac{\partial v_1}{\partial x} + \frac{e}{m} \frac{\partial U_1}{\partial x} + \frac{v_1}{\tau} = 0 \text{ avec } v_1 \frac{\partial v_0}{\partial x} = 0. \quad (2.4.9)$$

De même pour l'équation (2.4.2), nous obtenons :

$$-j\omega U_1 + U_0 \frac{\partial v_1}{\partial x} + v_0 \frac{\partial U_1}{\partial x} = 0. \quad (2.4.10)$$

Nous cherchons les solutions des équation (2.4.9) et (2.4.10) de type ondes propagatrices et de la forme suivant :

$$v_1 = A e^{jkx}, \quad (2.4.11)$$

et

$$U_1 = B e^{jkx}, \quad (2.4.12)$$

k étant le vecteur d'onde.

Les équations (2.4.9) et (2.4.10) peuvent être écrites de la forme suivantes :

$$\begin{cases} \left(v_0 jk - \frac{j\omega\tau - 1}{\tau} \right) v_1 + \frac{e}{m} jk U_1 = 0, \\ U_0 jk v_1 + (v_0 jk - j\omega) U_1 = 0. \end{cases} \quad (2.4.13)$$

Ce système admet de solution non nulle uniquement si le déterminant est nul :

$$\Leftrightarrow \left(v_0 jk - \frac{j\omega\tau - 1}{\tau} \right) (v_0 jk - j\omega) + \frac{e}{m} k^2 U_0 = 0. \quad (2.4.14)$$

En notant s la vitesse de l'onde plasma avec :

$$s^2 = \frac{eU_0}{m}, \quad (2.4.15)$$

et en développant l'équation (2.4.14) nous obtenons :

$$(s^2 - v_0^2)k^2 - jk v_0 \left(\frac{-1 + 2j\omega\tau}{\tau} \right) - \frac{j\omega}{\tau} - \omega^2 = 0. \quad (2.4.16)$$

D'après l'équation (2.4.16), quatre cas spécifiques peuvent être considérés :

Premier cas : $v_0 = 0$ et $\frac{1}{\tau} = 0$:

Dans ce cas le régime de transport est balistique c'est-à-dire que la mobilité est très grande et le courant moyen dans le canal est nul. Nous obtenons la relation : $\omega = sk$ et nous retrouvons les résultats du cas d'un gaz d'électrons 2D confiné dans un puits quantique recouvert par une grille métallique.

Deuxième cas : $v_0 = 0$ et $\frac{1}{\tau} \neq 0$:

Dans ce cas le régime de transport n'est pas balistique et

$$k = \pm \frac{1}{s} \sqrt{\omega^2 + \frac{j\omega}{\tau}}. \quad (2.4.17)$$

Troisième cas : $v_0 \neq 0$ et $\frac{1}{\tau} \neq 0$:

Dans ce cas le transport n'est pas balistique et le courant moyen dans le canal n'est pas nul c'est-à-dire que celui-ci est polarisé à courant constant.

Quatrième cas : $v_0 \neq 0$ et $\frac{1}{\tau} = 0$

Comme dans le cas de la théorie de Dyakonov et Shur nous avons alors d'après l'équation (2.4.16) :

$$(s^2 - v_0^2)k^2 + 2k v_0 \omega - \omega^2 = 0. \quad (2.4.18)$$

Nous obtenons ainsi deux solutions pour le vecteur k vérifiant l'équation (2.4.18) :

$$\begin{cases} k_1 &= \frac{\omega}{v_0 + s}, \\ k_2 &= \frac{\omega}{v_0 - s}. \end{cases} \quad (2.4.19)$$

Les solutions montrent qu'il peut exister deux ondes propagatrices dans des directions opposées (onde incidente et onde réfléchie) dans le canal.

L'amplification des ondes plasma d'après la théorie Dyakonov-Shur

Démontrer l'instabilité des ondes plasma dans un transistor revient à démontrer qu'il existe des solutions particulières de $k(\omega)$ pour lesquels la partie imaginaire est nulle et qui correspond

au terme d'augmentation de l'amplitude de l'onde. Dans cette approche les conditions aux limites imposées correspondant en régime dynamique à un court-circuit coté source ainsi qu'à un circuit ouvert côté drain. Ces conditions se traduisent par les égalités suivantes :

$$\text{en } x = 0 \text{ nous avons } U_1(0) = 0,$$

$$\text{et en } x = L \text{ nous avons } J_1(L) = 0 \implies U_0 v_1(L) + v_0 U_1(L) = 0.$$

Nous nous plaçons dans le cas où $\frac{1}{\tau} = 0$ et $v_0 \neq 0$.

Comme $k = \frac{\omega}{v_0 \pm s}$ et puisque $v_1 = Ae^{jkx}$ et $U_1 = Be^{jkx}$, les équations (2.4.9) et (2.4.10) sont équivalentes. Nous choisissons par exemple l'équation (2.4.9) qui s'écrit alors :

$$(\nu_0 jk - j\omega)v_1 + \frac{e}{m} jk U_1 = 0. \quad (2.4.20)$$

Les solutions recherchées sont alors de la forme :

$$v_1 = Ae^{jk_1 x} + Be^{jk_2 x},$$

$$U_1 = Ce^{jk_1 x} + De^{jk_2 x},$$

$$\text{avec } k_1 = \frac{\omega}{v_0 + s} \text{ et } k_2 = \frac{\omega}{v_0 - s}.$$

Les ondes incidentes et réfléchies sont indépendantes l'une de l'autre et représentent toutes les deux des solutions possibles formant une base pour toutes les solutions. Ainsi chaque projection v_1 et U_1 sur cette base doit vérifier l'équation (2.4.20) :

$$\begin{cases} (\nu_0 jk_1 - j\omega)A + \frac{e}{m} jk_1 C = 0, \\ (\nu_0 jk_2 - j\omega)B + \frac{e}{m} jk_2 D = 0. \end{cases} \quad (2.4.21)$$

Nous obtenons alors :

$$\frac{C}{A} = \frac{m}{e} s \text{ et } \frac{D}{B} = -\frac{m}{e} s.$$

La condition aux limites $U_1 = 0$ impose que $C + D = 0$.

De même la condition aux limites $J_1 = 0$ implique :

$$U_0 (Ae^{jk_1 L} + Be^{jk_2 L}) + v_0 (Ce^{jk_1 L} + De^{jk_2 L}) = 0,$$

soit

$$U_0 (Ae^{jk_1 L} + Be^{jk_2 L}) + v_0 \frac{m}{e} s (Ae^{jk_1 L} - Be^{jk_2 L}) = 0. \quad (2.4.22)$$

En multipliant (2.4.22) par $\frac{s}{U_0}$ et puisque $s^2 = \frac{eU_0}{m}$ nous obtenons :

$$s(Ae^{jk_1L} + Be^{jk_2L}) + \nu_0(Ae^{jk_1L} - Be^{jk_2L}) = 0,$$

soit

$$A(s + \nu_0)e^{jk_1L} + B(s - \nu_0)e^{jk_2L} = 0. \quad (2.4.23)$$

De l'égalité $C + D = 0$, nous obtenons :

$$B\frac{m}{e}s - A\frac{m}{e}s = 0 \implies B = A.$$

En remplaçant dans l'équation (2.4.23), nous obtenons :

$$e^{-j(\frac{2\omega s}{\nu_0^2 - s^2})L} = \frac{\nu_0 - s}{\nu_0 + s}. \quad (2.4.24)$$

En rappelant que ω est complexe c'est-à-dire $\omega = \omega' + j\omega''$, par analogie nous obtenons le terme correspondant à la phase :

$$e^{-j(\frac{2\omega' s}{\nu_0^2 - s^2})L} = \pm 1, \quad (2.4.25)$$

et le terme correspondant au module :

$$e^{(\frac{2\omega'' s}{\nu_0^2 - s^2})L} = \pm \frac{\nu_0 - s}{\nu_0 + s}. \quad (2.4.26)$$

Pour atteindre le régime d'amplification, il faut que $\omega'' > 0$ et $0 < \nu_0 < s$. D'après les équations 2.4.25 et 2.4.26, nous obtenons :

$$\omega' = \frac{(s^2 - \nu_0^2)}{2Ls} \pi n, \quad (2.4.27)$$

et

$$\omega'' = \frac{(s^2 - \nu_0^2)}{2Ls} \ln \left| \frac{s + \nu_0}{s - \nu_0} \right| \text{ pour } 0 < \nu_0 < s. \quad (2.4.28)$$

Nous retrouvons bien le résultat démontrant l'amplification de l'onde plasma lorsque $0 < \nu_0 < s$ [54] puisque la condition $\omega'' > 0$ est vérifiée. De plus ces solutions montrent que l'amplification ne se produit que pour les harmoniques impaires, les harmoniques paires étant amorties.

2.5 Principe de la détection THz d'après la théorie Dyakonov-Shur

Détermination de la longueur critique de la grille du transistor

Comme il a été démontré précédemment, l'équation d'Euler (2.4.1) est appliquée pour le cas d'un gaz d'électrons 2D dans un FET. Le terme τ est le temps de relaxation de la vitesse des électrons, c'est-à-dire le temps moyen qu'il faut à un électron pour subir une collision. La nature des collisions peut avoir différentes origines selon qu'elle a lieu avec :

- un autre électron,
- un phonon,
- une impureté,
- un défaut dans le cristal, etc.

La constante τ est liée à la mobilité des porteurs à faible champ par la relation (2.4.7). Dans la théorie de Dyakonov et Shur, l'analogie est faite avec la physique des eaux profondes. La tension appliquée sur la grille régit le niveau de l'eau. Le terme U / τ représente la viscosité du fluide constitué du gaz d'électrons. Plus la mobilité des porteurs dans le canal sera faible plus le fluide sera visqueux et plus l'amortissement de l'onde sera élevé.

Comme il a été mentionné précédemment, la théorie de Dyakonov et Shur a été développée dans le but d'utiliser un transistor comme résonateur à onde plasma. Ce résonateur serait le siège des oscillations plasma dont la fréquence fondamentale est déterminée par le rapport s / L . Comme il a été montré dans le paragraphe précédent, certains modes propres de résonance de la cavité sont sélectionnés. Ces modes sont des harmoniques impaires de la fréquence fondamentale ω_0 donnée par les relation (2.4.27) et (2.4.28)

$$\omega' = \omega_0 = \frac{\pi s}{2L}. \quad (2.5.1)$$

Ce type de composants peut être utilisé comme détecteur THz par deux mécanismes. En effet, le modèle de Dyakonov et Shur conduit à la détection du THz selon des modes résonants et non résonants.

La distinction entre le régime résonant et non résonant se fait par la nature amortie ou non de l'onde plasma. Dans la mesure où l'onde s'amortit très rapidement, la longueur du canal doit être courte pour atteindre le régime de résonance, de sorte que le facteur qualité $Q = \frac{s\tau}{L}$ soit plus grand que 1. Ce critère correspond à la longueur de grille critique lorsque $Q = 1$:

$$L_{cr} = s\tau = \frac{s\mu m}{-e}. \quad (2.5.2)$$

Cette longueur de grille critique coïncide avec la condition $\omega_0\tau > 1$ [155].

La détection résonante

Dans la théorie du détecteur, l'onde électromagnétique incidente induit une tension alternative aux bornes du canal, c'est-à-dire entre la source et le drain. D'après la relation (2.3.9) la vitesse de l'onde plasma est déterminée par la tension U_g . En raison des propriétés non linéaires du gaz d'électrons et du fait de l'asymétrie des conditions aux limites, un transistor polarisé entre la source et la grille et soumis à une onde électromagnétique incidente présente une tension continue entre la source et le drain. Cette réponse du transistor possède une dépendance avec la fréquence de l'onde électromagnétique, ses maxima se situent à la résonance plasma et aux harmoniques impaires. Ainsi pour les fréquences d'onde incidente au voisinage des harmoniques ($|\omega - n\omega_0| \ll \omega_0$) et si $\frac{s\tau}{L} \gg 1$, nous obtenons la réponse du détecteur selon la référence [87] :

$$\frac{\Delta U}{U_0} = \left(\frac{U_a}{U_0} \right)^2 \left(\frac{s\tau}{L} \right)^2 \frac{1}{4(\omega - n\omega_0)^2\tau^2 + 1}, \quad (2.5.3)$$

n est un entier impaire, ΔU est la différence de potentiel continue induite par l'onde électromagnétique entre la source et le drain, U_a est l'amplitude de la tension alternative U_g induite par l'onde électromagnétique et U_0 est la tension continue de contrôle de la grille. Le facteur de qualité Q du détecteur à la résonance est déterminé par l'amortissement des oscillations plasma causé par la relaxation des électrons à leur mouvement. Par conséquent d'après la théorie un FET peut fonctionner comme détecteur quadratique accordable en fréquence.

La fréquence de résonance (f_r) de cette onde plasma amplifiée est dépendante de la géométrie du transistor et des paramètres physiques du matériau utilisé. Elle est liée à la vitesse de l'onde plasma (s) qui se propage dans le gaz d'électrons 2D :

$$f_r = \frac{s}{4L}. \quad (2.5.4)$$

En utilisant l'expression de l'équation (2.3.9) nous obtenons :

$$f_r = \frac{1}{4L} \sqrt{\frac{4\pi e^2 n_p d}{m\epsilon}}. \quad (2.5.5)$$

La variation de densité (n_p) du gaz d'électrons peut être décrite par la variation de la capacité plane générée entre la grille et le canal, décrite par l'équation (2.3.6). La fréquence de résonance devient :

$$f_r = \frac{1}{4L} \sqrt{4\pi e \frac{U_g - U_c - U_T}{m}}. \quad (2.5.6)$$

Si un courant (I_{ds}) parcourt le canal entre les bornes drain-source, alors il faut ajuster la différence de potentiel $U_g - U_c$ par la tension induite (U_c) qui est égale à $I_{ds}R_{ds}$ (avec R_{ds} la résistance du canal). Nous obtenons alors :

$$f_r = \frac{1}{4L} \sqrt{4\pi e \frac{U_g - I_{ds}R_{ds} - U_T}{m}}. \quad (2.5.7)$$

La fréquence de résonance est à son maximum lorsque U_g est nulle et est à son minimum quand U_g tend vers U_T . Il est ainsi possible d'évaluer la fréquence de résonance en fonction de la tension appliquée sur la grille pour une couche donnée. Le comportement du détecteur à la fréquence de résonance est gouvernée par deux grandeurs : la tension U_g et la longueur de grille L . Cette dernière doit être plus courte que la longueur critique pour assurer la résonance.

La détection non-résonante

D'après la théorie, la détection peut aussi fonctionner en régime non résonant. Ainsi si nous considérons un FET possédant une longueur de grille plus grande que la longueur critique, tel que $\frac{\omega L}{v} \ll 1$. Dans ce cas l'onde électromagnétique incidente excite l'onde plasma du côté de la source du fait de la condition aux limites théorique (court-circuit). Cependant puisque $\omega\tau \ll 1$ l'onde plasma décroît rapidement et n'atteint pas le drain. L'analyse des équations (2.4.1) et (2.4.2) permet de montrer qu'une tension continue sera tout de même établie entre la source et le drain. Le transistor agira alors comme un détecteur large bande avec une sensibilité [87, 155] :

$$R = \frac{\pi}{8\epsilon_0 G c U_0} \left(1 + \frac{2\omega\tau}{\sqrt{1 + \omega^2\tau^2}} \right), \quad (2.5.8)$$

où ϵ_0 est la permittivité du vide, c la célérité de la lumière dans le vide et G le gain. La fréquence la plus haute détectable est de l'ordre de $\frac{s}{d}$.

2.6 Détection du THz par un HEMT

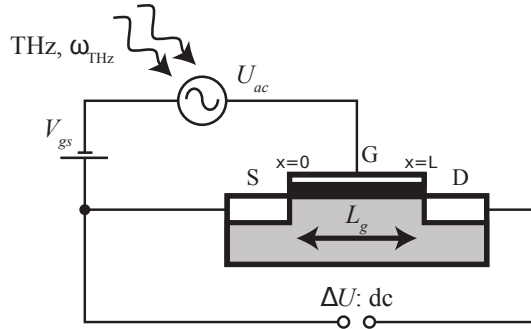


FIGURE 2.3 – Principe de détection du THz par un HEMT.

Le principe de détection est représenté sur la figure 2.3. C'est essentiellement la non-linéarité des transistors qui permet la détection résonante du signal THz. Dans la plupart des expériences, la radiation THz est appliquée sur tous les contacts ohmiques du transistor et toutes ses métallisations. Il est alors difficile de définir exactement la façon dont le THz est couplé au transistor. Théoriquement cependant, et d'après les études de Dyakonov et Shur [56], il est d'usage de considérer que le faisceau THz incident, de fréquence ω_{THz} , génère une tension alternative U_{ac} entre la grille et la source du transistor. U_{ac} module alors la densité des porteurs et leur vitesse dans le canal, ce qui implique l'apparition d'une photo-réponse sous forme d'une tension continue ΔU entre la source et le drain du transistor. De plus, l'application d'une tension continue entre la grille et la source V_{gs} permet de contrôler les fréquences d'oscillation des ondes plasma et d'amplifier le signal généré entre le drain et la source.

Le HEMT agit comme un résonateur pour les ondes plasma qui se propagent dans le gaz d'électron bidimensionnel du canal. La fréquence de résonance fondamentale du plasma est $\omega_0 = \frac{\pi s}{2L}$, où L correspond à la longueur du canal. L'onde électromagnétique incidente excite les oscillations plasma, ce qui provoque la génération d'une tension continue entre la source et le drain, ΔU , qui est proportionnelle à la puissance de l'onde électromagnétique incidente.

2.7 Présentation du composant et de ses caractéristiques

Présentation du transistor

Dans la suite de cette thèse, nous utilisons un transistor GaAs HEMT dont une photo est présentée sur la figure 2.4. Ce dernier est fabriqué par *Avago Technologies*. Il s'agit d'un transistor commercial, conçu pour fonctionner entre 2 GHz et 18 GHz. La longueur de sa grille est de $0,2 \mu m$. L'avantage de ce transistor est qu'il possède un faible niveau de bruit thermique. D'après sa fiche technique (voir Annexe A.2), ce transistor fournit également un gain élevé, par exemple de 17 dB à 4 GHz et de 12 dB à 12 GHz.

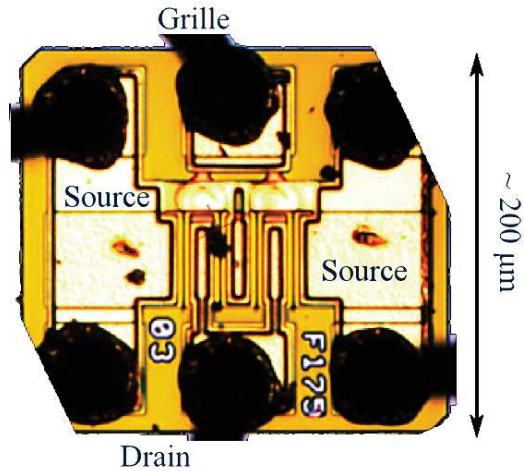


FIGURE 2.4 – Photographie du transistor GaAs HEMT utilisé dans les études de thèse.

Ce transistor HEMT est également intéressant pour la communication puisqu'il est robuste aux décharges électrostatiques, son coût est faible, il est disponible dans le commerce et ses fréquences de travail sont avantageuses pour le haut débit.

Dans la suite de ce chapitre, nous allons démontrer que ce transistor est un détecteur potentiel pour la communication THz à haut débit. Pour cela, nous allons l'intégrer afin de l'isoler et d'augmenter le signal THz collecté sur le transistor. Ensuite, nous allons déterminer sa sensibilité et sa bande passante. Mais avant cela, nous commençons par sa caractérisation en fonction de la tension de polarisation grille-source et la détermination de son impédance de sortie.

Caractérisation en tension

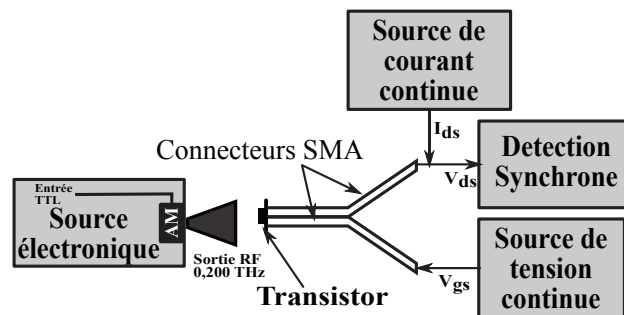


FIGURE 2.5 – Banc de caractérisation en tension grille-source du transistor HEMT.

Nous voulons caractériser la détection du HEMT en fonction de la polarisation en tension de sa grille et en courant de son drain. Pour cela, nous plaçons le transistor, préalablement soudé sur deux connecteurs SMA⁴, devant une source électronique à multiplication de fréquence qui génère un signal THz de fréquence porteuse 0,200 THz et qui est modulé en TTL à la fréquence de 1 kHz. Le banc est représenté sur la figure 2.5. À l'aide d'une source de tension continue, nous faisons varier la tension de polarisation grille-source V_{gs} du transistor entre -700 mV et 100 mV. À l'aide d'une détection synchrone, nous mesurons l'amplitude du signal drain-source détecté

4. Sub-Miniature version A

par le transistor lorsque la tension V_{gs} varie. Afin d'effectuer cette mesure pour différentes valeurs du courant injecté drain-source I_{ds} , nous utilisons également une source de courant continue que nous fixons entre $0 \mu A$ et $1,5 \mu A$. Les résultats de cette caractérisation sont représentés sur la figure 2.6. Cette mesure a été effectuée en collaboration avec Dominique Coquillat du laboratoire L2C (Montpellier).

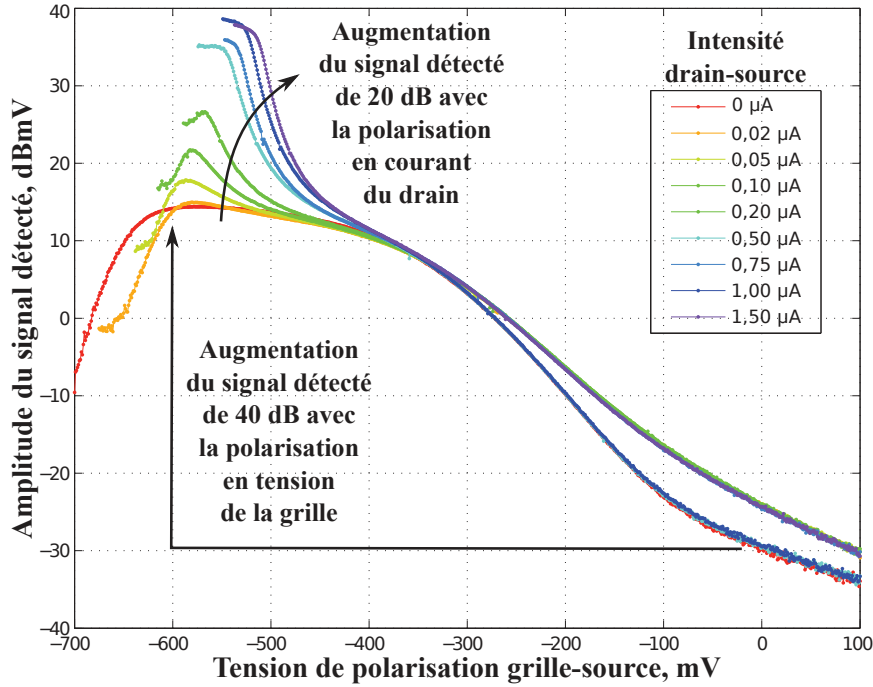


FIGURE 2.6 – Mesure de l'amplitude du signal détecté par le HEMT en fonction de la tension de polarisation grille-source pour différentes valeurs de l'intensité drain-source.

D'une part, nous remarquons l'importance de la polarisation du transistor. En effet, nous remarquons que le signal détecté s'améliore lorsque le transistor est polarisé en tension grille-source et lorsque nous injectons un courant drain-source :

- à $I_{ds} = 0 \mu A$, lorsque la polarisation V_{gs} passe de 0 mV à -500 mV, le signal détecté augmente progressivement jusqu'à atteindre 40 dB d'amélioration par rapport au signal détecté à 0 mV,
- lorsque nous injectons un courant drain-source I_{ds} , le signal détecté par le transistor augmente. Pour un courant I_{ds} qui passe de $0 \mu A$ à $1,5 \mu A$, le signal augmente de l'ordre de 20 dB.

Dans toute la suite de cette thèse, nous appliquerons seulement une polarisation en tension grille-source sur le transistor. Nous n'injectons pas de courant drain-source pour les raisons suivantes :

- l'injection du courant drain-source est encombrante puisque le courant est appliqué sur le port de sortie du transistor,
- l'application de ce courant peut endommager le transistor,
- l'amélioration du signal détecté n'est ni systématique ni consistante, dans le sens où plusieurs injections ne conduisent pas toujours à la même qualité d'amélioration.

D'autres caractérisations du transistor sont visibles dans l'annexe A.7.

Caractérisation de l'impédance du transistor

Afin de caractériser l'impédance de sortie R_0 du transistor, nous plaçons le transistor, préalablement soudé sur deux connecteurs SMA, devant une source électronique à multiplication de fréquence qui génère un signal THz de porteuse 0,270 THz et qui est modulé en TTL à la fréquence de 1 kHz. En parallèle, à la sortie drain-source du transistor, nous plaçons une résistance variable R_{var} et un amplificateur de gain $G = 40$ dB et d'impédance d'entrée $R_{amp} = 1 \text{ M}\Omega$. Le transistor est polarisé avec une tension grille-source V_{gs} à l'aide d'une source de tension continue. Le transistor génère une tension V_0 qui est proportionnelle à la puissance THz P_{THz} . Nous mesurons le signal V_m , proportionnel à V_0 , à la sortie de l'amplificateur à l'aide d'un analyseur de spectre électrique, abrégé ASE. Le schéma équivalent du banc expérimental est représenté sur la figure 2.7.

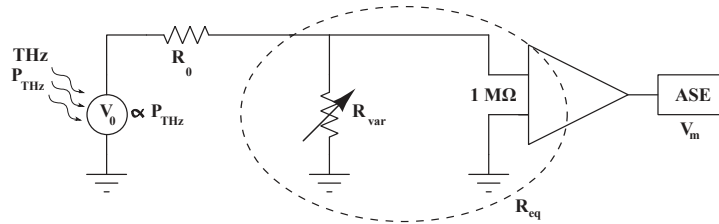


FIGURE 2.7 – Schéma équivalent du banc expérimental permettant de caractériser l'impédance de sortie du transistor.

Afin de trouver la relation entre V_m et V_0 , nous calculons tout d'abord la résistance équivalente R_{eq} :

$$R_{eq} = \frac{R_{var} R_{amp}}{R_{var} + R_{amp}}, \quad (2.7.1)$$

et nous obtenons le schéma équivalent de la figure 2.8.

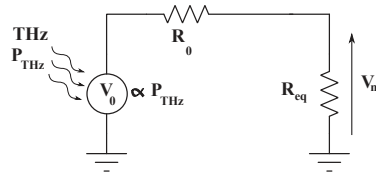


FIGURE 2.8 – Schéma équivalent.

A l'aide des équations d'un simple pont diviseur, nous obtenons l'expression de la tension V_m suivante :

$$V_m = V_0 \frac{R_{eq}}{R_{eq} + R_0}. \quad (2.7.2)$$

En combinant les équations (2.7.1) et (2.7.2), nous obtenons :

$$V_m = V_0 \frac{R_{var} R_{amp}}{R_0 R_{var} + R_0 R_{amp} + R_{var} R_{amp}}. \quad (2.7.3)$$

D'après l'équation (2.7.3), nous pouvons déduire que la tension mesurée V_m augmente lorsque R_{var} augmente. Et lorsque R_{var} est très grande par rapport à R_0 , V_m atteint un maximum.

Le but de cette mesure est d'estimer l'impédance de sortie du transistor en fonction de la tension de polarisation grille-source et de montrer que cette impédance accordable est faible. Pour cela, nous procédons de la manière suivante :

- à chaque valeur de V_{gs} , nous choisissons une valeur pour la résistance R_{var} qui est très grande (une centaine de $M\Omega$) par rapport à R_0 et R_{amp} ,
- nous enregistrons la mesure affichée sur l'ASE, que l'on note V_{Max} , et qui correspond à une tension maximale mesurée,
- ensuite, nous diminuons la valeur de R_{var} , ce qui diminue la valeur mesurée V_m puisque le courant se répartit entre les résistances,
- lorsque la nouvelle valeur de V_m est égale à $\frac{V_{Max}}{2}$, nous obtenons la valeur de l'impédance de sortie du transistor qui est donnée par l'égalité $R_0 = R_{eq} = \frac{R_{var} R_{amp}}{R_{var} + R_{amp}}$ et qui dépend de la valeur de R_{var} ,
- à l'aide de cette méthodologie, nous calculons la valeur de R_0 pour chaque V_{gs} .

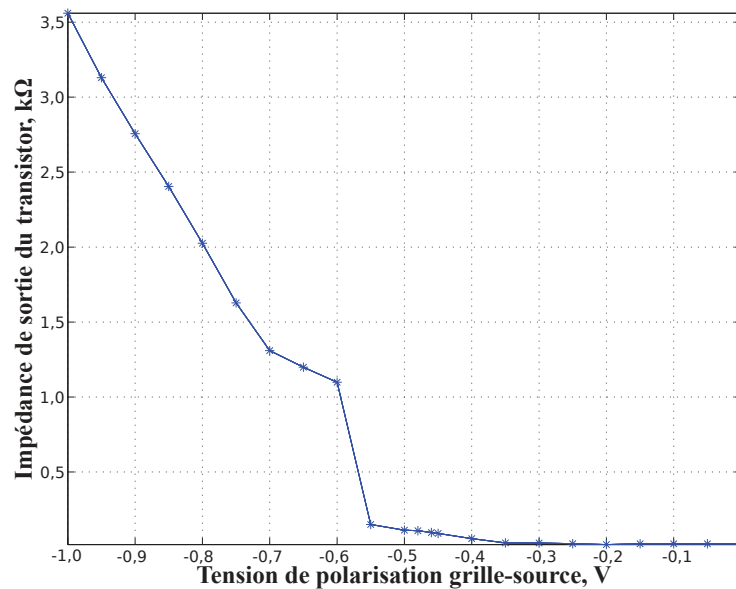


FIGURE 2.9 – Mesure de l'impédance interne du transistor en fonction de la tension de polarisation grille-source.

Les résultats de cette mesure sont représentés sur les figure 2.9 et 2.10, la dernière étant l'agrandissement de la première pour une tension grille-source comprise entre $-0,50$ et 0 mV. Nous remarquons que l'impédance de sortie du transistor est de l'ordre de 20Ω lorsque la tension grille-source V_{gs} est supérieure à -350 mV, ensuite elle augmente pour atteindre une centaine d'ohms lorsque la tension grille-source s'approche de la tension optimale de fonctionnement du transistor (autour de 1 mV). Puis, cette impédance augmente considérablement à quelques kilo-ohms lorsque V_{gs} est inférieure à -500 mV. Nous pensons que ce dernier comportement est probablement dû à cause de l'augmentation considérable du courant de fuite i_{gs} lorsque nous dépassons la tension V_{gs} optimale de fonctionnement du transistor. Nous déduisons de cette mesure que notre transistor HEMT possède une faible impédance de sortie (de l'ordre de quelques dizaines d'ohms) lorsque nous le polarisons en tension grille-source V_{gs} optimale pour

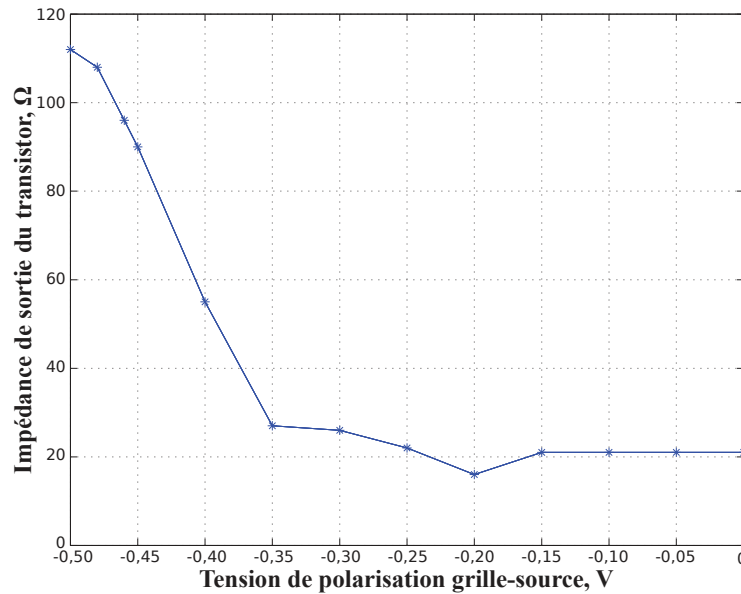


FIGURE 2.10 – Agrandissement de la figure 2.9 pour d'une tension grille-source comprise entre $-0,50$ et 0 mV.

son fonctionnement. Ce résultat est intéressant puisque l'impédance de sortie du transistor est proche de 50Ω , qui est l'impédance caractéristique de tous les systèmes de communication.

2.8 Intégration du HEMT

D'après ce que nous avons étudié dans les sections précédentes, nous savons que le signal détecté est proportionnel à la puissance du rayonnement THz couplée sur la surface du transistor.

D'après la théorie de détection du THz élaborée par Dyakonov et Shur, c'est la grille du HEMT qui détecte le THz. Or, la longueur de la grille de notre transistor étant de $0,2 \mu\text{m}$, ces dimensions sont petites par rapport à la largeur du faisceau THz ($2,1 \text{ mm}$ pour une fréquence de $0,300 \text{ THz}$ et un angle de divergence à 3 dB de puissance de 10°) et à la limite de diffraction ($1,08 \text{ mm}$ pour une fréquence de $0,300 \text{ THz}$ et un angle de divergence à 3 dB de puissance de 10°). Ainsi, le transistor ne captera qu'une partie du faisceau THz. Afin de remédier à ce problème et d'apporter le maximum de puissance, nous décidons de l'intégrer derrière un cornet et un guide d'onde. Le cornet permet alors de collecter l'ensemble du faisceau THz que le guide d'onde transmettra jusqu'au transistor. La mise en place du cornet, ainsi que l'intégration du transistor, schématisé sur la figure 2.11, ont été réalisés au sein de l'Institut d'Electronique du Sud à Montpellier par l'atelier de mécanique.

La longueur du cornet est de 26 mm , avec une ouverture de 8 mm à l'entrée et un angle d'ouverture de 6° . La conception du cornet est telle que le gain est égal à 20 dB et l'angle de divergence du faisceau à 12° . Par l'intermédiaire du cornet, le signal est focalisé à l'entrée d'un guide d'onde rectangulaire monomode, dont la largeur vaut $864 \mu\text{m}$ et la hauteur $432 \mu\text{m}$ (guide normalisé WR-3.4), de sorte qu'une seule polarisation linéaire soit couplée à ce guide d'onde. En effet, la fréquence qui peut se propager dans le guide d'onde doit être supérieure à la fréquence de coupure de ce guide, dont l'équation est la suivante :

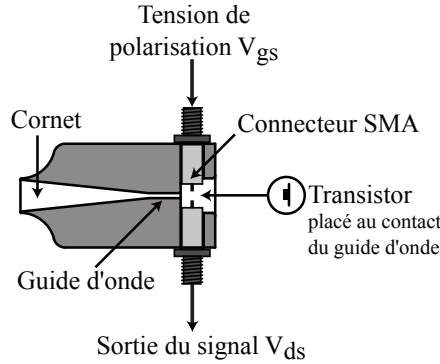


FIGURE 2.11 – Intégration du transistor derrière le cornet et le guide d'onde. Le transistor est soudé sur deux connecteurs SMA. Le premier sert à la polarisation en tension grille–source et le second permet de mesurer le signal drain–source. Le transistor est placé directement à la sortie du guide d'onde.

$$v_{cmn} = v \sqrt{\left(\frac{p}{2a}\right)^2 + \left(\frac{q}{2b}\right)^2}, \quad (2.8.1)$$

où v est la vitesse de l'onde dans le guide, p et q sont les ordres des modes de propagation transverses dans le guide. Les dimensions transverses de la section rectangulaire du guide sont de a par b , avec a valant $864 \mu\text{m}$ et b valant $432 \mu\text{m}$. Pour $p = 1$ et $q = 0$, c'est-à-dire dans le cas du premier mode transverse qui se propage dans le guide, la fréquence de coupure est de $0,1736 \text{ THz}$. Le mode supérieur est défini pour $p = 0$ et $q = 1$, ce qui donne une fréquence de coupure de $0,3472 \text{ THz}$. Grâce à ces deux fréquences nous avons la bande passante du guide d'onde monomode comprise entre $0,1736 \text{ THz}$ et $0,3472 \text{ THz}$. Cet intervalle permet bien la transmission du signal THz modulé en fréquence (*i.e.* jusqu'à une modulation de 45 GHz pour une fréquence porteuse de $0,300 \text{ THz}$).

