

THESE

Présentée à l'Université des Sciences et Technologies de Lille 1
École Doctorale Sciences Pour l'Ingénieur

Pour obtenir le grade de :

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : MICRO ET NANOTECHNOLOGIES, ACOUSTIQUE ET
TELECOMMUNICATIONS

Par

Mohamed Moez BELHAJ

**CONCEPTION ET CARACTERISATION DES DISPOSITIFS MICRO-ONDES POUR LA
FABRICATION DE CIRCUITS A BASE DE GRAPHENE**

Soutenance 21 juin 2016 devant la commission d'examen

Membres du jury :

Tuami Lasri	<i>Professeur (Université Lille 1 sciences et technologies)</i>	Président du jury
Gaëtan Prigent	<i>Maître de Conférences HDR (INP Toulouse)</i>	Rapporteur
Dominique Baillargeat	<i>Professeur (Université de Limoges)</i>	Rapporteur
Guillaume Ducournau	<i>Maître de Conférences HDR (Université Lille 1)</i>	Examinateur
Aziz Benlarbi Delai	<i>Professeur (Université de Paris 6)</i>	Examinateur
Henri Happy	<i>Professeur (Université Lille 1 sciences et technologies)</i>	Directeur de thèse

A mon père, à ma mère

A mon frère à ma sœur

A Marwa

REMERCIEMENTS

A l'issu de ces trois et quelques années de thèse je suis convaincu que cet apprentissage de la recherche par la recherche restera un souvenir indélébile grâce au soutien d'un grand nombre de personnes et d'institutions que j'aimerais remercier ici.

Ces travaux de thèse ont été réalisés dans le cadre du projet ANR GRACY à l'Institut d'Electronique, de Microélectronique et de Nanotechnologies (IEMN - CNRS) sous la direction du professeur H. HAPPY. Je tiens tout d'abord à remercier Monsieur L. BUCHAILLOT, directeur de l'IEMN pour m'avoir accueilli dans son laboratoire et de m'avoir offert les meilleures conditions possibles pour mener à bien ces études.

J'exprime toute ma gratitude à Monsieur T. LASSRI, professeur à l'Université de Lille 1, pour l'intérêt qu'il a bien voulu porter à mes travaux en acceptant de siéger en tant que président du jury. J'exprime également toute ma reconnaissance à Monsieur G. PRIGENT, Maître de Conférences HDR INP Toulouse et Monsieur D. BAILLARGEAT, professeur à l'Université de Limoges qui m'ont fait l'honneur de rapporter mon travail. Merci encore à G. DUCOURNAU Maître de Conférences HDR à l'Université de Lille 1 et à A. BENLARBI DELAI, professeur à l'Université de Paris 6, d'avoir accepté de juger ce mémoire et d'avoir participé à la commission d'examen.

Bien évidemment, toutes mes pensées vont à Monsieur H. HAPPY, professeur à l'Université de Lille 1 et responsable de l'équipe de recherche Carbon à l'IEMN. Je le remercie pour la confiance qu'il m'a accordé en acceptant d'être mon directeur et de thèse, pour son expertise, ses conseils précieux et son temps qui m'ont permis d'apprendre énormément à ses côtés. Je le remercie également pour toutes les incroyables opportunités que ces travaux de thèse m'ont offertes.

A mes co-encadrants d'abord, Madame E. PICHONAT et Monsieur E. PALLECCHI, tout deux maitres de conférence à l'Université de Lille 1 qui en plus de leurs qualités scientifiques et pédagogiques ont su, par leur qualités humaines, m'encourager et me redonner la motivation quand cela était nécessaire.

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance au personnel de la Centrale de Caractérisation de l'IEMN pour leur disponibilité et leur sens du service. Particulièrement, un grand merci à S. LEPILLIER, V. SBRUGNERA-AVRAMOVIC et E. OKADA qui m'ont formé, assisté et transmis leur passion pour les mesures hyperfréquences. Leur dévouement et leur patience, mais aussi ses encouragements, sont indissociables de ces travaux de thèse.

Un gros big up à tout ceux de la pause café et de la Food Fun Party (Dédé, Wei, Etienne Céline, Manon, Nicolas, Ezgi, Colin, Marina, Cyril, Colin, Alain, Jaouad et tous ceux que j'ai oublié) pour ces instants de décompressions où parfois s'éclairaient les notions les plus complexes. Je n'oublie évidemment toute celles et ceux qui ont foulé et foulons le bureau 256: Nan, Romain, Julien mais aussi à Wei, Sarah et aux deux Mohamed à qui il ne me reste plus qu'à souhaiter bon courage.

Je voudrais aussi vivement remercier Pipo pour son soutien et sa gentillesse. Les lignes ne peuvent pas exprimer ma reconnaissance à Sarra, l'amie la plus proche et la

personne qui a pleuré à ma souffrance. MOMO, merci pour tout, je n'oublierai jamais ce que t'as fait pour moi...

Enfin, mes derniers remerciements sont réservés à ma famille Nouri, Najjout, Mannoul, Marr et ma fiancée Marwa, qui m'ont soutenu dans tous mes choix quels qu'ils soient, je ne serais certainement pas là sans eux. Merci d'avoir fait de moi ce que je suis devenu.

TABLE DES MATIERES

TABLES DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE	1
PARTIE 1 LES DISPOSITIFS ACTIFS	7
CHAPITRE 1 Outils de caractérisation hyperfréquence	8
I.1. INTRODUCTION :	11
I.2. LES PARAMETRES S :	12
I.2.1. LES PARAMETRES S D'UN QUADRIPOLE	13
I.2.2. SIGNIFICATION PHYSIQUE DES PARAMETRES S :	14
I.3. ANALYSEUR DE RESEAU VECTORIEL :	14
I.4. SOURCES DES ERREURS DE MESURE	19
I.5. CALIBRAGE DE L'ANALYSEUR :	20
I.5.1. CALIBRAGES À 12 TERMES D'ERREURS:	24
I.5.2. CALIBRAGE À 8 TERMES D'ERREURS:	28
I.5.2.1. LE CALIBRAGE TRL:	29
I.5.2.2. TECHNIQUE DE CALIBRAGE LRM (LINE-REFLECT-MATCH):	32
I.5.2.3. TECHNIQUE DE CALIBRAGE LRRM (LINE-REFLECT- REFLECT-MATCH) :	34
I.6. COMPARAISON ENTRE LES CALIBRAGES :	36
I.7. CONCLUSION :	41
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES:	43
ANNEXES CHAPITRE 1:	45
CHAPITRE 2 CARACTERISATION ET MODELISATION DES TRANSISTORS A BASE DE GRAPHENE	46
II.1. INTRODUCTION :	50
II.2. Principe de fonctionnement d'un transistor à effet de champ à base de graphène (GFET):	52
II.3. Présentation de l'échantillon caractérisé :	53
II.4. Caractérisation en régime statique :	55
II.4.1. Caractéristique $I_{ds}(V_{gs})$ et G_m statique :	55
II.4.2. $I_{ds}(V_{ds})$ ET G_D STATIQUE :	58
II.5. Mesures et performance en régime dynamique:	60
II.5.1. PRESENTATION DU SCHEMA EQUIVALENT PETIT SIGNAL:	60
II.5.2. CARACTERISATION DU TRANSISTOR AU PLAN DE DUT :	62

II.5.2.	CARACTERISATION DU TRANSISTOR AU PLAN DE DUT :	62
II.5.3.	ÉPLUCHAGE « OPEN » ET PERFORMANCES AU NIVEAU DU PLAN EXTRINSEQUE : ..	67
II.5.4.	NOUVELLE PROCEDURE D'EPLUCHAGE ET PERFORMANCE AU PLAN INTRINSEQUE :	69
II.6.	Optimisation des performances des GFETs :	83
II.7.	Etat de l'art des transistors en graphène :	84
II.7.1.	LE GRAPHENE :	84
II.8.	CONCLUSION :	88
	REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES:	90
	ANNEXES CHAPITRE 2:	93
PARTIE 2 LES DISPOSITIFS PASSIFS		98
CHAPITRE 1	CARACTERISATION ET MODELISATION DES DISPOSITIFS PASSIFS	99
II.1.	INTRODUCTION :	103
II.2.	LA LIGNE COPLANAIRE :	105
II.2.1.	STRUCTURE DE LA LIGNE	105
II.3.	CARACTERISATION DES LIGNES COPLANAIRES :	108
II.3.1.	LIGNES SUR KAPTON :	108
II.3.2.	LIGNES SUR PET :	115
II.4.	TECHNIQUE D'EPLUCHAGE DES LIGNES COPLANAIRES :	117
II.5.	LES EXTRACTIONS DES CARACTERISTIQUES DES LIGNES COPLANAIRES (CONSTANTE DE PROPAGATION, IMPEDANCE CARACTERISTIQUE, RLCG) :	121
II.5.1.	EXTRACTION DE LA CONSTANTE DE PROPAGATION :	121
II.5.2.	EXTRACTION DE L'IMPEDANCE CARACTERISTIQUE :	122
II.5.3.	EXTRACTION DE L'ANGLE DE PERTE DIELECTRIQUE :	123
II.5.4.	EXTRACTION DES CARACTERISTIQUES DES LIGNES MESUREES :	124
II.5.5.	EXTRACTION DES ELEMENTS DU SCHEMA EQUIVALENT R, L, C ET G :	127
II.6.	MODELISATION DES CPW :	128
II.6.1.	LE MODELE D'HEINRICH :	129
II.6.2.	ETAPES DE MODELISATION :	130
II.6.3.	VALIDATION DU MODELE :	131
II.6.4.	SIMULATION ELECTROMAGNETIQUE :	132
II.7.	MODELISATION DES DISCONTINUITES COPLANAIRES :	133
II.7.1.	TERMINAISON CIRCUIT-OUVERT :	133
II.7.2.	TERMINAISON COURT-CIRCUIT :	136
II.7.3.	CAPACITES EN TECHNOLOGIE COPLANAIRE :	138
II.8.	FILTRE PASSE BANDE :	143

TABLES DES MATIERES

II.9. CONCLUSION :	146
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES:	147
ANNEXES CHAPITRE 1:	149
CHAPITRE 2 CARACTÉRISATION DES DISPOSITIFS SOUS CONTRAINTES MÉCANIQUES	156
II.1. INTRODUCTION :	159
II.2. CARACTERISATION SOUS CONTRAINTES MECANIQUES DES DISPOSITIFS FABRIQUES SUR SUBSTRAT FLEXIBLE :	160
II.2.1. CALCUL DE LA CONTRAINTE MECANIQUE D'UN SUBSTRAT FLEXIBLE :	160
II.2.2. RESULTATS DE MESURES SOUS CONTRAINTES OBTENUS SUR LES LIGNES FABRIQUEES SUR LE KAPTON :	161
II.2.3. RESULTATS DE MESURES SOUS CONTRAINTES OBTENUS SUR LES LIGNES FABRIQUEES SUR LE PET :	163
II.2.4. ETUDE DU VIEILLISSEMENT DES DISPOSITIFS:	164
II.3. DEVELOPPEMENT D'UN BANC DYNAMIQUE DE MESURES SOUS CONTRAINTES MECANIQUES :	166
II.3.1. ETAPES DE CONCEPTION :	167
II.3.1.1. TESTS ET MESURES :	171
II.4. CONCLUSION :	178
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES:	179
CONCLUSION GENERALE.....	180
NOTATIONS	185
Liste des publications	190