Par le biais de cette intégration, le signal THz incident arrive alors au transistor avec le maximum d'intensité, tout en protégeant le transistor des parasites aux fréquences inférieures à la fréquence de coupure. Notons que plus le guide est petit plus le faisceau est petit mais par contre les pertes en dB/m seront plus grandes et la diffraction plus importante à la sortie du guide [156]. Pour cela, il faut construire le guide le plus court possible et placer le transistor le plus proche possible de la sortie du guide d'onde.

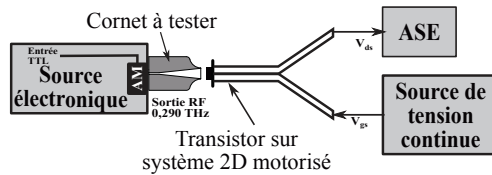


FIGURE 2.12 – Banc de caractérisation à $0,290 \text{ THz}$ du cornet fabriqué au laboratoire.

Afin d'évaluer le cornet, nous avons vérifié ses performances en utilisant une source électronique à multiplication de fréquence, émettant un signal à $0,290 \text{ THz}$. Le cornet est placé sur le guide d'onde de sortie de la source, comme représenté sur la figure 2.12. Un transistor HEMT placé sur deux connecteurs SMA nous permet de mesurer le signal à la sortie du cornet et de caractériser le faisceau transverse en sortie du cornet. Un système 2D motorisé permet de réaliser l'imagerie suivant deux dimensions perpendiculaires à l'axe optique. Le résultat de cette mesure

est représenté sur la figure 2.13. Notons que le signal mesuré est bien concentré au centre et, comme attendu, il a une comportement similaire à celui d'un faisceau gaussien.

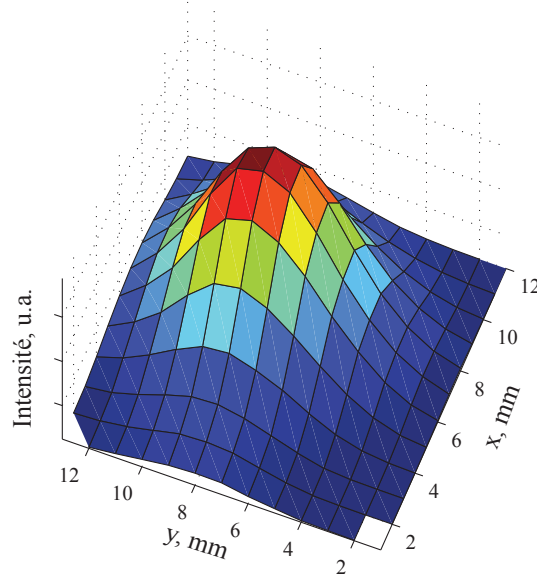


FIGURE 2.13 – Caractérisation à 0,290 THz du cornet fabriqué au laboratoire. Mesure de l'intensité du signal en unité arbitraire (u.a.) à la sortie du cornet suivant les axes x et y , orthogonaux à l'axe optique.

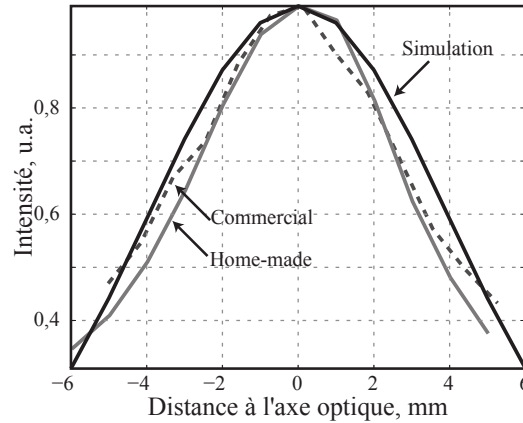


FIGURE 2.14 – Caractérisation à 0,290 THz du cornet fabriqué au laboratoire. La coupe de la figure 2.13 suivant l'axe x est comparée à celles d'un cornet commercial et d'un faisceau gaussien simulé.

La figure 2.14 représente une coupe suivant l'axe x de la figure 2.13. Nous comparons cette coupe avec celles d'un cornet commercial (fabriqué par VDI) et d'un faisceau gaussien simulé. Nous utilisons pour la simulation du faisceau gaussien l'équation normalisée de son intensité suivante :

$$I = I_0 \exp\left(-\frac{2r^2}{w^2(z)}\right), \quad (2.8.2)$$

où l'équation du rayon de mode $w(z)$ est :

$$w(z) = w_0 \sqrt{1 + \left(\frac{z}{z_R}\right)^2}, \quad (2.8.3)$$

et où l'équation de la longueur de Rayleigh z_R est :

$$z_R = \frac{\pi w_0^2}{\lambda}, \quad (2.8.4)$$

avec $w_0 = 2,21$ mm estimé pour une fréquence de 0,290 THz avec un angle de divergence à 3 dB de 10° pour un faisceau gaussien. A l'aide des équations (2.8.2), (2.8.3) et (2.8.4), nous traçons la courbe théorique de l'intensité du faisceau gaussien que nous comparons aux deux courbes expérimentales.

D'après la figure 2.14, nous remarquons que nous obtenons des courbes similaires, permettant d'affirmer que le cornet fabriqué au laboratoire a un comportement identique à un cornet commercial et à un faisceau gaussien, et que le signal THz pourra être récupéré par ce cornet. Notons qu'une comparaison avec la coupe suivant l'axe des y donnera les mêmes résultats.

Nous pouvons maintenant intégrer le transistor le plus près possible de la sortie du guide d'onde. La sortie grille-source et la sortie drain-source du transistor sont soudées à un connecteur SMA. Grâce à cette intégration, nous augmentons la puissance THz qui arrive sur le transistor (gain de 9 dB autour de 300 GHz) et ce dernier est protégé des signaux parasites, assurant ainsi une isolation électromagnétique. Dans le chapitre suivant, nous verrons comment d'autres intégrations peuvent être apportées afin d'améliorer cette isolation. Une photographie du détecteur intégré est représentée sur la figure 2.15.



FIGURE 2.15 – Photographie du détecteur intégré réalisé au sein du laboratoire de l'Institut d'Electronique du Sud à Montpellier.

2.9 Caractérisation de la sensibilité autour de 0,300 THz

Nous voulons à présent caractériser autour de 0,300 THz la sensibilité du transistor intégré derrière le cornet et le guide d'onde. Pour cela, nous allons mesurer le signal détecté par le transistor en fonction de la fréquence THz, que nous divisons ensuite par la puissance émise à cette fréquence. L'équation de la sensibilité en fonction de la fréquence est donc :

$$\eta(f) = \frac{\text{Signal détecté (f)}}{\text{Puissance THz (f)}}. \quad (2.9.1)$$

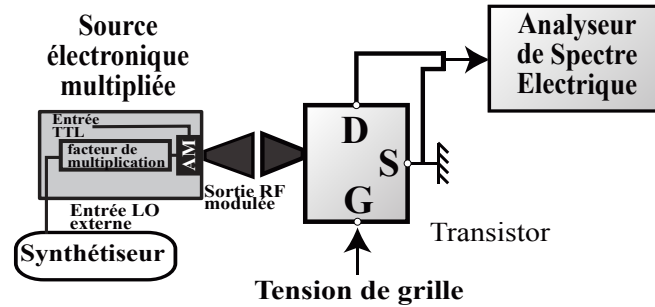


FIGURE 2.16 – Banc de caractérisation autour de 0,300 THz de la sensibilité du transistor intégré derrière le cornet et le guide d'onde.

Le banc expérimental pour cette mesure est représenté sur la figure 2.16. Ce schéma est un schéma de principe ; d'autres mesures ont été effectuées à une distance équivalente d'environ 30 à 50 centimètres, utilisant deux lentilles Téflon de focale 10 cm, afin de collimater puis focaliser le faisceau (voir figure 2.29). Nous souhaitons évaluer la sensibilité sur l'intervalle de fréquence 0,220 – 0,370 THz. Pour ce faire, nous utilisons deux sources électroniques à multiplication de fréquence couvrant deux domaines fréquentiels autour de 0,300 THz. La première, que nous appelons source 1, est une source de facteur de multiplication 18. Son entrée LO possède une fréquence f_{LO} comprise entre 12,2222 GHz et 18,8889 GHz. Cette fréquence est générée par un synthétiseur de puissance fixée à 13 dBm. Après la chaîne de multiplication, il en résulte une onde RF dont la fréquence f_{RF} se situe entre 0,220 THz et 0,340 THz, et de puissance THz autour de 1 mW, comme nous pouvons voir sur la figure 2.17. La deuxième source, que nous appelons source 2, possède un facteur de multiplication de 27. Son entrée LO, de fréquence f_{LO} , est comprise entre 10,3704 GHz et 13,7037 GHz. Cette fréquence est générée par un synthétiseur de puissance fixée à 18 dBm. Après la chaîne de multiplication, nous obtenons une onde RF dont la fréquence f_{RF} se situe entre 0,280 THz et 0,370 THz, et de puissance autour de 0,850 mW, comme nous pouvons voir sur la figure 2.17. Ces mesures de la puissance THz sont données par le fournisseur VDI. Les deux sources sont modulées en amplitude en tout ou rien (TTL) à une fréquence de 1 kHz. Cette modulation est importante premièrement pour mesurer le signal détecté avec l'ASE (20 Hz – 46 GHz) et deuxièmement pour bénéficier d'un meilleur rapport signal sur bruit. Ainsi, nous mesurons l'amplitude du signal à 1 kHz en sortie du transistor pour chaque fréquence f_{RF} .

Comme le montre la figure 2.16, le transistor intégré derrière le cornet et le guide d'onde est placé respectivement devant le cornet de la source 1 puis celui de la source 2. À l'aide d'une source de tension continue, nous polarisons le transistor en tension grille-source de -400 mV, cette valeur correspond au maximum de signal détecté drain-source. Ce dernier est mesuré à l'aide d'un ASE d'impédance d'entrée de 50Ω en fonction de f_{RF} .

Au moyen de la source 1, nous mesurons par le biais de l'ASE le signal drain-source détecté par le transistor, en fonction de la fréquence f_{RF} variant de 0,220 THz à 0,340 THz. Puis, avec la source 2, nous mesurons le signal détecté en fonction de f_{RF} variant de 0,280 THz et 0,370 THz. Le résultat de cette mesure est représenté sur la figure 2.18.

Remarquons que le signal détecté varie autour de 1 mV sur une bande de fréquence variant de 0,245 THz à 0,360 THz. À l'aide de l'équation (2.9.1), des courbes de puissance de la figure 2.17 et des courbes de détection de la figure 2.18, nous calculons la sensibilité du transistor en fonction de la fréquence f_{RF} . Ceci est représenté sur la figure 2.19.

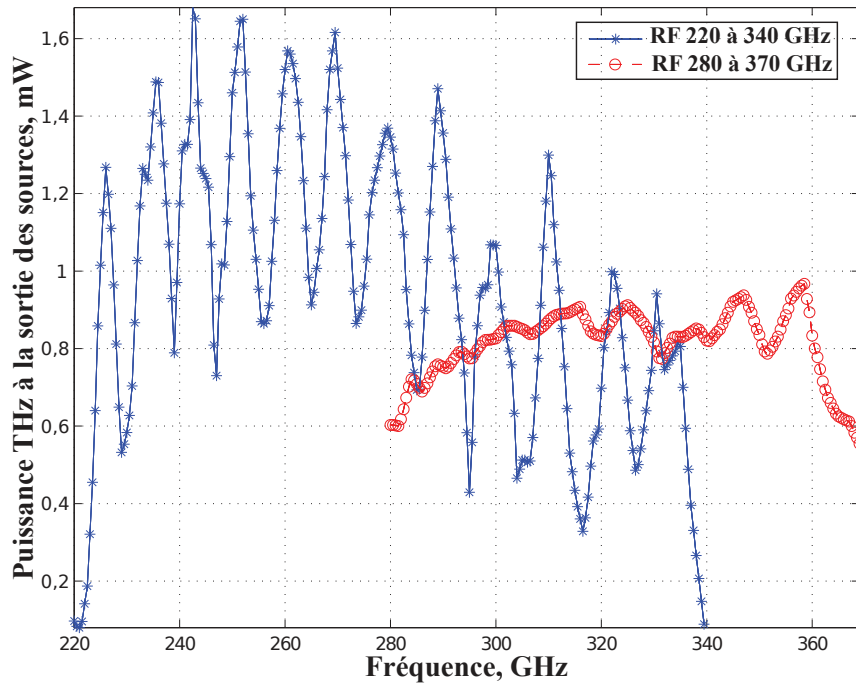


FIGURE 2.17 – Puissance THz délivrée par les sources électroniques à multiplication de fréquence 1 et 2 utilisées pour la mesure de la sensibilité du transistor.

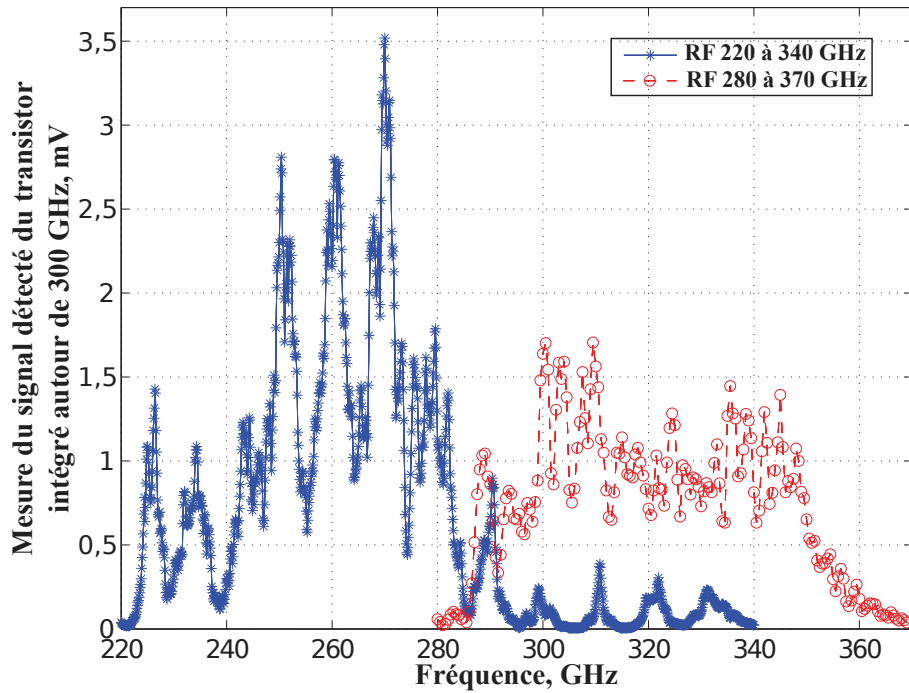


FIGURE 2.18 – Mesure du signal détecté par le transistor intégré derrière le cornet et le guide d'onde en fonction de la fréquence f_{RF} qui varie de 0,220 THz jusqu'à 0,370 THz.

Nous déduisons, à partir de ces courbes, un signal plat entre 0,250 THz et 0,350 THz environ de sensibilité oscillant autour de 1 V/W en moyenne. Les oscillations sont dues premièrement

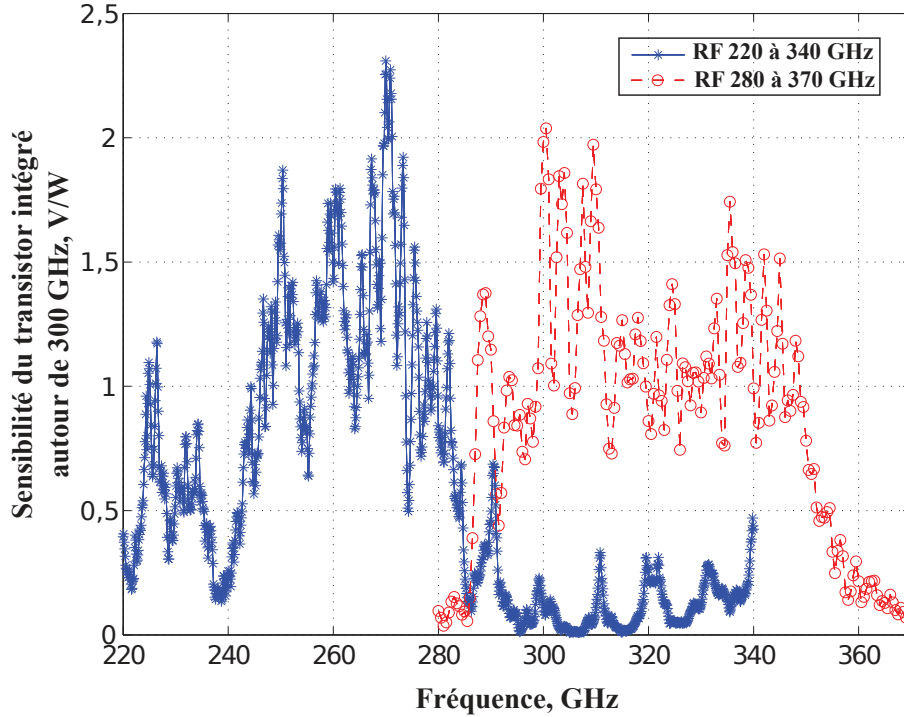


FIGURE 2.19 – Mesure de la sensibilité du transistor intégré derrière le cornet et le guide d'onde en fonction de la fréquence f_{RF} qui varie de 0,220 THz jusqu'à 0,370 THz.

aux ondes stationnaires provoquées par les réflexions entre les lentilles et la source, entre les lentilles et le transistor, et entre la source et le transistor et deuxièmement à la calibration de la source qui est imprécise car nous n'avions pas de détecteur calibré au moment de cette mesure. Nous remarquons une incohérence entre la mesure avec la source 1 et celle avec la source 2 sur l'intervalle de fréquence allant de 0,290 THz à 0,340 THz. Cela est probablement dû à un problème technique avec la source 1 qui délivre sur cet intervalle de fréquence une puissance inférieure à celle donnée fournie par le constructeur. Nous allons dès lors visualiser uniquement le résultat obtenu par la source 2 sur cet intervalle de fréquences.

C'est une détection large bande de 100 GHz autour de 0,300 THz que l'on remarque sur la figure 2.19. Ce résultat nous permet de déduire que ce transistor peut potentiellement être utilisé dans la communication THz sans fil à haut débit.

En effet, comme représenté sur la figure 2.20, si, par exemple, nous envoyons sur le transistor une onde de fréquence porteuse à 0,300 THz, nous avons la possibilité de détecter cette onde modulée jusqu'à une fréquence de modulation de 50 GHz, puisque la sensibilité du transistor est plate entre 0,250 THz et 0,350 THz. Si nous changeons la fréquence porteuse de 0,300 THz à 0,280 THz par exemple, nous pouvons théoriquement détecter une modulation jusqu'à une fréquence de 70 GHz.

Avant de conclure cette section nous voulons calculer la sensibilité corrigée par la surface éclairée du transistor. En effet, le transistor est excité par un faisceau gaussien THz de largeur beaucoup plus grande que la surface du composant qui peut être de $A_T = 100 \times 100 \mu\text{m}^2$ (figure 2.4). La figure 2.21 est la représentation de la surface du transistor par rapport à un faisceau gaussien de fréquence porteuse de 0,300 THz.

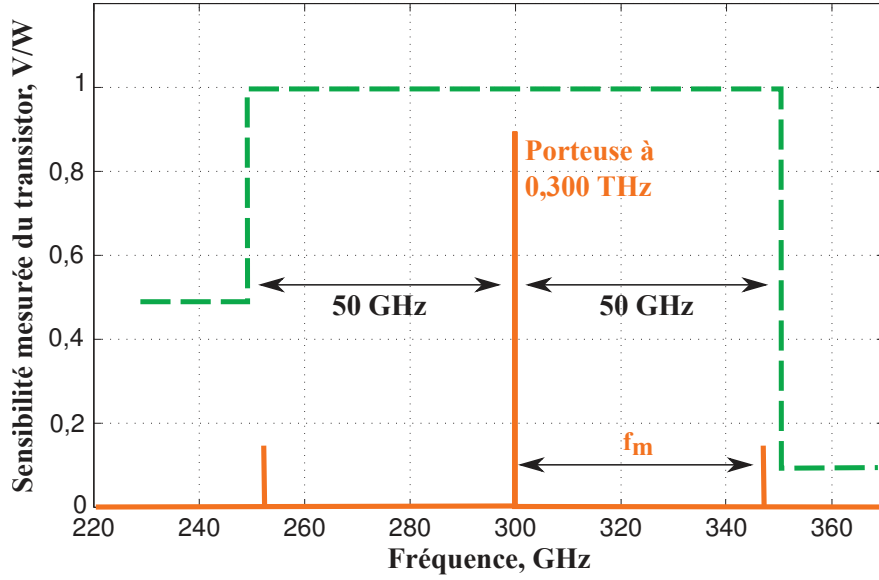


FIGURE 2.20 – Sensibilité et bande passante du transistor intégré derrière le cornet et le guide d'onde.

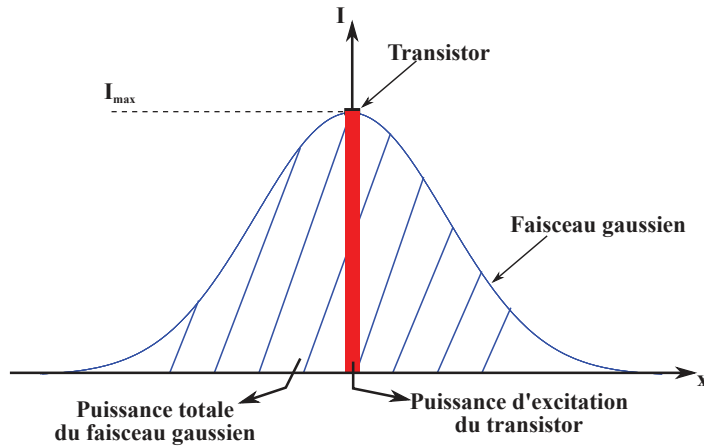


FIGURE 2.21 – Représentation de la surface du transistor par rapport un faisceau gaussien.

Nous pouvons déduire de cette figure que la puissance d'excitation $P_{excitation}$ du transistor est inférieure à la puissance totale P_{totale} du faisceau gaussien. La sensibilité corrigée par la surface du transistor sera alors proportionnelle au rapport des deux puissances et exprimée par la relation suivante :

$$\eta_{corrigée} = \eta \frac{P_{totale}}{P_{excitation}}, \quad (2.9.2)$$

où η est la sensibilité mesurée précédemment.

La puissance d'excitation est donnée par la relation suivante :

$$P_{excitation} = A_T I_{max}, \quad (2.9.3)$$

où I_{max} est l'intensité maximale du faisceau gaussien.

Pour calculer la puissance totale du faisceau gaussien il nous faut intégrer son intensité donnée par l'équation suivante :

$$I(x, y) = I_{max} \exp \left[-2 \left(\frac{x^2 + y^2}{\omega^2} \right) \right], \quad (2.9.4)$$

où ω est la largeur du faisceau THz. La puissance totale est donc égale à :

$$P_{totale} = \int \int I(x, y) dx dy = I_{max} \frac{\omega^2 \pi}{2}. \quad (2.9.5)$$

En utilisant les équations 2.9.3, 2.9.5 et 2.9.2, nous déduisons alors l'expression de la sensibilité corrigée :

$$\eta_{corrigée} = \eta \frac{\pi \omega^2}{2A_T}. \quad (2.9.6)$$

Connaissant l'angle de divergence à 3 dB en puissance du cornet de la source (10 deg) et la fréquence f_{RF} nous pouvons déterminer la valeur de ω et ensuite calculer la sensibilité corrigée. Par exemple pour une sensibilité moyenne $\eta = 1$ V/W, nous avons à une fréquence de 0,250 THz une sensibilité corrigée de 1038,6 V/W et à une fréquence de 0,350 THz une sensibilité corrigée de 530,3 V/W.

Le fait de corriger la sensibilité par la surface éclairée du transistor permet d'évaluer l'efficacité du phénomène physique de la détection du transistor. Mais nous n'utiliserons pas cette correction car nous avons besoin de connaître la vraie tension à la sortie du transistor puisque nous avons accès à la puissance THz qui l'excitera. Cela est important pour les systèmes de communication.

Nous concluons donc d'après cette mesure que le transistor possède une vraie sensibilité de 1 V/W et une bande passante potentielle de 100 GHz. Donc il sera possible de l'utiliser pour la communication THz à haut débit. Nous déterminerons par la suite plus précisément la bande passante de modulation du transistor mais avant cela nous caractérisons sa sensibilité autour de 0,650 THz.

2.10 Caractérisation de la sensibilité autour de 0,650 THz

Nous voulons à présent caractériser la détection du transistor GaAs HEMT à des fréquences plus élevées, autour de 0,650 THz. Cette gamme de fréquences est intéressante car, d'après le spectre d'absorption de l'eau, elle présente une fenêtre de faible absorption et grâce à une porteuse à 0,650 THz nous pouvons transmettre des données modulées jusqu'à 65 Gbps voir 100 Gbps.

Le banc expérimental de cette mesure est représenté sur la figure 2.22. Nous souhaitons évaluer la sensibilité sur l'intervalle de fréquence 0,640 – 0,690 THz. Pour ce faire, nous utilisons une source électronique à multiplication de fréquence couvrant ce domaine fréquentiel. Cette source est une source de facteur de multiplication 48. Son entrée LO possède une fréquence f_{LO} comprise entre 13,3333 GHz et 14,3750 GHz. Cette fréquence est générée par un synthétiseur de puissance fixée à 10 dBm. Après la chaîne de multiplication, il en résulte une onde RF dont la fréquence f_{RF} se situe entre 0,640 THz et 0,690 THz, et de puissance THz autour de 1 mW,

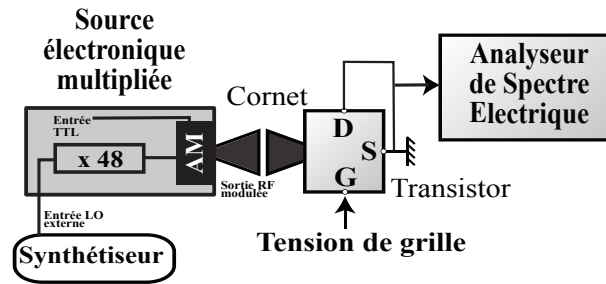


FIGURE 2.22 – Banc de caractérisation autour de 0,650 THz de la sensibilité du transistor intégré derrière le cornet et le guide d'onde.

comme nous pouvons voir sur la figure 2.23. Cette mesure de la puissance THz est donnée par le fournisseur VDI. La source est modulée en amplitude en tout ou rien (TTL) à une fréquence de 1 kHz. Ainsi, nous mesurons l'amplitude du signal à 1 kHz en sortie du transistor à chaque fréquence f_{RF} .



FIGURE 2.23 – Puissance THz délivrée par la source électronique multipliée utilisée pour la mesure de la sensibilité du transistor autour de 0,650 THz.

Comme le montre la figure 2.22, le transistor est intégré derrière un cornet et un guide d'onde fabriqué par l'atelier de mécanique du laboratoire tout comme le précédent à 0,300 GHz mais cette fois pour une fréquence de 0,650 GHz. Le transistor intégré est placé devant le cornet de la source et à l'aide d'une source de tension continue de -400 mV, nous le polarisons en tension grille-source.

Nous mesurons par le biais de l'ASE le signal drain-source détecté par le transistor, en fonction de la fréquence f_{RF} variant de 0,640 THz à 0,690 THz. Le résultat de cette mesure est représenté sur la figure 2.24. Le signal détecté par le transistor est de l'ordre de quelques μV .

Afin de déterminer la sensibilité du transistor autour de 0,650 THz, nous utilisons l'équation

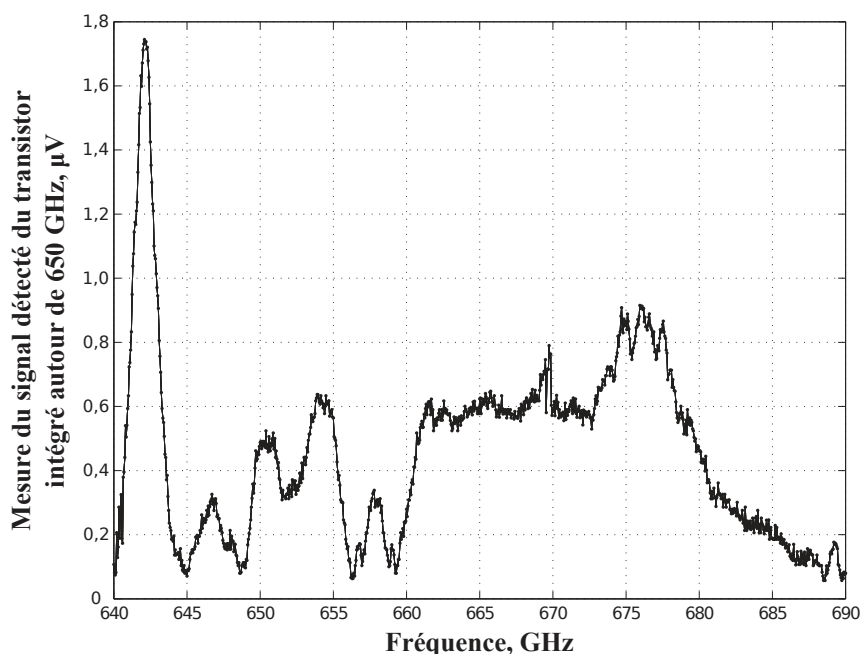


FIGURE 2.24 – Mesure du signal détecté par le transistor intégré derrière le cornet et le guide d'onde en fonction de la fréquence f_{RF} qui varie de 0,640 THz jusqu'à 0,690 THz.

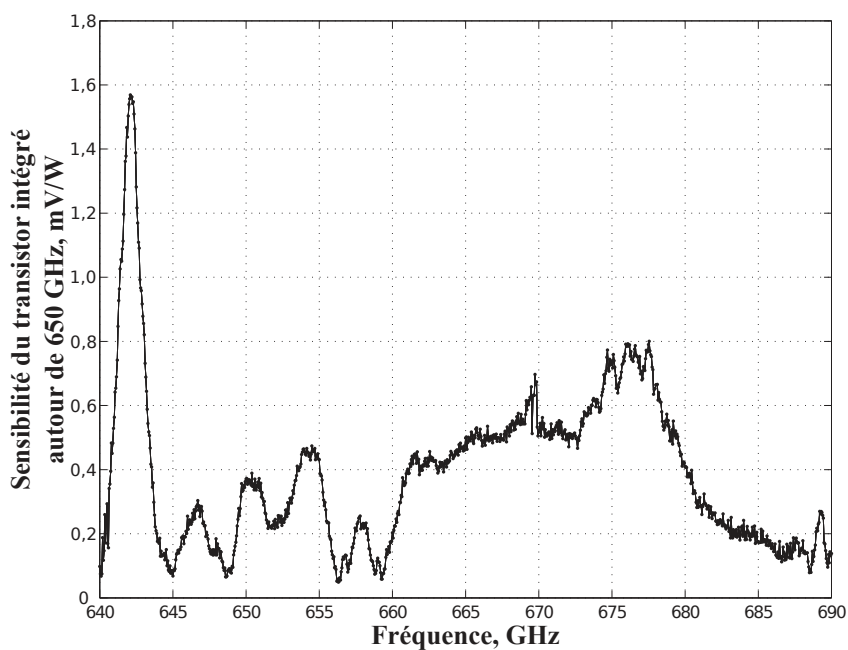


FIGURE 2.25 – Mesure de la sensibilité du transistor intégré derrière le cornet et le guide d'onde en fonction de la fréquence f_{RF} qui varie de 0,640 THz jusqu'à 0,690 THz.

(2.9.1), la courbe de puissance de la figure 2.23 et la courbe de détection de la figure 2.24. Nous trouvons alors la sensibilité du transistor en fonction de la fréquence f_{RF} variant de 0,640 THz à 0,690 THz. Ceci est représenté sur la figure 2.25.

Nous déduisons, à partir de cette courbe, une sensibilité de quelques mV/W et nous pouvons observer une bande de détection plate entre 0,660 THz et 0,680 THz avec un sensibilité de

0,6 mV/W. Cette bande de 20 GHz permet de déduire que ce transistor peut être utilisé dans la communication THz sans fil à haut débit autour de 0,670 THz mais avec une faible sensibilité. C'est pour cela que dans cette thèse, nous allons travailler exclusivement autour d'une fréquence porteuse de 0,300 THz pour laquelle la sensibilité est plus élevée. Notons qu'il serait possible, d'après ces résultats, de travailler autour de 0,650 THz. Ceci pourrait être réalisé par des études complémentaires à cette thèse.

2.11 Caractérisation de la bande passante de modulation

Dans les sections précédentes nous avons déduit une valeur de la bande passante de modulation du transistor GaAs HEMT à l'aide de mesures quasi-statiques de la sensibilité. Dans cette section, nous allons effectuer des mesures dynamiques de la bande passante. Pour cela, nous allons utiliser une source électronique à multiplication de fréquence qui possède un mélangeur en sortie ce qui permet de la moduler jusqu'à une fréquence de 30 GHz (voir annexe A.6). Notre objectif est alors d'étudier la détection de signaux THz modulés à haute fréquence et d'en déduire la bande passante du transistor. Commençons par étudier quelques propriétés théoriques de la détection quadratique du transistor, qui nous seront utiles par la suite.

Résultats théoriques

Afin de mieux comprendre le comportement d'un mélangeur, nous allons en étudier quelques propriétés. Pour plus de clarté, la figure 2.26 illustre le principe d'un mélangeur, le signe $\times$ correspondant à la multiplication de deux signaux.

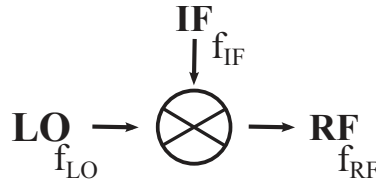


FIGURE 2.26 – Principe du mélange : une première onde sinusoïdale LO et une seconde onde sinusoïdale IF, de fréquences respectives f_{LO} et f_{IF} , se multiplient afin d'obtenir un mélange. Ceci permet de créer une onde mélangée RF de fréquence $f_{RF} = f_{LO} \pm f_{IF}$.