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Le siècle dernier a été marqué par l'émergence et le développement de la micro-électronique. En particulier, le premier microprocesseur fabriqué et commercialisé par Intel en 1971 a permis d'insuffler à l'économie mondiale une forte dynamique. D'après Gartner Inc, le chiffre d'affaires total de l'industrie de la microélectronique s'élevait en 2014 à 340 milliards de dollars, en croissance de 8% par rapport à l'année précédente (315 milliards de dollars), gouverné essentiellement par l'utilisation massive du silicium. Il subsiste ainsi une demande croissante pour le développement de nouveaux composants et de circuits électroniques avec des critères de performances de plus en plus importants. En effet, l'approche dictée par la loi de Moore relative à l'évolution de la micro-électronique implique la réduction des dimensions caractéristiques des composants, dans le but d'améliorer à la fois la densité d'intégration et la rapidité des circuits. Cependant, cette progression vers une électronique ultime, en d'autres termes nanoélectronique, ne va pas sans poser de nouveaux problèmes aussi bien technologiques que physiques. Il apparaît ainsi que la poursuite de la miniaturisation et le basculement de la microélectronique dans l'ère de la nanoélectronique ouvre la voie à l'investigation de nouveaux types de dispositifs et de matériaux. En l'occurrence, l'entrée en lice du graphène (Prix Nobel de Physique en 2010 attribué à Andre Geim et Konstantin Novoselov) ouvre de nouvelles perspectives et pourrait permettre d'aller au-delà des limites fondamentales imposées par le silicium. Depuis, la communauté internationale s'est fortement intéressée aux potentialités physiques du graphène, notamment en termes de propriétés de transport avec une mobilité pouvant théoriquement atteindre $2 \times 10^5 \text{ cm}^2/\text{V.s}$ ce qui lui attribue des atouts considérables pour l'électronique rapide. En particulier, le graphène est un candidat prometteur pour la future génération de dispositifs électroniques fonctionnant à haute fréquence. De nombreux travaux ont reporté l'utilisation du graphène au sein des transistors à effet de champ démontrant ainsi des fréquences de coupure [1] et fréquences d'oscillation maximale [2] respectivement à hauteur de 427GHz et 105 GHz.

Outre la complexité des procédés technologiques employés dans la fabrication des dispositifs à base de graphène, leur caractérisation électrique et leur modélisation demeurent aussi un domaine qu'il est nécessaire d'approfondir en vue de la compréhension des phénomènes physiques et de l'amélioration des performances des dispositifs.

Ainsi, les travaux de thèse, présentées dans ce manuscrit, s'articulent autour de la conception, la modélisation et la caractérisation de dispositifs actifs à base de graphène. Outre ses propriétés de transports remarquables, le graphène présente par ailleurs une élasticité et une robustesse faisant de lui un candidat idéal pour son intégration dans des circuits flexibles. Dans cette optique, un autre aspect de ce travail de thèse a consisté à étudier les dispositifs passifs sur substrat flexible afin de disposer d'un outil de modélisation et de caractérisation efficace pour la conception et la réalisation de ces composants en vue de leur utilisation dans le domaine de l'électronique souple. Par conséquent, un banc de caractérisation de ces éléments sur substrats flexibles a été développé au cours de cette thèse afin de vérifier et consolider expérimentalement leurs comportements. L'ensemble de ces analyses permettra par suite d'avoir un solide bagage en vue de la conception et la réalisation technologique de circuits que ce soit sur substrat rigide ou flexible.

Ce travail a été réalisé dans le cadre du projet GRACY regroupant l'IEMN et d'autres laboratoires de recherche : CALISTO et IMS Bordeaux. La contribution de notre groupe de recherche dans cette collaboration est de modéliser et caractériser les composants de base d'un circuit intégré à savoir le transistor à base de graphène. Notre apport comprend ainsi la caractérisation et la modélisation des transistors à base de graphène sur substrats souple et rigide ainsi que les différents éléments passifs réalisés par impression jet d'encre.

Les principaux résultats et avancées obtenus dans le cadre de cette thèse au sein du groupe CARBON sont scindés en deux parties constituées chacune de deux chapitres.

L'objet de la première partie est dans un premier temps de répertorier les outils nécessaires à la caractérisation hyperfréquence des dispositifs (actifs et passifs). On s'intéressera en particulier à la description des phénomènes physiques et électriques mis en jeu dans les dispositifs, en vue de la validation des procédures de caractérisations utilisées. En outre, on fera état du formalisme des paramètres de dispersions, en d'autres termes les paramètres S_{ij} auxquels nous avons eu recours pour l'analyse électrique des dispositifs. Par ailleurs, l'accent sera mis sur la description des appareils de mesures permettant la caractérisation des dispositifs. À ce titre, une description de l'analyseur de réseau vectoriel à travers la compréhension et le fonctionnement de ses éléments constitutifs (*Vectorial Network Analyzer : VNA*) nécessaire aux mesures des paramètres S_{ij} sera alors proposée. Enfin, nous traiterons les différentes méthodes de calibrage nécessaires afin de déterminer les erreurs systématiques introduites par les éléments d'interconnexions entre l'appareil de mesure et l'extrémité des pointes hyperfréquences. Une comparaison des différentes méthodes de

calibrage, à savoir SOLT, TRL, LRM et LRRM, à travers l'utilisation de mêmes mesures d'étalons sera alors proposée en vue de justifier le choix des techniques retenues dans le cadre de ce travail de thèse.

Cette première partie sera clôturée par un deuxième chapitre qui porte sur les différentes techniques de caractérisations relatives aux transistors à base de graphène (GFETs) étudiés dans le cadre de ce travail de thèse. En effet, les propriétés intrinsèques du graphène telles que l'absence de largeur de bande interdite et le caractère ambipolaire des composants ne permettent pas de transposer les techniques de caractérisations usuelles des transistors à effet de champ aux composants à base de graphène. Ainsi, au cours de ce chapitre, une attention particulière sera portée sur les techniques de caractérisations des transistors GFETs étudiés dans le cadre de cette thèse. Ainsi, après avoir présenté le principe de fonctionnement des transistors GFETs, on s'intéressera à l'étude de leur caractérisation en régime statique ainsi qu'en régime hyperfréquence. Ces dernières permettent en outre de proposer un schéma équivalent petit-signal décrivant le comportement des éléments électriques constitutifs des transistors GFETs étudiés, en fonction de la fréquence de mesure. En outre, une description exhaustive de la technique d'épluchage, développée au cours de cette thèse, afin de délimiter l'étude du transistor au plan intrinsèque sera alors explicitée. Cette technique est principalement basée sur l'utilisation de trois dispositifs : open, short et short-graphène. Une comparaison des résultats de modélisation avec les mesures expérimentales permettra de démontrer la validité du modèle utilisé. Enfin, la dernière partie de ce chapitre est relative à l'optimisation des éléments électriques constitutifs des transistors GFETs en vue de l'amélioration de leur performance. On s'intéressera en particulier aux éléments du schéma équivalent tels que la transconductance, la conductance de sortie et les résistances d'accès. Leur impact au sein du fonctionnement des composants sera alors étudié en vue d'apporter un retour d'information sur les procédés de fabrication afin d'accroître leur performance.

La deuxième partie de ce manuscrit de thèse sera, dans un premier chapitre, consacrée à la caractérisation et la modélisation des éléments passifs en technologie coplanaire sur des substrats souples (Kapton et PET) fabriqués en utilisant la technologie d'impression jet d'encre. Une modélisation de différents types de dispositifs passifs sera proposée tels que des lignes coplanaires, des capacités et des stubs. Les simulations électromagnétiques seront par la suite comparées avec les résultats issus de la caractérisation de ces dispositifs pour vérifier la véracité du modèle développé. L'accent sera par ailleurs mis sur les modes de propagation

susceptibles de se propager dans les guides d'ondes coplanaires et dans le même temps sur les contraintes de conception en vue de réduire les modes supérieurs en considérant une approximation quasi-TEM. De plus, une étude sur l'homogénéité des caractéristiques électriques suivant la topologie des lignes fabriquées par impression jet d'encre sur substrat Kapton et PET sera proposée associée à la description de la procédure d'épluchage développée au cours de cette thèse en vue d'évaluer les contributions parasites des motifs d'accès permettant la mesure sous pointes des lignes coplanaires. Ainsi, à partir des paramètres épluchés, nous présenterons les méthodes d'extraction des grandeurs caractéristiques tel que la constante de propagation, la permittivité relative, la tangente des pertes, etc. Par ailleurs, un travail de modélisation des lignes CPW au travers du modèle d'Heinrich sera aussi explicité. Le modèle développé prend en considération les dimensions géométriques ainsi que les paramètres physiques des lignes coplanaires. On montrera la validation de ce modèle à travers une comparaison avec les résultats expérimentaux. Ce chapitre se terminera par la modélisation et la caractérisation des discontinuités coplanaires ainsi que les résultats de mesures, simulations et rétro-simulations des filtres passe-bandes fabriqués en technologie d'impression jet d'encre.

Le dernier chapitre de ce manuscrit est consacré à la caractérisation sous contraintes mécaniques des dispositifs fabriqués sur substrats flexibles en vue de comprendre l'évolution des grandeurs représentatives de leurs performances en régime hyperfréquence. On s'intéressera en particulier à la fiabilité de ces dispositifs sur substrat souple au travers d'une étude de vieillissement à l'aide d'un banc de mesure permettant d'ajuster ces contraintes mécaniques correspondant à différents rayons de courbures. Par ailleurs, dans le cadre ce travail de thèse, du fait des limitations mécaniques de l'appareillage précédent, nous avons mis au point un nouveau banc dynamique de mesures sous contraintes mécaniques. Nous détaillerons ainsi les différentes étapes de sa conception ainsi que son fonctionnement. Ce chapitre se terminera par la présentation des résultats de mesures effectuées sur la nouvelle station de mesures sous contraintes mécaniques de deux lignes de mêmes topologies fabriquées par impression jet d'encre pour deux encres commerciales avec des propriétés différentes. Par conséquent, l'influence sur les grandeurs caractéristiques des performances des lignes sera alors présentée.

Référence:

- [1] R. Cheng, J. Bai, L. Liao, H. Zhou, Y. Chen, L. Liu, Y.-C. Lin, S. Jiang, Y. Huang, and X. Duan, “High-frequency self-aligned graphene transistors with transferred gate stacks,” *Proc. Natl. Acad. Sci.*, vol. 109, no. 29, pp. 11588–11592, Jul. 2012.
- [2] Z. H. Feng, C. Yu, J. Li, Q. B. Liu, Z. Z. He, X. B. Song, J. J. Wang, and S. J. Cai, “An ultra clean self-aligned process for high maximum oscillation frequency graphene transistors,” *Carbon*, vol. 75, pp. 249–254, Aug. 2014.