Supposons que nous disposons en entrée d'une onde sinusoïdale LO de fréquence f_{LO} . Cette onde est mélangée à une autre onde sinusoïdale IF de fréquence f_{IF} . Nous décrivons respectivement ces deux ondes par les champs E_1 et E_2 pour tout temps $t \geq 0$ avec :

$$E_1(t) = E_{01} \cos(2\pi f_{LO} t), \quad (2.11.1)$$

$$E_2(t) = E_{02} \cos(2\pi f_{IF} t), \quad (2.11.2)$$

où E_{01} et E_{02} désignent respectivement les amplitudes des champs E_1 et E_2 . A la sortie du mélangeur, nous obtenons ainsi une onde RF, dont le champ E_3 est égal au produit des deux champs E_1 d'équation (2.11.1) et E_2 d'équation (2.11.2). L'expression du champ E_3 est donc donnée par :

$$\begin{aligned} E_3(t) &= E_1(t) \times E_2(t), \\ &= (E_{01} \cos(2\pi f_{LO} t)) \times (E_{02} \cos(2\pi f_{IF} t)), \\ &= \frac{E_{01} E_{02}}{2} [\cos(2\pi t(f_{LO} + f_{IF})) + \cos(2\pi t(f_{LO} - f_{IF}))]. \end{aligned} \quad (2.11.3)$$

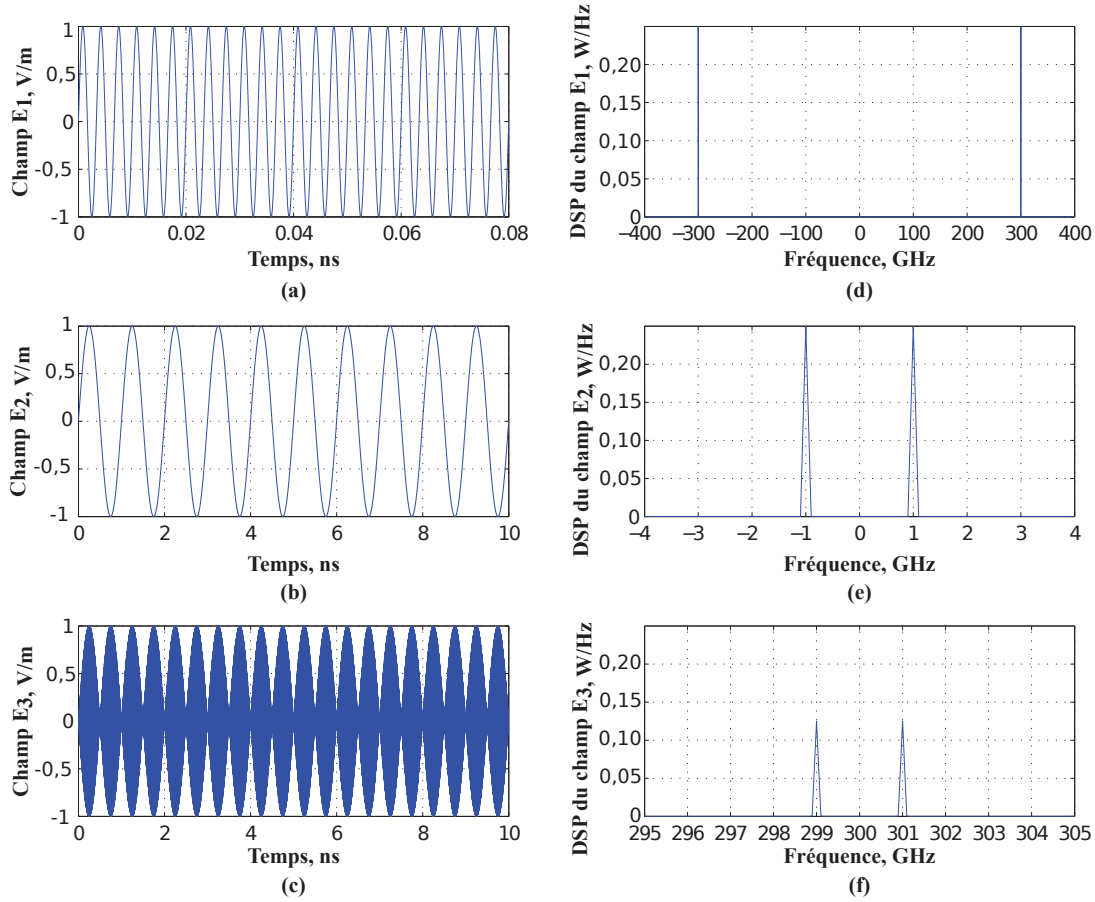


FIGURE 2.27 – Représentation graphique des équations du mélange. Les sous-figures (a), (b) et (c) représentent respectivement les champs E_1 , E_2 et E_3 en fonction du temps t . Les sous-figures (d), (e) et (f) représentent les DSP des trois champs E_1 , E_2 et E_3 . Notons que la sous-figure (f) ne représente que la partie positive du spectre, la partie négative étant obtenue par symétrie.

L'équation (2.11.3) permet de déduire deux caractéristiques importantes d'un mélangeur. D'une part, le signal final est formé de deux ondes dont les fréquences respectives sont $f_{LO} + f_{IF}$ et $f_{LO} - f_{IF}$. Ainsi, contrairement aux mesures de sensibilité, la source modulée en amplitude de type on/off pour laquelle le signal serait formé d'une porteuse à la fréquence f_{LO} et aux deux fréquences $f_{LO} \pm f_{IF}$, nous disposons ici seulement des deux fréquences $f_{LO} \pm f_{IF}$, c'est une modulation d'amplitude à porteuse supprimée. Cette absence de fréquence de la porteuse est due à la multiplication des deux signaux sinusoïdaux des équations (2.11.1) et (2.11.2).

En guise d'illustration, nous fixons dans la simulation qui suit $f_{LO} = 300$ GHz, $f_{IF} = 1$ GHz et $E_{01} = E_{02} = 1$.

Dans la figure 2.27, (a), (b) et (c) représentent les champs E_1 , E_2 et E_3 en fonction du temps t . La figure 2.27 (c) est bien la représentation du mélange des deux ondes et nous observons un battement à une fréquence égale à $2 \times f_{IF} = 2$ GHz. Les figures 2.27 (d) (e) et (f) représentent les Densités Spectrales de Puissance (DSP) de ces mêmes champs, obtenues par transformées de Fourier. Dans la figure 2.27 (f), nous observons bien le phénomène décrit précédemment, à savoir qu'à la sortie du mélangeur, nous avons deux pics aux fréquences $f_{LO} \pm f_{IF}$. Nous allons à présent faire usage de ces résultats, afin de mieux comprendre ce qu'il se passe au niveau d'un transistor qui n'est autre qu'un détecteur quadratique.

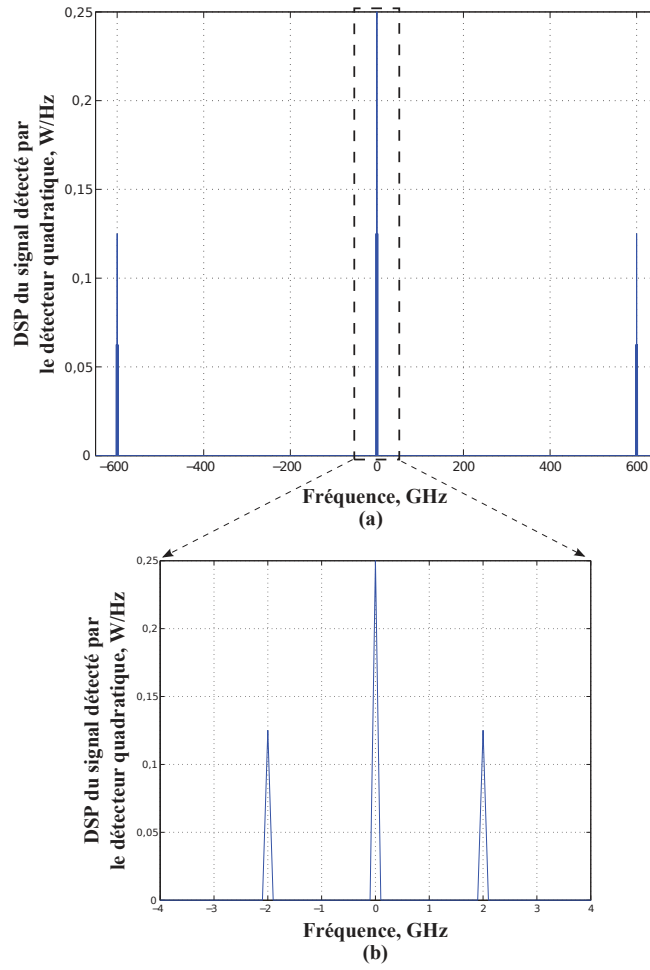


FIGURE 2.28 – Illustration de la détection quadratique. Ces deux sous-figures représentent la DSP du signal détecté par le transistor, la sous-figure (b) étant l'agrandissement autour de 0 Hz. Remarquons que le signal détecté est à 2 GHz et qu'il n'existe pas de signal à 1 GHz. Un comportement similaire s'observe autour de - 600 GHz et + 600 GHz.

Comme ce dernier ne détecte que le carré d'un signal, il nous faut calculer le carré du champ E_3 .

$$V_{ds}(t) \propto |E_3(t)|^2. \quad (2.11.4)$$

Ce qui donne après remplacement par l'expression de E_3 et après simplification du calcul l'expression suivante du champ quadratique du transistor :

$$V_{ds}(t) = \frac{E_{01}^2 E_{02}^2}{4} \left[1 + \frac{1}{2} \cos[4\pi t(f_{LO} + f_{IF})] + \frac{1}{2} \cos[4\pi t(f_{LO} - f_{IF})] + \cos(4\pi t f_{LO}) + \cos(4\pi t f_{IF}) \right]. \quad (2.11.5)$$

Nous trouvons dans l'expression du champ V_{ds} , équation (2.11.5), le terme $\cos(4\pi t f_{IF})$ qui correspond à la détection à la fréquence $2 \times f_{IF}$. La figure 2.28 représente la DSP du champ V_{ds} avec les mêmes paramètres fixés précédemment, la sous-figure (b) en étant l'agrandissement autour

de 0 Hz. Nous trouvons bien que le signal détecté pour une fréquence f_{IF} fixée à 1 GHz, est à la fréquence $2 \times f_{IF}$ soit à 2 GHz et qu'il n'existe pas de signal à 1 GHz. Notons qu'un comportement similaire est présent autour des fréquences -600 GHz et $+600$ GHz mais nous ne pouvons pas l'observer car ses fréquences sont supérieures à la bande passante de mesure des appareils. Enfin, pour caractériser la bande passante du transistor, il faut mesurer le signal détecté à $2 \times f_{IF}$.

Étude expérimentale du comportement quadratique du transistor et bande passante

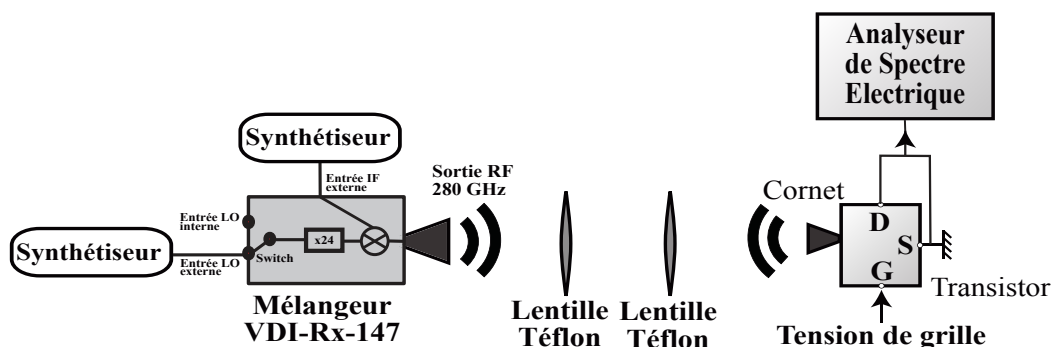


FIGURE 2.29 – Banc de caractérisation de la détection quadratique. La fréquence LO est fixée à 12,5 GHz, soit 0,300 THz après multiplication par 24. La fréquence IF varie de 100 MHz à 20 GHz. Le faisceau est collimaté, puis focalisé sur le transistor derrière le cornet et le guide à l'aide de deux lentilles Téflon. Le transistor est polarisé avec une tension de -400 mV et le signal est mesuré à l'aide d'un ASE.

Nous mettons en place le banc expérimental décrit sur la figure 2.29. La source utilisée est une source électronique à multiplication de fréquence fabriquée par VDI. Sa puissance de sortie est de l'ordre de $20 \mu\text{W}$ et elle est composée d'une chaîne de multiplication de facteur 24. A sa sortie se trouve également un mélangeur WR-2.8. Comme nous le voyons sur la figure 2.29, cette source est pilotée par deux synthétiseurs. Le premier, utilisé pour piloter l'entrée LO externe, génère une puissance fixée à 10 dBm et une fréquence que l'on choisit entre 11,6667 GHz et 14,5833 GHz. Après la chaîne de multiplication, il en résulte une onde dont la fréquence se situe entre 0,280 THz et 0,350 THz. Nous fixons la fréquence de ce synthétiseur à 12,7083 GHz, c'est-à-dire 0,305 THz après la chaîne de multiplication. Le second synthétiseur, utilisé pour piloter l'entrée IF externe, a une amplitude fixée à -5 dBm et une fréquence qui varie du continu jusqu'à 30 GHz. A la sortie de la source, le faisceau est collimaté à l'aide d'une lentille Téflon de focale 10 cm. Puis il est focalisé par une lentille identique sur le transistor, ce dernier étant placé derrière le cornet et le guide d'onde, tel qu'il est expliqué dans la section 2.8. À l'aide d'une source de tension de -400 mV, nous polarisons le transistor entre la grille et la source. Enfin, le signal détecté sous forme de tension drain-source est mesuré avec un ASE d'impédance d'entrée 50Ω . Un programme développé sous LabView va nous permettre de piloter le synthétiseur afin de faire varier f_{IF} et de mesurer le signal détecté.

Sachant que la sensibilité du transistor est typiquement de l'ordre de 1 V/W et la puissance de la source de l'ordre de $20 \mu\text{W}$, nous en déduisons que la tension drain-source mesurée doit être de l'ordre de $20 \mu\text{V}$.

Dans un premier temps, nous mesurons le signal détecté suivant différentes fréquences f_{IF} , allant de 100 MHz à 20 GHz et avec un pas de 100 MHz. Le signal détecté étant relativement faible, nous utilisons uniquement pour cette mesure un amplificateur Miteq placé à la sortie drain-source du transistor. Le gain de cet amplificateur est égal à 32 dB, sa bande passante est comprise entre 2 kHz et 18 GHz et son impédance d'entrée et de sortie 50Ω . Les valeurs du signal drain-

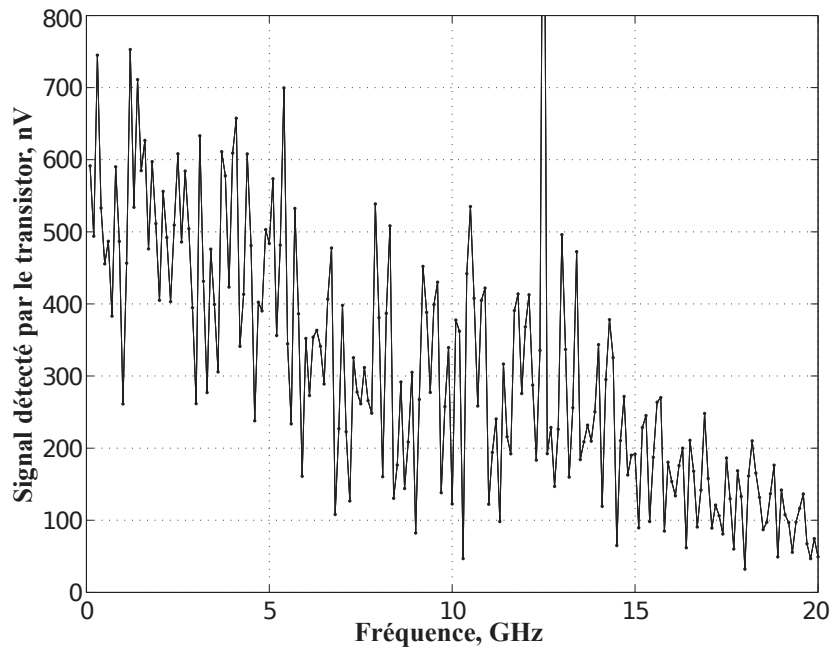


FIGURE 2.30 – Mesure du signal détecté en fonction de la fréquence f_{IF} , variant de 100 MHz à 20 GHz à une fréquence de porteuse de 0,305 THz.

source obtenues sont alors divisées par la valeur du gain de l'amplificateur, et représentées en fonction de f_{IF} dans la figure 2.30. Le signal à la fréquence f_{IF} étant de l'ordre de 500 nV, ceci n'est pas en accord ni avec la valeur attendue qui devrait se situer aux alentours de 20 μV ni avec les équation de la partie précédente. Ce signal correspond au résidu de la porteuse à 0,305 THz et au battement avec les différents pics du spectre de la source.

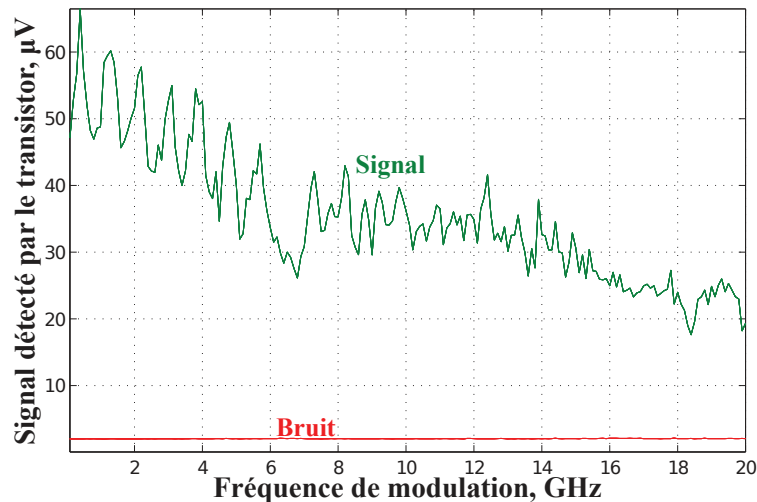


FIGURE 2.31 – Mesure du signal détecté en fonction de la fréquence $2 \times f_{IF}$, avec f_{IF} variant de 100 MHz à 20 GHz à une fréquence de porteuse de 0,305 THz.

Dans un second temps, et comme nous avons déduit des calculs de mélange précédents, nous devons mesurer le signal détecté au double de la fréquence f_{IF} , lorsque f_{IF} varie de 100 MHz à 20 GHz avec un pas de 100 MHz. Dans ce cas, nous n'utilisons pas d'amplificateur entre le drain

et la source du transistor. Le résultat de cette mesure est présenté dans la figure 2.31. Le signal détecté commence avec une valeur de $55 \mu\text{V}$, comme attendu, puis diminue progressivement avec l'augmentation de la fréquence de modulation. Nous représentons aussi sur cette courbe le niveau de bruit thermique de l'ASE, pour une résolution de 500 MHz, en plaçant un écran métallique devant le transistor. Nous pouvons remarquer un rapport signal sur bruit important de 55 dB à quelques GHz et qui diminue pour atteindre 45 dB à 20 GHz. Pour expliquer la diminution du signal détecté, nous décidons de mesurer la puissance THz à la sortie de la source afin de calibrer la mesure et de voir si la puissance THz varie en fonction de la fréquence f_{IF} .

Pour cela, nous remplaçons le transistor par un mélangeur calibré afin de mesurer la puissance THz à la sortie de la source. Nous faisons varier la fréquence de modulation f_{IF} de 100 MHz jusqu'à 20 GHz et nous mesurons la valeur de la puissance à la sortie de la source à l'aide du mélangeur calibré et d'un ASE. Les résultats de cette mesure sont donnés sur la figure 2.32.

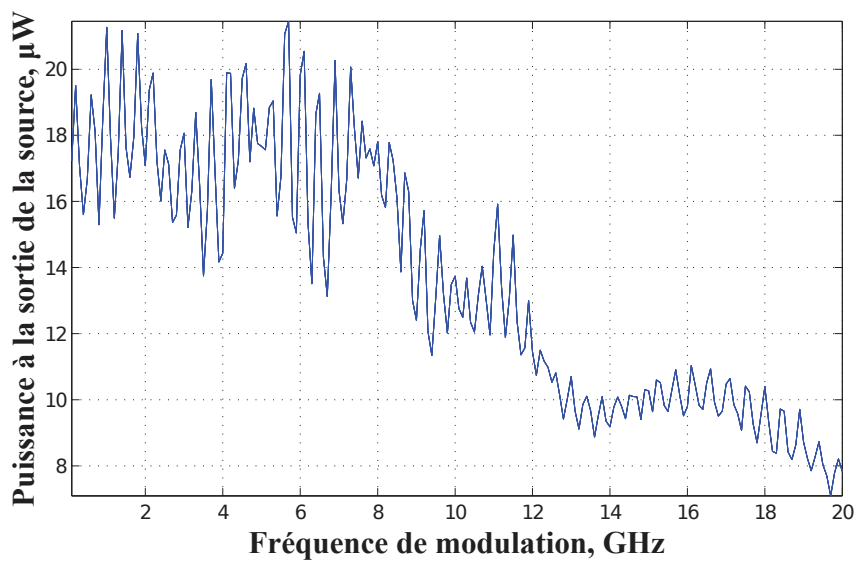


FIGURE 2.32 – Mesure de la puissance THz à la sortie de la source électronique à multiplication de fréquence en fonction de la fréquence de modulation f_{IF} allant de 100 MHz jusqu'à 20 GHz à une fréquence de porteuse de 0,305 THz.

D'après cette courbe, nous remarquons que la puissance de la source est égale à $18 \mu\text{W}$ en moyenne entre 100 MHz et 8 GHz, ensuite cette puissance diminue avec la fréquence f_{IF} jusqu'à atteindre une puissance de $8 \mu\text{W}$ à 20 GHz. Cette diminution de la puissance THz peut donc expliquer le comportement de la courbe du signal détecté de la figure 2.31.

Nous décidons de normaliser la mesure du signal détecté par la puissance THz de la source afin d'obtenir le vrai comportement de détection du transistor. Pour cela, nous divisons les valeurs du signal détecté par les valeurs de la puissance THz, mesurée à chaque fréquence de modulation f_{IF} . Nous en déduisons la courbe 2.33.

Nous remarquons d'après cette courbe que le signal détecté normalisé diminue légèrement avec l'augmentation de la fréquence f_{IF} . À l'aide de cette mesure, nous pouvons affirmer que le transistor GaAs HEMT est un détecteur adéquat pour la communication THz haut débit, étant donné qu'il détecte bien des signaux sinusoïdaux modulés jusqu'à 20 GHz. Ce résultat est étonnant car d'après la fiche technique ce transistor fonctionne jusqu'à 18 GHz. Notons que, avec ce banc de mesure, nous sommes limités à 20 GHz de fréquence de modulation et cela à cause de la bande

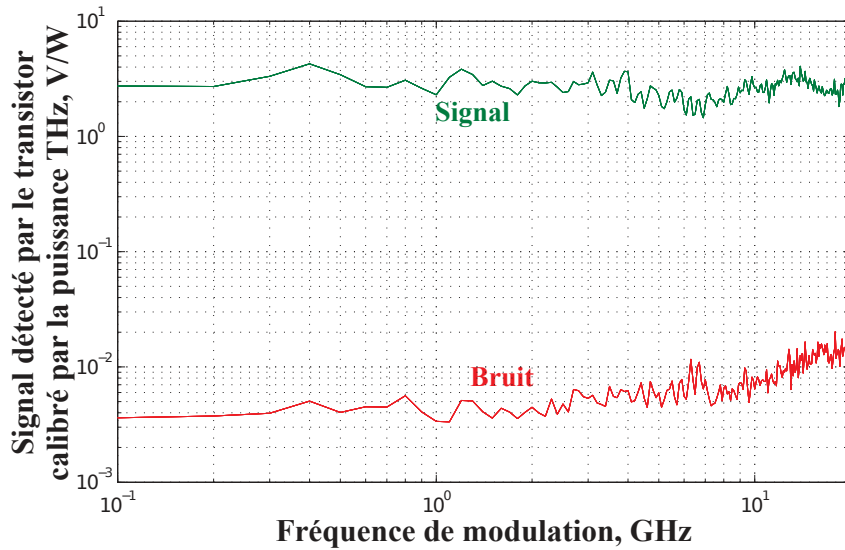


FIGURE 2.33 – Mesure normalisée du signal détecté par le transistor en fonction de la fréquence de modulation f_{IF} allant de 100 MHz jusqu'à 20 GHz à une fréquence de porteuse de 0,305 THz.

passante du synthétiseur. Nous voulons vérifier si le transistor est capable de détecter des fréquences de modulation plus élevées et à cet effet, nous mettons en place un banc de mélange hétérodyne que nous exposons dans la partie suivante.

2.12 Caractérisation hétérodyne de la bande passante

Dans cette dernière mesure, nous réalisons le mélange entre deux sources électroniques à multiplication de fréquence afin de créer un mélange hétérodyne. Cela va nous permettre de caractériser la bande passante du transistor à l'aide d'un battement entre deux ondes THz, et d'obtenir les limites de détection du transistor en terme de fréquence de modulation.

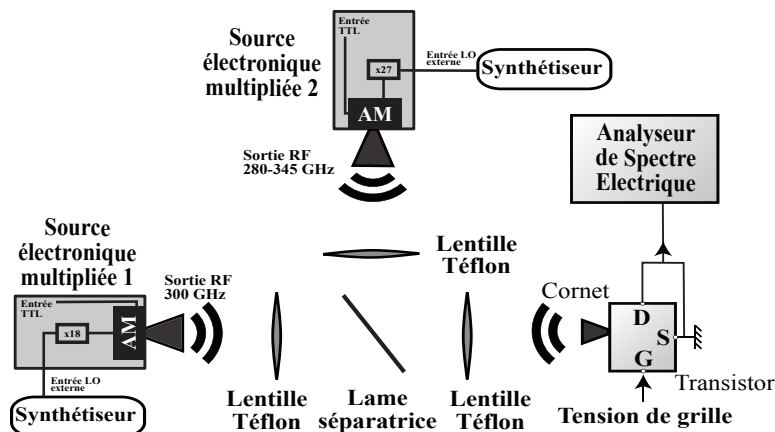


FIGURE 2.34 – Banc de mélange expérimental entre deux sources électroniques à multiplication de fréquence. La source 1 a une fréquence fixée à 0,300 THz et nous faisons varier la fréquence de la source 2 pour créer un battement à basse fréquence. Le transistor est placé derrière le cornet et le guide, et polarisé avec une tension de -400 mV. Le signal est mesuré à l'aide d'un ASE.

Pour cela, nous utilisons deux sources électroniques à multiplication de fréquence que nous

mettons en place dans le banc expérimental décrit sur la figure 2.34. La première est une source électronique à multiplication de fréquence de facteur de multiplication 18 qui génère une onde THz comprise entre 0,220 THz et 0,340 THz. Nous utilisons une lentille Téflon pour collimater le faisceau à la sortie de cette source ainsi qu'une lame séparatrice, afin de diriger ce faisceau dans le même plan que celui de la deuxième source. Cette dernière est une source électronique à multiplication de fréquence de facteur de multiplication 27, qui génère une onde THz comprise entre 0,280 THz et 0,345 THz. A la sortie cette source, le faisceau est collimaté à l'aide d'une lentille Téflon de focale 10 cm. Après la lame séparatrice, les deux faisceaux mélangés sont focalisés par une lentille identique sur le transistor intégré. Les synthétiseurs qui pilotent l'entrée LO externe des deux sources sont synchronisés avec une référence de 10 MHz. La fréquence de la première source (source 1) est fixée à 0,300 THz, et nous faisons varier la fréquence de la seconde source (source 2) de 0,280 THz à 0,345 THz. La superposition des deux signaux crée donc un battement à basse fréquence qui varie de 0 à 45 GHz. Le transistor est polarisé en tension grille-source de -400 mV.

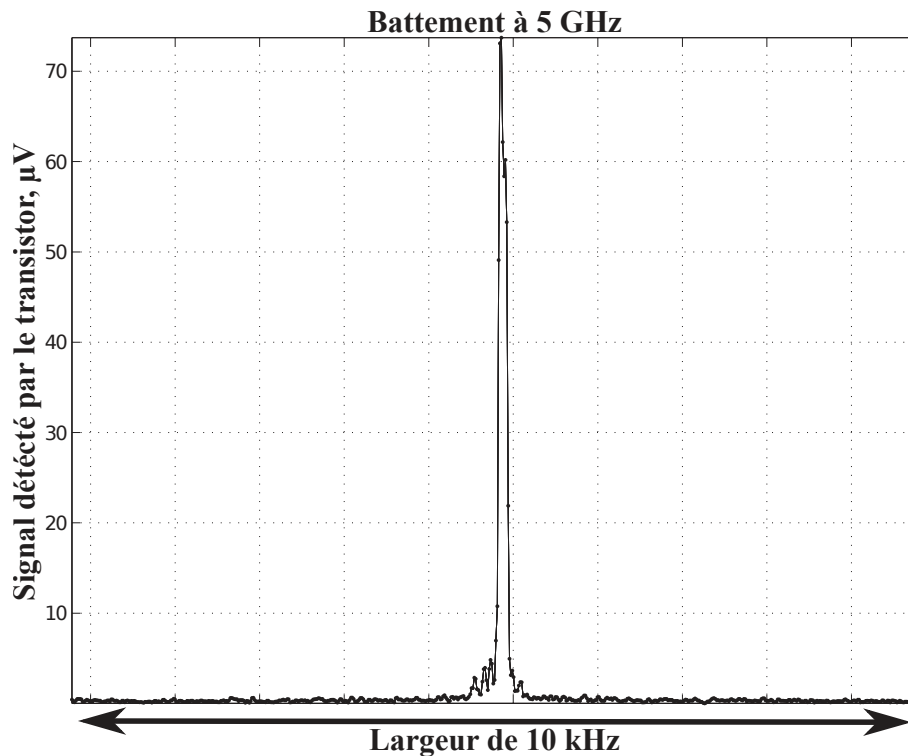


FIGURE 2.35 – Signal détecté par le transistor intégré à une fréquence de battement de 5 GHz.

Le signal détecté entre le drain et la source du HEMT est mesuré à l'aide d'un ASE. Pour chaque fréquence de battement, nous mesurons la valeur du signal détecté. Comme exemple, la figure 2.35 représente le signal de battement détecté à 5 GHz. Nous représentons ensuite, sur la figure 2.36, les mesures à chaque fréquence de battement qui relève le maximum du spectre pour chaque fréquence de battement. Nous retrouvons une détection importante du transistor jusqu'à une fréquence de battement de 10 GHz, ensuite le signal diminue progressivement avec l'augmentation de la fréquence de battement. Nous mesurons aussi le niveau de bruit thermique de l'ASE en plaçant un écran métallique devant le transistor. Nous déduisons grâce aux deux courbes un rapport signal sur bruit de 10 dB en moyenne. Malgré la dégradation du signal avec l'augmentation de la fréquence de battement, nous obtenons un signal à des fréquences élevées,

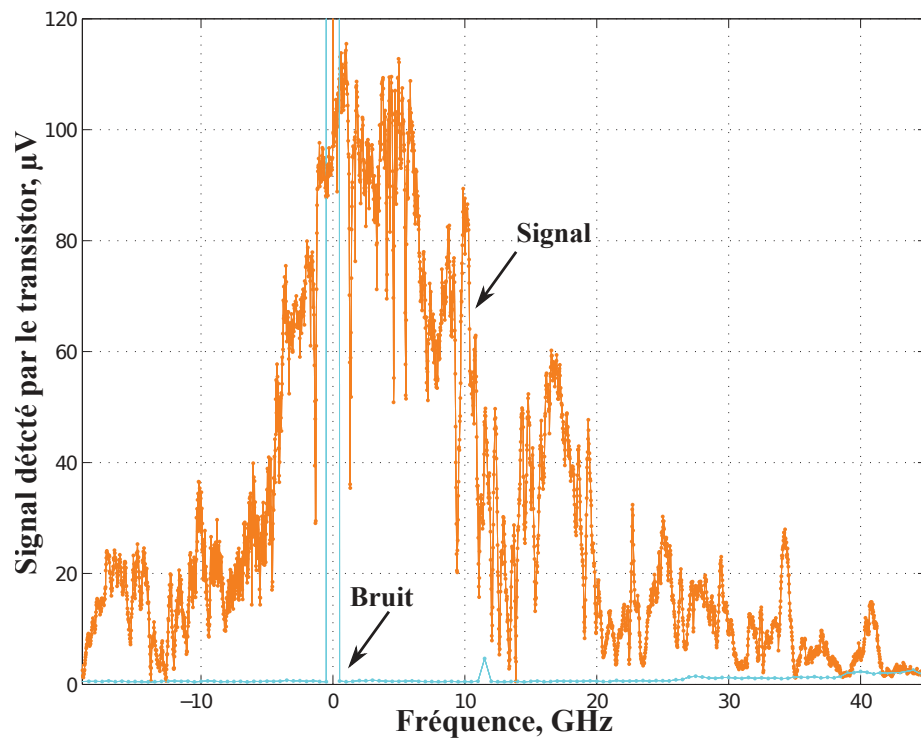


FIGURE 2.36 – Signal détecté par le transistor intégré pour un battement, entre deux sources électroniques à multiplication de fréquence, variant de -20 GHz à 45 GHz.

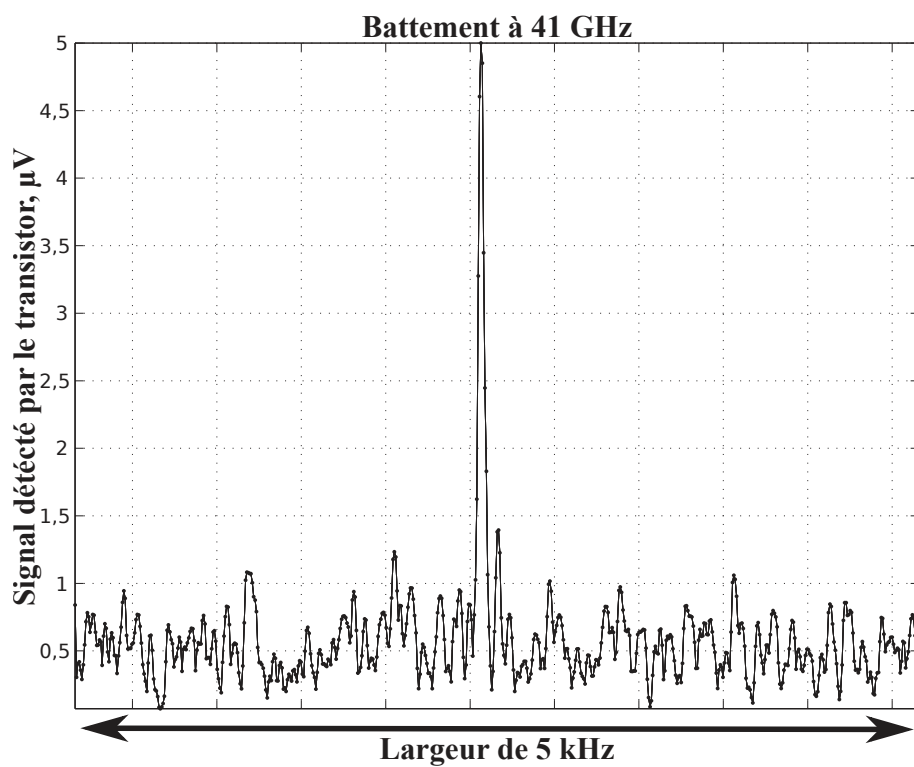


FIGURE 2.37 – Signal détecté par le transistor intégré à une fréquence de battement de 41 GHz.

notamment à 41 GHz comme nous pouvons le voir sur la figure 2.37. Notons que nous sommes limités par la bande passante de l'ASE, allant de 20 Hz à 45 GHz, et c'est pour cette raison que nous n'avons pu mesurer un signal à des fréquences de battement supérieures.

Le transistor fonctionnant comme un mélangeur hétérodyne, nous souhaitons le caractériser en calculant ses pertes de conversion. Puisque la puissance THz incidente couplée par le transistor est faible, les pertes de conversion sont calculées en faisant le rapport entre la puissance incidente THz et la puissance détectée à la sortie drain-source du transistor. Le signal THz de la source 2, de puissance P_2 , ainsi que le signal THz de la source 1, de puissance P_1 , excitent le transistor; un battement se produit alors, de puissance $P_{\text{battement}}$ exprimée par l'équation suivante :

$$P_{\text{battement}} = 2\sqrt{P_1 P_2}. \quad (2.12.1)$$

D'après la théorie de la détection THz, le signal à la sortie du transistor HEMT étant proportionnel à la puissance THz qui excite sa grille, le signal à la sortie drain-source du transistor, $V_{\text{transistor}}$, est alors égal à :

$$V_{\text{transistor}} = \eta P_{\text{battement}} = 2\mu\sqrt{P_1 P_2}, \quad (2.12.2)$$

où η désigne la sensibilité du transistor. Supposant que le transistor est chargé à sa sortie par une impédance R , la puissance électrique mesurée à la sortie drain-source du transistor P_{elec} est alors :

$$\begin{aligned} P_{\text{elec}} &= \frac{V_{\text{transistor}}^2}{R}, \\ &= \frac{4\eta^2 P_1 P_2}{R}. \end{aligned} \quad (2.12.3)$$

Par suite, les pertes en conversion CL sont exprimées par :

$$\begin{aligned} \text{CL} &= \frac{P_{\text{elec}}}{P_2}, \\ &= \frac{V_{\text{transistor}}^2}{R P_2}, \end{aligned} \quad (2.12.4)$$

et par :

$$\text{CL} = \frac{4\eta^2 P_1}{R}. \quad (2.12.5)$$

Nous utilisons l'égalité de l'équation (2.12.5) pour estimer les pertes en conversion théoriquement. Pour cette mesure, la sensibilité du transistor était égale à 0,25 V/W (pertes dans le système optique notamment à cause de la lame séparatrice), ainsi que la puissance à la sortie de la source 1 est $P_1 = 1,1$ mW. R n'est autre que l'impédance d'entrée de l'ASE, égale à 50 Ω . Nous obtenons alors une valeur CL théorique égale à -52,6 dB.