PARTIE 1 LES DISPOSITIFS ACTIFS

CHAPITRE 1 OUTILS DE CARACTERISATION
HYPERFREQUENCE

TABLE DES MATIÈRES

CHAPITRE 1	OUTILS DE CARACTERISATION HYPERFREQUENCE.....	8
I.1.	INTRODUCTION :	11
I.2.	LES PARAMÈTRES S :	12
I.2.1.	LES PARAMÈTRES S D'UN QUADRIPOLE.....	13
I.2.2.	SIGNIFICATION PHYSIQUE DES PARAMÈTRES S :	14
I.3.	ANALYSEUR DE RÉSEAU VECTORIEL:.....	14
I.4.	SOURCES DES ERREURS DE MESURE	19
I.5.	CALIBRAGE DE L'ANALYSEUR :	20
I.5.1.	CALIBRAGES À 12 TERMES D'ERREURS:	24
I.5.2.	CALIBRAGE À 8 TERMES D'ERREURS:	28
I.5.2.1.	LE CALIBRAGE TRL:	29
I.5.2.2.	TECHNIQUE DE CALIBRAGE LRM (LINE-REFLECT-MATCH):.....	32
I.5.2.3.	TECHNIQUE DE CALIBRAGE LRRM (LINE-REFLECT- REFLECT-MATCH) :	34
I.6.	COMPARAISON ENTRE LES CALIBRAGES :	36
I.7.	CONCLUSION :.....	41
	RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES:	43
	ANNEXES CHAPITRE 1:	45

Liste des tableaux

Tableau 1: Signification du terme d'erreur 25
 Tableau 2 : Description des erreurs dans les techniques à 8 termes..... 28

Liste des figures

Figure 1 : Présentation des ondes sur le port « i » d'un dispositif- RF..... 12
 Figure 2 : Représentation d'un quadripôle..... 13
 Figure 3: (a) Station de mesure sous pointes, (b) Analyseur de réseau vectoriel 15
 Figure 4: sondes hyperfréquences 15
 Figure 5: (a) Schéma des blocs de l'analyseur de réseau, (b) Schéma synoptique de l'analyseur de réseau 16
 Figure 6: Dispositif directionnel : Coupleur 18
 Figure 7: Schéma bloc d'un récepteur de l'analyseur de réseau vectoriel 18
 Figure 8: l'effet du câble sur les mesures d'impédance 21
 Figure 9: (a) Lieu du plan de référence (b) Carte du ISS cal Kit de Cascade Microtech® (c) Structures des motifs de calibration LRRM 22
 Figure 10: Présentation du coefficient de réflexion S_{11} d'une ligne de retard 40 ps avec le port 2 en pointe levée sur l'abaque de Smith..... 23
 Figure 11: Dispositifs de validation de calibrage dans l'ISS 24
 Figure 12: Modèle d'erreurs à 12 termes 25
 Figure 13: (a) étalons utilisés pour le calibrage SOLT ;(b) Modèle équivalent des étalons de calibrage SOLT 26
 Figure 14 : Validation d'un calibrage SOLT sur une mesure de stub ouvert..... 27
 Figure 15: Modèle d'erreurs à 8 termes de l'analyseur de réseau vectoriel..... 28
 Figure 16: Etalons utilisés dans le calibrage TRL 29
 Figure 17: Permittivité effective extraite à partir de l'algorithme de la méthode de calibrage TRL par le logiciel Wincal 31
 Figure 18: Eléments RLCG caractéristiques des lignes du substrat de calibrage extrait à partir de l'algorithme de la méthode de calibrage TRL par le logiciel Wincal..... 31
 Figure 19: Coefficient de réflexion S_{11} d'une ligne de retard 40 ps avec le port 2 en pointe levée après un calibrage TRL..... 32
 Figure 20: Etalons utilisés dans le calibrage LRM 33
 Figure 21: Etalons utilisés dans le calibrage LRRM 34
 Figure 22: Pourcentage d'erreur en fonction de la fréquence de la structure Open mesurée au cours de la procédure de calibrage. 35
 Figure 23: Evolution du paramètre S_{11} de la structure Open en fonction de la fréquence 35
 Figure 24: Comparaison de la phase d'une structure Open de la mesure et du modèle..... 36
 Figure 25: Comparaison des paramètres de transmission S_{12} et S_{21} mesurés après les différents calibrages d'une ligne de retard de 1ps..... 36
 Figure 26: Comparaison des paramètres S_{ij} en dB mesurés pour les différentes techniques de calibrage sur une ligne de retard 3ps 37
 Figure 27: Comparaison des phases des paramètres S_{ij} en Degrés mesurés pour les différentes techniques de calibrage sur une ligne de retard 3ps..... 38
 Figure 28 : Comparaison des paramètres S_{ij} en dB mesurés pour les différentes techniques de calibrage sur une ligne de retard 14ps 39
 Figure 29 : Comparaison des phases des paramètres S_{ij} en Degrés mesurés pour les différentes techniques de calibrage sur une ligne de retard 3ps..... 40

I.1. INTRODUCTION :

Ce chapitre porte sur la présentation des outils nécessaires à la caractérisation hyperfréquence des dispositifs. En particulier, l'accent sera porté sur la compréhension des phénomènes électriques permettant d'assurer la validité des procédures de mesures employées en vue de l'analyse des composants.

En l'occurrence, afin de comprendre l'évolution des propriétés caractéristiques des composants en fonction de la fréquence, on utilisera le formalisme basé sur les paramètres de dispersion, en d'autres termes, les paramètres S_{ij} .

Au cours d'une première partie, on fera une présentation détaillée de ce formalisme qui constitue par ailleurs un outil adéquat pour expliciter les grandeurs caractéristiques permettant d'évaluer les performances des composants.

Dans un second temps, on s'intéressera notamment à la description de l'analyseur de réseau vectoriel (*Vectorial Network Analyzer : VNA*) permettant de mesurer les paramètres S_{ij} . Cette présentation sera étayée à travers la compréhension et le fonctionnement des éléments constitutifs du VNA.

Ce chapitre se terminera par la présentation de différentes techniques de calibrage hyperfréquences (SOLT, TRL, LRM et LRRM). Une mesure fiable des paramètres S_{ij} d'un dispositif micro-onde dépend de l'exactitude de l'étalonnage utilisé pour éliminer les erreurs inhérentes au système. En effet, toute campagne de mesures hyperfréquences requière au préalable un calibrage du système de mesure afin de déterminer les erreurs systématiques introduites par les éléments d'interconnexions entre l'appareil de mesure et l'extrémité des pointes hyperfréquences. Le calibrage est possible à travers une série de mesures sur des dispositifs dédiés à l'étalonnage et a pour rôle de déterminer et corriger ces erreurs. Les coefficients d'erreurs calculés à partir de l'étalonnage seront utilisés pour accéder aux paramètres S_{ij} du dispositif. Par conséquent, une comparaison des différentes méthodes de calibrage à travers l'utilisation de mêmes mesures d'étalons sera alors proposée en vue de justifier le choix de la technique de calibrage employée au cours de ce travail de thèse.

I.2. Les paramètres S :

Un dispositif hyperfréquence est modélisé par un ensemble de 'ports'. Ce terme a été présenté par H. A. Wheeler dans les années 1950 [1], [2]. On assimile chaque 'port' à un plan de référence.

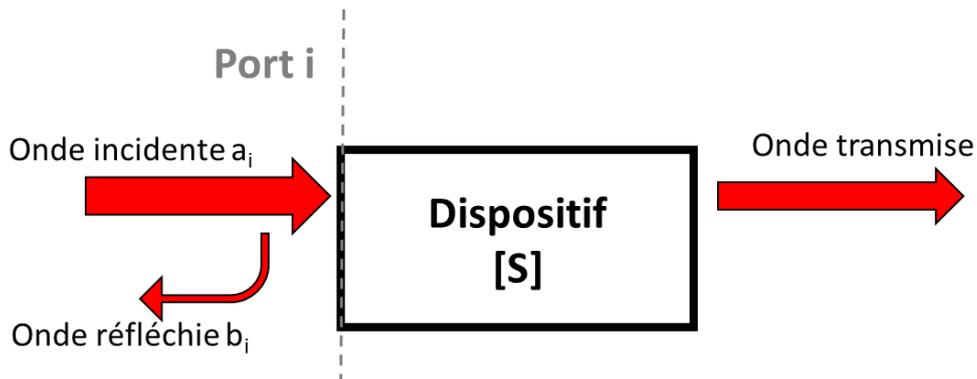


Figure 1 : Présentation des ondes sur le port « i » d'un dispositif- RF

Les ondes incidentes (a_i) et les ondes réfléchies (b_i) par les ports d'un dispositif sont reliées par les paramètres S (Cf. *Figure 1*). Ainsi, un dispositif hyperfréquence est décrit intégralement au niveau de ses ports. Les paramètres S peuvent être calculés en utilisant des techniques analytiques d'analyse des réseaux pour certains composants ou circuits. Pour un dispositif hyperfréquence à N ports, il est possible de mettre ces paramètres sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix}$$

Un élément S_{ij} de la matrice est déterminé en injectant une onde incidente a_j sur le port "j" et en mesurant l'onde transmise b_i sur le port "i". Toutes les autres ondes incidentes sont égales à zéro, et tous les ports doivent être terminés avec une charge adaptée pour éviter les réflexions. Un paramètre S_{ij} de la matrice S peut être déterminé par :

$$S_{ij} = \left. \frac{b_i}{a_j} \right|_{a_k=0 \text{ pour } k \neq j}$$

Les paramètres a_i et b_i peuvent être exprimés en fonction des tensions et intensités mesurées sur le $i^{\text{ème}}$ port. En admettant que l'impédance de référence est identique pour tous

les ports du réseau (i.e. une impédance caractéristique de la ligne, Z_0 , positive et réelle), il vient les relations suivantes:

$$a_i = \frac{V_i + Z_0 I_i}{2\sqrt{Z_0}} \quad (1.1)$$

$$b_i = \frac{V_i - Z_0 I_i}{2\sqrt{Z_0}} \quad (1.2)$$

I.2.1. Les paramètres S d'un quadripôle

Soit un quadripôle Q représenté par la *Figure 2* comme suit :

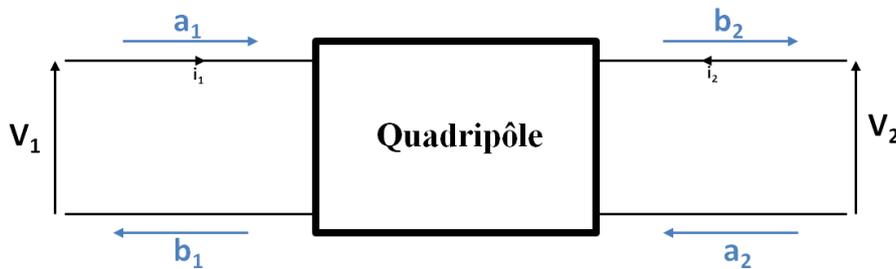


Figure 2 : Représentation d'un quadripôle

Où :

a_i : représente l'onde incidente à l'accès "i"

b_i : représente l'onde réfléchie à l'accès "i"

Z_{ci} : représente l'impédance de référence au port "i"

Les paramètres S_{ij} d'un quadripôle sont écrit sous la forme matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

Soit, la relation entre a_1 , a_2 , b_1 et b_2 :

$$\begin{cases} b_1 = S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot a_2 \\ b_2 = S_{21} \cdot a_1 + S_{22} \cdot a_2 \end{cases}$$

I.2.2. Signification physique des paramètres S :

$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}$: Le coefficient de réflexion à l'entrée, la sortie étant adaptée.

$S_{12} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}$: Le coefficient de transmission sortie-entrée, l'entrée étant adaptée.

$S_{21} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}$: Le coefficient de transmission entré-sortie, la sortie étant adaptée.

$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}$: Le coefficient de réflexion en sortie, l'entrée étant adaptée.

Soit pour un dispositif linéaire :

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} & \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \\ \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} & \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left. \frac{V_1 - Z_0 I_1}{V_1 + Z_0 I_1} \right|_{-V_2/I_2=Z_0} & \left. \frac{V_2 - Z_0 I_2}{V_1 + Z_0 I_1} \right|_{-V_2/I_2=Z_0} \\ \left. \frac{V_1 - Z_0 I_1}{V_2 + Z_0 I_2} \right|_{-V_1/I_1=Z_0} & \left. \frac{V_2 - Z_0 I_2}{V_2 + Z_0 I_2} \right|_{-V_1/I_1=Z_0} \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

Plusieurs représentations matricielles sont possibles et le choix de l'une d'entre elles sera effectué en fonction du problème étudié. Les différents types de matrices et les conditions d'utilisation sont décrits dans l'annexe 1.

I.3. Analyseur de réseau vectoriel:

La station de mesure sous pointes montrée sur la *Figure 3(a)* permet de réaliser l'interface entre différents appareils de mesure RF, et les dispositifs à tester sur wafer. La station est de type manuel, de haute précision, et de haute stabilité. Elle permet de réaliser des mesures sur des échantillons de quelques millimètres jusqu'à des wafers complets de 200mm de diamètre. Elle inclut les déplacements suivants :

- Déplacement du Chuck en X, Y, Z et thêta,
- Déplacement du microscope en X, Y et Z,
- Déplacement des micro-positionneurs manuels,

De plus, la station est équipée :

- d'un emplacement nommé Chuck spécifique pour accueillir le wafer sou-test.
- d'un microscope à fort grossissement
- de deux micro-positionneurs de précision. Chaque micro-positionneur supporte une sonde RF connectée au PNA par câbles (connecteur K) qui peuvent supporter jusqu'à 67 GHz.

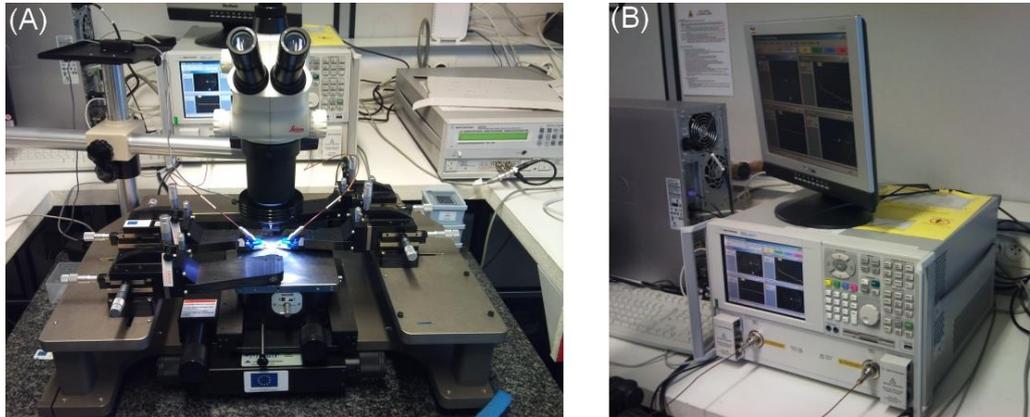


Figure 3: (a) Station de mesure sous pointes, (b) Analyseur de réseau vectoriel

Le moyen le plus efficace consiste à effectuer les mesures directement sur la tranche (le wafer) et d'utiliser une monture spécifique appelée sonde (probe).

La sonde (*Figure 4*) est constituée d'une tête munie d'un connecteur coaxial. Elle porte une lame céramique flexible sur laquelle est gravé un guide coplanaire dont les dimensions diminuent au fur et à mesure que l'on s'approche de l'extrémité. Cette lame est de plus en plus remplacée par une ligne coaxiale miniature débouchant sous la forme de trois contacts Ground-Signal-Ground (GSG) (pointes de la sonde (plots)), permettant la propagation d'un seul mode. L'écartement entre les pointes varie de 50 μ m à plus de 250 μ m suivant les modèles.



Figure 4: sondes hyperfréquences

Le principal appareil de mesure en hyperfréquence est l'analyseur de réseau vectoriel (VNA) présenté sur la *Figure 3(b)*. Il permet de déterminer les paramètres S en module et phase d'une charge ou d'un quadripôle. Le principe fondamental d'un analyseur de réseau vectoriel est de stimuler un dispositif sous test à un port par une onde et de mesurer les ondes se propageant, non seulement au port de stimulation, mais aussi à tous les ports du réseau d'une impédance caractéristique, usuellement de 50 ohms ou 75 ohms. Les excitations successives imposées aux accès permettent de déterminer les termes de la matrice de répartition [S] en fonction de la fréquence.

Une architecture typique, mais simplifiée du VNA est illustrée sur la *Figure 5 (a)*. En outre, l'ensemble de test comprend deux ports de test. Chaque port de test contient des dispositifs de séparation de signal pour diviser les ondes incidentes et réfléchies. Si on prend le cas où le signal incident généré par la source (SRC) est injecté sur le port1, l'amplitude et la phase du signal injecté sont appréhendées au niveau du récepteur « ref1 ». Les récepteurs test 1 et test 2 détectent successivement le signal réfléchi et le signal transmis par le DUT. Par ailleurs, tous les récepteurs sont contrôlés par un oscillateur local.

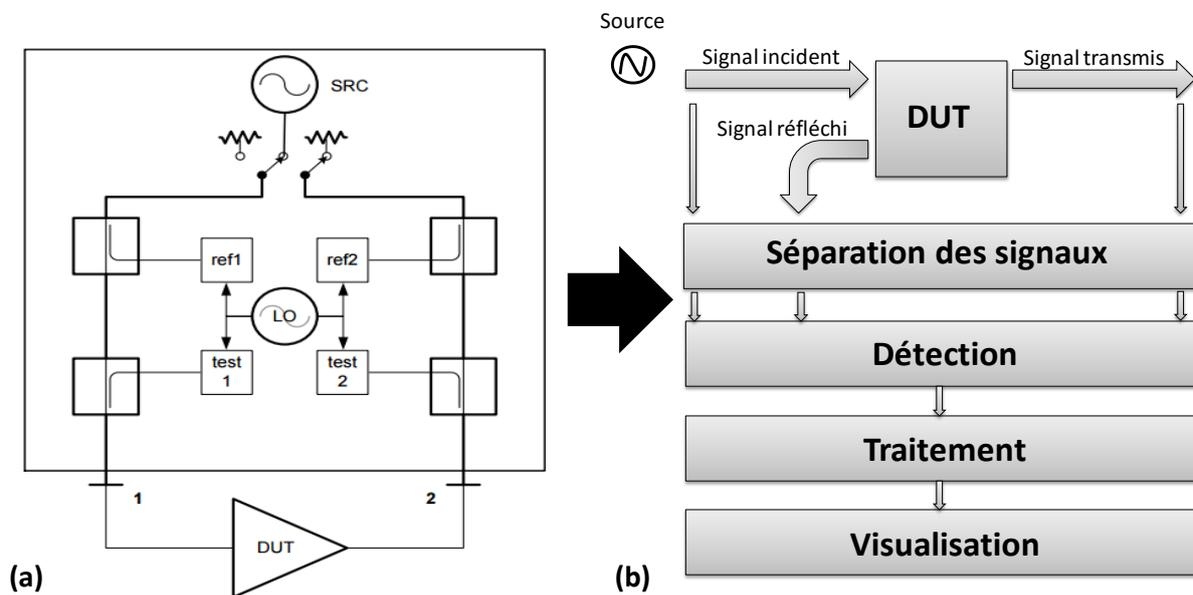


Figure 5: (a) Schéma des blocs de l'analyseur de réseau, (b) Schéma synoptique de l'analyseur de réseau

Comme observé sur la *Figure 5(b)*, le schéma synoptique d'un VNA peut être décomposé en différents blocs élémentaires.

▪ La source RF :

La source d'un VNA fournit le stimulus utilisé pour caractériser la réponse d'un DUT. La source est réglable pour la fréquence de sortie et la puissance et sa performance est conditionnée en grande partie par les types de mesures à effectuer par le VNA. Le signal de sortie est typiquement une sinusoïde à une seule fréquence pour les mesures des paramètres S.

En général, l'exigence la plus importante d'une source de signal VNA est la vitesse et la précision de ses possibilités de réglage. Pour la plupart des mesures, la source va rapidement balayer les fréquences afin de recueillir la réponse en fréquence d'un dispositif. Lorsque l'on mesure le comportement linéaire du dispositif, l'exigence de pureté spectrale du signal de sortie est plus souple que les générateurs de signaux à usage général, parce que la fréquence de la source est connue, les récepteurs du VNA peuvent s'ajuster de manière sélective à la fréquence appropriée. Ainsi, les tonalités parasites et d'autres composantes de fréquences indésirables peuvent souvent se présenter sans affecter la précision d'une mesure.

▪ Séparation des signaux :

Lorsque l'un des ports est excité, le système doit diviser le signal de source en deux parties afin d'obtenir un signal de référence et un signal de test pour exciter le DUT.

La première opération du système de test consiste à exciter successivement le port 1 ou le port 2 (ou d'autres ports dans le cas de la mesure de dispositifs multi-ports) à l'aide d'un commutateur, afin de mesurer successivement les paramètres S_{11} et S_{21} puis S_{22} et S_{12} .

La séparation des signaux est un élément clé des analyseurs de réseau vectoriels. Chaque port de test de l'analyseur utilise des dispositifs de séparation des signaux, comme un coupleur directionnel ou un pont, pour séparer l'onde incidente de l'onde réfléchie parcourant le port de test. Chaque onde est alors détectée par un récepteur permettant à l'instrument de mesurer la phase et l'amplitude de deux ondes de façon indépendante.

Comme le montre la *Figure 6*, un dispositif directionnel (coupleur) générique sépare l'onde incidente de l'onde réfléchie, tandis qu'une petite partie de l'onde incidente se déplaçant le long de la voie directe est déviée dans la voie couplée.

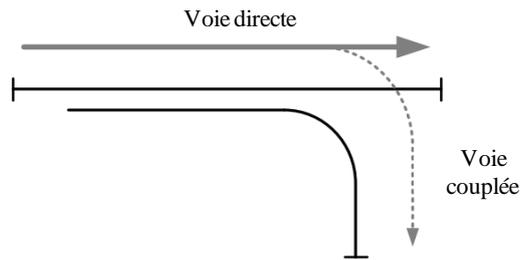


Figure 6: Dispositif directionnel : Coupleur

Les principales caractéristiques d'un coupleur sont ses pertes d'insertion, le facteur de couplage, l'isolation et la directivité.

▪ **Détection et traitement des signaux:**

Les mesures de la phase et l'amplitude d'une onde progressive dans un VNA sont réalisées à travers un récepteur, qui génère des signaux analogiques dans le domaine numérique. La *Figure 7* illustre un schéma d'un récepteur du VNA.

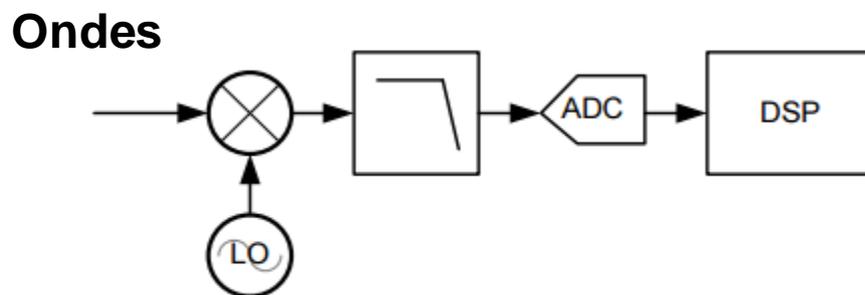


Figure 7: Schéma bloc d'un récepteur de l'analyseur de réseau vectoriel

La numérisation et le traitement des ondes incidente et réfléchie détectées nécessitent une conversion du signal RF en une fréquence intermédiaire (IF). Comme l'illustre la *Figure 7*, un oscillateur local (LO) est utilisé pour contrôler le convertisseur abaisseur du récepteur.