Pour déterminer les pertes de conversion expérimentalement, nous faisons usage de l'équation (2.12.5) et du signal mesuré par l'ASE (figure 2.36). La variation des gains de conversion du tran-

sistor en fonction de la fréquence de battement est représenté sur la figure 2.38, notons que les pertes de conversion sont obtenues en prenant l'opposé des valeurs.

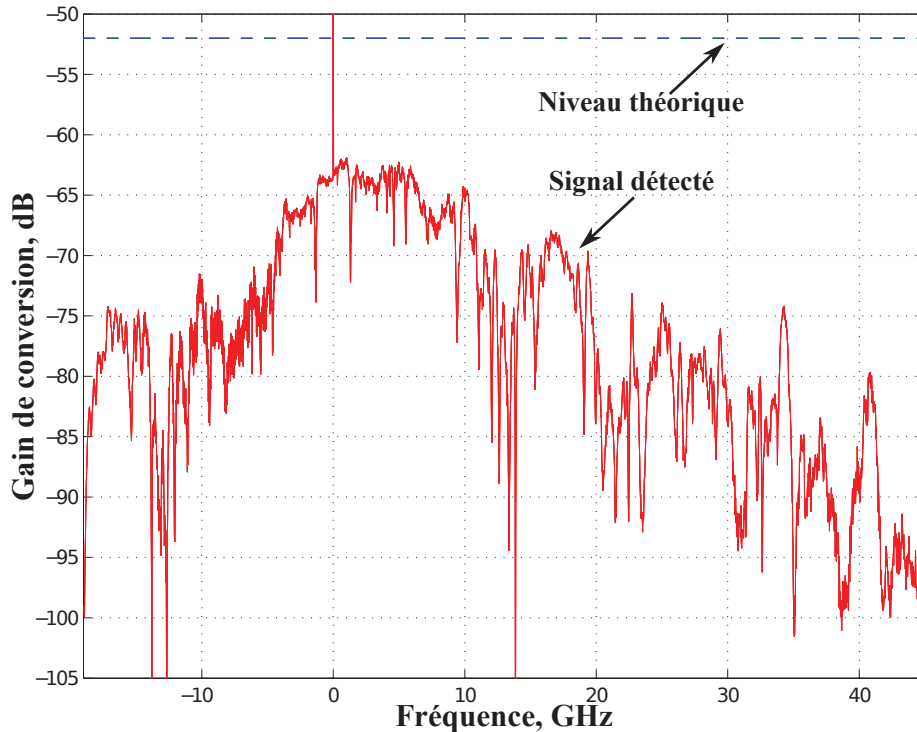


FIGURE 2.38 – Variation des gains de conversion du transistor en fonction de la fréquence de battement.

Nous remarquons sur cette figure que les gains de conversion sont, en moyenne, égales à -62 dB entre 0 et 10 GHz, et que ces gains diminuent en même temps que l'augmentation de la fréquence de battement. Notons que nous pouvons améliorer les pertes de conversion expérimentales en augmentant la puissance de la source 1, ou encore en intégrant une antenne sur la grille du transistor. Nous pouvons aussi déterminer de cette mesure la fréquence de coupure du transistor qui est de 10 GHz et le fait que notre détecteur peut détecter un signal THz modulé jusqu'à 41 GHz. Par conséquent, le transistor GaAs HEMT est un détecteur adéquat pour la communication THz haut débit, ce que nous allons démontrer dans le chapitre suivant. Enfin, notons que nous avons obtenu, à l'aide de la mesure hétérodyne, une fréquence de coupure différente de celle obtenue dans la section 2.11. Cela peut être dû à la complexité de ce banc expérimental. Une des méthodes pour améliorer cette mesure consisterait à coupler les sorties des deux sources dans un guide d'onde unique avec un coupleur directionnel.

2.13 Conclusion

Le principe de génération d'onde plasma et la théorie de Dyakonov et Shur nous ont permis de comprendre les bases de la détection THz. En particulier, cette théorie a mis en évidence le principe de détection des transistors HEMTs. C'est cette famille de transistors que nous avons choisi d'étudier dans cette thèse.

Dans ce chapitre, nous avons caractérisé la détection THz d'un transistor HEMT GaAs. Nous avons montré l'importance de la polarisation en tension grille-source du transistor et que son

impédance de sortie est de quelques dizaines d'ohms. De plus, afin d'améliorer sa détection, nous l'avons intégré derrière un cornet et un guide d'onde, fabriqués au sein de l'Institut d'Electronique du Sud à Montpellier par l'atelier de mécanique. Cette intégration permet de protéger le transistor des couplages externes, mais nous allons voir dans le chapitre suivant d'autres procédures d'isolation électromagnétique afin d'améliorer notre détecteur.

La caractérisation du transistor intégré en fonction de la fréquence THz permet de déduire une sensibilité de 1 V/W et une bande passante potentielle de 100 GHz. Une caractérisation plus poussée de la bande passante de modulation a démontré que le transistor peut détecter des signaux THz modulés jusqu'à 20 GHz, voire plus éventuellement. Dans ce cas, nous sommes limités par les capacités des sources. Mais nous avons également démontré la détection d'un mélange hétérodyne jusqu'à 41 GHz. Toutes ces mesures permettent de dire que ce transistor HEMT peut être utilisé pour une communication THz à haut débit. Nous allons dans le prochain chapitre confirmer ces résultats avec plusieurs mesures de transmission de données et des mesures de taux d'erreur.

Communication THz sans fil avec un transistor HEMT comme détecteur

Résumé

Dans le chapitre précédent, nous avons étudié les caractéristiques et l'intégration de notre transistor GaAs HEMT à onde plasma. Grâce à sa sensibilité supérieure à 1 V/W et sa bande passante supérieure à 10 GHz, nous pouvons penser que l'utilisation de ce transistor dans le cadre de la communication sans fil avec une porteuse THz est adéquate. Ainsi dans ce chapitre, nous allons nous intéresser aux mesures expérimentales ayant permis d'aboutir, pour la première fois, à une transmission de données sans erreur jusqu'à un débit de 8,3 Gbps avec le transistor HEMT.

3.1 Introduction

À présent, nous souhaitons étudier la communication THz sans fil avec le transistor HEMT comme détecteur. Grâce à sa bande passante de 10 GHz, et sa capacité de détecter des modulation jusqu'à 20 GHz et du mélange jusqu'à 40 GHz, nous pensons pouvoir utiliser ce transistor pour transmettre des données à haut débit. Dans la section suivante, nous commençons par utiliser une source électronique à multiplication de fréquence avec une porteuse de 0,200 THz, afin de caractériser la transmission de données détectées par le transistor HEMT.

3.2 Communication sans fil avec une source électronique à 0,200 THz

Nous mettons en place le banc expérimental décrit sur la figure 3.1. La source utilisée est une source électronique à multiplication de fréquence de facteur de multiplication 12. Elle est pilotée par un synthétiseur externe fixé à une fréquence de 16,6667 GHz, ce qui donne après la chaîne de multiplication une fréquence de porteuse fixée à 0,200 THz. Sa puissance de sortie est comprise entre 1 mW et 2 mW. Le synthétiseur externe est lui-même pulsé par un générateur de données pseudo-aléatoires PRBS, abréviation de *Pseudo-Random Binary Sequence* en anglais. La source est modulable en amplitude, ou AM pour *Amplitude Modulation* en anglais, par le générateur PRBS, et ce jusqu'à un débit de 3 à 4 Gbit/s. Ce générateur PRBS est utilisé afin de générer des données binaires type on/off en modulation d'amplitude. À la sortie de la source, le faisceau est collimaté à l'aide d'un premier miroir parabolique. Puis, il est focalisé par un second miroir parabolique identique. Deux autres miroirs paraboliques identiques sont utilisés afin de colli-

mater et focaliser le faisceau sur le transistor. Ce dernier est placé derrière le cornet et le guide d'onde, comme expliqué dans la partie sur l'intégration. La grille du transistor est polarisée à l'aide d'une source de tension continue à $-0,470$ V afin d'augmenter sa sensibilité. Le signal détecté est mesuré entre le drain et la source, cette dernière étant liée à la masse. Ce signal de sortie est amplifié à l'aide d'un amplificateur électrique. Enfin, nous utilisons un oscilloscope rapide afin de tracer les diagrammes de l'œil du signal mesuré, en vue d'analyser les performances du détecteur vis-à-vis de la communication THz sans fil et du débit. Cette mesure a été réalisée au sein du laboratoire IEMN (Lille) ; leur collaboration nous a permis de bénéficier de leur matériel de communication (générateur PRBS, oscilloscope, etc.).

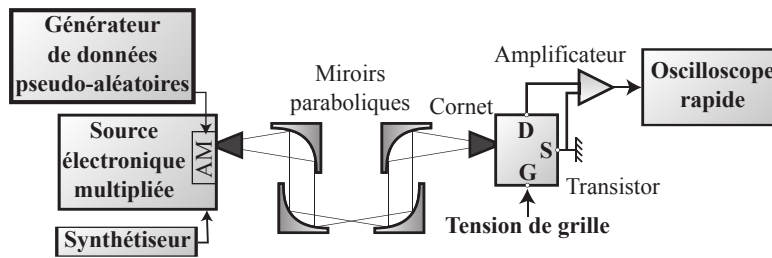
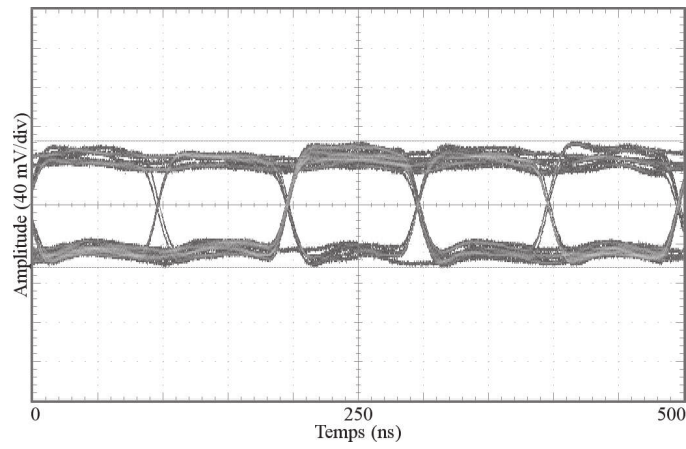


FIGURE 3.1 – Banc expérimental de communication THz sans fil avec une source électronique à multiplication de fréquence, dont la fréquence de la porteuse est de $0,200$ THz et avec un détecteur à onde plasma HEMT.

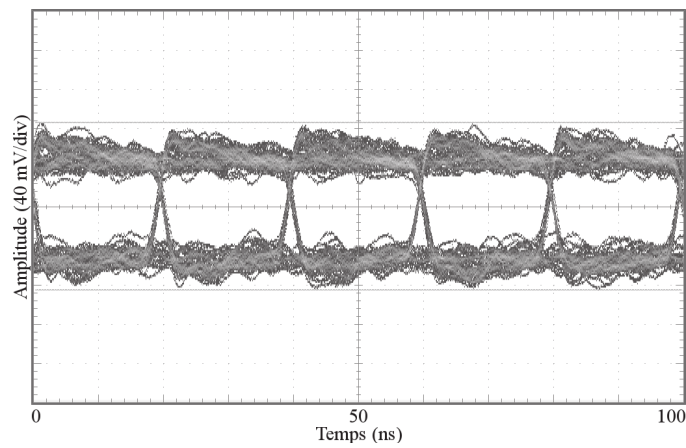
Nous utilisons deux amplificateurs électriques, de même impédance d'entrée $50\ \Omega$ mais dont le gain et la bande passante sont différents. Dans un premier temps, nous utilisons un amplificateur de gain en tension 40 dB et de bande passante 200 MHz. Nous observons sur l'oscilloscope les diagrammes de l'œil pour différents débits, afin d'analyser les performances de notre transistor. Les figures 3.2a, 3.2b et 3.2c sont la représentation des diagrammes de l'œil aux débits respectifs de $0,010$ Gbps, $0,050$ Gbps et $0,250$ Gbps. Comme nous pouvons le constater sur ces figures, les diagrammes de l'œil sont bien ouverts et nous pouvons distinguer les niveaux 0 et 1 aux différents débits. Pour un débit de $0,010$ Gbps, nous avons une amplitude de 130 mV, pour $0,050$ Gbps une amplitude de 170 mV et enfin pour $0,250$ Gbps une amplitude de 160 mV. Nous remarquons également que, pour un débit de $0,250$ Gbps, le diagramme de l'œil commence à se refermer, ce qui est dû à la bande passante de l'amplificateur qui est de 200 MHz, ne permettant pas d'observer de débits plus hauts. À l'aide de cette mesure, nous avons réussi à transmettre, pour la première fois, une communication THz sans fil avec un HEMT comme détecteur jusqu'à un débit de $0,250$ Gbps.

Dans un second temps, nous utilisons un amplificateur de gain en tension de 30 dB et de fréquence de coupure 18 GHz afin de monter en débit et de mesurer ainsi les performances de notre transistor à des débits plus élevés. Les figures 3.3a, 3.3b et 3.3c sont la représentation des diagrammes de l'œil aux débits respectifs de $0,500$ Gbps, $1,000$ Gbps et $1,500$ Gbps. Comme nous le voyons sur ces figures, les diagrammes de l'œil sont plus bruités et moins ouverts que ceux observés sur la figure 3.2. De plus, les niveaux 0 et 1 des différents débits sont moins distingués. Pour un débit de $0,500$ Gbps, nous obtenons une amplitude de 80 mV, tandis que pour des débits de $1,000$ Gbps et $1,500$ Gbps, l'amplitude est de 75 mV.

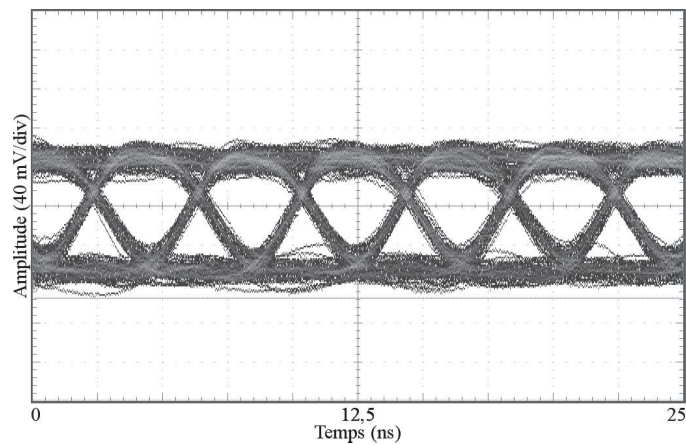
Dans le cas des diagrammes de l'œil à haut débit (figure 3.3), nous remarquons que le rapport signal sur bruit est dégradé par rapport à celui que nous pouvons observer avec le premier amplificateur. Sachant que le bruit du transistor est négligeable par rapport au bruit thermique des amplificateurs, cette dégradation est probablement due à la réduction du gain et à l'augmenta-



(a) Débit de 0,010 Gbps.

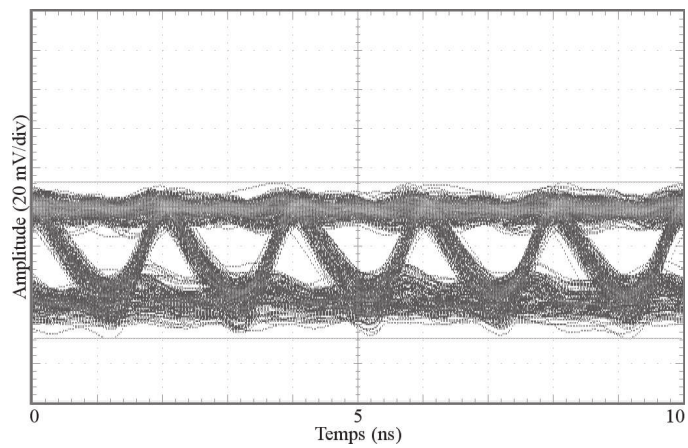


(b) Débit de 0,050 Gbps.

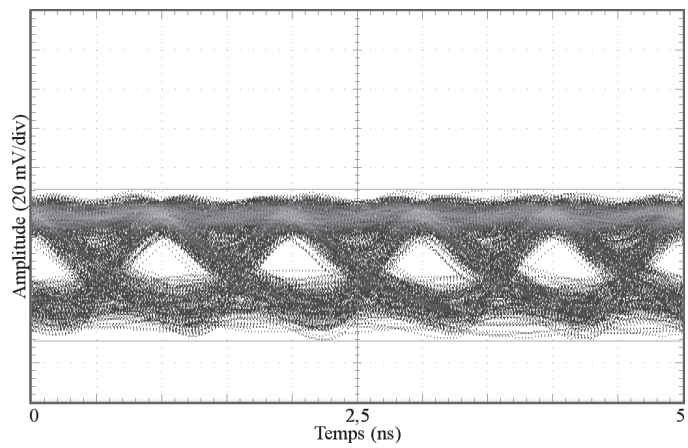


(c) Débit de 0,250 Gbps.

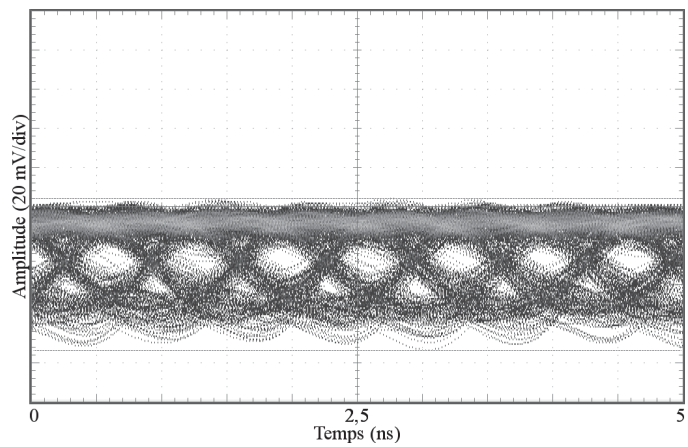
FIGURE 3.2 – Diagramme de l'œil à différents débits en utilisant une source électronique à multiplication de fréquence de porteuse 0,200 THz, le transistor HEMT intégré et un amplificateur 50 Ω 40 dB 200 MHz.



(a) Débit de 0,500 Gbps.



(b) Débit de 1,000 Gbps.



(c) Débit de 1,500 Gbps.

FIGURE 3.3 – Diagramme de l'œil à plus haut débit en utilisant une source électronique à multiplication de fréquence de porteuse 0,200 THz, le transistor HEMT intégré et un amplificateur 50 Ω 30 dB 18 GHz.

tion de la bande passante de l'amplificateur. Nous croyons aussi qu'il existe un couplage direct du signal généré par le générateur PRBS, à travers la source de tension continue qui polarise le transistor et également à travers la source du transistor (couplage par la masse). Ce couplage est tout autant responsable de la dégradation du signal à haut débit.

3.3 Intégration électromagnétique du détecteur

En vue d'obtenir, pour la communication THz, de meilleurs résultats à haut débit, il faut utiliser un amplificateur de gain plus élevé. Il est de plus nécessaire de réduire le couplage direct, à travers la source de tension continue et la source du transistor, entre le signal généré par le générateur PRBS et le signal mesuré. Pour réduire ce couplage direct, il nous faut améliorer l'isolation électromagnétique. A cet effet, nous avons mis en place le dispositif schématisé sur la figure 3.4.

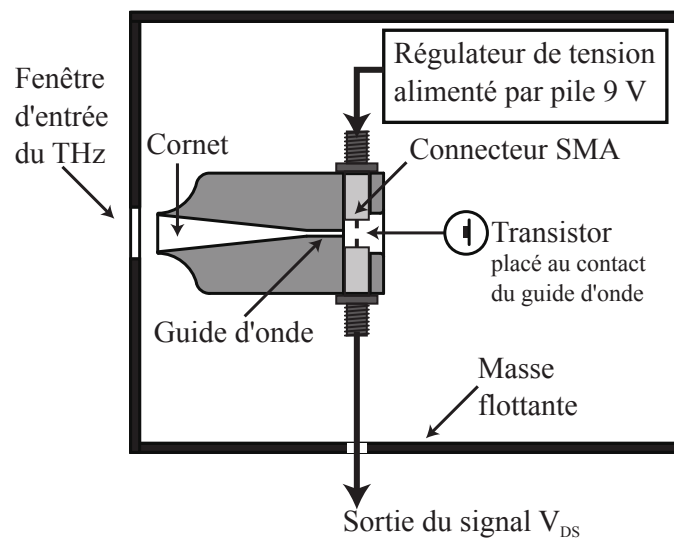


FIGURE 3.4 – Intégration du transistor, placé derrière le cornet et le guide d'onde, dans une cage de Faraday à masse flottante. La polarisation grille-source du transistor est assurée par un régulateur de tension alimenté par une pile 9 V.

Le transistor est toujours placé derrière le cornet et le guide d'onde, comme cela a été décrit précédemment. Un régulateur de tension alimenté par une pile 9 V est placé à l'entrée grille-source du transistor. Cela permet de polariser la grille du transistor et de remplacer la source de tension continue, utilisée auparavant, qui augmentait considérablement le couplage direct. Ce régulateur de tension, placé dans une boîte métallique isolée, permet d'avoir une polarisation alimentée sur batterie et d'éliminer le bruit apporté par une source de tension classique. L'ensemble que constituent le cornet, le guide d'onde, le transistor et la boîte de tension, est placé dans une boîte métallique qui permet l'isolation des couplages directs par la grille du transistor. Cette boîte métallique extérieure agit comme une cage de Faraday et permet l'isolation électromagnétique du transistor. L'intégration derrière le cornet et le guide d'onde ainsi que dans la cage de Faraday assure un double blindage du transistor. Nous avons remarqué, dans les mesures précédentes, qu'un couplage par la masse du transistor, commune au banc expérimental, dégrade les résultats de détection. Pour remédier à cela, le cornet sera séparé de la boîte par un isolant afin de créer une boîte à masse flottante, cela réduira le couplage par la masse. Cette intégration dans une boîte à masse flottante pourrait être évitée, mais ne disposant pas des meilleures technologies (soudures, connecteurs) pour le faire, nous avons décidé de placer le transistor dans cette

cage de Faraday. Dans la suite de ce chapitre, le transistor intégré derrière le cornet et le guide d'onde sera toujours dans la boîte à masse flottante avec le régulateur de tension alimenté par pile 9 V. Et nous souhaitons à présent démontrer une communication à plus haut débit.

3.4 Communication sans fil avec une UTC-PD comme source à 0,310 THz

A titre indicatif, les mesures présentées dans cette section, ont été réalisées avec l'équipe de Tadao Nagatsuma de l'université d'Osaka au Japon ; leur collaboration nous a permis de bénéficier de leurs compétences en télécommunication et de leur matériel indispensable pour effectuer les mesures présentées (générateur PRBS, détecteur d'erreur, amplificateur, UTC-PD, etc.). Notons que cette équipe est le leader international de la télécommunication THz.

Banc expérimental

Nous utilisons dans toutes les mesures qui suivent le transistor intégré dans la boîte d'isolation électromagnétique décrit dans le paragraphe précédent. Afin de réaliser la transmission de données à plus haut débit sans fil avec une source THz, nous mettons en place le banc expérimental de caractérisation de la figure 3.5.

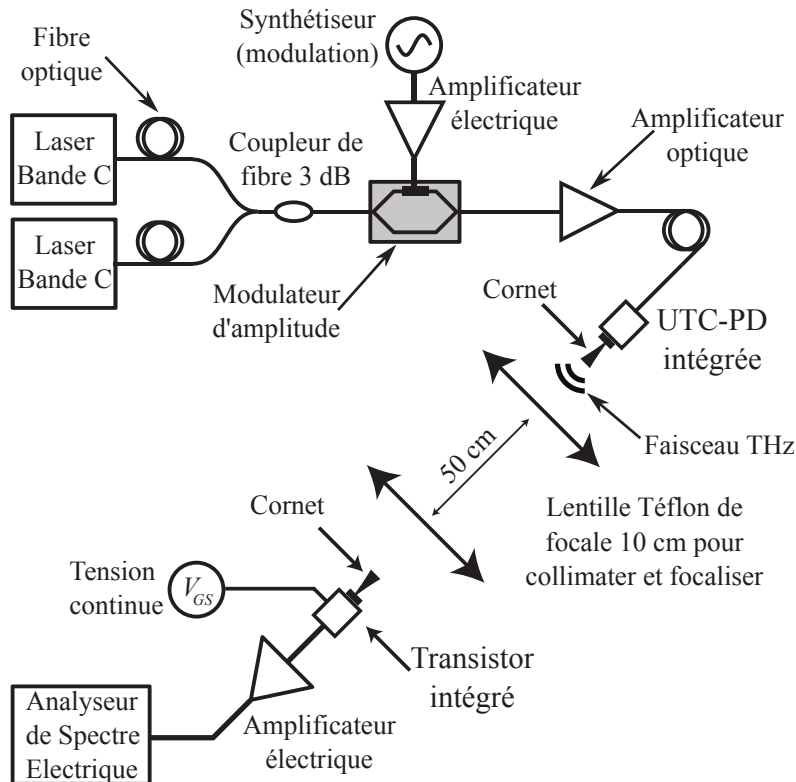


FIGURE 3.5 – Banc expérimental de caractérisation de la détection THz avec une UTC-PD en tant qu'émetteur et un transistor HEMT intégré en tant que détecteur.

La source utilisée est une UTC-PD¹ polarisée avec une tension et un photo-courant variables suivant la mesure effectuée. L'UTC-PD est excitée par un battement optique généré par deux lasers

1. Uni-Travelling-Carrier-Photo-Diode

à cavité externe et à onde continue, tous deux couplés dans une fibre optique. Les deux signaux lasers sont couplés avec un coupleur 3 dB à fibre optique, puis amplifiés avec un amplificateur optique à fibre dopée aux ions erbium. La modulation d'amplitude du battement optique est obtenue grâce à un modulateur Mach-Zehnder. Le faisceau à la sortie de l'UTC-PD est collimaté à l'aide d'une lentille Téflon de focale 10 cm. Après une propagation de 50 cm dans l'espace libre, le faisceau est focalisé avec une lentille identique sur le transistor intégré. Le signal détecté est mesuré entre le drain et la source du transistor. Ce signal est amplifié par différents amplificateurs électriques selon la mesure effectuée.

Caractérisation de la sensibilité du détecteur

Avant de passer directement à la transmission de données, nous caractérisons la détection ainsi que la sensibilité de notre transistor à la puissance THz générée par l'UTC-PD. Nous utilisons alors pour la modulation d'amplitude un synthétiseur qui génère un signal sinusoïdal. Ce signal est ensuite amplifié à l'aide d'un amplificateur électrique, avant d'être injecté dans le modulateur d'amplitude électro-optique.

Nous commençons par définir la fréquence de porteuse la plus favorable pour la communication. Pour cela, nous mesurons la sensibilité du transistor en fonction de la fréquence porteuse, que nous faisons varier entre 0,220 THz et 0,350 THz. Dans ce cas, la modulation sinusoïdale est fixée à 11 MHz, fréquence minimale que peut émettre le synthétiseur que nous utilisons, et l'UTC-PD est polarisée à -1 V de tension, le photo-courant est de 3 mA. Le signal drain-source est amplifié par un amplificateur électrique de gain 40 dB, d'impédance d'entrée $1\text{ M}\Omega$ et de bande passante 10 MHz. Le signal détecté est observé sur un ASE à la fréquence 11 MHz avec une résolution de 3 Hz.

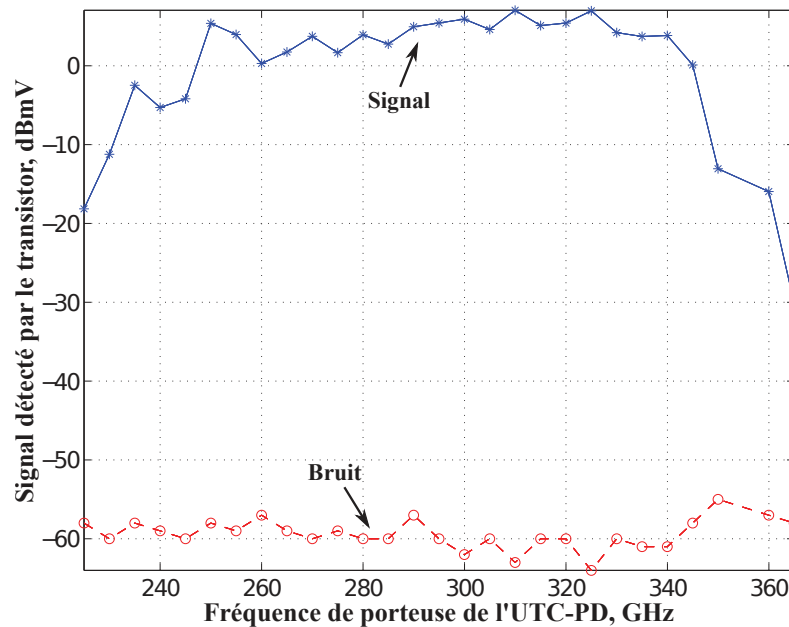


FIGURE 3.6 – Signal détecté par le transistor en fonction de la fréquence porteuse de l'UTC-PD, variable de 0,220 THz à 0,350 THz. L'UTC-PD est polarisée avec -1 V de tension, le photo-courant est de 3 mA. Le signal est amplifié par un amplificateur électrique 40 dB $1\text{ M}\Omega$ 10 MHz, puis mesuré avec un ASE de résolution 3 Hz. Le niveau de bruit est mesuré lorsque le signal THz est coupé à l'entrée du transistor par un écran métallique.

La figure 3.6 représente le résultat de cette mesure. La courbe en trait plein représente le signal détecté en fonction de la fréquence de la porteuse, et la courbe en pointillés représente la mesure du bruit en fonction de la fréquence porteuse. La mesure de bruit se fait en coupant le signal à l'entrée du transistor avec un écran métallique. Nous remarquons que nous avons un signal supérieur à 0 dBmV entre 0,250 THz et 0,340 THz, ce qui implique une bande passante de 90 GHz qui convient à la communication haut débit. Notons aussi qu'avec une résolution de 3 Hz, nous sommes capables de mesurer un large rapport signal sur bruit de l'ordre de 60 dB entre 0,250 et 0,340 THz.

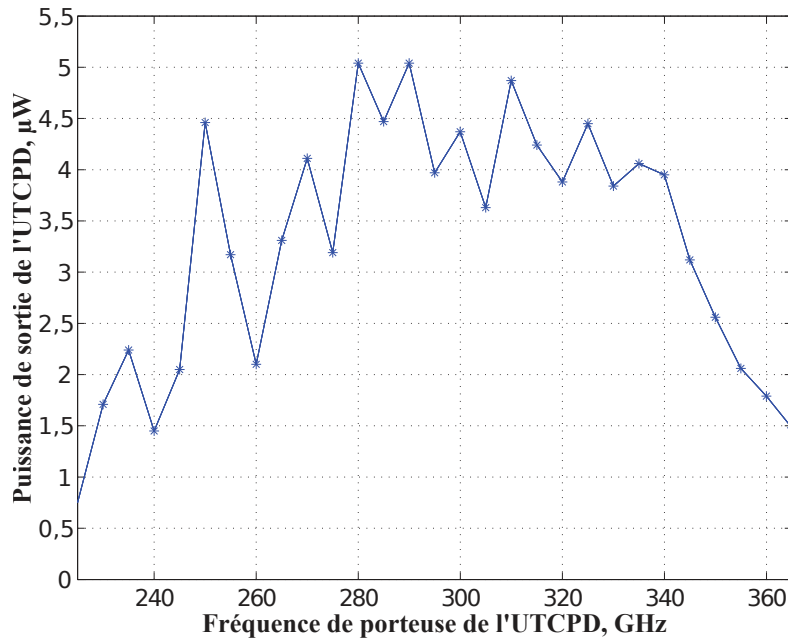


FIGURE 3.7 – Puissance à la sortie de l'UTC-PD, mesurée avec un puissance-mètre calibré et composé d'un détecteur calorimétrique. L'UTC-PD est polarisée avec -1 V de tension, le photo-courant est de 3 mA. Cette mesure est réalisée lorsque le puissance-mètre est collé à la sortie du guide d'onde de l'UTC-PD.

Afin de déduire la sensibilité du transistor, définie comme le rapport de la tension détectée en volts sur la puissance fournie en watts, nous avons besoin de la puissance délivrée par la source. Pour cela, nous mesurons cette puissance en fonction de la fréquence de porteuse avec un puissance-mètre calibré (composé d'un détecteur calorimétrique). Cette mesure est réalisée en plaçant le puissance-mètre collé à la sortie du guide d'onde de l'UTC-PD et sans modulation d'amplitude. L'UTC-PD est toujours polarisée avec -1 V de tension, le photo-courant est toujours de 3 mA. Le résultat de cette mesure est représenté sur la figure 3.7. Nous remarquons que la puissance de cette source THz est de l'ordre de quelques μ W et que sa puissance est maximale autour de 0,300 THz.

Nous utilisons les résultats des figures 3.6 et 3.7 afin d'en déduire la sensibilité du détecteur. Avant de faire le calcul du rapport tension sur puissance, nous corrigeons par le gain de l'amplificateur (40 dB) et nous divisons cette tension par la puissance de la source pour obtenir la sensibilité représentée sur la figure 3.8. D'après cette figure, nous déduisons une sensibilité de l'ordre de quelques volts par watts et nous retrouvons une bande passante de 90 GHz qui convient à la communication haut débit et qui est similaire à ce qui a été obtenu dans la section 2.9 du chapitre 2. Nous remarquons aussi que la meilleure sensibilité se situe autour de 0,300 THz, justifiant que nous allons travailler à la fréquence de porteuse de 0,310 THz pour les mesures

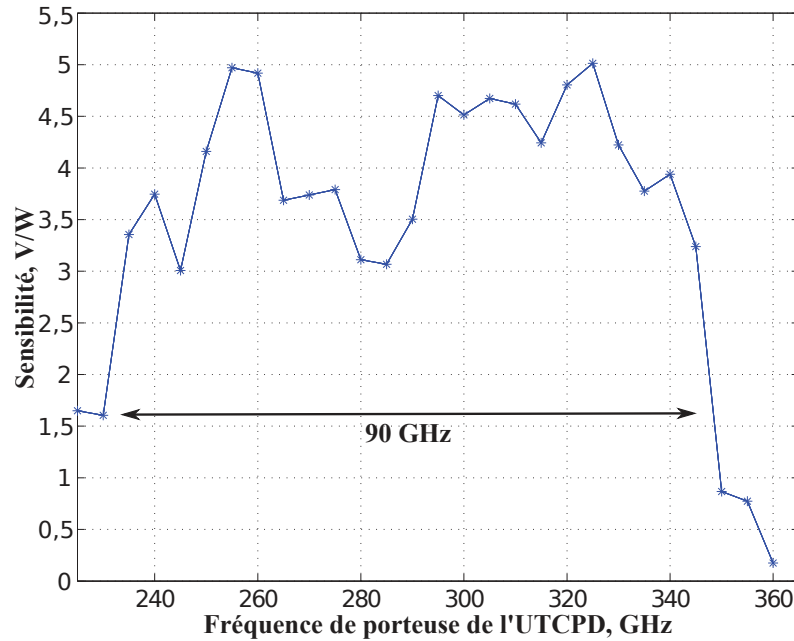


FIGURE 3.8 – Caractérisation de la sensibilité du transistor intégré. Elle est égale au rapport entre la tension détectée figure 3.6 et la puissance mesurée figure 3.7. Le signal détecté est divisé par le gain de l'amplificateur, tandis que les pertes dans l'espace libre, estimé entre 4 dB et 6 dB, ne sont pas corrigées.

suivantes. Notons aussi que pour le calcul de la sensibilité, nous n'avons pas pris en compte les pertes du système optique en espace libre (lentilles Téflon principalement), estimée entre 4 dB et 6 dB. Enfin, remarquons que le résultat de la mesure de la sensibilité du transistor sur ce banc expérimental est similaire à celle que nous avons dans le chapitre 2 figure 2.18. Cela permet de conforter la validité de la mesure. Enfin, notons que les oscillations présentes sur les figures 3.6, 3.7 et 3.8 sont dues aux ondes stationnaires créées par les réflexions entre les lentilles et la source, entre les lentilles et le détecteur intégré et entre la source et le détecteur.