Mesure S_{11} et S_{21} :

Le signal délivré par le générateur est appliqué sur le bras direct à l'entrée du dispositif sous test à l'aide d'un commutateur en entrée. Un diviseur de puissance (power splitter) permet d'appliquer une partie du signal incident (a_1) sur la voie de référence et une autre

partie réfléchi par le DUT (b_1), sur la première voie de test, par l'intermédiaire d'un coupleur 1. Ce qui permet de déterminer le facteur de réflexion S_{11} , après hétérodynage et détection synchrone. La sortie du DUT étant fermée sur l'impédance de référence du système égale à 50Ω , une partie du signal (b_2) transmise par le DUT est prélevée par le coupleur 2 et transmise sur la seconde voie de test. Les signaux des voies de test et de référence sont ensuite hétérodynés avant de subir une détection synchrone permettant ainsi la détermination du facteur de transmission S_{21} .

Mesure S_{22} et S_{12} :

Le signal HF est appliqué sur le bras inverse du dispositif de test par l'intermédiaire du commutateur en entrée. La même procédure que ci-dessus est appliquée pour déterminer S_{22} et S_{12} .

▪ **Visualisation:**

Il est nécessaire d'afficher le signal dans un format qui peut être interprété à partir du signal RF traité disponible. Avec les niveaux de traitement qui sont disponibles aujourd'hui, des solutions très sophistiquées sont disponibles dans les analyseurs de réseau RF. Ici, les données de réflexion et de transmission sont mises en forme pour permettre à l'information d'être interprétée aussi facilement que possible. La plupart des analyseurs de réseau RF intègrent des fonctionnalités, y compris les balayages linéaires et logarithmiques, formats linéaires et logarithmiques, tracés polaires, abaque de Smith, etc. Des marqueurs, des lignes de limite et aussi les critères réussite / échec peuvent également être ajoutés dans de nombreux cas.

I.4. Sources des erreurs de mesure

Le système de mesure est constitué de l'analyseur de réseau est basé sur la réflectométrie des imperfections. Ces erreurs sont classées en trois catégories :

- Erreurs aléatoires : Elles correspondent à des variations non répétables sur les résultats d'une mesure. La principale cause est le bruit interne des composants ou la non-répétabilité des connexions. Elles sont imprévisibles (varient en fonction du temps) et ne peuvent pas être corrigées.
- Erreurs de dérive : Les deux principales causes sont les variations de température et les conditions de mesure dépendantes de l'utilisateur ; complexes et difficiles à évaluer, elles vont de l'erreur de lecture au mauvais serrage des connecteurs. Les erreurs de dérives dues à la modification du comportement de l'appareil durant la phase de mesure, sont de plus en plus réduites. Ces erreurs sont supposées très faibles vis-à-vis des erreurs systématiques [3].
- Erreurs systématiques : Ces erreurs sont dues aux imperfections de l'ensemble des éléments qui constituent l'analyseur. De plus, elles sont invariantes et reproductibles dans le temps et peuvent donc être corrigées à l'aide de modèles d'erreurs appropriés. Ces erreurs proviennent de plusieurs éléments tels que la directivité limitée des coupleurs, la désadaptation de la source, la désadaptation de la charge, la diaphonie (l'isolation), etc.

I.5. Calibrage de l'analyseur :

Afin de comprendre l'étalonnage du VNA, il est intéressant d'abord d'examiner l'objet analyseur de réseau vectoriel (VNA). Le VNA est conçu pour caractériser le comportement linéaire d'un dispositif en évaluant la phase et l'amplitude des ondes incidentes et réfléchies. En mesurant la phase et l'amplitude de ces ondes, on peut déterminer une large gamme de caractéristiques du dispositif sous test, y compris l'impédance, les pertes de réflexion, les pertes d'insertion, et même le « group delay ». Ainsi, la précision avec laquelle un VNA peut déterminer le comportement linéaire d'un dispositif sous test (DUT) est fondamentalement déterminée par la précision avec laquelle l'instrument peut mesurer la relation entre la phase et l'amplitude des ondes incidentes et réfléchies.

Bien qu'il soit possible de calibrer certains éléments du VNA au moment de la fabrication, tels que la puissance de la source et de la précision du récepteur, la plupart des informations de calibrage nécessaires pour effectuer une mesure précise dépendant de la

configuration de mesure. Prenons par exemple la mesure de l'impédance d'un circuit ouvert. Dans cet exemple, illustré sur la *Figure 8*, le circuit ouvert est raccordé à l'appareil via un câble.

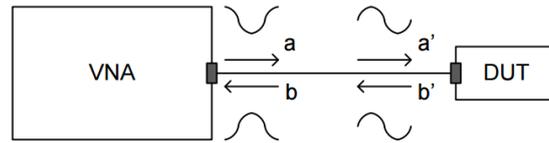


Figure 8: l'effet du câble sur les mesures d'impédance

Il est bien connu que le circuit ouvert possède une impédance infinie et que l'onde réfléchie aura le même ordre de grandeur que l'onde incidente et sera par conséquent en phase avec l'onde incidente. Cependant, comme cela est illustré sur la *Figure 8*, la longueur du câble entre le port du VNA et le circuit ouvert aura une incidence sur la phase, telle que mesurée par le VNA.

Bien qu'une calibration en usine peut être utile afin de vérifier l'exactitude de certains éléments d'un VNA, tels que la puissance du stimulus et la réponse en fréquence des récepteurs, d'autres caractéristiques relatives à la configuration de mesure, telles que la longueur du câble, sont impossibles à prendre en compte lors d'un étalonnage en usine. Par conséquent, l'étalonnage de l'utilisateur est une étape importante qui prend en compte non seulement les variables en raison de la configuration de mesure mais aussi l'étalonnage de l'utilisateur, variations de l'instrument sous l'effet de la température, de la fréquence et les liaisons (le câblage).

Les paramètres S sont mesurés, en module et en phase dans le domaine fréquentiel, au moyen d'un analyseur de réseau vectoriel (Vector Network Analyzer, VNA). La plage de fréquences de mesure de ce dernier est limitée par la technologie utilisée pour la connectique à base de câbles coaxiaux ou de guides d'onde (par exemple jusqu'à 67 GHz en coaxial 1.85mm). De plus, les VNA récents sont caractérisés par une grande sensibilité de mesure grâce à une grande dynamique.

Le calibrage du système de mesure de paramètres S revient à déterminer les erreurs systématiques grâce à une série de mesures sur des structures d'étalonnage, appelés standards.

Les quadripôles d'erreurs ainsi déterminés seront épluchés des mesures de paramètres S effectuées sur le composant sous test (Device Under Test, DUT).

Le calibrage est réalisé sur un substrat comportant des impédances de référence (Impedance Standard Substrat, ISS) sur alumine (*Figure 9 (b)*), matériau de haute qualité diélectrique du fournisseur Cascade Microtech®. Plusieurs méthodes de calibrage comportant des différents standards existent. Cependant, la méthode LRRM (Load-Reflect-Reflect-Match) a été choisie à l'IEMN. En effet, son utilisation est possible pour des mesures plus large bande que dans le cas de la méthode TRL (Thru-Reflect-Line) limitée en fréquence par les longueurs de ligne. Le plan de référence de mesures de paramètres S après calibrage LRRM est fixé à l'extrémité des sondes alors qu'il est défini au milieu du Thru pour la TRL.

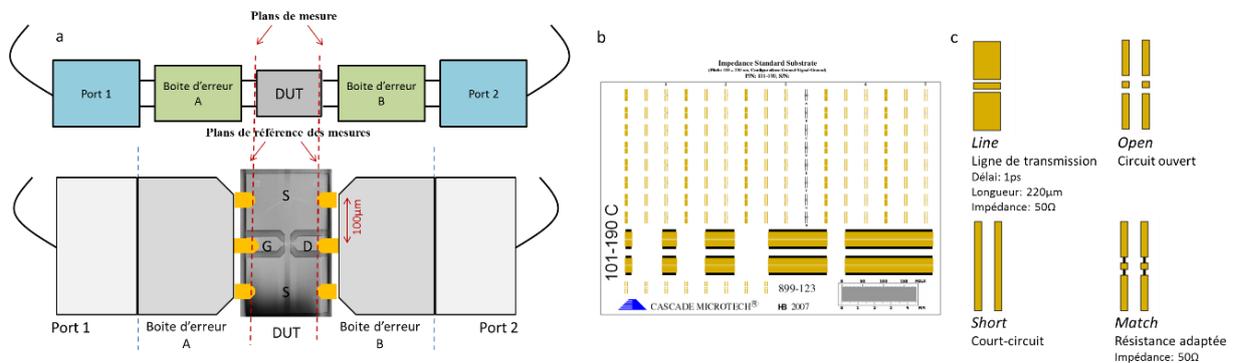


Figure 9: (a) Lieu du plan de référence (b) Carte du ISS cal Kit de Cascade Microtech® (c) Structures des motifs de calibration LRRM

Les mesures en fréquences de ces étalons permettent de connaître l'erreur liée au système de mesure jusqu'à l'extrémité des pointes RF (*Figure 9 (a)*) et d'établir un système d'équations [4] qui ajuste la valeur des paramètres S mesurés à leurs valeurs de référence. Ces relations de passages sont ensuite mémorisées par le VNA et directement appliquées aux mesures des composants de nos échantillons grâce au logiciel *WinCal* [5]. On a la possibilité d'effectuer plusieurs types de calibrages.

Après cette procédure, il est nécessaire de vérifier si l'étalonnage de l'analyseur de réseau est valide.

Lors du calibrage, les mesures et la qualité des étalons influent sur la précision du calibrage. La vérification de l'étalonnage avant de débiter les mesures est indispensable. On utilise pour cela des structures de vérification pour valider le calibrage.

Une première technique consiste à mesurer une ligne de test dont les caractéristiques intrinsèques sont connues. On mesure le retard (Group Delay) engendré par la ligne et on le

compare à la valeur définie par le fabricant. Le « Group Delay » indique le temps de propagation du signal le long de la ligne. Le bon accord des deux valeurs en fonction de la fréquence, permet d’avoir une première idée sur la qualité du calibrage et la localisation du plan de référence.

La deuxième méthode de vérification de calibrage consiste à poser une seule pointe sur une ligne sur le substrat de calibrage. On regarde le coefficient de réflexion sur l’abaque de Smith. La *Figure 10* décrit l’évolution du paramètre S_{11} d’une ligne de test sur l’ISS de 40 ps de retard. L’effet capacitif se traduit sous forme de cercles centrés dans l’abaque en fonction de la fréquence avec des espacements de même ordre. Ce qui indique une bonne mesure de la ligne de test.

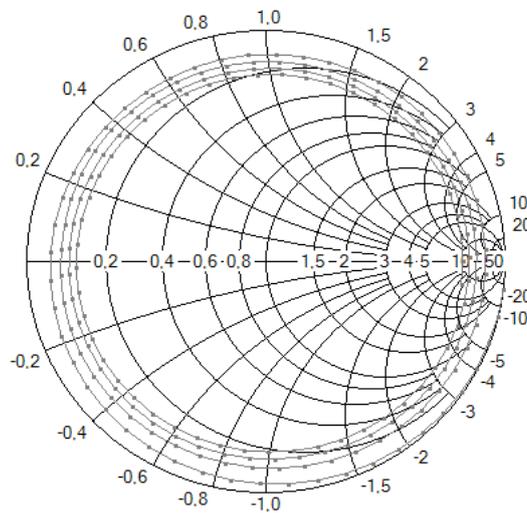


Figure 10: Présentation du coefficient de réflexion S_{11} d’une ligne de retard 40 ps avec le port 2 en pointe levée sur l’abaque de Smith

Dans notre cas, ces mesures sont suffisantes pour valider le calibrage. D’autres vérifications peuvent être effectuées suivant les types de mesures, comme des atténuateurs, des résistances et des inductances.

Après calibration une validation est effectuée avec un étalon connu. Typiquement, cela est un circuit-ouvert dont la capacité est connue par le « pitch » de la sonde, mais peut être un « golden DUT » qui est un dispositif dont les caractéristiques sont pré-mesurées et enregistrées. Pour le calibrage LRRM le circuit-ouvert est le « Open » brute mesuré au cours de la procédure de calibrage et corrigé par l’étalonnage (après correction).

Définition d'un bon calibrage :

Idéalement, une mesure de réflexion après le calibrage doit être à hauteur de 0.0dB. Le calibrage de type LRRM est auto-consistant et n'aura jamais un gabarit parfait car il montrera des erreurs comme une grandeur sur une mesure de réflexion. En plus de re-mesurer les normes d'étalonnage, d'autres normes de vérification (*Figure 11*) peuvent être mesurées pour déterminer un étalonnage réussi. Ceux-ci comprennent des stubs en circuits-ouverts et des lignes de transmission. Des stubs open et des lignes de différentes longueurs sont présents sur les standards de calibrage.



Figure 11: Dispositifs de validation de calibrage dans l'ISS

On va présenter dans ce qui suit les différentes techniques de calibrages dans le but de choisir la technique la plus appropriée pour nos mesures.

I.5.1. Calibrages à 12 termes d'erreurs:

Le modèle à douze termes d'erreurs présenté sur la *Figure 12* est le modèle le plus représentatif du système car toutes les erreurs systématiques sont prises en comptes. Ce modèle est en réalité la superposition de deux modèles d'erreurs à six termes, un pour le sens direct de mesure et un pour le sens inverse [3].

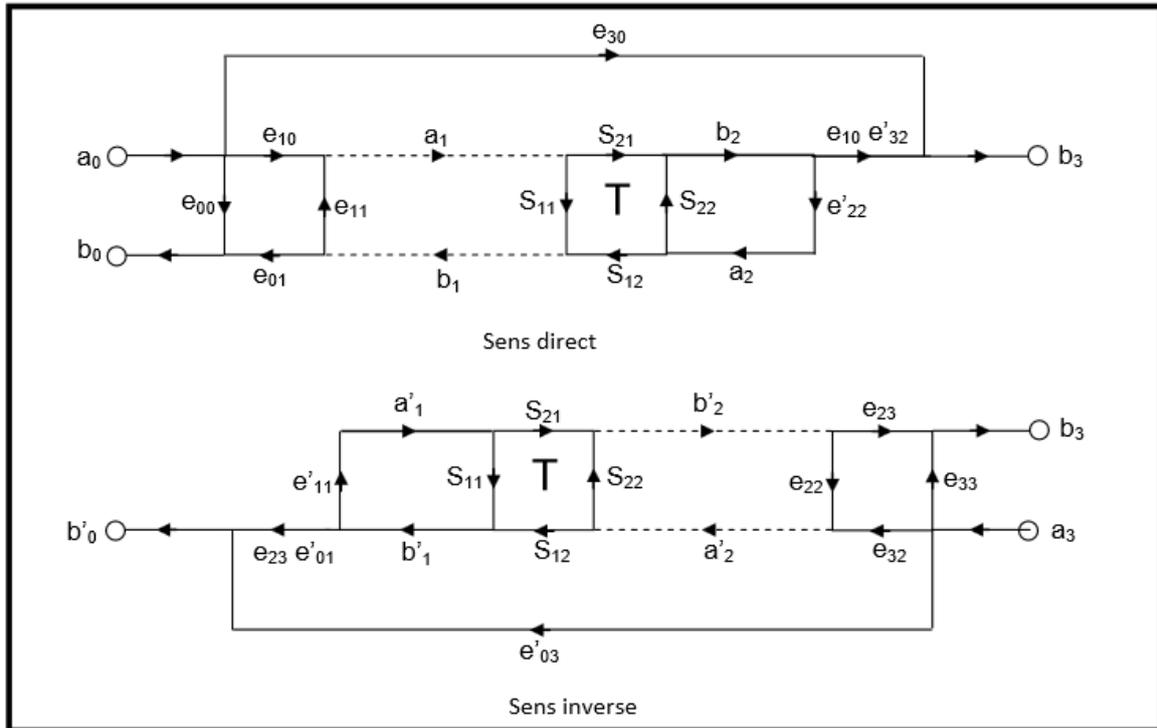


Figure 12: Modèle d'erreurs à 12 termes

Le Tableau 1 suivant représente les significations des différents termes d'erreurs :

Tableau 1: Signification du terme d'erreur

Signification du terme d'erreur	Sens direct	Sens inverse
La directivité	e_{00}	e_{33}
désadaptation de la source	e_{11}	e_{22}
déséquilibre entre voies en réflexion	$e_{10}e_{01}$	$e_{23}e_{32}$
déséquilibre entre voies en transmission	$e_{10}e_{32}'$	$e_{23}e_{01}'$
désadaptation de la charge	e'_{22}	e'_{11}
isolation	e_{30}	e'_{11}

A partir de la Figure 12, on peut déterminer les paramètres d'erreurs.

- **Le calibrage SOLT (Short–Open–Load–Thru):**

Les trois éléments étalons utilisés dans la première partie du calibrage direct doivent être aussi différents que possible en termes de facteurs de réflexion sur toute

la bande de fréquence. Le calibrage Short-Open-Load-Thru (SOLT) requiert l'utilisation de quatre étalons (Cf. *Figure 13 (a)*) : un court-circuit, un circuit-ouvert et une charge 50Ω [6], [7]. La méthode SOLT nécessite de connaître les modèles électriques équivalents précis des éléments de référence. Les modèles généralement utilisés sont représentés sur la *Figure 13 (b)* [8]. Pendant le calibrage, les facteurs de réflexion sont calculés à partir de ces modèles.

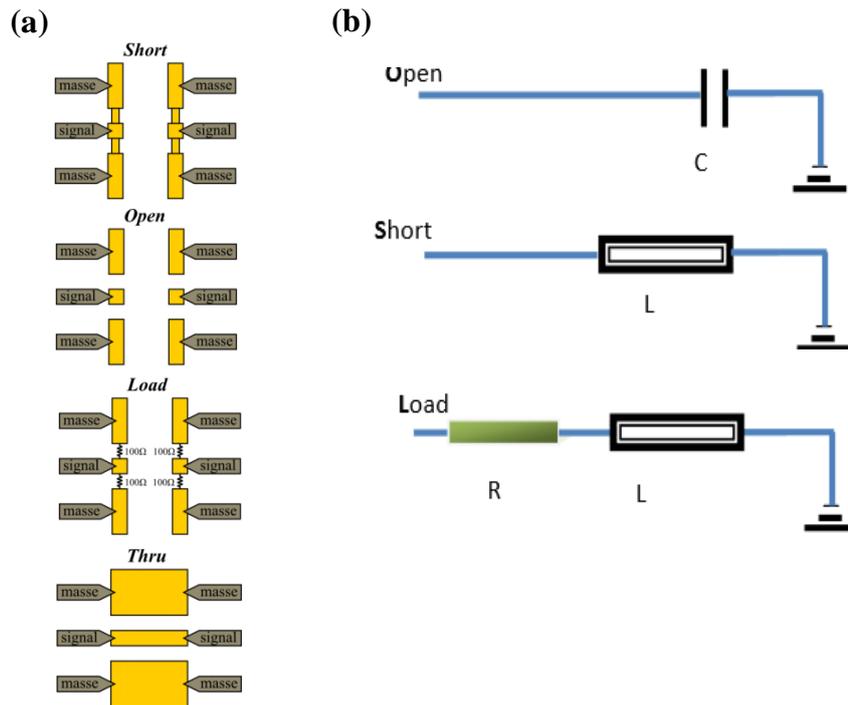


Figure 13: (a) étalons utilisés pour le calibrage SOLT ;(b) Modèle équivalent des étalons de calibrage SOLT

Le court-circuit est modélisé par une inductance due au courant qui parcourt la partie métallique, le circuit ouvert quant à lui est modélisé par une capacité liée à la propagation des ondes entre la pointe du signal (S) et la pointe de masse (Ground) de la sonde [9]. Enfin, la charge est représentée par une résistance en série avec une inductance générée par le courant qui parcourt la partie métallique.

Ils correspondent aux modèles généralement utilisés dans la plupart des VNA. L'inconvénient principal de cette méthode est que les modèles électriques des éléments étalons ne sont pas toujours précis aux hautes fréquences [10], [11].

I.5.2. Calibrage à 8 termes d'erreurs:

L'hypothèse principale dans le modèle d'erreurs à 8 termes est que le commutateur est parfait [6], [12] ce qui implique qu'il n'y a aucune différence dans les erreurs associées aux ports du VNA que la mesure s'effectue dans le sens direct ou dans le sens inverse. Le modèle est représenté par un quadripôle d'erreur (X) pour le port 1 et un autre quadripôle d'erreur (Y) pour le port 2 (Figure 15).

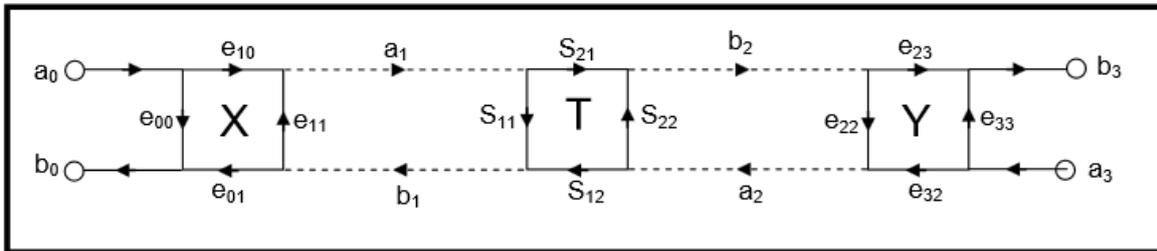


Figure 15: Modèle d'erreurs à 8 termes de l'analyseur de réseau vectoriel

La simplification des deux modèles dans le sens direct et inverse, à deux quadripôles d'erreur en cascade, rend le calcul mathématique des termes d'erreurs et la manipulation du modèle beaucoup plus simple, parce que le système peut être simplement décrit par les paramètres de transmission des matrices cascadées [13]. La signification des différents termes d'erreurs est montrée dans le tableau suivant :

Tableau 2 : Description des erreurs dans les techniques à 8 termes

Signification du terme d'erreur	Sens direct	Sens inverse
La directivité	e_{00}	e_{33}
désadaptation de la source	e_{11}	e_{22}
déséquilibre entre voies en réflexion	$e_{10}e_{01}$	$e_{23}e_{32}$
déséquilibre entre voies en transmission	$e_{10}e_{32}$	$e_{23}e_{01}$
désadaptation de la charge	e'_{22}	e'_{11}
isolation	e_{30}	e'_{11}

I.5.2.1. Le calibrage TRL:

Le calibrage TRL permet de corriger les erreurs systématiques (directivité, source match, load match) pour les deux modes (direct et inverse) et utilise un modèle d'erreurs à 8 termes.

Le calibrage TRL utilise trois standards illustrés dans la *Figure 16* : un "THRU", un "REFLECT" (qui doit présenter un coefficient de réflexion élevé), et une "LIGNE".