Caractérisation de la bande passante de modulation du détecteur

D'après les figures 3.6 et 3.8, nous avons déduit une bande passante quasi-statique de 90 GHz. Afin de mesurer la bande passante dynamique du transistor, nous mesurons le signal détecté par ce même transistor en modulant l'amplitude du signal THz. Pour ce faire, nous modulons l'amplitude du signal optique de manière sinusoïdale, modulant ainsi proportionnellement le signal THz émis. Nous faisons varier cette fréquence de modulation de 11 MHz à 20 GHz et nous mesurons à l'aide de l'ASE le signal détecté par le transistor à la fréquence de modulation. Dans cette mesure, nous utilisons un amplificateur électrique de gain 30 dB, d'impédance de sortie 50 Ω et de bande passante 18 GHz. Rappelons que la fréquence porteuse est fixée à 0,310 THz.

Sur la figure 3.9, nous représentons la mesure du signal détecté (courbe en trait plein) et le couplage (courbe en pointillé) en fonction de la fréquence de modulation variable de 11 MHz à 20 GHz. Le couplage est mesuré à la fréquence de modulation lorsque le signal THz est coupé devant le transistor. Chaque valeur représente le résidu de couplage direct par le transistor du rayonnement généré par le synthétiseur. Le signal détecté se situe autour de -4 dBmV pour une fréquence de modulation comprise entre 11 MHz et 4 GHz, puis il diminue progressivement aux fréquences plus élevées. Nous pouvons déduire de cette mesure que la bande passante du tran-

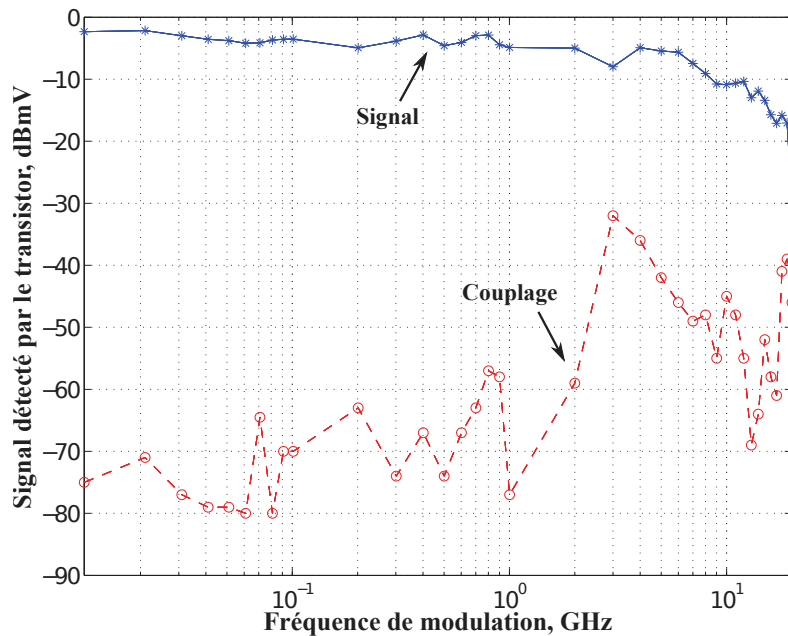


FIGURE 3.9 – Caractérisation de la bande passante du transistor intégré. Mesure du signal détecté et du couplage en fonction de la fréquence de modulation, variable de 11 MHz à 20 GHz. Le couplage est mesuré à la fréquence de modulation lorsque le signal THz est coupé devant le transistor.

sistor est de 10 GHz à 3 dB, ce qui est bien en accord avec les mesures réalisées dans le chapitre précédent. Nous déduisons également que le couplage, qui est faible à basse fréquence de modulation d'amplitude, augmente significativement à haute fréquence et particulièrement à une fréquence de 13 GHz, cela peut être expliqué par les fuites du blindage du transistor.

Afin de pouvoir mesurer le niveau de bruit de mesure, principalement limité par le bruit thermique de l'amplificateur et le bruit blanc de l'ASE, il suffit de lire la valeur enregistrée sur l'ASE, pour une fréquence qui est différente de la fréquence de modulation. Puisque le transistor a un bruit thermique négligeable, le niveau de bruit thermique mesuré correspond à celui de l'amplificateur. Nous traçons ensuite le rapport signal sur couplage (courbe en pointillés) et le rapport signal sur bruit thermique (courbe en trait plein), représentés sur la figure 3.10. Nous remarquons que les deux rapports ont sensiblement la même allure à basse fréquence (inférieure à 100 MHz). Nous obtenons en effet, à basse fréquence, un rapport signal sur bruit et un rapport signal sur couplage tous deux égaux à 75 dB. Entre 100 MHz et 1 GHz, le rapport signal sur couplage oscille autour de 65 dB et le rapport signal sur bruit thermique diminue lentement vers 70 dB. Entre 1 GHz et 20 GHz, le rapport signal sur bruit thermique diminue lentement de 70 dB jusqu'à 55 dB alors que le rapport signal sur couplage diminue subitement à 30 dB à la fréquence de modulation de 3 GHz et augmente ensuite jusqu'à 40 dB autour de 8 GHz. Ce dernier présente un maximum de 60 dB à 13 GHz puis diminue rapidement avec l'augmentation de la fréquence de modulation. Nous en déduisons que grâce à l'intégration et l'isolation électromagnétique, le rapport signal sur couplage n'est jamais inférieur à 20 dB, ce qui permet de réaliser des mesures de transmission de données à haut débit sans fil avec porteuse THz. En effet, un rapport signal sur couplage plus petit pourrait perturber les mesures d'où l'importance de l'intégration du transistor avec une masse flottante [157]. Enfin notons que la diminution du rapport signal sur bruit thermique est essentiellement due à la diminution du signal détecté par le transistor et non à l'augmentation du bruit blanc mesuré à l'ASE.

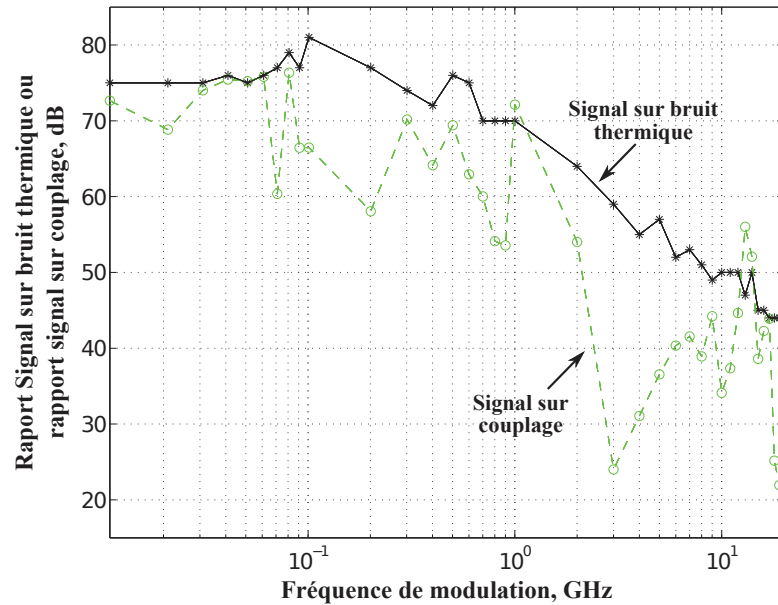


FIGURE 3.10 – Rapport signal sur couplage et signal sur bruit thermique de l'amplificateur en fonction de la fréquence de modulation, variable de 11 MHz à 20 GHz. Le couplage est mesuré à la fréquence de modulation lorsque le signal THz est coupé devant le transistor. Le bruit thermique est mesuré à une fréquence différente de la fréquence de modulation.

Caractérisation de la transmission de données

D'après les caractérisations précédentes, nous déduisons que notre détecteur a une bonne sensibilité (quelques V/W) et une bonne bande passante (10 GHz) lorsque l'UTC-PD est employée en tant que source THz. Afin de réaliser des mesures de communication sans fil avec porteuse THz, nous disposons du banc expérimental de la figure 3.11. Il s'agit de la même configuration que celle de la figure 3.5, mis à part que nous remplaçons le synthétiseur et l'amplificateur électrique avant le modulateur par un générateur de données aléatoires PRBS pour une modulation de données binaires de type on/off en amplitude. Le signal à la sortie drain-source du transistor est amplifié à l'aide d'un amplificateur électrique de gain 50 dB, de bande passante 1 GHz et d'impédance d'entrée 50 Ω , et suivi d'un amplificateur limiteur. Nous mesurons le taux d'erreur BER, pour *Bit Error Ratio* en anglais, à l'aide d'un détecteur d'erreur, et nous regardons l'allure des diagrammes de l'œil avec un oscilloscope rapide.

Nous faisons varier la fréquence des données transmises et nous regardons d'une part le BER mesuré sur le détecteur d'erreur, et d'autre part l'allure des diagrammes de l'œil sur l'oscilloscope. Ces deux paramètres permettent de caractériser la qualité de la détection de notre transistor. Notre objectif est d'obtenir un diagramme de l'œil ouvert et non bruité, ainsi qu'une communication sans erreur, ou *error-free* en anglais. Rappelons qu'une communication sans erreur correspond à la mesure d'un taux d'erreur égal ou inférieur à 10^{-12} , ce qui équivaut à dire que pour mille milliard de données envoyées il n'y a qu'une seule erreur. Rappelons aussi que la fréquence de la porteuse est toujours fixée à 0,310 THz.

En variant la fréquence des données PRBS, nous avons réussi à avoir, pour la première fois avec un HEMT, une communication THz sans fil et sans erreur jusqu'à un débit de 1,8 Gbps. Les figures 3.12 et 3.13 représentent les diagrammes de l'œil bien ouverts des transmissions de données THz sans fil et sans erreur aux débits respectifs de 1,38 Gbps et 1,83 Gbps. Dans la suite

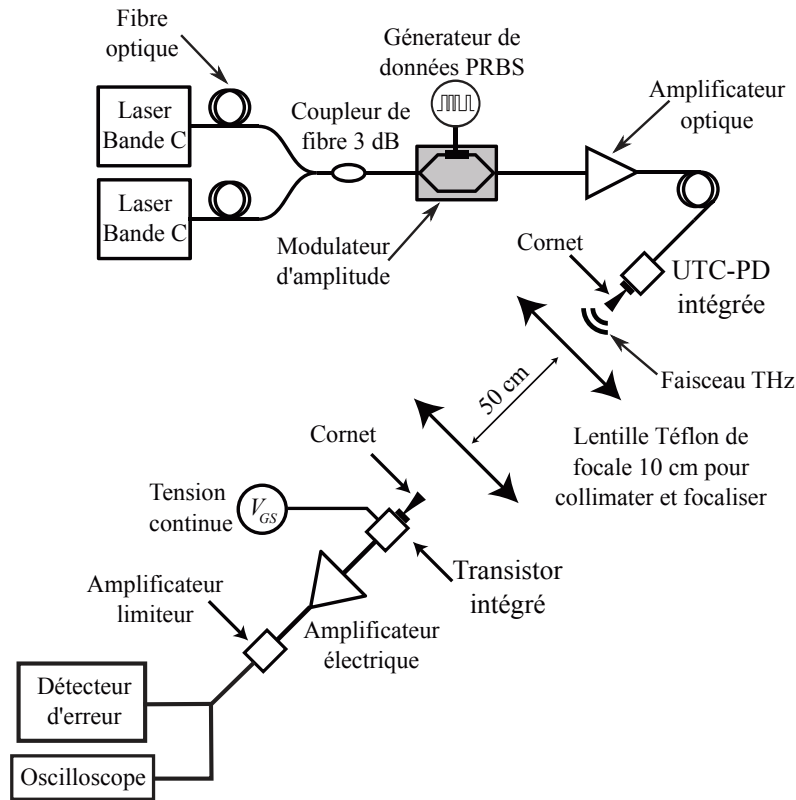


FIGURE 3.11 – Banc expérimental de communication THz sans fil avec une UTC-PD comme source et un transistor HEMT intégré en tant que détecteur.

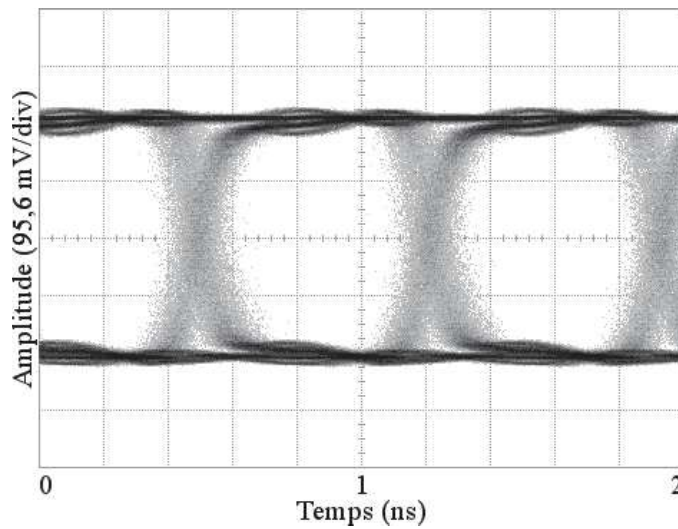


FIGURE 3.12 – Diagramme de l'œil à un débit de 1,38 Gbps durant une transmission de données sans erreur en utilisant comme source une UTC-PD de porteuse 0,310 THz et comme détecteur le transistor HEMT intégré.

de cette section, la dépendance du taux d'erreur à la puissance THz sera détaillée à un débit de 1,38 Gbps.

Afin d'évaluer le lien entre le taux d'erreur et la puissance THz émise, nous mesurons le taux

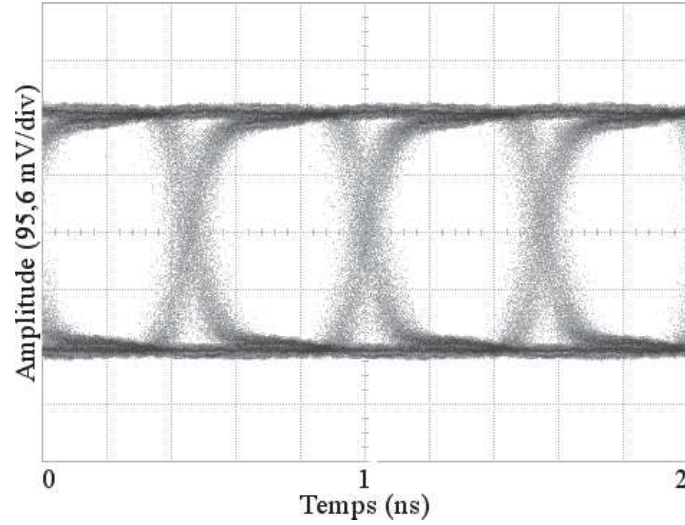


FIGURE 3.13 – Diagramme de l'œil à un débit de 1,83 Gbps durant une transmission de données à sans erreur en utilisant comme source une UTC-PD de porteuse à 0,310 THz et comme détecteur le transistor HEMT intégré.

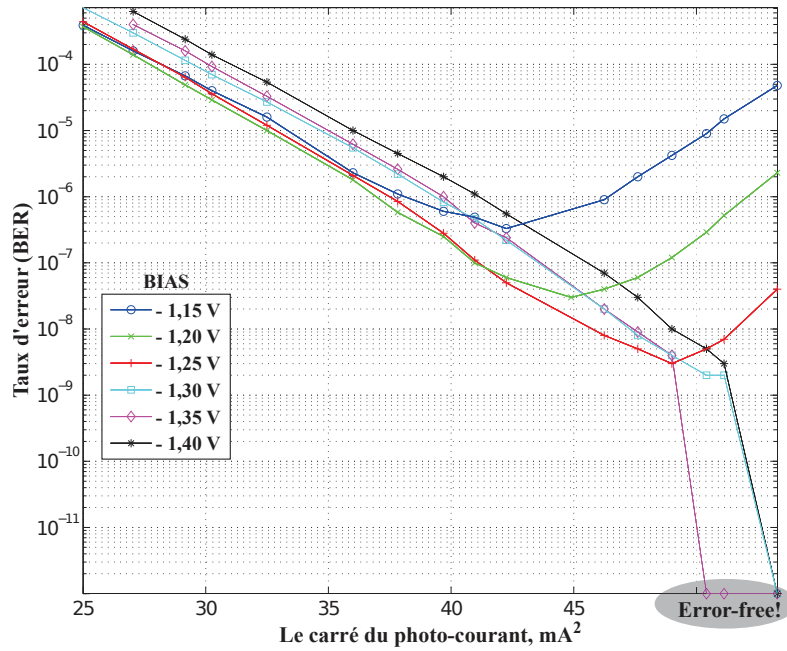


FIGURE 3.14 – Mesure du taux d'erreur à un débit de 1,38 Gbps, en fonction du carré du photo-courant (proportionnel à la puissance THz), pour différentes valeurs de polarisation en tension de l'UTC-PD.

d'erreur en fonction de la puissance du signal optique qui pilote l'UTC-PD. A la sortie de l'amplificateur optique, un atténuateur permettra de contrôler le signal optique qui excite l'UTC-PD. En faisant varier de la sorte cette atténuation, nous faisons varier la puissance THz émise par la source et également la valeur de son photo-courant. Sachant que la puissance THz est proportionnelle au carré du photo-courant, mesurer le taux d'erreur en fonction du carré du photo-courant permet d'évaluer la dépendance à la puissance de la source. La figure 3.14 représente la mesure du taux d'erreur en fonction du carré du photo-courant, pour différentes valeurs de polarisation en tension de l'UTC-PD.

Nous remarquons sur cette figure que le taux d'erreur diminue pour des carrés de photo-courant faibles et il augmente à forts carrés de photo-courant. Ce comportement est d'autant plus rapide que la tension de polarisation de l'UTC-PD est faible. Par exemple, pour les polarisations en tension de $-1,25$ V, $-1,2$ V et $-1,15$ V, le taux d'erreur diminue en fonction du carré du photo-courant, puis augmente progressivement à partir de 40 mA^2 . Pour ces polarisations en tension nous n'obtenons pas de communication sans erreur. Par contre, pour les polarisations en tension de $-1,4$ V, $-1,35$ V et $-1,3$ V, le taux d'erreur diminue avec l'augmentation du carré du photo-courant, et nous obtenons une communication sans erreur pour un carré de photo-courant assez élevé, c'est-à-dire pour une puissance THz élevée. Par exemple, pour une polarisation en tension de $-1,35$ V, nous avons une communication sans erreur pour un carré de photo-courant de 50 mA^2 . A l'aide de cette mesure nous avons démontré une communication THz sans fil et sans erreur à un débit de $1,38 \text{ Gbps}$ avec une UTC-PD comme source et un transistor GaAs HEMT comme détecteur.

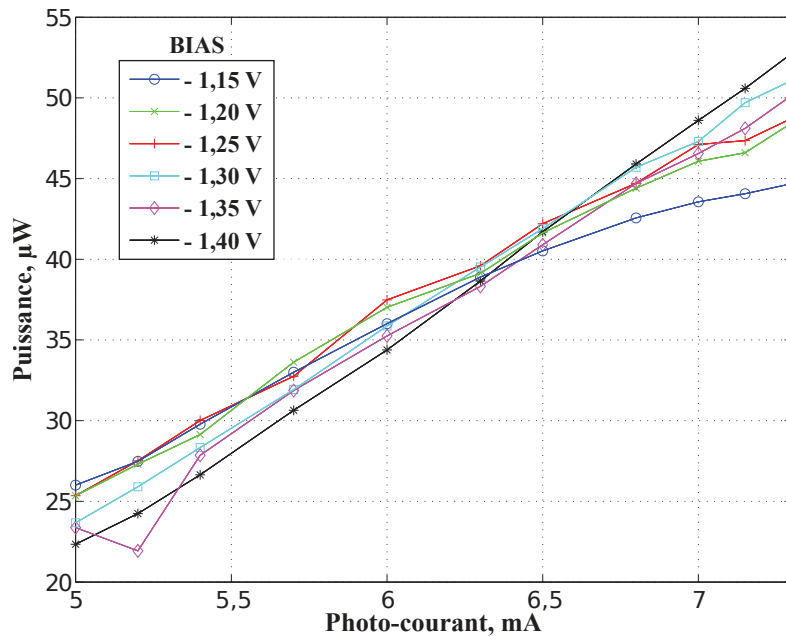


FIGURE 3.15 – Mesure calibrée de la puissance THz moyenne à la sortie de la source en fonction du photo-courant et pour différentes valeurs de polarisation en tension de l'UTC-PD.

Pour un photo-courant élevé et une faible polarisation en tension de l'UTC-PD, nous observons sur la figure 3.14 un taux d'erreur qui se dégrade. Afin de mieux comprendre pourquoi cette dégradation a lieu, nous mesurons la puissance à la sortie de l'UTC-PD en fonction du photo-courant. Pour cela, nous utilisons un puissance-mètre calibré pour mesurer la puissance moyenne à la sortie de la source en fonction du photo-courant, et pour différentes valeurs de polarisation en tension au débit de $1,38 \text{ Gbps}$. Les résultats de cette mesure sont représentés sur la figure 3.15. Nous remarquons que la puissance moyenne à la sortie de la source augmente avec le photo-courant. Par contre, à certaines valeurs de polarisation en tension, nous remarquons qu'une saturation apparaît pour des photo-courants élevés.

Afin de vérifier si la dégradation du taux d'erreur est liée ou non à la saturation de la puissance THz, nous faisons usage de la mesure calibrée de la puissance THz (figure 3.15) et du taux d'erreur (figure 3.14), pour déduire le taux d'erreur en fonction de la puissance. Ceci est représenté sur la figure 3.16. De cette calibration, nous déduisons qu'à une faible puissance THz, le taux

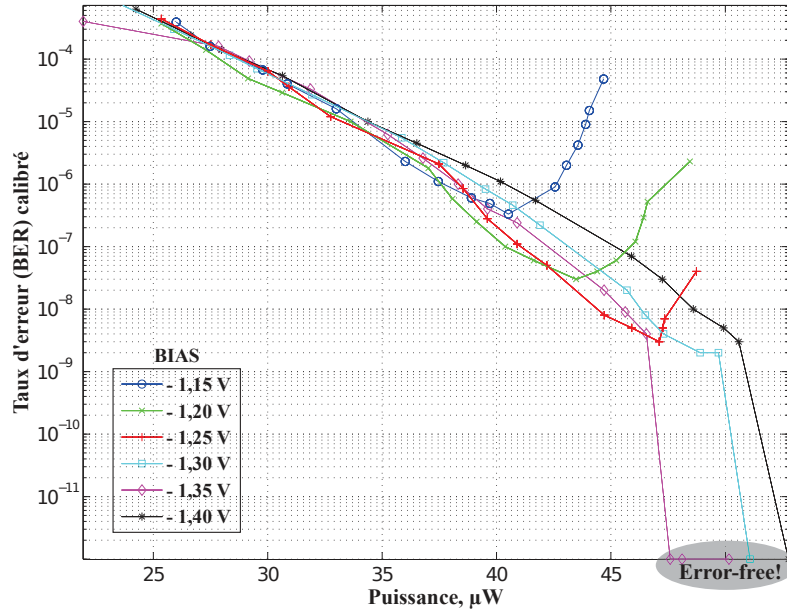


FIGURE 3.16 – Taux d'erreur, à un débit de 1,38 Gbps, en fonction de la puissance THz à la sortie de la source et pour différentes valeurs de polarisation en tension de l'UTC-PD.

d'erreur ne dépend pas de la polarisation en tension de l'UTC-PD. Lorsque la puissance THz augmente, le taux d'erreur diminue pour atteindre, à certaines polarisations en tension ($-1,4$ V, $-1,35$ V et $-1,3$ V), une valeur très faible, c'est-à-dire le niveau de communication sans erreur. Cependant, pour certaines polarisations en tension ($-1,25$ V, $-1,2$ V et $-1,15$ V), le taux d'erreur diminue en fonction de la puissance incidente et atteint une limite après laquelle il se dégrade. En conséquence, la dégradation du taux d'erreur n'est pas due à la saturation de la puissance THz émise de l'UTC-PD, mais probablement à l'augmentation du bruit de la source. En effet, lorsque nous observons le spectre d'émission de l'UTC-PD sur un ASE à l'aide d'un mélangeur, nous remarquons la dégradation de ce spectre lorsque nous augmentons la puissance du signal optique c'est-à-dire le photo-courant, ce qui se caractérise par l'augmentation significative du BER. A notre connaissance, les causes de cette dégradation sont inconnues pour le moment, et des mesures supplémentaires seront faites par l'équipe d'Osaka pour les déterminer.

Pour résumer, nous avons étudié dans cette section la transmission de données sans erreur jusqu'à 1,8 Gbps, avec une UTC-PD comme source à une fréquence porteuse 0,310 THz et le transistor HEMT intégré en tant que détecteur. Pour avoir une communication à plus haut débit en utilisant la même source, nous devons utiliser un amplificateur de gain supérieur à 50 dB ou bien utiliser une source THz plus puissante. Pour la suite des mesures expérimentales, nous avons fait le choix d'utiliser une source électronique à multiplication de fréquence admettant une puissance de sortie plus élevée (quelques mW au lieu de quelques μ W) afin d'essayer d'augmenter le débit.

3.5 Communication sans fil avec une source électronique à 0,309 THz

Banc expérimental

Dans la section précédente, nous avons réussi à transmettre des données sans fil sans erreur et avec une porteuse THz, et ceci jusqu'à un débit de 1,8 Gbps. Nous avons utilisé comme source

THz une UTC-PD dont la porteuse est de 0,310 THz et comme détecteur le transistor GaAs à onde plasma intégré. Afin d'atteindre un plus haut débit sans utiliser plus d'amplification, nous décidons de changer de source THz. Nous utilisons alors dans cette section une source électronique à multiplication de fréquence avec une puissance à la sortie plus importante que celle de l'UTC-PD. Le banc expérimental est représenté sur la figure 3.17. Ce banc est le même que celui de la figure 3.11 de la partie précédente. Le seul changement apporté se situe au niveau de la source et de la génération du signal qui la pilote.

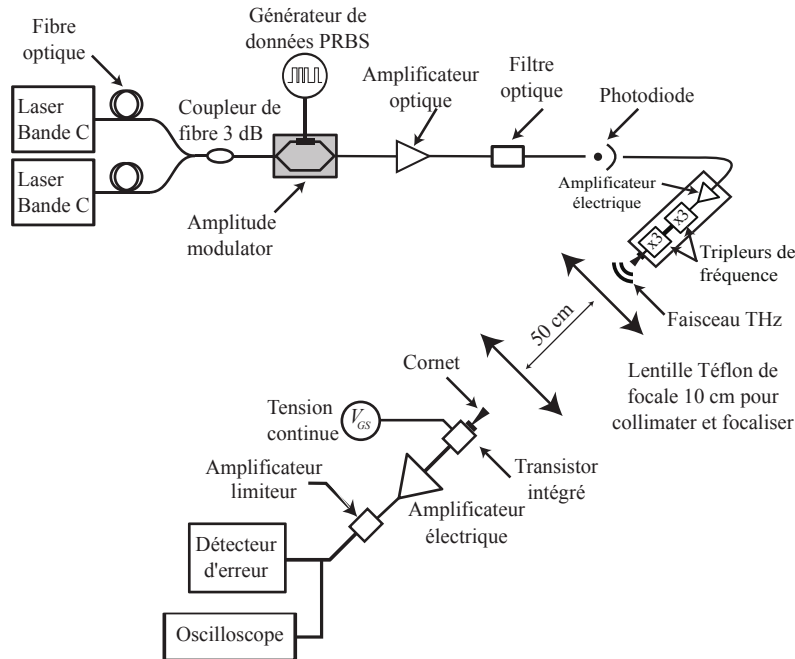


FIGURE 3.17 – Banc expérimental de communication THz sans fil avec une source électronique à multiplication de fréquence comme émetteur et le transistor HEMT intégré comme détecteur.

Nous utilisons dans cette section une source électronique à multiplication de fréquence. Celle-ci est formée par un amplificateur de bande passante situé entre 28 GHz et 40 GHz. Cet amplificateur est suivi de deux multiplieurs de fréquence de facteur 3. Ainsi, après la chaîne de multiplication, nous obtenons une porteuse THz entre 0,250 THz et 0,360 THz. La source est pilotée par un signal électrique qui est généré en excitant optiquement une photo-diode large bande. Cette dernière est excitée en utilisant le battement optique décrit dans la partie précédente. Le battement optique est amplifié à l'aide d'un amplificateur électrique. Ensuite à la sortie de l'amplificateur, le battement est filtré, avant de le ramener à la photo-diode par l'intermédiaire d'un filtre optique. Cela permet d'éliminer le signal de l'émission spontanée amplifiée qui peut générer du bruit (typiquement bruit de battement entre signal et émission spontanée) et ainsi augmenter le rapport signal sur bruit. La fréquence du battement doit être fixée entre 28 GHz et 40 GHz. Pendant les mesures expérimentales suivantes, nous fixons le battement optique à une fréquence de 34,3 GHz, ce qui donne après la chaîne de multiplication une porteuse à 0,3087 THz. Nous avons choisi ce système pour piloter la source car nous n'avions pas de synthétiseur électrique qui génèrent un signal à 34 GHz et qui puisse être modulé à haut débit. Le transistor est toujours intégré derrière le cornet et le guide d'onde, et placé dans la boîte à masse flottante. Le transistor est aussi polarisé entre la grille et la source avec la boîte de tension alimentée par une pile 9 V. Le signal détecté à la sortie drain-source du transistor est amplifié à l'aide d'un amplificateur électrique de gain 30 dB, de bande passante 18 GHz et d'impédance d'entrée 50 Ω . Ensuite, nous

avons un amplificateur limiteur. La sortie de ce dernier est observée sur un oscilloscope rapide afin de pouvoir en extraire des diagrammes de l'œil, tandis que nous mesurons de même le taux d'erreur en fonction du débit avec un détecteur d'erreur.

Caractérisation de la transmission de données

Avec ce banc expérimental, nous avons réussi à mesurer pour la première fois une communication sans erreur avec un transistor HEMT comme détecteur jusqu'à un débit de 8,2 Gbps. Nous rappelons que pour un taux d'erreur égal ou inférieur à 10^{-12} , nous pouvons dire que nous avons une communication sans erreur.

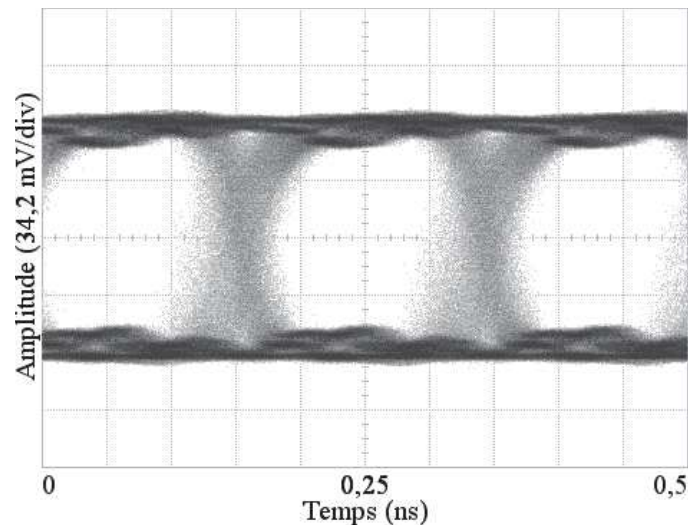


FIGURE 3.18 – Diagramme de l'œil à un débit de 5,290 Gbps durant une transmission de données sans erreur en utilisant une source électronique à multiplication de fréquence de porteuse à 0,309 THz et comme détecteur le transistor HEMT intégré.

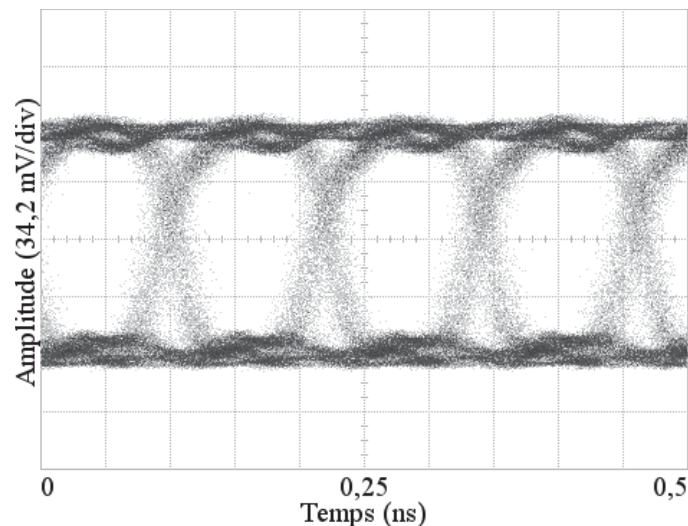


FIGURE 3.19 – Diagramme de l'œil à un débit de 8,290 Gbps durant une transmission de données sans erreur en utilisant une source électronique à multiplication de fréquence de porteuse à 0,309 THz et comme détecteur le transistor HEMT intégré.

Les figures 3.18 et 3.19 représentent les diagrammes de l'œil aux débits respectifs de 5,290 Gbps et 8,290 Gbps, durant la transmission de données sans erreur. Comme nous pouvons bien le voir avec ces deux figures, les deux diagrammes de l'œil sont bien ouverts et non bruités. De plus, il est facile de bien distinguer les niveaux 0 et 1 des données envoyées.

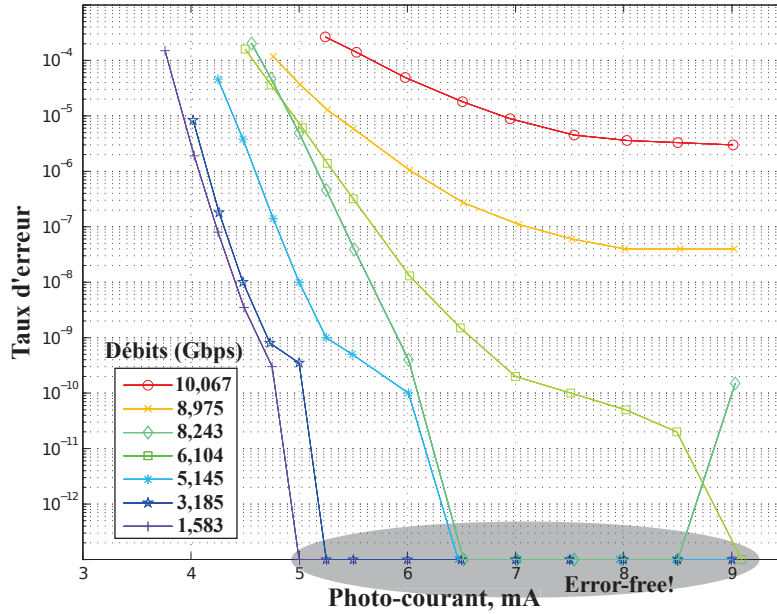


FIGURE 3.20 – Taux d'erreur en fonction du photo-courant qui polarise la photo-diode, pour différents débits, en utilisant une source électronique à multiplication de fréquence avec une porteuse à 0,309 THz comme émetteur et le transistor HEMT intégré comme récepteur.

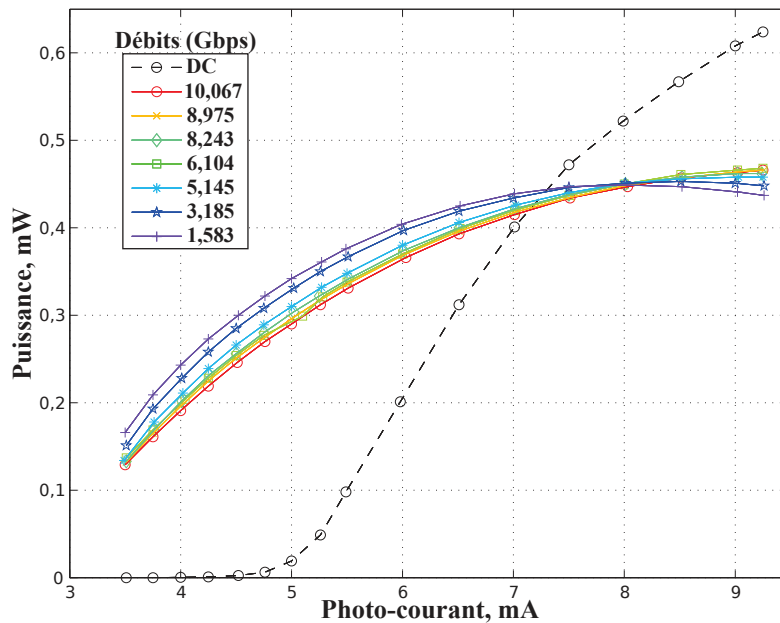


FIGURE 3.21 – Mesure calibrée de la puissance THz à la sortie de la source électronique à multiplication de fréquence en fonction du photo-courant qui pilote la photo-diode, et pour différents débits.

Afin de quantifier le lien entre le taux d'erreur et la puissance THz, et ainsi comprendre l'influence de cette dernière sur les résultats de transmission de données, nous souhaitons effec-

tuer les mêmes mesures de taux d'erreur en fonction de la puissance THz, comme nous l'avons fait dans la partie précédente. Pour ce faire, nous mesurons le taux d'erreur à différentes puissances optiques incidentes sur la photo-diode, et relevons le photo-courant (proportionnel à la puissance optique) à chaque mesure. Nous faisons ainsi varier la puissance THz à la sortie de la source, puisque celle-ci est excitée par la photo-diode. La figure 3.20 représente la mesure du taux d'erreur en fonction du photo-courant à différents débits. D'après cette figure et comme attendu, le taux d'erreur diminue lorsque le photo-courant augmente c'est-à-dire lorsque la puissance THz augmente. Assurément, le fait d'augmenter la puissance du signal optique augmente la puissance THz à la sortie de la source, impliquant une diminution du taux d'erreur. Nous remarquons également que nous obtenons une communication sans erreur pour les débits 1,583 Gbps, 3,185 Gbps, 5,145 Gbps et 8,243 Gbps, pour des photo-courants assez élevés.

De manière à mieux définir le lien entre le taux d'erreur et la puissance THz, nous mesurons la puissance THz à la sortie de la source en fonction du photo-courant à l'aide d'un puissance-mètre calibré. Les résultats de cette mesure sont représentés sur la figure 3.21. Nous avons mesuré la puissance en fonction du photo-courant lors d'une émission continue (DC) et lors d'une émission avec modulation à différents débits. Nous pouvons bien voir que la puissance à la sortie de la source change significativement lorsque nous sommes en mode DC, ou bien lorsque la modulation est présente. Nous constatons aussi une saturation de la puissance THz pour des photo-courants supérieurs à 7 mA, et pour tous les débits. Notons que la puissance THz de cette source est de l'ordre d'une centaine de μW , c'est-à-dire dix fois plus grande que la puissance de l'UTC-PD.

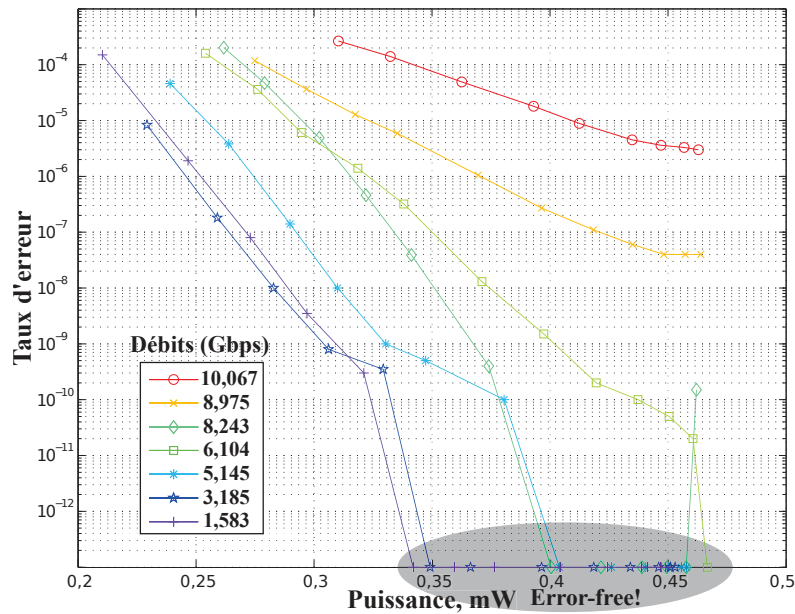


FIGURE 3.22 – Taux d'erreur en fonction de la puissance THz à la sortie de la source électronique à multiplication de fréquence, pour différents débits. Pour la première fois, un débit de 8,243 Gbps a été obtenu lors d'une communication THz sans fil, sans erreur et avec le transistor GaAs HEMT intégré.

Nous croisons les résultats de la figure 3.20 avec ceux de la figure 3.21, dans l'intention de déduire le taux d'erreur en fonction de la puissance THz pour différents débits. La figure 3.22 prouve que le taux d'erreur diminue progressivement avec l'augmentation de la puissance THz. Nous avons ainsi obtenu lors de cette expérience, et pour la première fois, une communication THz sans erreur en utilisant un transistor à onde plasma pour un haut débit de 8,243 Gbps. Pour

un débit de 1,583 Gbps, nous obtenons une communication sans erreur lorsque la puissance THz est autour de 0,350 mW. Pour un débit plus élevé de 8,243 Gbps, il faut une puissance THz supérieure qui se situe autour de 0,450 mW.

Dans le cas de débits plus élevés (8,975 Gbps et 10,067 Gbps), le taux d'erreur diminue plus lentement en fonction de la puissance THz et atteint un plateau pour des puissances supérieures à 0,450 mW. Nous pensons que cela est dû à la bande passante limitée du transistor. Nous remarquons aussi que le taux d'erreur se dégrade pour des débits particuliers, comme par exemple pour un débit de 6,104 Gbps. Nous pensons que cette dégradation peut être due aux conséquences de réflexions parasites amenant un filtrage nuisible à des fréquences particulières, que ce soit entre la source et le détecteur, entre les deux lentilles ou bien encore à cause de l'intégration du transistor. La dégradation peut être tout autant due à l'absence d'adaptation en impédance entre la sortie drain-source du transistor et l'entrée de l'amplificateur. Séparément ou conjointement, chacune de ces causes est susceptible de contribuer à la dégradation du signal. Une mesure plus élaborée doit être réalisée afin d'améliorer les résultats.

Transmission vidéo haute définition en temps réel

Puisqu'une transmission de données sans erreur avec une porteuse THz a été accomplie, jusqu'à un débit de 8,243 Gbps avec le transistor à onde plasma intégré, une vidéo haute définition non compressée pourrait être facilement transmise en temps réel car de débit 1,5 Gbps. Le diagramme de l'œil correspondant à la transmission d'un signal PRBS à 1,5 Gbps est visible sur la figure 3.23. Nous observons bien que le diagramme de l'œil est suffisamment ouvert et non bruité avec une amplitude de 400 mV, ce qui permet d'essayer une transmission vidéo.

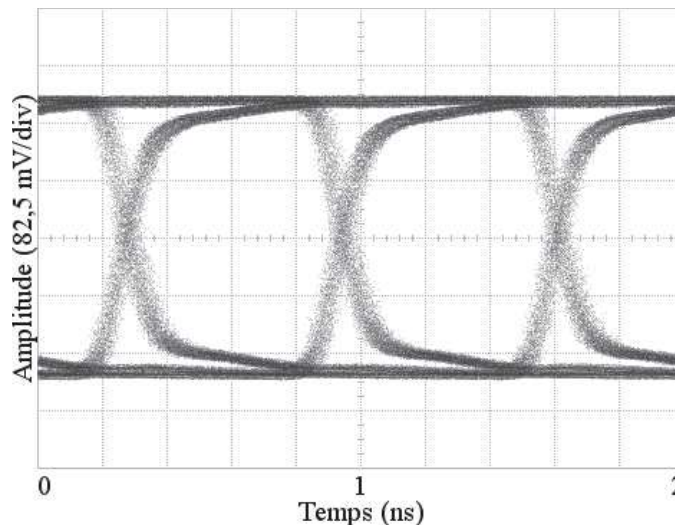


FIGURE 3.23 – Diagramme de l'œil à un débit de 1,50 Gbps. Ce débit est identique à celui d'une vidéo haute définition, en utilisant comme émetteur une source à multiplication de fréquence de porteuse à 0,309 THz et comme détecteur le transistor HEMT intégré.

Afin de transmettre la vidéo sur une porteuse THz, nous remplaçons le générateur de données PRBS utilisé précédemment par un lecteur DVD. Le signal HDMI de ce dernier, abréviation de *High-Definition Multimedia Interface* en anglais, a été converti en données à l'aide d'un convertisseur HDMI vers SDI, abréviation de *Serial Digital Interface* en anglais. À la sortie drain-source du transistor nous utilisons un amplificateur de gain 50 dB, d'impédance d'entrée de 50 Ω et de

bande passante de 1 GHz suivi d'un amplificateur limiteur et d'un convertisseur SDI vers HDMI. Ce dernier est à son tour connecté à un écran haute définition.

Grâce à ce banc expérimental, nous avons réussi à transmettre une vidéo haute définition en temps réel, non compressée et sans fil à l'aide d'une porteuse THz et d'un transistor GaAs HEMT à onde plasma intégré derrière un cornet et un guide d'onde et dans une cage de Faraday à masse flottante. Cette transmission était très robuste, nous pouvons voir sur la figure 3.24 une photographie de cette expérience.

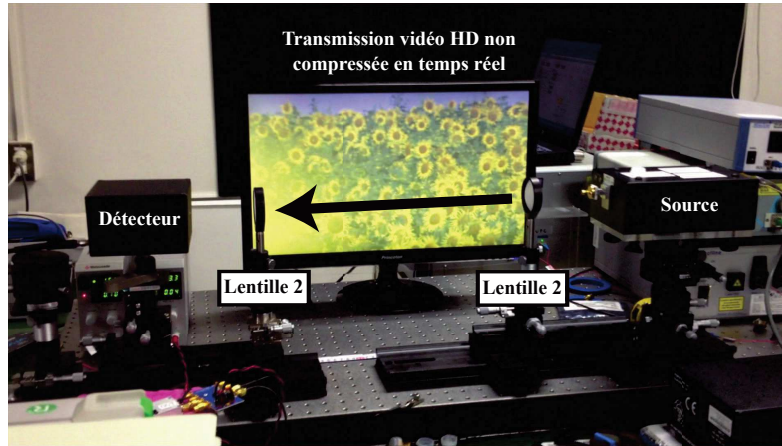


FIGURE 3.24 – Photographie de la transmission vidéo haute définition en temps réel, non compressée et sans fil à l'aide d'une porteuse THz de 0,309 THz et d'un transistor HEMT intégré.

3.6 Vers une communication hétérodyne à 0,300 THz

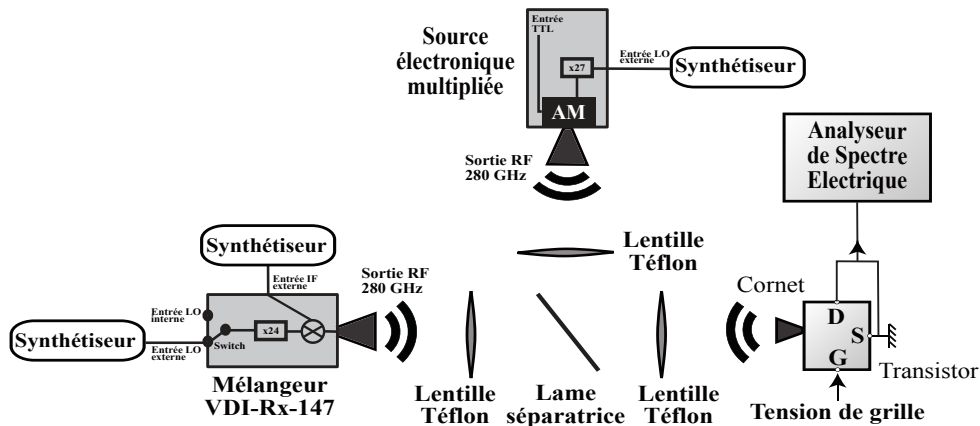


FIGURE 3.25 – Banc de communication hétérodyne à 0,280 THz avec deux sources électronique à multiplication de fréquence dont l'une possède un mélangeur en dernier étage. La fréquence de modulation f_{IF} varie de 100 MHz à 20 GHz. Les faisceaux respectifs de chacune des sources sont collimatés à l'aide d'une lentille Téflon. Une lame séparatrice mélange les deux faisceaux dans le même plan. Puis, la lentille Téflon vient focaliser le mélange sur le transistor intégré, tandis que le signal est mesuré à l'aide d'un ASE.

Nous avons imaginé une autre méthode de communication basée sur le mélange hétérodyne. Ce mélange consiste à multiplier deux signaux THz issus de deux sources différentes, la première source ayant une puissance P_1 fixe et la seconde une puissance P_2 variable en fonction de

la fréquence porteuse. Le signal détecté par le transistor étant proportionnel à la racine carrée de la puissance THz, la présence de la puissance P_1 permet d'augmenter la sensibilité du transistor. Pour cela, nous utilisons deux sources électroniques à multiplication de fréquence que nous mettons en place sur le banc expérimental décrit figure 3.25. La première est une source électronique à multiplication de fréquence de facteur de multiplication 18 qui génère une onde THz comprise entre 0,220 THz et 0,340 THz présentée précédemment. Nous fixons la fréquence LO à 15,5556 GHz, soit 0,280 THz après la chaîne de multiplication. Nous utilisons une lentille Téflon pour collimater le faisceau à la sortie de cette source ainsi qu'une lame séparatrice, afin de diriger ce faisceau dans le même plan que celui de la deuxième source. Cette dernière est une source électronique à multiplication de fréquence de facteur de multiplication 24 et dont le dernier étage est un mélangeur présentée également précédemment. Nous fixons la fréquence LO du premier synthétiseur à 11,667 GHz, c'est-à-dire 0,280 THz après la chaîne de multiplication. Le second synthétiseur, utilisé pour la modulation IF externe, fournit une fréquence f_{IF} qui varie du continu jusqu'à 30 GHz. A la sortie de la source, le faisceau est collimaté à l'aide d'une lentille Téflon de focale 10 cm. Après la lame séparatrice, les deux faisceaux mélangés sont focalisés par une lentille identique sur le transistor intégré. Les synthétiseurs qui pilotent l'entrée LO externe des deux sources sont synchronisés avec une référence de 10 MHz. Rappelons que dans la section 2.11, lorsque nous avons utilisé la source dont le dernier étage était un mélangeur, la porteuse à 0,300 THz a été supprimée et à l'aide du transistor, qui est un détecteur quadratique, nous avons mesuré un signal à $2 \times f_{IF}$. En utilisant une deuxième source qui génère une porteuse à 0,300 THz, le transistor détectera alors un signal à la fréquence f_{IF} grâce à la puissance apportée par cette source. De plus, si nous remplaçons le synthétiseur qui génère f_{IF} par un générateur de données, nous pouvons réaliser une communication THz par mélange hétérodyne et bénéficier de la puissance apportée par la source CW.

Nous commençons tout d'abord par la caractérisation du banc représenté sur la figure 3.25. Nous mesurons à l'aide d'un ASE le signal détecté pour différentes fréquences f_{IF} , allant de 100 MHz à 20 GHz. Les valeurs du signal drain-source obtenues sont représentées sur la figure 3.26. Nous remarquons que le signal mesuré oscille autour de 100 μ V à basse fréquence et diminue progressivement avec l'augmentation de la fréquence de modulation f_{IF} .

Remarquons que sur la figure 3.26, une forte oscillation du signal détecté a lieu. Cette oscillation est due à l'instabilité des synthétiseurs. En effet, quand bien même ces derniers sont synchronisés l'un à l'autre avec une référence de 10 MHz, la fréquence délivrée varie d'une dizaine de Hz, faisant osciller le signal détecté. Cette problématique de synchronisation est usuelle en communication hétérodyne.

Nous représentons sur la même figure 3.27 en échelle logarithmique le signal détecté à 0,280 THz et la mesure du niveau de bruit effectué en plaçant un écran métallique devant le transistor. Ce niveau de bruit correspond à celui du bruit blanc de l'ASE, puisqu'il est supérieur à celui du transistor. D'après la figure 3.27, nous trouvons la même valeur de fréquence de coupure du transistor de 10 GHz à 6 dB, ce qui correspond aux mesures précédentes. Nous pouvons aussi constater un rapport signal sur bruit intéressant de 60 dB au lieu de 30 dB mesuré dans la section 2.11 figure 2.33. Enfin, nous ajoutons que le signal mesuré dans cette mesure de mélange est à peu près dix fois supérieur à celui mesuré sur la figure 2.33 lors de la caractérisation de la bande passante de modulation. C'est grâce à la puissance apportée par la source électronique à multiplication de fréquence continue que nous avons obtenue cette amélioration.

D'après cette mesure nous pouvons bien voir que le transistor peut détecter le mélange hétérodyne et qu'une communication hétérodyne est possible. Pour cela, il faut remplacer le synthé-

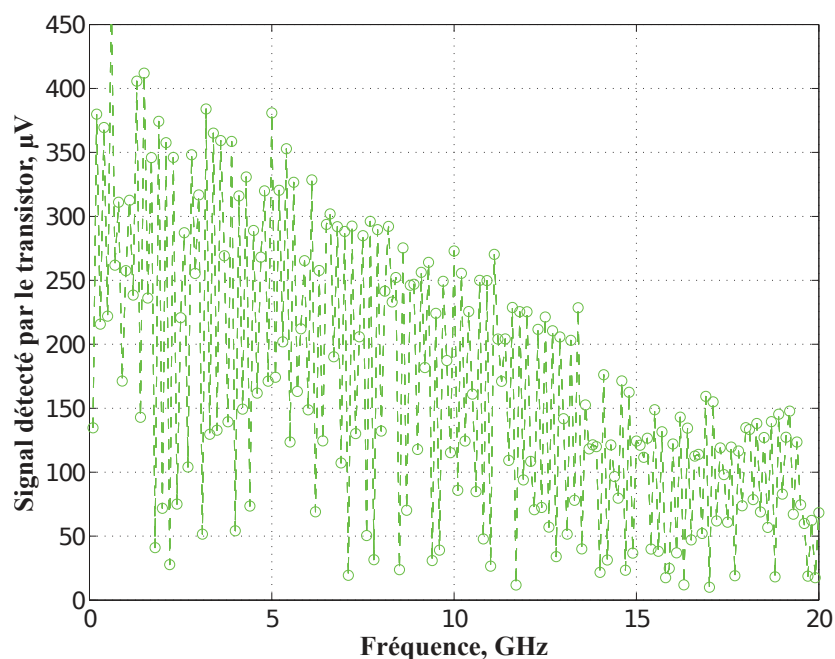


FIGURE 3.26 – Mesure du signal détecté en fonction de la fréquence de modulation f_{IF} , allant de 100 MHz à 20 GHz. La fréquence porteuse des deux sources est de 0,280 THz.

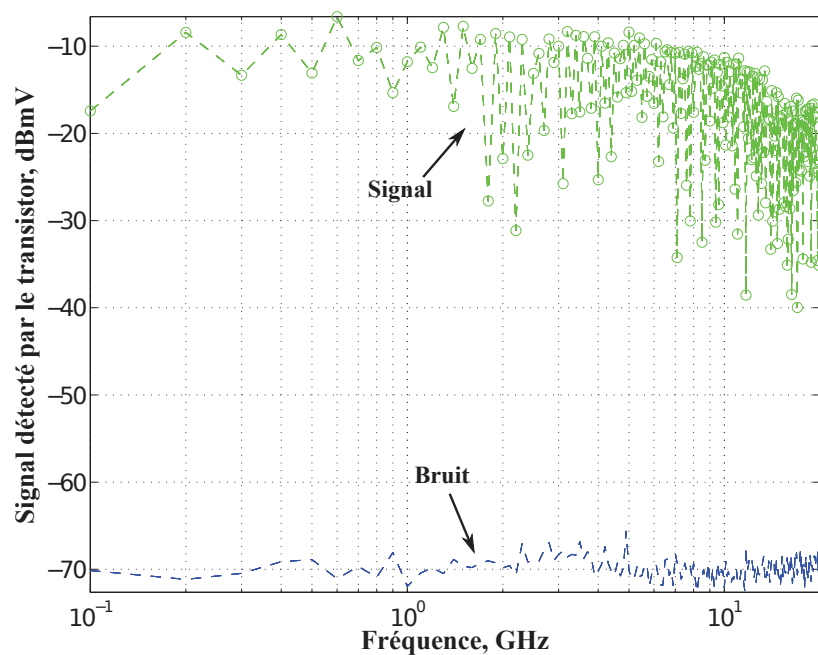


FIGURE 3.27 – Comparaison en échelle logarithmique du signal détecté par le transistor à 0,280 THz de fréquence porteuse et du niveau de bruit lorsque le signal THz est coupé devant le transistor. Nous observons un rapport signal sur bruit maximal de 60 dB. La fréquence de coupure du transistor est toujours de 10 GHz.

tiseur qui sert à piloter l'entrée IF de la source, dont le dernier étage est un mélangeur, par un générateur PRBS qui génère des données, et mesurer le taux d'erreur. Cette mesure est en cours d'étude au laboratoire.

3.7 Perspective : futurs composants

Une des techniques pour améliorer la détection du THz par les transistors HEMTs est de les intégrer avec une antenne. L'IEMN (Université de Lille) a conçu un transistor HEMT à ondes plasma avec antenne pour la communication THz. Un transistor InGaAs HEMT est intégré, suivant une technique de croissance se basant sur l'épitaxie, avec une antenne en anneau de type *slot ring*. Cette dernière est fabriquée et calculée pour avoir un maximum de gain à 0,280 THz.

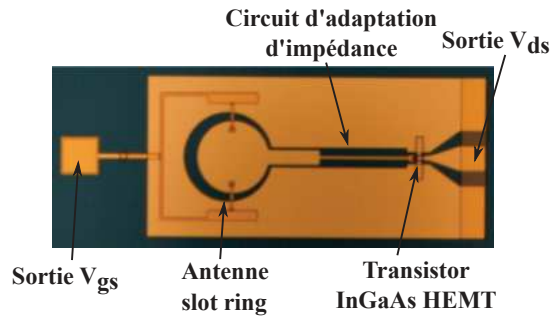


FIGURE 3.28 – Transistor InGaAs HEMT intégré avec une antenne en anneau de type *slot ring*.

La figure 3.28 est la photographie de cette intégration. Nous trouvons, de gauche à droite, le contact utilisée pour la polarisation grille–source V_{gs} , l'antenne *slot ring*, le circuit d'adaptation d'impédance entre l'antenne et le transistor, le transistor InGaAs HEMT, et enfin le contact permettant de mesurer le signal drain–source V_{ds} détecté par le composant.

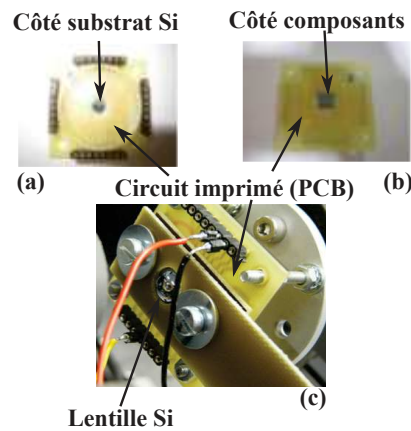


FIGURE 3.29 – Sous-figures (a) et (b) : les composants fabriqués à l'IEMN sont placé sur un circuit imprimé (PCB). Sous-figure (c) : une lentille Si hémisphérique est posée côté substrat afin d'augmenter le signal détecté et d'éviter les ondes stationnaires parasites dans le substrat.

Plusieurs composants identiques à celui de la figure 3.28 sont déposés sur un substrat, ou *wafer* en anglais, en InP. Comme représenté sur les sous-figures 3.29 (a) et 3.29 (b), les composants sont ensuite placés sur un circuit imprimé, ou *Printed Circuit Board* (PCB) en anglais, et des pistes métalliques dorées sont utilisées pour permettre la polarisation en tension grille–source et la mesure du signal détecté drain–source. Une lentille Silicium (Si) hémisphérique est placée du côté substrat, figure 3.29 (c), premièrement pour apporter une focalisation supplémentaire au faisceau THz et deuxièmement pour éviter les réflexions multiples dans le substrat qui peuvent impliquer une forte dépendance de la mesure à la fréquence porteuse ou de modulation.

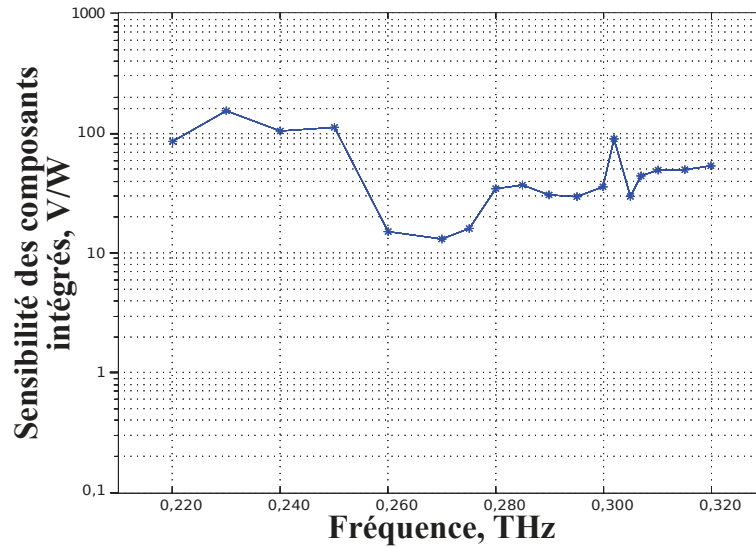


FIGURE 3.30 – Sensibilité des composants InGaAs HEMT intégré avec une antenne de type slot ring par l'IEMN. Cette mesure a été réalisée à l'IEMN par Guillaume Ducournau.

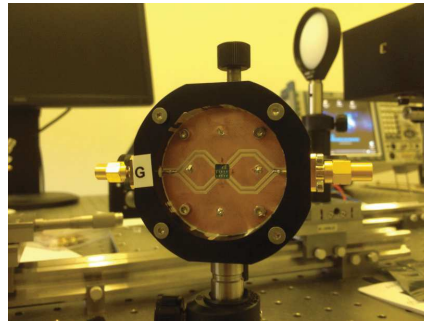


FIGURE 3.31 – Les composants fabriqués à l'IEMN sont soudés sur un circuit haute fréquence afin de mesurer la bande passante de modulation.

La sensibilité de ses composants a été mesurée sur une bande de fréquence allant de 0,220 THz à 0,320 THz. Nous pouvons remarquer d'après cette mesure, représentée sur la figure 3.30, que ces composants ont une sensibilité importante de 100 V/W. Cette valeur est dix fois supérieure à celle du transistor GaAs HEMT que nous avons présenté dans la thèse grâce à l'antenne intégrée. Malgré le fait que les composants InGaAs HEMT aient une sensibilité inférieure à celle de la diode Schottky (quelques kV/W), ces composants restent intéressants pour la détection THz grâce à leur faible coût et leur compacité.

Afin de pouvoir caractériser la bande passante de modulation, d'autres composants intégrés ont été soudé sur des lignes microstrip, comme représenté sur la figure 3.31. La lentille Si hémisphérique est toujours placé du côté substrat pour les mêmes raisons évoquées précédemment.

La bande passante de modulation de ses composants a été mesurée avec une porteuse à 0,307 THz et pour une fréquence de modulation allant de 100 MHz à 20 GHz. Les résultats de cette mesure sont représentés sur la figure 3.32, la courbe en trait plein représente le signal mesuré et la courbe en pointillée représente la mesure du niveau de bruit lorsque le signal THz est bloqué. Le signal détecté par ces composants est de -11 dBmV jusqu'à une fréquence de modulation de 2 GHz ensuite il diminue progressivement. Ce signal est faible car les composants

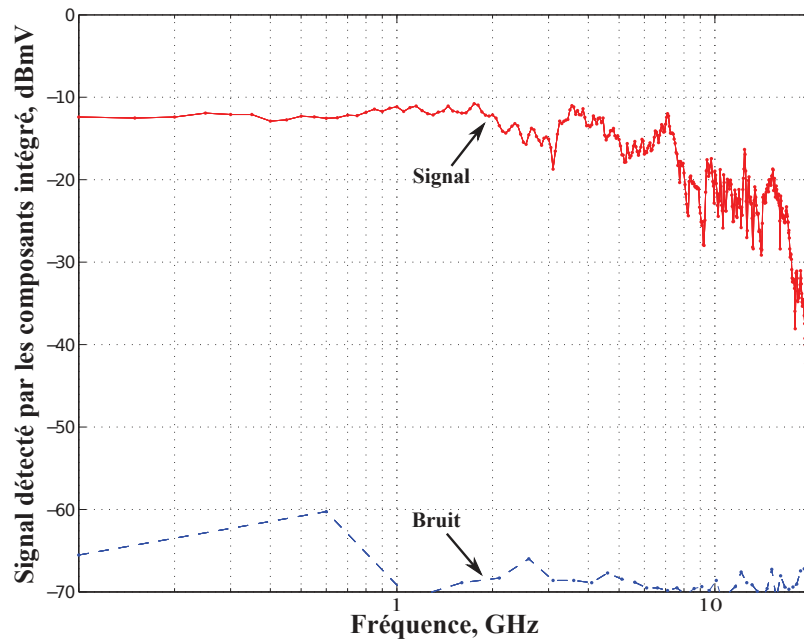


FIGURE 3.32 – Mesure du signal détecté par les composants intégrés en fonction de la fréquence de modulation à une porteuse de 0,307 THz.

n'étaient pas des plus performants, mais rappelons que l'objectif de cette mesure est la détermination de la bande passante de modulation. Nous pouvons aussi déduire de cette figure que le rapport signal sur bruit est de 45 dB et que la fréquence de coupure est de 10 GHz.

Grâce à la sensibilité de 100 V/W et la bande passante de 10 GHz, ce transistor InGaAs HEMT intégré avec une antenne est un détecteur potentiel pour la communication THz sans fil à haut débit. Cette mesure est en cours d'étude au laboratoire et à l'IEMN.



Conclusion générale

L'utilisation des ondes électromagnétiques dans la gamme de fréquences térahertz a longtemps été marginale, d'une part à cause de la difficulté à développer des sources suffisamment puissantes et d'autre part à cause de l'absence de détecteurs simples et peu coûteux. Pourtant, les propriétés du rayonnement térahertz sont attirantes, notamment en raison de sa transparence vis-à-vis des matériaux non métalliques et non polaires, de son énergie non-ionisante et de son absorption par l'eau. Les recherches conduites dans ce domaine ces dernières décennies ont ainsi permis de démontrer la faisabilité de nombreuses applications comme la spectroscopie, l'imagerie ou encore la sécurité. De plus, grâce à ses fréquences élevées comprises entre 0,1 THz et 30 THz, le térahertz est adapté à la communication à haut débit. En effet, la communication térahertz offre la possibilité d'augmenter le débit, actuellement de quelques centaines de Mbps avec des fréquences porteuses de quelques gigahertz, jusqu'à des débits de l'ordre de 100 Gbps avec des fréquences porteuses térahertz. Ces dernières sont choisies typiquement autour de 0,300 THz et 0,650 THz car elles présentent une fenêtre de faible absorption. Au cours de cette thèse, nous nous sommes intéressés au développement d'un détecteur pour les communications térahertz sans fil à haut débit.

Le travail réalisé dans cette thèse a permis de mettre en place un détecteur pour les communications térahertz sans fil à haut débit. Ce détecteur est un transistor GaAs à haute mobilité électronique (HEMT) qui possède, à l'inverse de certains détecteurs tels que les diodes Schottky, plusieurs avantages dont un faible coût de fabrication, une faible impédance de sortie (quelques dizaines d'ohms), une certaine compacité, une faible dimension (de l'ordre de $0,0172 \text{ mm}^3$), la possibilité de l'intégrer dans des circuits MMIC et une robustesse aux décharges électrostatiques et aux puissances térahertz élevées. Ce transistor est intégré derrière un cornet et un guide d'onde et à l'intérieur d'une cage de Faraday afin d'améliorer sa capacité de détection et de diminuer les couplages externes.

Nous avons caractérisé la détection térahertz de ce transistor intégré autour d'une fréquence porteuse de 0,300 THz. Nous avons montré que son impédance de sortie est de quelques dizaines d'ohms et soulevé l'importance de sa polarisation en tension grille-source. En effet, une polarisation en tension grille-source permet d'obtenir un gain de 40 dB du signal térahertz détecté. De plus, la caractérisation quasi-statique du transistor intégré en fonction de la fréquence térahertz a permis de déduire une sensibilité de 1 V/W et une bande passante potentielle de 100 GHz pour les communications. Plusieurs méthodes et dispositifs expérimentaux sont utili-

sés pour mesurer la bande passante de modulation du transistor (par exemple, la modulation sinusoïdale de l'amplitude de la source électronique à multiplication de fréquence ou bien de l'UTC-PD, le mélange hétérodyne avec deux sources CW, etc.). Cela a permis de démontrer que le transistor est capable de détecter des signaux térahertz modulés jusqu'à 10 GHz et même supérieurs à 20 GHz. La mesure de la bande passante du transistor est limitée par la capacité de modulation des sources utilisées.

A la suite de plusieurs mesures de transmissions de données, effectuées à l'IEMN (Lille, France) et à l'université d'Osaka (Japon), nous avons réussi à démontrer qu'avec le transistor GaAs HEMT intégré, il est possible de réaliser des communications à des débits élevés dans le domaine du térahertz. Pour la première fois, nous avons réalisé une communication térahertz sans fil et sans erreur jusqu'à un débit supérieur à 8 Gbps et sur une distance de 50 cm avec une source à multiplication de fréquence de porteuse de 0,309 THz et jusqu'à un débit de 1,8 Gbps avec une UTC-PD de porteuse 0,310 THz. Nous avons également réussi une transmission sans fil d'une vidéo haute définition en temps réel, et non compressée, à l'aide de ce transistor. Cette transmission ouvre la porte à la technologie de vidéo à la demande haute définition non compressée. En effet, les plateformes actuelles de VOD² réalisent systématiquement une compression des flux vidéos HD. Notre expérience montre qu'une borne wifi térahertz améliorerait l'expérience utilisateur de la VOD.

Nous avons réalisé des mesures préliminaires de la détection térahertz du transistor GaAs HEMT intégré autour de 0,650 THz au lieu de 0,300 THz. A l'aide de ces mesures de caractérisation, nous avons déduit une sensibilité de quelques mV/W autour de 0,650 THz et une bande passante potentielle de 20 GHz pour les communications. Afin d'obtenir la vraie bande passante du transistor, il est nécessaire de la mesurer à 0,650 THz à l'aide d'une source pouvant être modulée à haute fréquence. Nous conjecturons qu'en doublant la fréquence porteuse, les débits seront également doublés. En améliorant l'intégration du transistor derrière le cornet et le guide d'onde et en intégrant une antenne à sa grille, il serait alors possible d'atteindre des débits élevés grâce à une meilleure sensibilité.

L'inconvénient majeur de ce transistor est sa faible sensibilité de 1 V/W. Il est alors indispensable d'intégrer une antenne sur la grille du transistor afin d'augmenter sa sensibilité. En effet, les transistors utilisés dans l'imagerie térahertz sont déjà équipés d'antennes. Dans le cadre du projet WITH, des transistors HEMTs intégrés avec des antennes de type *slot ring* ont été développés par l'IEMN. Leur sensibilité de 100 V/W et leur bande passante de modulation de 10 GHz permettraient de s'attendre à d'autres mesures de communication térahertz sans fil à haut débit. Ces mesures sont en cours d'étude au laboratoire IES ainsi qu'à l'IEMN.

Malgré la faible sensibilité de notre transistor HEMT GaAs intégré, ce dernier présente un fort potentiel en vue de la communication térahertz sans fil à haut débit. L'intégration d'une antenne devrait pouvoir combler cette faible sensibilité, qui était l'inconvénient majeur, en faisant de ce transistor un meilleur détecteur. En dépit de l'utilisation massive des transistors Si dans le milieu industriel, plus particulièrement dans les travaux d'imagerie, et des diodes Schottky dans la plupart des mesures de communication, le transistor que nous avons étudié présente un fort potentiel pour l'avenir des communications térahertz. L'unique difficulté réside dans le choix et la fabrication de l'antenne à intégrer.

Des mesures de mélange hétérodyne ont permis d'obtenir avec ce transistor un plus grand signal détecté, ce qui justifie que l'emploi de tels mélanges à faible puissance térahertz se révèle

2. Video On Demand.

parfaitement adapté à la faible sensibilité du transistor. Il devient donc intéressant de mettre en place des mesures de communication à l'aide de mélanges hétérodynes. Plusieurs mesures de communication sont actuellement en cours d'étude.

En dernier lieu, nous tenons à préciser que cette thèse a permis d'aboutir à de nombreuses collaborations industrielles, principalement avec Canon et Alcatel. Un partenariat qui aidera à la mise en place industrielle de communications térahertz et qui contribuera à les rendre réelles.