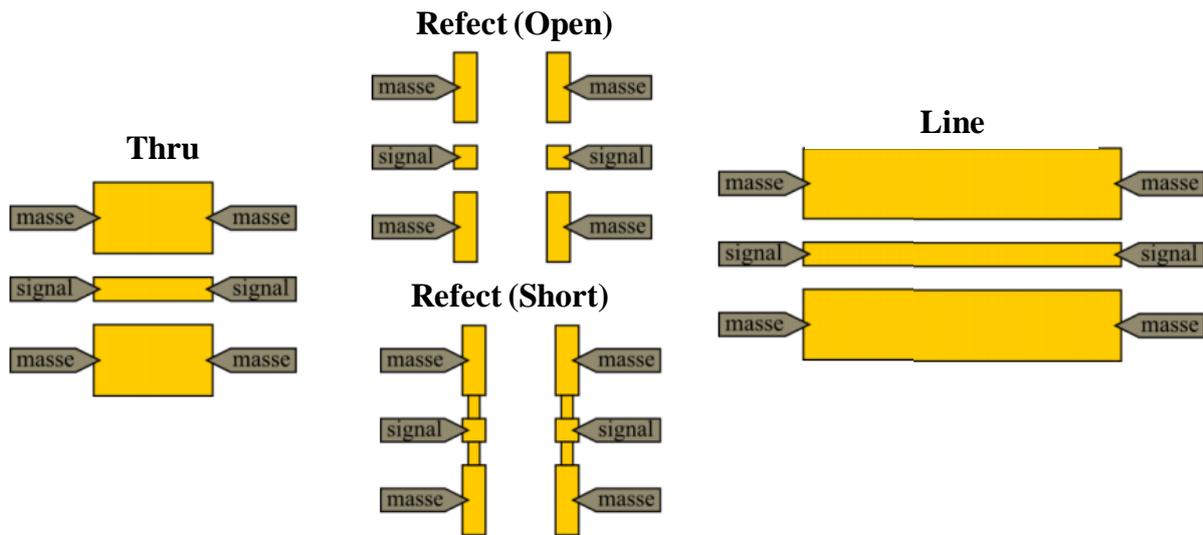


Figure 16: Etalons utilisés dans le calibrage TRL

THRU

Dans le cas des mesures sous pointes, ce standard est une ligne de transmission de faible longueur (400µm dans notre cas). Elle est décrite à travers la matrice de dispersion suivante :

$$[S_{Thru}] = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$$

Le plan de référence après le calibrage se situe au centre de cette ligne à condition que le standard « Reflect » soit symétrique.

REFLECT

C'est une terminaison qui possède un coefficient de réflexion élevé comme un court-circuit ou un circuit ouvert. Le module du standard « Reflect » n'est pas forcément connu. Sa matrice de dispersion est la suivante :

$$[S_R] = \begin{pmatrix} \Gamma & 0 \\ 0 & \Gamma \end{pmatrix}$$

Pour éviter un éventuel décalage de plan de référence, il faut que le coefficient de réflexion Γ soit identique sur les deux ports.

LIGNE

La ligne doit avoir les mêmes caractéristiques physiques que la « Thru » (impédance caractéristique et constante de propagation), mais, de longueur différente et connue. Elle est caractérisée par la matrice suivante :

$$[S_{Line}] = \begin{pmatrix} 0 & e^{-\gamma L} \\ e^{-\gamma L} & 0 \end{pmatrix}$$

Les éléments diagonaux S_{11} et S_{22} sont nuls par définition, ce qui implique que l'impédance de référence du système est donnée par l'impédance caractéristique de la ligne quand elle est définie. Le paramètre γ n'a pas besoin d'être connu précisément a priori.

La longueur de la ligne de transmission, doit être choisie de telle sorte à éviter un déphasage entre la connexion « Thru » et la ligne proche de 0° ou de 180° , sinon le problème est mal conditionné. Théoriquement, le choix optimum consiste à utiliser des lignes dont la différence de longueur est égale à un quart de la longueur d'onde au centre de la bande de fréquence (*i.e.* déphasage de 90°).

En pratique, un bon compromis consiste à utiliser des lignes avec un déphasage situé entre 20° et 160° dans toute la bande de fréquence [14].

L'avantage de cette technique est de permettre d'extraire les caractéristiques électriques des lignes utilisées. La *Figure 17* et la *Figure 18* montrent successivement la permittivité effective et les éléments RLCG en fonction de la fréquence extraits sur le substrat de calibrage au cours d'un calibrage de type TRL via l'algorithme disponible dans le logiciel Wincal.

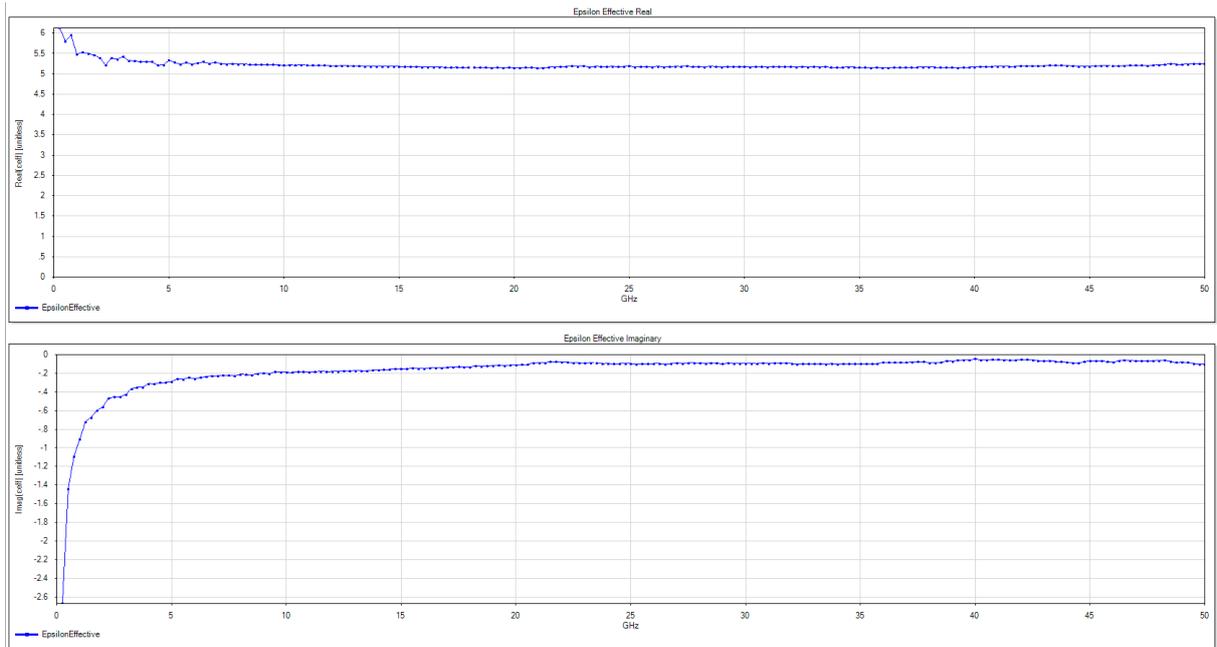


Figure 17: Permittivité effective extraite à partir de l’algorithme de la méthode de calibrage TRL par le logiciel Wincal

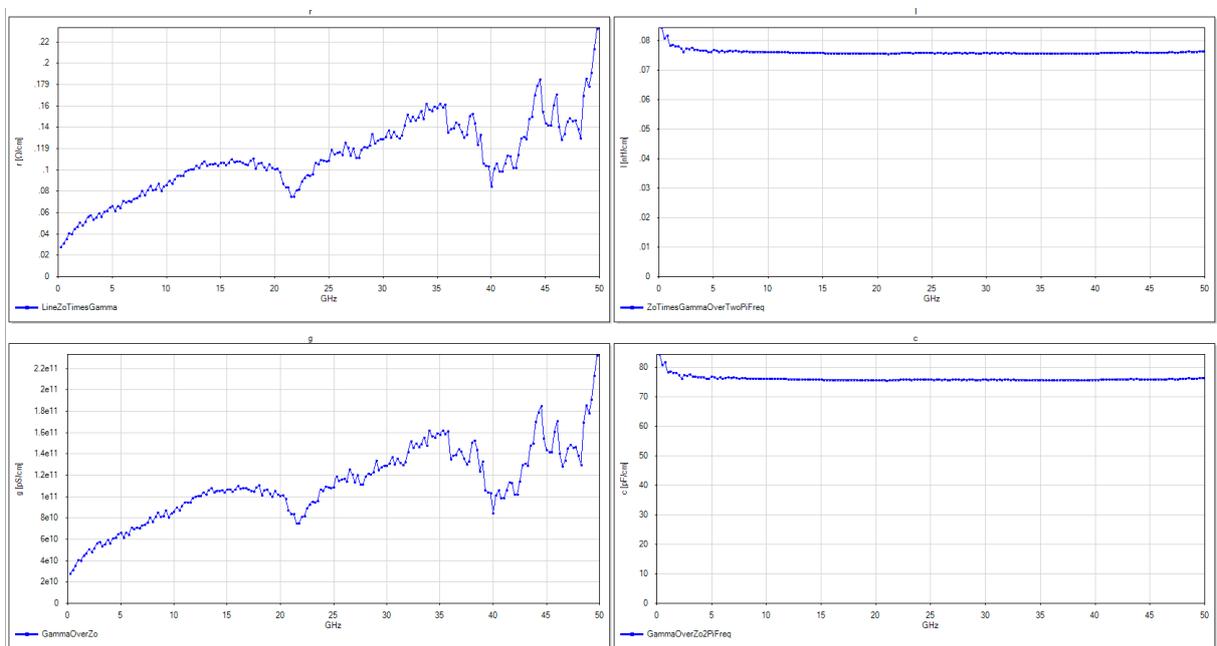


Figure 18: Eléments RLCG caractéristiques des lignes du substrat de calibrage extrait à partir de l’algorithme de la méthode de calibrage TRL par le logiciel Wincal

Compte tenu des avantages de cette technique, nous avons développé un programme basé sur le calibrage TRL pour la procédure d'épluchage des éléments passifs et l'extraction des différentes caractéristiques physiques. Les détails seront présentés dans le premier chapitre de la deuxième partie.

En vue de la validation du calibrage, une mesure a été effectuée sur un stub ouvert en posant une seule pointe sur une ligne de longueur définie sur le substrat de calibrage et l'autre pointe dans l'air. La *Figure 19* montre l'évolution du coefficient de réflexion S_{11} du stub ouvert sur l'abaque de Smith. En basse fréquences, on note un décalage du paramètre S_{11} par rapport à la position d'un circuit ouvert idéal.

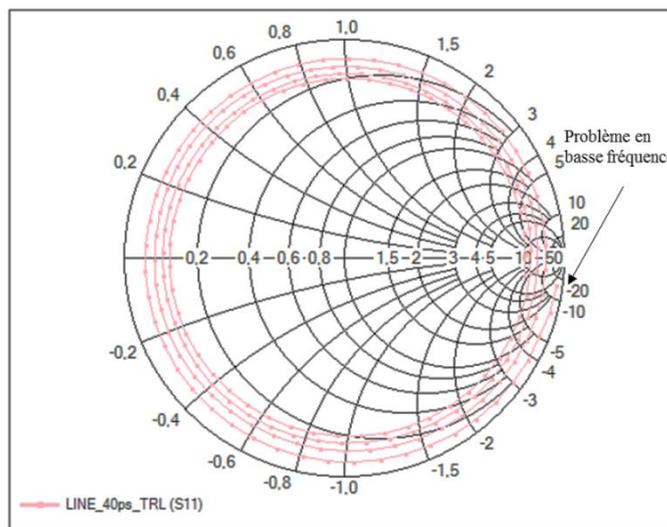


Figure 19: Coefficient de réflexion S_{11} d'une ligne de retard 40 ps avec le port 2 en pointe levée après un calibrage TRL.