Bibliographie

- [1] T. Kleine-Ostmann and T. Nagatsuma. A review on terahertz communications research, 2011. (Cité pages 25, 26 et 30.)
- [2] C. Jansen, S. Priebe, C. Moller, M. Jacob, H. Dierke, M. Koch, and T. Kurner. Diffuse scattering from rough surfaces in THz communication channels. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, 1(2) :462–472, 2011. (Cité page 25.)
- [3] T. Kurner. Towards Future THz Communications Systems. *Terahertz Sciences And Technology*, 5(1) :11–17, 2012. (Cité pages 25, 26 et 36.)
- [4] D. Dragoman and M. Dragoman. Terahertz fields and applications. *Progress in Quantum Electronics*, 28(1) :1–66, 2004. (Cité page 25.)
- [5] J. L. Coutaz. *Optoélectronique térahertz*. EDP Sciences, 2012. (Cité pages 25 et 34.)
- [6] E. R. Brown, F. W. Smith, and K. A. McIntosh. Coherent millimeter-wave generation by heterodyne conversion in low-temperature-grown GaAs photoconductors. *Journal of Applied Physics*, 73(3) :1480–1484, 1993. (Cité page 25.)
- [7] E. R. Brown, K. A. McIntosh, K. B. Nichols, and C. L. Dennis. Photomixing up to 3.8 THz in low-temperature-grown GaAs. *Applied Physics Letters*, 66(3) :285–287, 1995.
- [8] S. Matsuura, G. A. Blake, R. A. Wyss, J. C. Pearson, C. Kadow, A. W. Jackson, and A. C. Gosard. A traveling-wave THz photomixer based on angle-tuned phase matching. *Applied Physics Letters*, 74(19) :2872, 1999.
- [9] T. Noguchi, A. Ueda, H. Iwashita, S. Takano, Y. Sekimoto, M. Ishiguro, T. Ishibashi, H. Ito, and T. Nagatsuma. Millimeter wave generation using a uni-traveling-carrier photodiode. In *12th Int Space Terahertz Technol Symp San Diego CA*, 2001.
- [10] H. R. Fetterman, P. E. Tannenwald, B. J. Clifton, W. D. Fitzgerald, and N. R. Erickson. Far IR heterodyne radiometric measurements with quasioptical Schottky diode mixers. *Applied Physics Letters*, 33(2) :151–154, 1978.
- [11] C. Fattinger and D. Grischkowsky. Point source terahertz optics. *Applied Physics Letters*, 53(16) :1480–1482, 1988.

- [12] L. Xu, X. Zhang, and D. H. Auston. Terahertz materials beam generation by femtosecond optical pulses in electro-optic. *Applied Physics Letters*, pages 1784–1786, 1992.
- [13] E. R. Mueller, J. Hesler, T. Crowe, D. Kurtz, and R. Weikle. Widely-tunable laser sideband THz source for spectroscopy & LO applications. In *12th International Space Terahertz Technology Symposium*, pages 504–513, San Diego, 2001.
- [14] J. H. Smet, C. G. Fonstad, and Q. Hu. Intrawell and interwell intersubband transitions in multiple quantum wells for far-infrared sources. *Journal of Applied Physics*, 79(12) :9305, 1996. (Cité page 25.)
- [15] T. C. L. G. Sollner, W. D. Goodhue, P. E. Tannenwald, C. D. Parker, and D. D. Peck. Resonant tunneling through quantum wells at frequencies up to 2.5 THz. *Applied Physics Letters*, 43(6) :588–590, 1983. (Cité page 25.)
- [16] M. Reddy, S. C. Martin, A. C. Molnar, R. E. Muller, R. P. Smith, P. H. Siegel, M. J. Mondry, M. J. W. Rodwell, H. Kroemer, and S. J. Allen. Monolithic Schottky-collector resonant tunnel diode oscillator arrays to 650 GHz. *IEEE Electron Device Letters*, 18(5) :218–221, 1997. (Cité page 25.)
- [17] P. H. Siegel. Terahertz technology. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 50(3), 2002. (Cité pages 25 et 31.)
- [18] G. P. Gallerano and S. Biedron. Overview of terahertz radiation sources. *Proceedings of the 2004 FEL conference*, pages 216–221, 2004.
- [19] M. Tonouchi. Cutting-edge terahertz technology, 2007. (Cité pages 25, 31 et 33.)
- [20] A. Maestrini, J. S. Ward, J. J. Gill, C. Lee, B. Thomas, R. H. Lin, G. Chattopadhyay, and I. Mehdi. A frequency-multiplied source with more than 1 mW of power across the 840-900-GHz band. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 58 :1925–1932, 2010.
- [21] M. G. Krishna, S. D. Kshirsagar, and S. P. Tewari. Terahertz Emitters, Detectors and Sensors : Current Status and Future Prospects. In *Photodetectors*, chapter 6, pages 115–145. InTech, 2012. (Cité pages 25 et 31.)
- [22] E. R. Mueller. Terahertz Radiation : Applications and Sources. *Physicist*, 9(September) :27–29, 2003. (Cité pages 25, 31, 34 et 35.)
- [23] T. Nagatsuma, H. Ito, and T. Ishibashi. High-power RF photodiodes and their applications. *Laser and Photonics Reviews*, 3(1-2) :123–137, 2009. (Cité pages 25 et 31.)
- [24] J. L. Hesler and T. W. Crowe. NEP and responsivity of THz zero-bias Schottky diode detectors. *2007 Joint 32nd International Conference on Infrared and Millimeter Waves and the 15th International Conference on Terahertz Electronics*, 2007. (Cité pages 25 et 39.)
- [25] H. Song and T. Nagatsuma. Present and future of terahertz communications. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology publication information*, 1(1) :256–263, 2011. (Cité pages 25, 26, 30 et 33.)

- [26] J. Hesler, K. Hui, S. He, and T. Crowe. A fixed-tuned 400 GHz subharmonic mixer using planar schotcky diodes.pdf. In *Tenth International Symposium on Space Terahertz Technology*, Charlottesville, 1999.
- [27] L. Ishigaki, M. Shiraishi, S. Suzuki, M. Asada, N. Nishiyama, and S. Arai. Direct intensity modulation and wireless data transmission characteristics of terahertz-oscillating resonant tunneling diodes. *Electronics Letters*, 48(10) :582–583, 2012.
- [28] C. Jastrow, K. Munter, R. Piesiewicz, T. Kurner, M. Koch, and T. Kleine-Ostmann. 300 GHz transmission system. *Electronics Letters*, 44(3) :213–214, 2008.
- [29] L. Moeller, J. Federici, and K. Su. 2.5 Gb/s error-free transmission at 625 GHz using a narrow-bandwidth 1 mW THz source. In *2011 XXXth URSI General Assembly and Scientific Symposium*, pages 1–4. IEEE, 2011.
- [30] C. Sydlo, O. Cojocari, D. Schneherr, T. Goebel, P. Meissner, and H.L. Hartnagel. Fast THz detectors based on InGaAs Schottky Diodes, 2008. (Cité pages 25 et 33.)
- [31] N. Dyakonova, F. Teppe, J. Lusakowski, W. Knap, M. Levinshtein, A. P. Dmitriev, M. Shur, S. Bollaert, and A. Cappy. Magnetic field effect on the terahertz emission from nanometer InGaAs/AlInAs high electron mobility transistors. *Journal of Applied Physics*, 97(11), 2005. (Cité pages 25 et 33.)
- [32] A. El Fatimy, N. Dyakonova, Y. Meziani, T. Otsuji, W. Knap, S. Vandenbrouk, K. Madjour, D. Theron, C. Gaquiere, M.A. Poisson, S. Delage, P. Prystawko, and C. Skierbiszewski. Al-GaN/GaN high electron mobility transistors as a voltage-tunable room temperature terahertz sources Elfatimy. *Journal of Applied Physics*, 107(2) :024504 – 024504–4, 2010.
- [33] W. Knap, J. Lusakowski, T. Parenty, S. Bollaert, A. Cappy, V. V. Popov, and M. Shur. Terahertz emission by plasma waves in 60 nm gate high electron mobility transistors. *Applied Physics Letters*, 84(13) :2331–2333, 2004.
- [34] J. Lusakowski, F. Teppe, N. Dyakonova, Y. M. Meziani, W. Knap, T. Parenty, S. Bollaert, A. Cappy, V. Popov, and M. Shur. Terahertz generation by plasma waves in nanometer gate high electron mobility transistors. *Physica Status Solidi Applications and Materials Science*, 202(4) :656–659, 2005.
- [35] T. Otsuji. Emission of terahertz radiation from two-dimensional electron systems in semiconductor nano-heterostructures. In *International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, IRMMW-THz*, 2010.
- [36] T. Otsuji, T. Watanabe, A. El Moutaouakil, H. Karasawa, T. Komori, A. Satou, T. Suemitsu, M. Suemitsu, E. Sano, W. Knap, and V. Ryzhii. Emission of terahertz radiation from two-dimensional electron systems in semiconductor nano- and hetero-structures. In *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, volume 32, pages 629–645, 2011. (Cité pages 25 et 33.)
- [37] R. A. Cheville and D. Grischkowsky. Far-infrared terahertz time-domain spectroscopy of flames. *Optics letters*, 20(15) :1646–1648, 1995. (Cité page 25.)
- [38] B. B. Hu and M. C. Nuss. Imaging with terahertz waves. *Optics letters*, 20(16) :1716, 1995. (Cité pages 26 et 34.)

- [39] J. Gomez Rivas, C. Janke, P. Bolivar, and H. Kurz. Transmission of THz radiation through InSb gratings of subwavelength apertures. *Optics express*, 13(3) :847–859, 2005.
- [40] M. Naftaly and R. E. Miles. Terahertz time-domain spectroscopy for material characterization. In *Proceedings of the IEEE*, volume 95, pages 1658–1665, 2007. (Cité pages 25 et 34.)
- [41] S. W. Smye, J. M. Chamberlain, A. J. Fitzgerald, and E. Berry. The interaction between Terahertz radiation and biological tissue. *Physics in medicine and biology*, 46(9) :R101–R112, 2001. (Cité pages 26 et 34.)
- [42] P. H. Siegel. THz instruments for space, 2007. (Cité pages 26, 35 et 36.)
- [43] H. B. Liu, H. Zhong, N. Karpowicz, Y. Chen, and X. C. Zhang. Terahertz Spectroscopy and Imaging for Defense and Security Applications, 2007. (Cité pages 26 et 35.)
- [44] M. C. Kemp, P. F. Taday, B. E. Cole, J. A. Cluff, A. J. Fitzgerald, and W. R. Tribe. Security Applications of Terahertz Technology. In *Proceedings SPIE 5070*, volume 5070, pages 44–52, 2003. (Cité pages 26, 30 et 35.)
- [45] T. Nagatsuma, A. Hirata, Y. Sato, R. Yamaguchi, H. Takahashi, T. Kosugi, M. Tokumitsu, H. Sugahara, T. Furuta, and H. Ito. Sub-Terahertz Wireless Communications Technologies. *2005 18th International Conference on Applied Electromagnetics and Communications*, 2005. (Cité page 26.)
- [46] A. Jamalipour, N. Ansari, M. Howlader, and C. Xiao. Wireless communications. *IEEE Global Telecommunications Conference*, 6, 2005.
- [47] J. Federici and L. Moeller. Review of terahertz and subterahertz wireless communications, 2010. (Cité pages 30 et 36.)
- [48] T. Nagatsuma, S. Horiguchi, Y. Minamikata, Y. Yoshimizu, S. Hisatake, S. Kuwano, N. Yoshimoto, J. Terada, and H. Takahashi. Terahertz Wireless Communications based on Photonics Technologies. *Optics express*, 21(20) :23736–23747, 2013. (Cité pages 26, 33 et 37.)
- [49] H. J. Song, K. Ajito, A. Hirata, A. Wakatsuki, Y. Muramoto, T. Furuta, N. Kukutsu, T. Nagatsuma, and Y. Kado. 8 Gbit/s wireless data transmission at 250 GHz, 2009. (Cité pages 26 et 37.)
- [50] T. Nagatsuma, H. J. Song, Y. Fujimoto, K. Miyake, and A. Hirata. Giga-bit Wireless Link Using 300-400 GHz Bands. In *Microwave Photonics, 2009. International Topical Meeting on*, pages 1–4, 2009. (Cité pages 26 et 37.)
- [51] G. Ducournau, P. Szriftgiser, F. Pavanello, P. Latzel, A. Beck, T. Akalin, E. Peytavit, M. Zaknoune, D. Bacquet, and J. F. Lampin. 22 Gbps wireless communication system at 0.4 THz. In *International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, IRMMW-THz*, 2013. (Cité pages 26 et 37.)
- [52] J. L. Hesler, L. Liu, H. Xu, Y. Duan, and R. M. Weikle. The development of quasi-optical THz detectors. In *33rd International Conference on Infrared and Millimeter Waves and the 16th International Conference on Terahertz Electronics, 2008, IRMMW-THz 2008*, 2008. (Cité pages 26, 33 et 39.)
- [53] www.hp.woodshot.com/hprfhhelp/4_downld/lit/diodelit/an988.pdf. (Cité pages 26 et 33.)

-
- [54] 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*, 71(15) :2465–2468, 1993. (Cité pages 26, 33, 44 et 49.)
- [55] M. Dyakonov and M. Shur. Plasma wave electronics for terahertz applications. In *Terahertz Sources And Systems*, pages 187–207. Springer n edition, 2001. (Cité page 33.)
- [56] M. Dyakonov. Generation and detection of Terahertz radiation by field effect transistors. *Comptes Rendus Physique*, 11(7) :413–420, 2010. (Cité pages 33, 44 et 52.)
- [57] L. Vicarelli, M. S. Vitiello, D. Coquillat, A. Lombardo, A. C. Ferrari, W. Knap, M. Polini, V. Pellegrini, and A. Tredicucci. Graphene field-effect transistors as room-temperature terahertz detectors, 2012. (Cité pages 26 et 33.)
- [58] D. B. But, C. Drexler, N. Dyakonova, O. Drachenko, S. D. Ganichev, and W. Knap. Nonlinear photoresponse of FET THz broadband detectors at high power irradiation. In *International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, IRMMW-THz*, 2013. (Cité page 26.)
- [59] J. Q. Lu and M. Shur. Terahertz detection by high-electron-mobility transistor : Enhancement by drain bias. *Applied Physics Letters*, 78(17) :2587–2588, 2001. (Cité pages 26 et 33.)
- [60] W. Knap, F. Teppe, Y. Meziani, N. Dyakonova, J. Lusakowski, F. Boeuf, T. Skotnicki, D. Maude, S. Rumyantsev, and M. Shur. Plasma wave detection of sub-terahertz and terahertz radiation by silicon field-effect transistors. *Applied Physics Letters*, 85(4) :675–677, 2004. (Cité page 33.)
- [61] A. V. Muravjov, D. B. Veksler, X. Hu, R. Gaska, N. Pala, H. Saxena, R. E. Peale, and M. Shur. Resonant terahertz absorption by plasmons in grating-gate GaN HEMT structures. *Proceedings of the International Society for Optical Engineering*, page 73110D (7 pp.), 2009. (Cité page 33.)
- [62] D. Coquillat, S. Nadar, F. Teppe, N. Dyakonova, S. Boubanga-Tombet, W. Knap, T. Nishimura, T. Otsuji, Y. M. Meziani, G. M. Tsybalov, and V. V. Popov. Room temperature detection of sub-terahertz radiation in double-grating-gate transistors. *Optics express*, 18(6) :6024–6032, 2010.
- [63] R. Tauk, F. Teppe, S. Boubanga, D. Coquillat, W. Knap, Y. M. Meziani, C. Gallon, F. Boeuf, T. Skotnicki, C. Fenouillet-Beranger, D. K. Maude, S. Rumyantsev, and M. Shur. Plasma wave detection of terahertz radiation by silicon field effects transistors : Responsivity and noise equivalent power. *Applied Physics Letters*, 89(25), 2006.
- [64] L. Romeo, D. Coquillat, M. Pea, D. Ercolani, F. Beltram, L. Sorba, W. Knap, A. Tredicucci, and M. S. Vitiello. Nanowire-based field effect transistors for terahertz detection and imaging systems. *Nanotechnology*, 24(21) :214005, 2013. (Cité pages 26 et 33.)
- [65] A. Lisauskas, W. von Spiegel, S. Boubanga-Tombet, A. El Fatimy, D. Coquillat, F. Teppe, N. Dyakonova, W. Knap, and H.G. Roskos. Terahertz imaging with GaAs field-effect transistors, 2008. (Cité page 26.)
- [66] D. L. Woolard, E. R. Brown, M. Pepper, and M. Kemp. Terahertz frequency sensing and imaging : A time of reckoning future applications? In *Proceedings of the IEEE*, volume 93, pages 1722–1743, 2005. (Cité page 30.)

- [67] K. Wang and D. Mittleman. Metal wires for terahertz wave guiding. *Nature*, 432(7015) :376–379, 2004. (Cité page 30.)
- [68] P. H. Siegel. Terahertz technology in biology and medicine. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 52(10) :2438–2447, 2004. (Cité pages 30 et 34.)
- [69] W. R. Tribe, D. A. Newnham, P. F. Taday, and M. C. Kemp. Hyden object detection : security application of terahertz technology. In *Proceedings SPIE 5354*, pages 44–52, 2004. (Cité page 30.)
- [70] W. Knap, O. Klimenko, Y. Mityagin, and P. Solignac. Laser device for emitting waves in terahertz range, 2011. (Cité page 31.)
- [71] B. Ferguson and X. C. Zhang. Materials for terahertz science and technology. *Nature materials*, 1(1) :26–33, 2002. (Cité page 31.)
- [72] P. L. Richards. Bolometers for infrared and millimeter waves. *Journal of Applied Physics*, 76(1) :1–24, 1994. (Cité page 32.)
- [73] D. S. Yee, Y. Jang, Y. Kim, and D. C. Seo. Terahertz spectrum analyzer based on frequency and power measurement. *Optics letters*, 35(15) :2532–2534, 2010.
- [74] A. W. M. Lee, Q. Qin, S. Kumar, B. S. Williams, Q. Hu, and J. L. Reno. Real-time terahertz imaging over a standoff distance (>25 meters). *Applied Physics Letters*, 89(14), 2006. (Cité page 32.)
- [75] P. M. Downey, A. D. Jeffries, S. S. Meyer, R. Weiss, F. J. Bachner, J. P. Donnelly, W. T. Lindley, R. W. Mountain, and D. J. Silversmith. Monolithic silicon bolometers. *Applied optics*, 23(6) :910, 1984. (Cité page 32.)
- [76] M. E. MacDonald and E. N. Grossman. Niobium microbolometers for far-infrared detection. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 43(4), 1995. (Cité page 32.)
- [77] F. J. Low. Low temperature germanium bolometer. *Journal of the Optical Society of America*, 51 :1300, 1961. (Cité page 32.)
- [78] M. A. Kinch. Heterodyne Detection at mm Wavelengths Using a Rollin InSb Bolometer. *Applied Physics Letters*, 12 :78–80, 1968. (Cité page 32.)
- [79] S. G. Porter. A brief guide to pyroelectric detectors, 1981. (Cité page 32.)
- [80] A. Hossain and M. H. Rashid. Pyroelectric detectors and their applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 27(5) :824–829, 1991. (Cité page 32.)
- [81] H. W. Hubers. Terahertz heterodyne receivers. *IEEE Journal on Selected Topics in Quantum Electronics*, 14(2) :378–391, 2008. (Cité page 32.)
- [82] J. V. Siles and J. Grajal. Physics-based design and optimization of Schottky diode frequency multipliers for terahertz applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 58(7 PART 2) :1933–1942, 2010. (Cité page 32.)
- [83] A. Maestrini, B. Thomas, H. Wang, C. Jung, J. Treuttel, Yong Jin, G. Chattopadhyay, I. Mehdi, and G. Beaudin. Schottky diode-based terahertz frequency multipliers and mixers, 2010. (Cité page 32.)

- [84] H. P. Roser, H. W. Hübers, T. W. Crowe, and W. C. B. Peatman. Nanostructure GaAs Schottky diodes for far-infrared heterodyne receivers, 1994. (Cité page 33.)
- [85] T. Yasui, A. Nishimura, T. Suzuki, K. Nakayama, and S. Okajima. Detection system operating at up to 7 THz using quasioptics and Schottky barrier diodes. *Review of Scientific Instruments*, 77(6), 2006. (Cité page 33.)
- [86] T. J. Chung and W. H. Lee. 10-Gbit/s wireless communication system at 300 GHz. *ETRI Journal*, 35(3) :386–396, 2013. (Cité pages 33 et 37.)
- [87] M. Dyakonov and M. Shur. Detection, mixing, and frequency multiplication of terahertz radiation by two-dimensional electronic fluid. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 43(3) :380–387, 1996. (Cité pages 33, 38, 50 et 51.)
- [88] W. Knap, Y. Deng, S. Rumyantsev, J. Q. Lu, M. Shur, C. A. Saylor, and L. C. Brunel. Resonant detection of subterahertz radiation by plasma waves in a submicron field-effect transistor. *Applied Physics Letters*, 80(18) :3433–3435, 2002.
- [89] W. Knap, D. Coquillat, N. Dyakonova, F. Teppe, O. Klimenko, H. Videlier, S. Nadar, J. Lusakowski, G. Valusis, F. Schuster, B. Giffard, T. Skotnicki, and C. Gaquière. Plasma excitations in field effect transistors for terahertz detection and emission. *Comptes Rendus Physique*, 11 :433–443, 2010. (Cité page 33.)
- [90] J. Lusakowski, W. Knap, N. Dyakonova, L. Varani, J. Mateos, T. Gonzalez, Y. Roelens, S. Bollaert, A. Cappy, and K. Karpierz. Voltage tuneable terahertz emission from a ballistic nanometer InGaAsInAlAs transistor. *Journal of Applied Physics*, 97(6), 2005. (Cité page 33.)
- [91] J. Mateos, H. Marinchio, C. Palermo, L. Varani, and T. Gonzalez. Plasma-resonant THz detection with HEMTs. In *Conference Proceedings - International Conference on Indium Phosphide and Related Materials*, pages 344–347, 2010. (Cité page 33.)
- [92] A. El Fatimy, F. Teppe, N. Dyakonova, W. Knap, D. Seliuta, G. Valusis, A. Shchepetov, Y. Roelens, S. Bollaert, A. Cappy, and S. Rumyantsev. Resonant and voltage-tunable terahertz detection in InGaAs/InP nanometer transistors. *Applied Physics Letters*, 89(13), 2006. (Cité page 33.)
- [93] S. Preu, S. Kim, R. Verma, P. G. Burke, N. Q. Vinh, M. S. Sherwin, and A. C. Gossard. Terahertz detection by a homodyne field effect transistor multiplicative mixer. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, 2(3) :278–283, 2012.
- [94] F. Teppe, D. Veksler, V. Y. Kachorovski, A. P. Dmitriev, X. Xie, X. C. Zhang, S. Rumyantsev, W. Knap, and M. Shur. Plasma wave resonant detection of femtosecond pulsed terahertz radiation by a nanometer field-effect transistor. *Applied Physics Letters*, 87(2), 2005. (Cité page 33.)
- [95] D. Glaab, S. Boppel, A. Lisauskas, U. Pfeiffer, E. Ojefors, and H. G. Roskos. Terahertz heterodyne detection with silicon field-effect transistors. *Applied Physics Letters*, 96(4), 2010. (Cité page 33.)
- [96] W. Knap, M. Dyakonov, D. Coquillat, F. Teppe, N. Dyakonova, J. Lusakowski, 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. In

- Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, volume 30, pages 1319–1337, 2009. (Cité page 33.)
- [97] R. Appleby and H. B. Wallace. Standoff detection of weapons and contraband in the 100 GHz to 1 THz region, 2007. (Cité page 34.)
- [98] Y. C. Shen, T. Lo, P. F. Taday, B. E. Cole, W. R. Tribe, and M. C. Kemp. Detection and identification of explosives using terahertz pulsed spectroscopic imaging. *Applied Physics Letters*, 86(24) :1–3, 2005. (Cité page 34.)
- [99] C. Baker, T. Lo, W. R. Tribe, B. E. Cole, M. R. Hogbin, and M. C. Kemp. Detection of concealed explosives at a distance using terahertz technology. In *Proceedings of the IEEE*, volume 95, pages 1559–1565, 2007.
- [100] A. G. Davies, A. D. Burnett, W. Fan, E. H. Linfield, and J. E. Cunningham. Terahertz spectroscopy of explosives and drugs, 2008. (Cité page 34.)
- [101] W. L. Chan, J. Deibel, and D. M. Mittleman. Imaging with terahertz radiation, 2007. (Cité page 34.)
- [102] F. Schuster, D. Coquillat, H. Videlier, M. Sakowicz, F. Teppe, L. Dussopt, B. Giffard, T. Skotnicki, and W. Knap. Broadband terahertz imaging with highly sensitive silicon CMOS detectors. *Optics express*, 19(8) :7827–7832, 2011. (Cité page 34.)
- [103] A. A. Penzias and R. W. Wilson. A Measurement of Excess Antenna Temperature at 4080 Mc/s., 1965. (Cité page 34.)
- [104] T. Taniuchi, S. Okada, and H. Nakanishi. Widely tunable terahertz-wave generation in an organic crystal and its spectroscopic application. *Journal of Applied Physics*, 95(11) :5984–5988, 2004. (Cité page 34.)
- [105] E. Castro-Camus and M. B. Johnston. Conformational changes of photoactive yellow protein monitored by terahertz spectroscopy, 2008. (Cité page 34.)
- [106] M. Walther, P. Plochocka, B. Fischer, H. Helm, and P. Uhd Jepsen. Collective vibrational modes in biological molecules investigated by terahertz time-domain spectroscopy. In *Biopolymers - Biospectroscopy Section*, volume 67, pages 310–313, 2002. (Cité page 34.)
- [107] Y. C. Shen, P. C. Upadhyay, E. H. Linfield, and A. G. Davies. Vibrational spectra of nucleosides studied using terahertz time-domain spectroscopy. In *Vibrational Spectroscopy*, volume 35, pages 111–114, 2004.
- [108] L. Guo, Y. Hu, Y. Zhang, C. Zhang, Y. Chen, and X. C. Zhang. Vibrational spectrum of gamma-HNIW investigated using terahertz time-domain spectroscopy. *Optics express*, 14(8) :3654–3659, 2006. (Cité page 34.)
- [109] M. M. Nazarov, A. P. Shkurinov, E. A. Kuleshov, and V. V. Tuchin. Terahertz time-domain spectroscopy of biological tissues, 2008. (Cité page 34.)
- [110] H. T. Chen, R. Kersting, and G. C. Cho. Terahertz imaging with nanometer resolution. *Applied Physics Letters*, 83(15) :3009, 2003. (Cité page 34.)

- [111] D. Mittleman. *Sensing with terahertz radiation*. Springer Series in Optical Sciences, 2003. (Cité page 34.)
- [112] V. P. Wallace, B. C. Cole, R. M. Woodward, R. J. Pye, and D. A. Arnone. Biomedical applications of terahertz technology. *The 15th Annual Meeting of the IEEE Lasers and Electro-Optics Society*, 1, 2002. (Cité page 34.)
- [113] P. F. Taday. Applications of terahertz spectroscopy to pharmaceutical sciences. *Philosophical transactions. Series A, Mathematical, physical, and engineering sciences*, 362(1815) :351–363, 2004. (Cité page 35.)
- [114] T. M. Goyette, A. Gatesman, T. M. Horgan, M. Coulombe, R. Giles, J. Waldman, and W. E. Nixon. THz compact range radar systems. In *IEEE International Microwave*, Philadelphia, 2003. (Cité page 35.)
- [115] S. R. Murrill, E. L. Jacobs, S. K. Moyer, C. E. Halford, S. T. Griffin, F. C. De Lucia, D. T. Petkie, and C. C. Franck. Terahertz imaging system performance model for concealed-weapon identification. *Applied optics*, 47(9) :1286–1297, 2008. (Cité page 35.)
- [116] J. F. Federici, B. Schulkin, F. Huang, D. Gary, R. Barat, F. Oliveira, and D. Zimdars. THz imaging and sensing for security applications—explosives, weapons and drugs, 2005. (Cité page 35.)
- [117] E. Berry. Risk perception and safety issues. *Journal of Biological Physics*, 29 :263–267, 2003. (Cité page 35.)
- [118] R. H. Clothier and N. Bourne. Effects of THz exposure on human primary keratinocyte differentiation and viability. *Journal of Biological Physics*, 29(2-3) :179–185, 2003.
- [119] M. R. Scarfi, M. Romano, R. Di Pietro, O. Zeni, A. Doria, G. P. Gallerano, E. Giovenale, G. Messina, A. Lai, G. Campurra, D. Coniglio, and M. D'Arienzo. THz exposure of whole blood for the study of biological effects on human lymphocytes. *Journal of Biological Physics*, 29(2-3) :171–177, 2003. (Cité page 35.)
- [120] S. Cherry. The net effect : as China's Internet gets a much-needed makeover, will the new network promote freedom or curtail it? *IEEE Spectrum*, 42(6), 2005. (Cité page 36.)
- [121] R. Heidemann, R. Hofstetter, and H. Schmuck. Fibre-optic technologies for 30/60 GHz pico-cellular PCN and mobile systems. *1994 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.94CH3389-4)*, 1994. (Cité page 36.)
- [122] S. K. Reynolds, B. A. Floyd, U. R. Pfeiffer, T. Beukema, J. Grzyb, C. Haymes, B. Gaucher, and M. Soyuer. A silicon 60-GHz receiver and transmitter chipset for broadband communications. In *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, volume 41, pages 2820–2829, 2006.
- [123] U. R. Pfeiffer, J. Grzyb, D. Liu, B. Gaucher, T. Beukema, B. A. Floyd, and S. K. Reynolds. A chip-scale packaging technology for 60-GHz wireless chipsets. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54(8) :3387–3396, 2006. (Cité page 36.)
- [124] M. Koch. Terahertz communications : A 2020 vision. In *Terahertz Frequency Detection and Identification of Materials and Objects*, chapter 4, pages 325–338. Springer Netherlands, 2007. (Cité page 36.)

- [125] R. E. Miles, X. C. Zhang, H. Eisele, and A. Krotkus. Terahertz Frequency Detection and Identification of Materials and Objects. In *Terahertz Frequency Detection and Identification of Materials and Objects*, page 364. Springer, 2007. (Cité page 36.)
- [126] R. Piesiewicz, J. Jemai, M. Koch, and T. Kurner. THz channel characterization for future wireless gigabit indoor communication systems. In *SPIE 5727, Terahertz and Gigahertz Communications*, page 166, California, 2005. (Cité page 36.)
- [127] A. Hirata, T. Nagatsuma, T. Kosugi, H. Takahashi, R. Yamaguchi, N. Shimizu, N. Kukutsu, K. Murata, Y. Kado, H. Ikegawa, H. Nishikawa, and T. Nakayama. 10-Gbit/s wireless communications technology using sub-terahertz waves. In *SPIE 6772, Terahertz Physics, Devices, and Systems II*, page 67720B, Boston, 2007. (Cité page 36.)
- [128] I. F. Akyildiz, J. M. Jornet, and C. Han. Terahertz band : Next frontier for wireless communications. *Physical Communication*, 12 :16–32, 2014. (Cité page 36.)
- [129] A. Hirata, M. Harada, and T. Nagatsuma. 120-GHz Wireless Link Using Photonic Techniques for Generation, Modulation, and Emission of Millimeter-Wave Signals. *Journal of Lightwave Technology*, 21(10) :2145–2153, 2003. (Cité page 36.)
- [130] R. Piesiewicz, T. Kleine-Ostmann, N. Krumbholz, D. Mittleman, M. Koch, J. Schoebei, and T. Kurner. Short-range ultra-broadband terahertz communications : Concepts and perspectives. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 49(6) :24–39, 2007. (Cité page 36.)
- [131] J. F. Federici and J. Ma. Comparison of Terahertz versus Infrared Free-Space Communications under Identical Weather Conditions. In *International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, IRMMW-THz*, Tucson, 2014. (Cité page 36.)
- [132] J. Ma, L. Moeller, and J. F. Federici. Experimental Comparison of Terahertz and Infrared Signaling in Controlled Atmospheric Turbulence. In *International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, IRMMW-THz*, Tucson, 2014. (Cité page 36.)
- [133] A. Hirata, T. Kosugi, N. Meisl, T. Shibata, and T. Nagatsuma. High-directivity photonic emitter using photodiode module integrated with HEMT amplifier for 10-Gbit/s wireless link. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 52(8 I) :1843–1850, 2004. (Cité page 37.)
- [134] A. Hirata, T. Kosugi, H. Takahashi, R. Yamaguchi, F. Nakajima, T. Furuta, H. Ito, H. Sugahara, Y. Sato, and T. Nagatsuma. 120-GHz-band millimeter-wave photonic wireless link for 10-Gb/s data transmission. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54(5) :1937–1942, 2006. (Cité page 37.)
- [135] A. Hirata, H. Takahashi, R. Yamaguchi, T. Kosugi, K. Murata, T. Nagatsuma, N. Kukutsu, and Y. Kado. Transmission characteristics of 120-GHz-band wireless link using radio-on-fiber technologies. *Journal of Lightwave Technology*, 26(15) :2338–2344, 2008. (Cité page 37.)
- [136] A. Hirata, R. Yamaguchi, T. Kosugi, H. Takahashi, K. Murata, T. Nagatsuma, N. Kukutsu, Y. Kado, N. Iai, S. Okabe, S. Kimura, H. Ikegawa, H. Nishikawa, T. Nakayama, and T. Inada. 10-Gbit/s wireless link using InP HEMT MMICs for generating 120-GHz-band millimeter-wave signal. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 57(5) :1102–1109, 2009. (Cité page 37.)

- [137] A. Hirata, T. Kosugi, H. Takahashi, J. Takeuchi, K. Murata, N. Kukutsu, Y. Kado, S. Okabe, T. Ikeda, F. Suginosita, K. Shogen, H. Nishikawa, A. Irino, T. Nakayama, and N. Sudo. 5.8-km 10-Gbps data transmission over a 120-GHz-band wireless link. In *2010 IEEE International Conference on Wireless Information Technology and Systems, ICWITS 2010*, 2010. (Cité page 37.)
- [138] T. Nagatsuma, A. Hirata, N. Kukutsu, and Y. Kado. Multiplexed transmission of uncompressed HDTV signals using 120-GHz-band millimeter-wave wireless link. In *2007 IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics*, pages 237–240, 2007. (Cité page 37.)
- [139] A. Hirata, H. Takahashi, N. Kukutsu, Y. Kado, H. Ikegawa, H. Nishikawa, T. Nakayama, and T. Inada. Transmission trial of television broadcast materials using 120-GHz-band wireless link. *NTT Technical Review*, 7(3), 2009. (Cité page 37.)
- [140] J. Takeuchi, A. Hirata, H. Takahashi, and N. Kukutsu. 10-Gbit/s bi-directional and 20-Gbit/s uni-directional data transmission over a 120-GHz-band wireless link using a finline ortho-mode transducer. *2010 Asia-Pacific Microwave Conference*, pages 195–198, 2010. (Cité page 37.)
- [141] H. J. Song, K. Ajito, A. Wakatsuki, Y. Muramoto, N. Kukutsu, Y. Kado, and T. Nagatsuma. Terahertz wireless communication link at 300 GHz. In *2010 IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics*, pages 42–45. IEEE, 2010. (Cité page 37.)
- [142] C. Jastrow, K. Munter, R. Piesiewicz, T. Kurner, M. Koch, and T. Kleine-Ostmann. 300 GHz transmission system, 2008. (Cité page 37.)
- [143] C. Jastrow, S. Priebe, B. Spitschan, J. Hartmann, M. Jacob, T. Kurner, T. Schrader, and T. Kleine-Ostmann. Wireless digital data transmission at 300 GHz, 2010. (Cité page 37.)
- [144] H. J. Song, J. Y. Kim, K. Ajito, N. Kukutsu, and M. Yaita. 50-Gb/s Direct conversion QPSK modulator and demodulator MMICs for terahertz communications at 300 GHz. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 62(3) :600–609, 2014. (Cité page 38.)
- [145] S. Koenig, D. Lopez-Diaz, J. Antes, F. Boes, R. Henneberger, A. Leuther, A. Tessmann, R. Schmogrow, D. Hillerkuss, R. Palmer, T. Zwick, C. Koos, W. Freude, O. Ambacher, J. Leuthold, and I. Kallfass. Wireless sub-THz communication system with high data rate. *Nature Photonics*, 7(12) :977–981, 2013.
- [146] D. Lopez-Diaz, A. Tessmann, A. Leuther, S. Wagner, M. Schlechtweg, O. Ambacher, S. Koenig, J. Antes, F. Boes, F. Kurz, R. Henneberger, and I. Kallfass. A 240 ghz quadrature receiver and transmitter for data transmission up to 40 gbit/s. In *European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, pages 440–443, 2013. (Cité page 38.)
- [147] I. Kallfass, J. Antes, T. Schneider, F. Kurz, D. Lopez-Diaz, S. Diebold, H. Massler, A. Leuther, and A. Tessmann. All active MMIC-based wireless communication at 220 GHz. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, 1(2) :477–487, 2011. (Cité page 38.)
- [148] J. Antes, S. Konig, A. Leuther, H. Massler, J. Leuthold, O. Ambacher, and I. Kallfass. 220 GHz wireless data transmission experiments up to 30 Gbit/s. In *2012 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pages 1–3. IEEE, 2012. (Cité page 38.)

- [149] F. Boes, T. Messinger, J. Antes, D. Meier, A. Tessmann, A. Inamz, and I. Kallfass. Ultra-Broadband MMIC-Based Wireless Link at 240 GHz Enabled by 64 GS/s DAC. In *International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, IRMMW-THz*, Tucson, 2014. (Cité page 38.)
- [150] G. Ducournau, A. Westlund, P. Sangare, C. Gaquiere, P. A. Nilsson, L. Desplanque, J. L. Codron, X. Wallart, I. Iniguez-De-La-Torre, J. F. Millithaler, T. Gonzalez, J. Mateos, and J. Grahn. 200 GHz communication system using unipolar InAs THz rectifiers. In *International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, IRMMW-THz*, 2013. (Cité page 38.)
- [151] G. Prakash and A. Shrivastav. High Electron Mobility Transistor (HEMT). *International Journal of Scientific Research Engineering & Technology*, 1(1), 2012. (Cité page 40.)
- [152] D. But. *SILICON BASED TERAHERTZ RADIATION DETECTORS*. PhD thesis, University of Montpellier 2, 2014. (Cité page 40.)
- [153] L. D. Nguyen, A. S. Brown, M. A. Thompson, and L. M. Jelloian. 50-nm self-aligned-gate pseudomorphic AlInAs/GaInAs high electron mobility transistors. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 39(9) :2007–2014, 1992. (Cité page 40.)
- [154] I. Watanabe, A. Endoh, T. Mimura, and T. Matsui. 35-nm-Gate In_{0.7}Ga_{0.3}As/In_{0.52}Al_{0.48}As HEMT with 520-GHz fT. In *Conference Proceedings - International Conference on Indium Phosphide and Related Materials*, pages 28–31, 2007. (Cité page 40.)
- [155] M. Dyakonov and M. Shur. Plasma wave electronics : Novel terahertz devices using two dimensional electron fluid. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 43(10) :1640–1645, 1996. (Cité pages 44, 50 et 51.)
- [156] S. Blin. *Guides d'ondes hyperfréquences*. 2014. (Cité page 58.)
- [157] S. Blin, F. Teppe, L. Tohme, S. Hisatake, K. Arakawa, P. Nouvel, D. Coquillat, A. Penarier, J. Torres, L. Varani, W. Knap, and T. Nagatsuma. Plasma-wave detectors for terahertz wireless communication. *IEEE Electron Device Letters*, 33(12) :1354–1356, 2012. (Cité page 90.)

A

Annexes

A.1 Annexe 1 : liste des publications

- [1] S. Blin, F. Teppe, L. Tohme, S. Hisatake, K. Arakawa, P. Nouvel, D. Coquillat, A. Pénarier, J. Torres, L. Varani, W. Knap, and T. Nagatsuma. Plasma-wave detectors for terahertz wireless communication. *IEEE Electron Device Letters*, 33(10) :1354–1356, 2012.
- [2] F. Teppe, S. Blin, D. Coquillat, N. Dyakonova, L. Tohme, B. Chenaud, S. Hisatake, K. Arakawa, J. Torres, C. Consejo, P. Nouvel, P. Solignac, A. Penarier, T. Nagatsuma, and W. Knap. Plasma wave detectors for Terahertz wireless communication and fast imaging applications. *2012 37th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, pages 1–2, September 2012.
- [3] L. Tohme, S. Blin, P. Nouvel, A. Penarier, J. Torres, L. Varani, G. Ducournau, P. Artillan, S. Bol-laert, Y. Roelens, D. Coquillat, D. But, W. Knap, and F. Teppe. Signal-to-noise ratio in terahertz wireless communication using field-effect-transistors as detectors. In *2013 22nd International Conference on Noise and Fluctuations (ICNF)*, pages 1 – 3, Montpellier, 2013.
- [4] L. Tohme, G. Ducournau, S. Blin, D. Coquillat, P. Nouvel, A. Penarier, W. Knap, and J. F. Lampin. 0,2 THz wireless communication using plasma-wave transistor detector. In *International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, IRMMW-THz*, 2013.
- [5] L. Tohme, S. Blin, P. Nouvel, L. Varani, and A. Penarier. Room-temperature terahertz hetero-dyne mixing in GaAs commercial transistors. In *International Conference on Infrared, Milli-meter, and Terahertz Waves, IRMMW-THz*, 2013.
- [6] S. Blin, L. Tohme, D. Coquillat, S. Horiguchi, Y. Minamikata, S. Hisatake, P. Nouvel, T. Co-hen, A. Penarier, F. Cano, L. Varani, W. Knap, and T. Nagatsuma. Wireless Communication at 310 GHz using GaAs High-Electron-Mobility Transistors for Detection. *Journal of Communi-cations and Networks*, 15(6) : 559 – 568, 2013.
- [7] L. Tohme, S. Blin, G. Ducournau, P. Nouvel, D. Coquillat, S. Hisatake, T. Nagatsuma, A. Pena-rier, L. Varani, W. Knap, and J.-F. Lampin. Terahertz wireless communication using GaAs tran-sistors as detectors. *Electronics Letters*, 50(1) : 323–325, 2014.

A.2 Annexe 2 : fiche technique du transistor

ATF-36077

2–18 GHz Ultra Low Noise Pseudomorphic HEMT

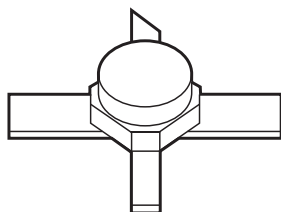


Data Sheet

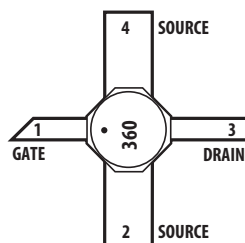
Description

Avago Technologies' ATF-36077 is an ultra-low-noise Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor (PHEMT), packaged in a low parasitic, surface-mountable ceramic package. Properly matched, this transistor will provide typical 12 GHz noise figures of 0.5 dB, or typical 4 GHz noise figures of 0.3 dB. Additionally, the ATF-36077 has very low noise resistance, reducing the sensitivity of noise performance to variations in input impedance match, making the design of broadband low noise amplifiers much easier. The premium sensitivity of the ATF-36077 makes this device the ideal choice for use in the first stage of extremely low noise cascades. The repeatable performance and consistency make it appropriate for use in Ku-band Direct Broadcast Satellite (DBS) Television systems, C-band Television Receive Only (TVRO) LNAs, or other low noise amplifiers operating in the 2-18 GHz frequency range.

77 Package



Pin Configuration



Features

- **PHEMT Technology**
- **Ultra-Low Noise Figure:**
 - 0.5 dB Typical at 12 GHz
 - 0.3 dB Typical at 4 GHz
- **High Associated Gain:**
 - 12 dB Typical at 12 GHz
 - 17 dB Typical at 4 GHz
- **Low Parasitic Ceramic Microstrip Package**
- **Tape-and-Reel Packing Option Available**

Applications

- **12 GHz DBS LNB (Low Noise Block)**
- **4 GHz TVRO LNB (Low Noise Block)**
- **Ultra-Sensitive Low Noise Amplifiers**

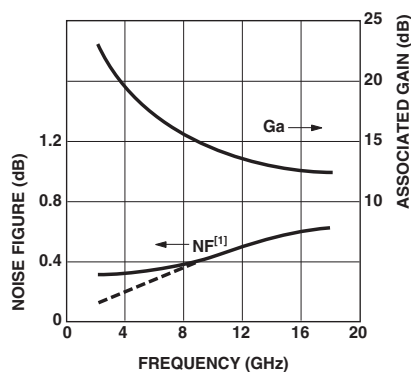


Figure 1. ATF-36077 Optimum Noise Figure and Associated Gain vs. Frequency for $V_{DS} = 1.5$ V, $I_D = 10$ mA.

This GaAs PHEMT device has a nominal 0.2 micron gate length with a total gate periphery (width) of 200 microns. Proven gold based metalization systems and nitride passivation assure rugged, reliable devices.

Note: 1. See Noise Parameter Table.

ATF-36077 Absolute Maximum Ratings

Symbol	Parameter	Units	Absolute Maximum ^[1]
V _{DS}	Drain – Source Voltage	V	+3
V _{GS}	Gate – Source Voltage	V	-3
V _{GD}	Gate-Drain Voltage	V	-3.5
I _D	Drain Current	mA	I _{dss}
P _T	Total Power Dissipation ^[3]	mW	180
P _{in max}	RF Input Power	dBm	+10
T _{ch}	Channel Temperature	°C	150
T _{STG}	Storage Temperature	°C	-65 to 150

Thermal Resistance^[2,3]: $\theta_{ch-c} = 60^{\circ}\text{C/W}$

Notes:

1. Operation of this device above any one of these parameters may cause permanent damage.
2. Measured at P_{diss} = 15 mW and T_{ch} = 100°C.
3. Derate at 16.7 mW/°C for T_C > 139°C.

ATF-36077 Electrical Specifications,

T_C = 25°C, Z_O = 50 Ω, V_{ds} = 1.5 V, I_{ds} = 10 mA, (unless otherwise noted).

Symbol	Parameters and Test Conditions	Units	Min.	Typ.	Max.
NF	Noise Figure ^[1] f = 12.0 GHz	dB		0.5	0.6
G _A	Gain at NF ^[1] f = 12.0 GHz	dB	11.0	12.0	
g _m	Transconductance V _{DS} = 1.5 V, V _{GS} = 0 V	mS	50	55	
I _{dss}	Saturated Drain Current V _{DS} = 1.5 V, V _{GS} = 0 V	mA	15	25	45
V _{p 10 %}	Pinch-off Voltage V _{DS} = 1.5 V, I _{DS} = 10% of I _{dss}	V	-1.0	-0.35	-0.15

Note:

1. Measured in a fixed tuned environment with Γ source = 0.54 at 156°; Γ load = 0.48 at 167°.

ATF-36077 Characterization Information,

T_C = 25°C, Z_O = 50 Ω, V_{ds} = 1.5 V, I_{ds} = 10 mA, (unless otherwise noted).

Symbol	Parameters and Test Conditions		Units	Typ.
NF	Noise Figure (Tuned Circuit)	f = 4 GHz	dB	0.3 ^[2]
		f = 12 GHz	dB	0.5
G _A	Gain at Noise Figure (Tuned Circuit)	f = 4 GHz	dB	17
		f = 12 GHz	dB	12
S _{12 off}	Reverse Isolation	f = 12 GHz, V _{DS} = 1.5 V, V _{GS} = -2 V	dB	14
P _{1dB}	Output Power at 1 dB Gain Compression	f = 4 GHz	dBm	5
		f = 12 GHz	dBm	5
V _{GS 10 mA}	Gate to Source Voltage for I _{DS} = 10 mA	V _{DS} = 1.5 V	V	-0.2

Note:

2. See noise parameter table.

ATF-36077 Typical Scattering Parameters,Common Source, $Z_0 = 50\ \Omega$, $V_{DS} = 1.5\text{ V}$, $I_D = 10\text{ mA}$

Freq. GHz	S_{11}		dB	S_{21}		dB	S_{12}		S_{22}	
	Mag.	Ang.		Mag.	Ang.		Mag.	Ang.	Mag.	Ang.
1.0	0.99	-17	14.00	5.010	163	-36.08	0.016	78	0.60	-14
2.0	0.97	-33	13.81	4.904	147	-30.33	0.030	66	0.59	-28
3.0	0.94	-49	13.53	4.745	132	-27.25	0.043	54	0.57	-41
4.0	0.90	-65	13.17	4.556	116	-25.32	0.054	43	0.55	-54
5.0	0.86	-79	12.78	4.357	102	-24.04	0.063	33	0.53	-66
6.0	0.82	-93	12.39	4.162	88	-23.17	0.069	24	0.50	-78
7.0	0.78	-107	12.00	3.981	75	-22.58	0.074	16	0.48	-89
8.0	0.75	-120	11.64	3.820	62	-22.17	0.078	8	0.46	-99
9.0	0.72	-133	11.32	3.682	49	-21.90	0.080	1	0.44	-109
10.0	0.69	-146	11.04	3.566	37	-21.71	0.082	-6	0.42	-119
11.0	0.66	-159	10.81	3.473	25	-21.57	0.083	-13	0.40	-129
12.0	0.63	-172	10.63	3.401	13	-21.44	0.085	-19	0.38	-139
13.0	0.61	175	10.50	3.349	1	-21.32	0.086	-25	0.37	-149
14.0	0.60	161	10.41	3.315	-12	-21.19	0.087	-32	0.35	-160
15.0	0.58	147	10.36	3.296	-24	-21.04	0.089	-39	0.33	-171
16.0	0.57	131	10.34	3.289	-37	-20.87	0.091	-47	0.31	177
17.0	0.56	114	10.34	3.289	-50	-20.69	0.092	-55	0.29	164
18.0	0.57	97	10.35	3.291	-64	-20.53	0.094	-65	0.26	148

ATF-36077 Typical “Off” Scattering Parameters,Common Source, $Z_0 = 50\ \Omega$, $V_{DS} = 1.5\text{ V}$, $I_D = 0\text{ mA}$, $V_{GS} = -2\text{ V}$

Freq. GHz	S_{11}		dB	S_{21}		dB	S_{12}		S_{22}	
	Mag.	Ang.		Mag.	Ang.		Mag.	Ang.	Mag.	Ang.
11.0	0.96	-139	-14.2	0.19	-43	-14.2	0.19	-43	0.97	-125
12.0	0.95	-152	-14.0	0.20	-56	-14.0	0.20	-56	0.97	-137
13.0	0.94	-166	-13.8	0.20	-69	-13.8	0.20	-68	0.96	-149

ATF-36077 Typical Noise Parameters,

Common Source, $Z_0 = 50 \Omega$, $V_{DS} = 1.5 \text{ V}$, $I_D = 10 \text{ mA}$

Freq. GHz	$F_{min}^{[1]}$ dB	Γ_{opt}		R_n/Z_0 -
		Mag.	Ang.	
1	0.30	0.95	12	0.40
2	0.30	0.90	25	0.20
4	0.30	0.81	51	0.17
6	0.30	0.73	76	0.13
8	0.37	0.66	102	0.09
10	0.44	0.60	129	0.05
12	0.50	0.54	156	0.03
14	0.56	0.48	-174	0.02
16	0.61	0.43	-139	0.05
18	0.65	0.39	-100	0.09

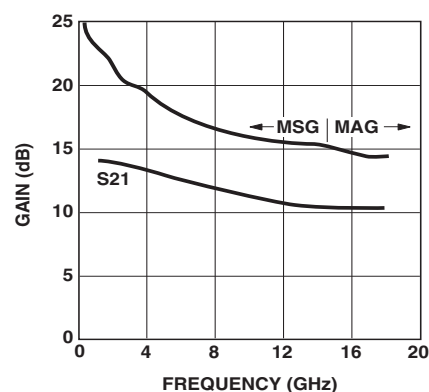
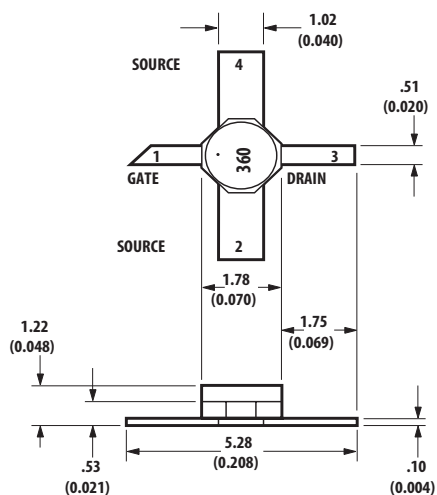


Figure 2. Maximum Available Gain, Maximum Stable Gain and Insertion Power Gain vs. Frequency. $V_{DS} = 1.5 \text{ V}$, $I_D = 10 \text{ mA}$.

Note:

1. The F_{min} values at 2, 4, and 6 GHz have been adjusted to reflect expected circuit losses that will be encountered when matching to the optimum reflection coefficient (Γ_{opt}) at these frequencies. The theoretical F_{min} values for these frequencies are: 0.10 dB at 2 GHz, 0.20 dB at 4 GHz, and 0.29 dB at 6 GHz. Noise parameters are derived from associated s parameters, packaged device measurements at 12 GHz, and die level measurements from 6 to 18 GHz.

77 Package Dimensions



TYPICAL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS (INCHES).

Part Number Ordering Information

Part Number	No. of Devices	Container
ATF-36077-TRI ^[2]	1000	7" Reel
ATF-36077-STR	100	strip

Note:

2. For more information, see "Tape and Reel Packaging for Semiconductor Devices," in "Communications Components" Designer's Catalog.

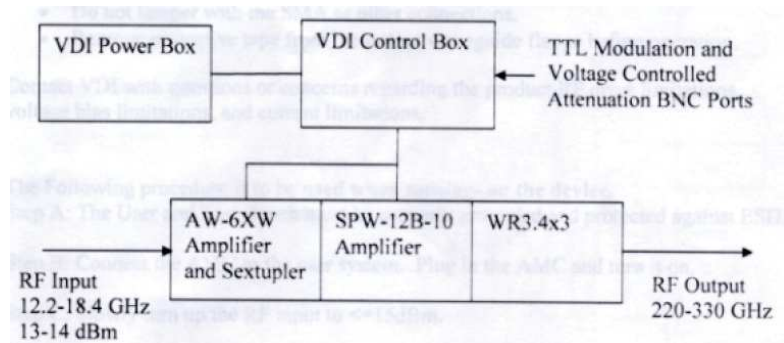
For product information and a complete list of distributors, please go to our web site: www.avagotech.com

Avago, Avago Technologies, and the A logo are trademarks of Avago Technologies Limited in the United States and other countries. Data subject to change. Copyright © 2005-2008 Avago Technologies Limited. All rights reserved. Obsoletes 5965-8726E AV02-1222EN - April 29, 2008

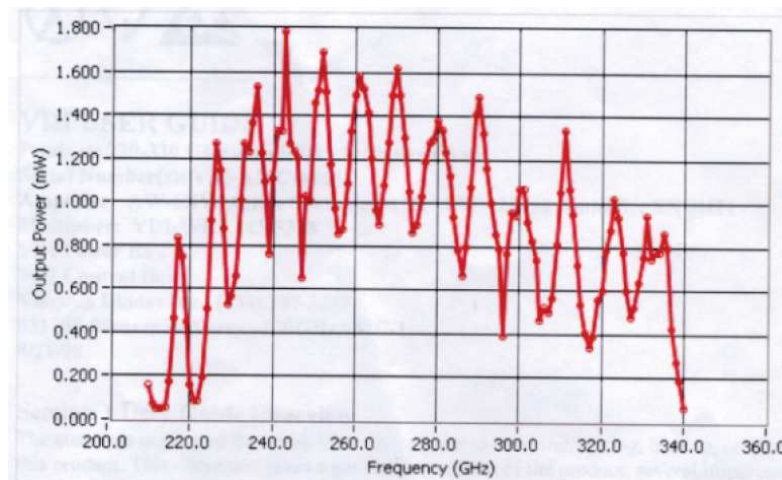
AVAGO
TECHNOLOGIES

A.3 Annexe 3 : source 0,220–0,340 THz

Composition de la source électronique à multiplication de fréquence de porteuse allant de 0,220 THz à 0,340 THz :

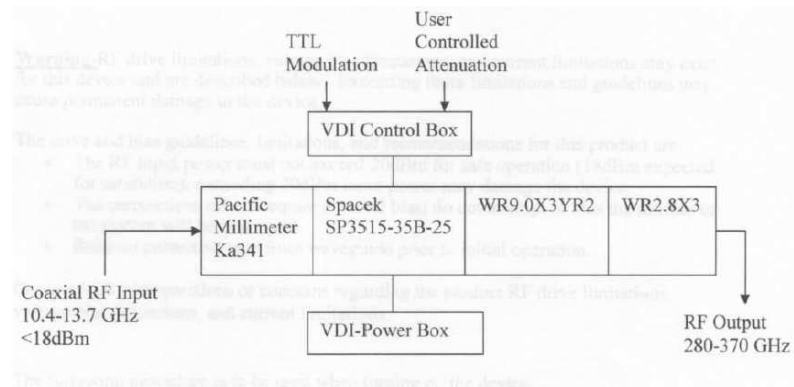


Puissance THz émise par la source électronique à multiplication de fréquence de porteuse allant de 0,220 THz à 0,340 THz :

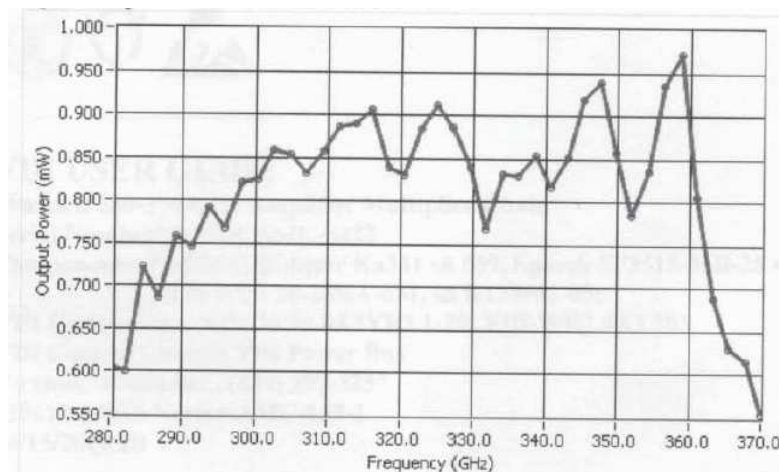


A.4 Annexe 4 : source 0,280–0,380 THz

Composition de la source électronique à multiplication de fréquence de porteuse allant de 0,280 THz à 0,380 THz :

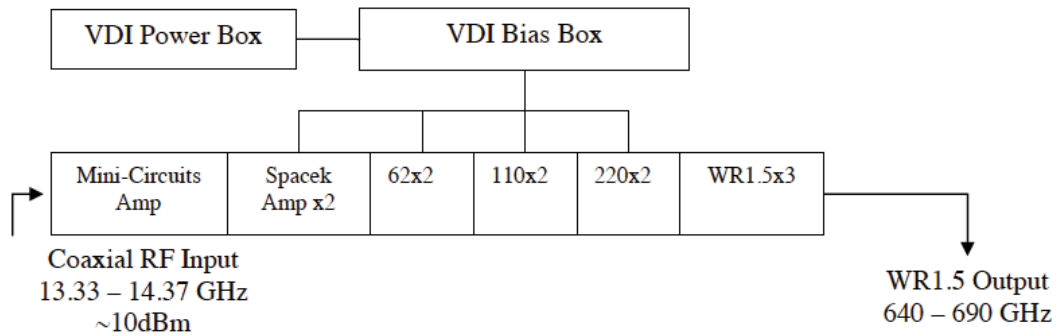


Puissance THz émise par la source électronique à multiplication de fréquence de porteuse allant de 0,280 THz à 0,380 THz :

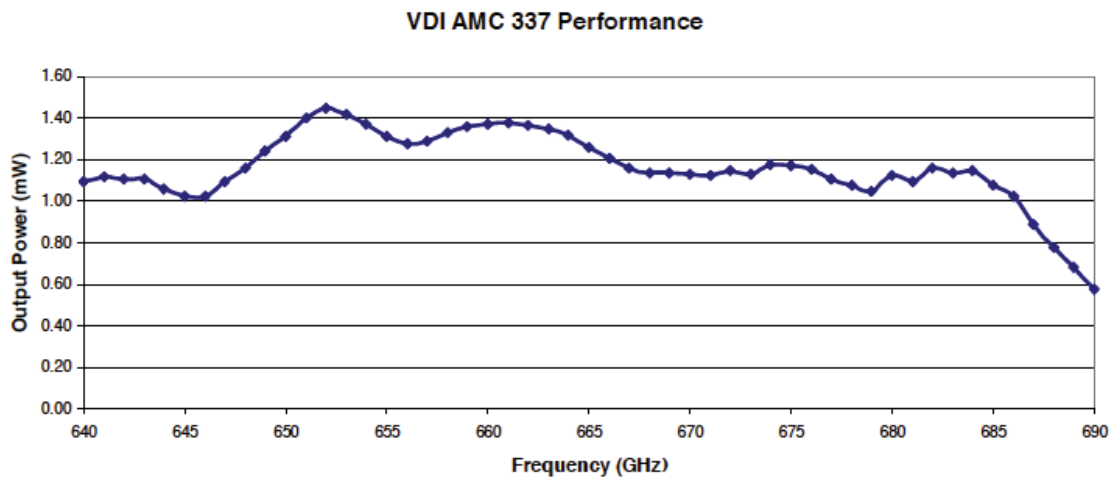


A.6 Annexe 6 : source 0,640–0,690 THz

Composition de la source électronique à multiplication de fréquence dont le dernier étage est un mélange et de porteuse allant de 0,640 THz à 0,690 THz :

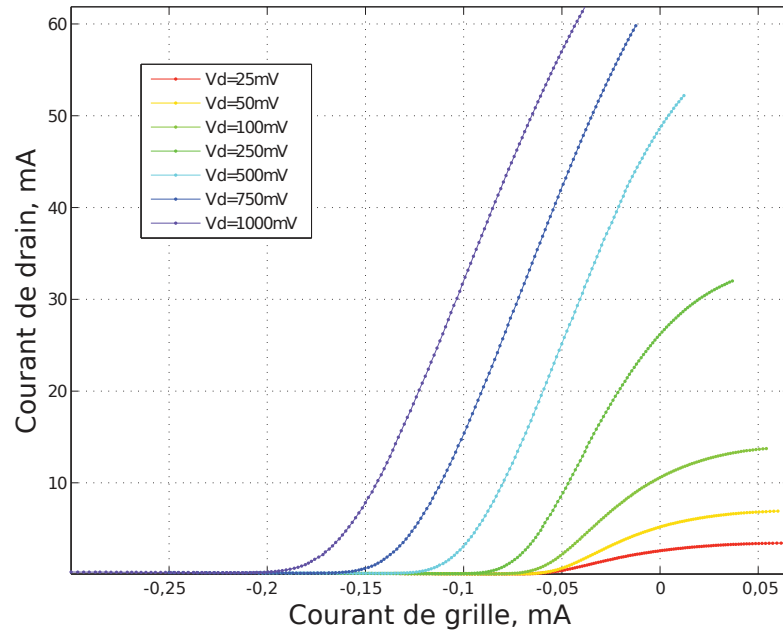


Puissance THz émise par la source électronique à multiplication de fréquence de porteuse allant de 0,640 THz à 0,690 THz :

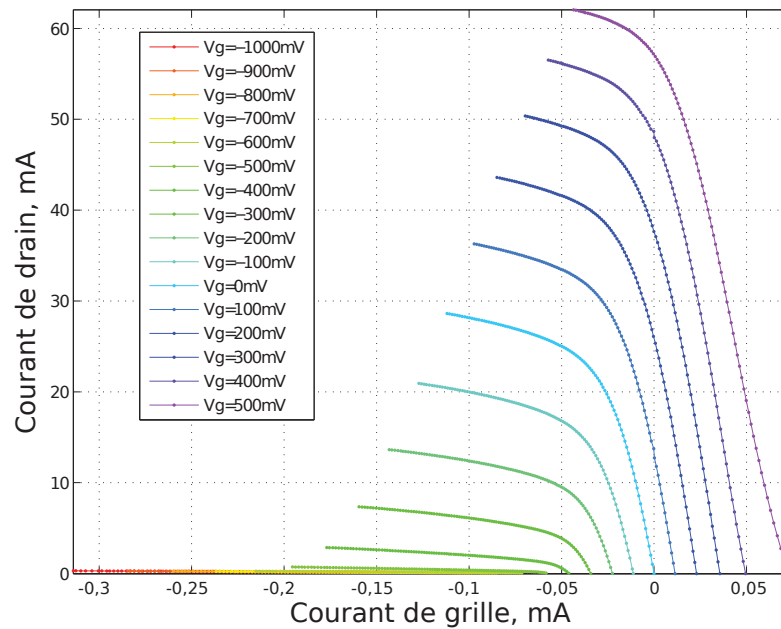


A.7 Annexe 7 : caractérisation du transistor commercial

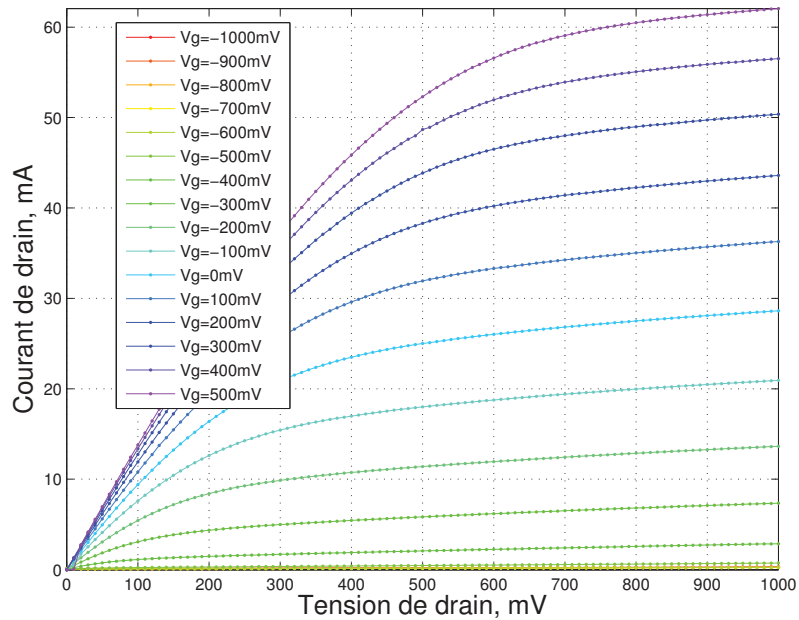
Mesure du courant de drain en fonction de la polarisation en courant de grille à différentes polarisations en tension de drain :



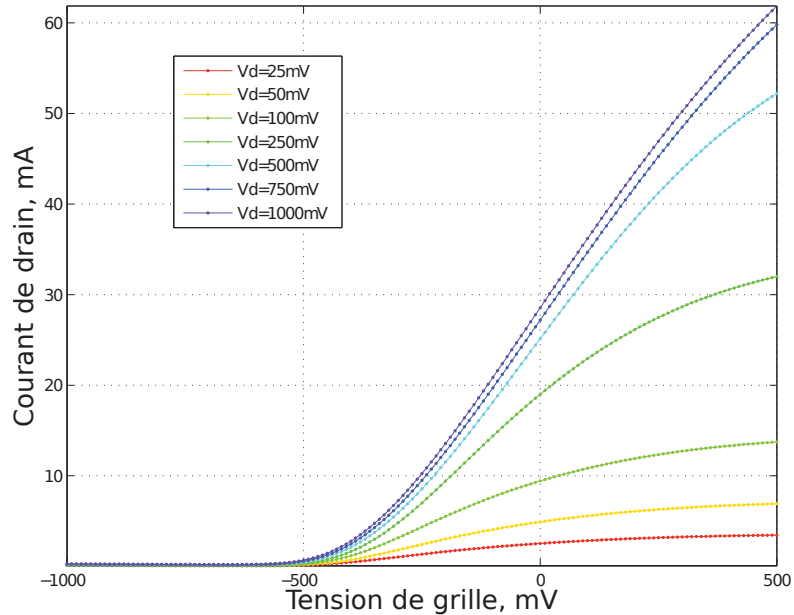
Mesure du courant de drain en fonction de la polarisation en courant de grille à différentes polarisations en tension de grille :



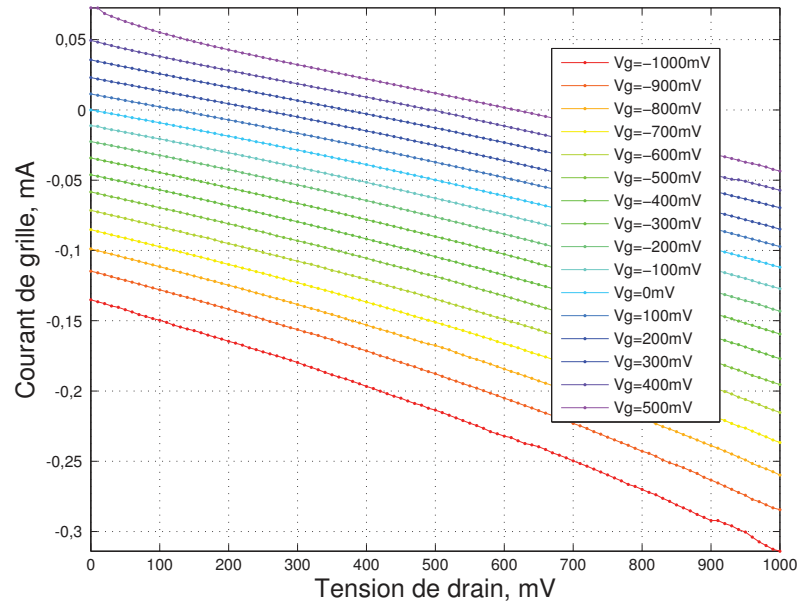
Mesure du courant de drain en fonction de la polarisation en tension de drain à différentes polarisations en tension de grille :



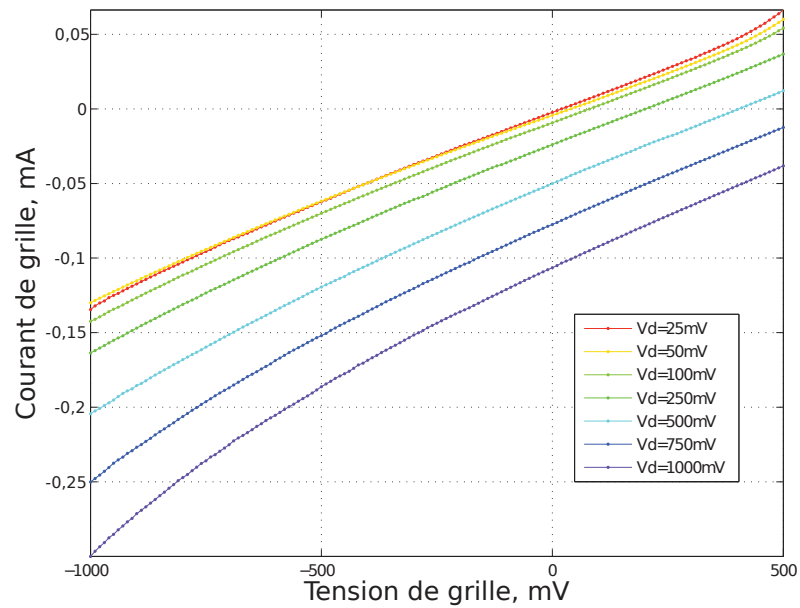
Mesure du courant de drain en fonction de la polarisation en tension de grille à différentes polarisations en tension de drain :



Mesure du courant de grille en fonction de la polarisation en tension de drain à différentes polarisations en tension de grille :



Mesure du courant de grille en fonction de la polarisation en tension de grille à différentes polarisations en tension de drain :



A.8 Annexe 8 : caractéristiques des amplificateurs

Les caractéristiques des différents amplificateurs utilisés dans cette thèse sont résumées dans le tableau suivant :

Amplificateur	Bande passante	Gain	Impédance d'entrée	NEP
Femto HVA-200M-40-B	DC–200 MHz	20/40 dB	50 Ω	–
Femto HVA-200M-40-F	DC–200 MHz	20/40 dB	50 Ω	–
Miteq JSMF4-02K180-32-10P	2 kHz–18 GHz	32 dB	50 Ω	3,2 dB
NF 5307	DC–10 MHz	10–30 dB	1 M Ω	–
Miteq AM 1309	1 kHz–1 GHz	50 dB	50 Ω	1,8 dB
Mini-circuits ZX60-6013E+	20 MHz–6 GHz	12-16 dB	50 Ω	3,3 dB