I.5.2.2. Technique de calibrage LRM (Line–Reflect–Match):

La différence essentielle par rapport à la méthode TRL est que le standard de calibrage défini par une ligne de transmission (« Line ») est dans le cas de la LRM remplacé par des charges résistives à chaque accès. L'impédance de référence de la mesure est dans ce cas définie par ces charges, généralement 50 Ω . L'avantage apporté par rapport à la TRL est qu'il n'existe aucune limitation théorique sur la mesure en basses fréquences. La position des plans de référence est définie au centre du standard "Thru" sous réserve de symétrie du standard "Reflect" [15]. Comme dans le cas de la TRL, l'indétermination liée au standard Reflect est

liée à la connaissance du demi-plan de l'abaque de Smith dans lequel se situe son coefficient de réflexion.

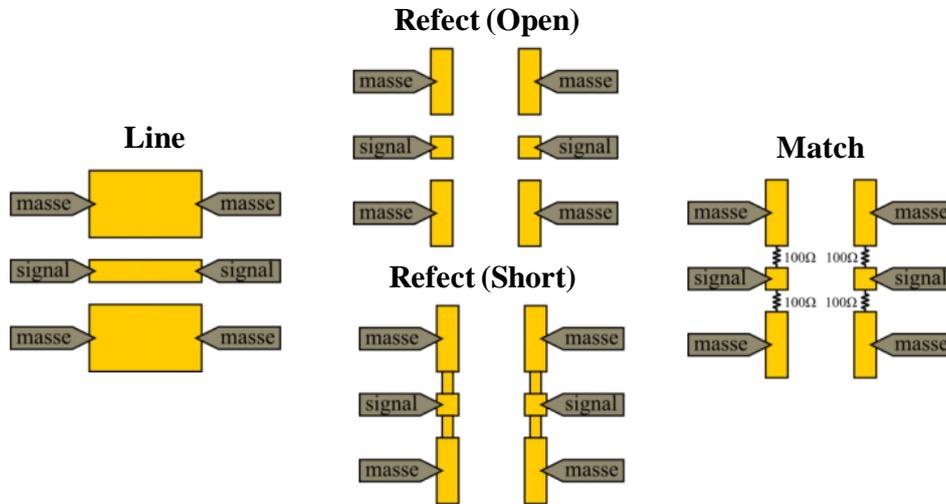


Figure 20: Etalons utilisés dans le calibrage LRM

Afin de s'assurer de la qualité de la charge de référence, on utilise habituellement un standard commercial sur alumine et les plans de référence du calibrage correspondent au milieu de la ligne utilisée comme liaison directe. Ces plans de référence ne correspondent donc pas à ceux du quadripôle à caractériser. Les standard du calibrage LRM (Cf. *Figure 20*) sont définis par :

- Une liaison directe : $[S_{Thru}] = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$
- Une charge adaptée à chaque port : $[S_M] = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$. Les éléments diagonaux sont nuls par définition. Chaque charge adaptée sert donc de référence pour le port où elle est connectée.
- Un dipôle à fort coefficient de réflexion à chaque port $[S_R] = \begin{pmatrix} \Gamma & 0 \\ 0 & \Gamma \end{pmatrix}$

Les mêmes remarques exposées dans le cas du calibrage TRL restent valables pour le dipôle à fort coefficient de réflexion [16].

I.5.2.3. Technique de calibrage LRRM (Line-Reflect- Reflect-Match) :

Une autre version de la méthode LRM est la procédure Line-Reflect-Reflect-Match (LRRM) [17], développée par la société Cascade Microtech (1989). Elle n'est pas intégrée dans les analyseurs de réseaux vectoriels et est aujourd'hui commercialement disponible par logiciel.

Cette technique de calibrage utilise les mêmes étalons que pour la méthode SOLT, elle nécessite une ligne (Thru) pour définir le plan de référence, deux charges fortement réfléchissantes inconnues (Open et Short) et une charge adaptée de 50Ω pour définir l'impédance de référence du système présenté sur la *Figure 21*. La charge est mesurée uniquement sur un seul port. L'originalité de cette procédure consiste en la détermination automatique de l'inductance série de la charge adaptée.

La technique de calibrage Line-Reflect-Reflect-Match (LRRM) de l'analyseur de réseau vectoriel avec correction automatique de l'inductance de la charge [17], [18] est une technique fiable. La LRRM est appréciée pour son insensibilité relative aux petites erreurs de placement de la sonde qui sont inhérentes aux mesures micro-ondes.

La « Line » (ou Thru) est maintenue courte électriquement et les étalons « Reflect » et « Match » sont situés au niveau de l'extrémité de la sonde, donc localisés au niveau du plan de mesure souhaité.

Ce choix de configuration de conception a pour but de minimiser l'impact des pertes inconnues de la ligne.

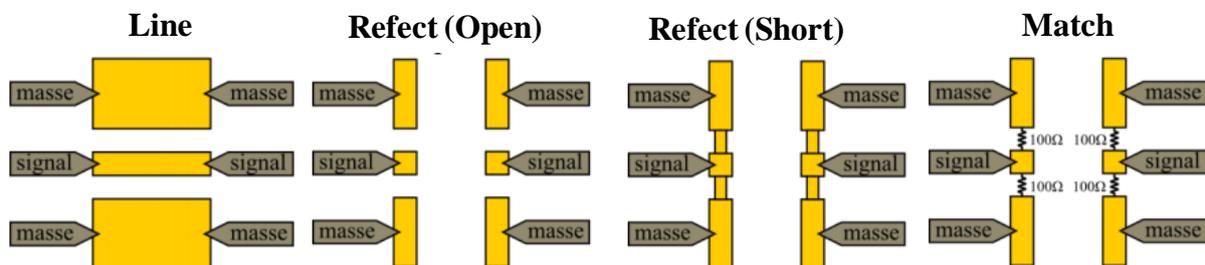


Figure 21: Etalons utilisés dans le calibrage LRRM

Après calibration une validation est effectuée en utilisant un étalon connu. Typiquement, cela est un Open dont la capacité est connue par le ‘pitch’ de la pointe, mais peut être un dispositif dont les caractéristiques sont pré-mesurées et enregistrées appelé « Golden DUT ». Pour le calibrage LRRM le Open utilisé est l'étalon Open mesuré au cours du calibrage et corrigé par l'étalonnage (après correction).

La *Figure 22* présente le pourcentage d'erreur en fonction de la fréquence de la structure Open mesurée par rapport au modèle enregistré dans le logiciel Wincal. Le pourcentage d'erreur acceptable est limité à 3%. Dans ce cas, l'erreur ne dépasse pas 2% sur toute la bande de fréquence (jusqu'à 50 GHz).

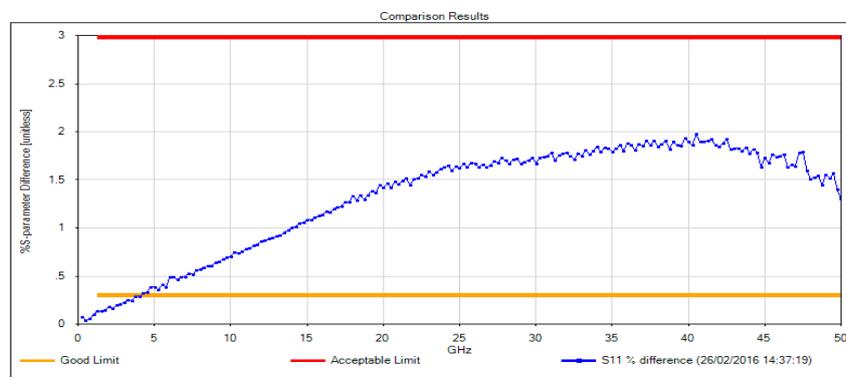


Figure 22: Pourcentage d'erreur en fonction de la fréquence de la structure Open mesurée au cours de la procédure de calibrage.

Idéalement, une mesure de réflexion sur un Open doit être de 0.0dB. Une mesure d'un Open après la correction des mesures peut être aussi utilisée pour valider le calibrage. La *Figure 23* montre l'évolution du paramètre S_{11} en fonction de la fréquence. L'erreur effectuée ne dépasse pas 0.015 dB sur toute la bande.

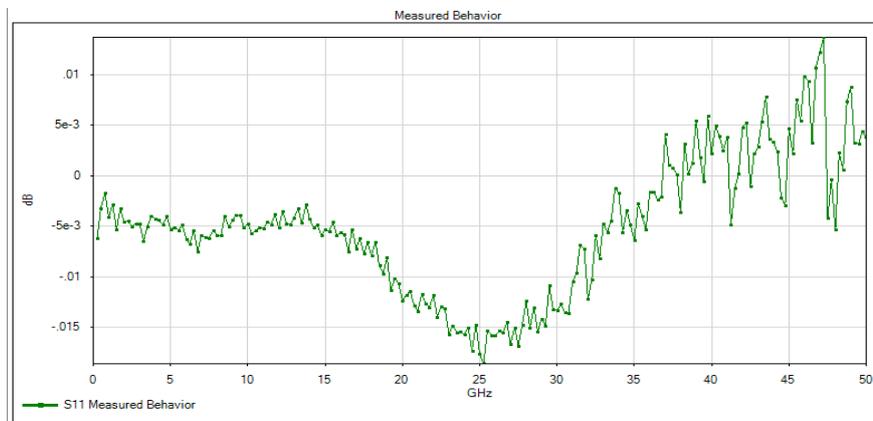


Figure 23: Evolution du paramètre S_{11} de la structure Open en fonction de la fréquence

La Figure 24 présente une vérification de la phase. On note un déviation maximale de 1°.

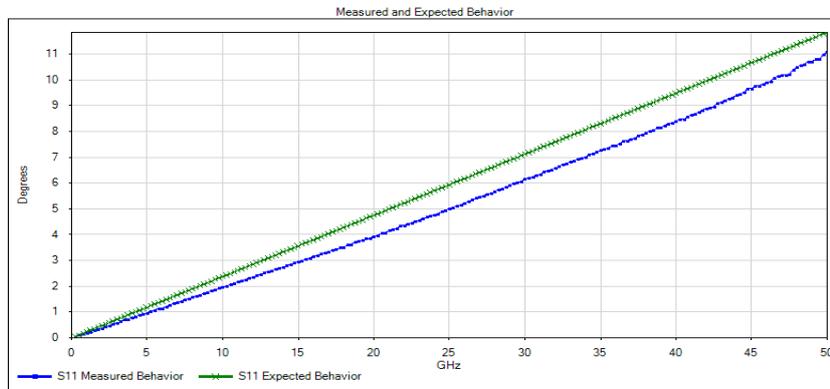


Figure 24: Comparaison de la phase d'une structure Open de la mesure et du modèle

I.6. Comparaison entre les calibrages :

Une comparaison entre les quatre techniques de calibrage est effectuée en utilisant trois lignes de longueurs différentes.

- **Comparaison des mesures effectuées après les différents types de calibrages sur une ligne de retard $\tau=1\text{ps}$ (Thru):**

La première mesure est effectuée sur la ligne de 1 ps de retard. La Figure 25 montre que toutes les techniques ont une bonne concordance. Le calibrage TRL montre un peu plus de bruit à partir de 15GHz.

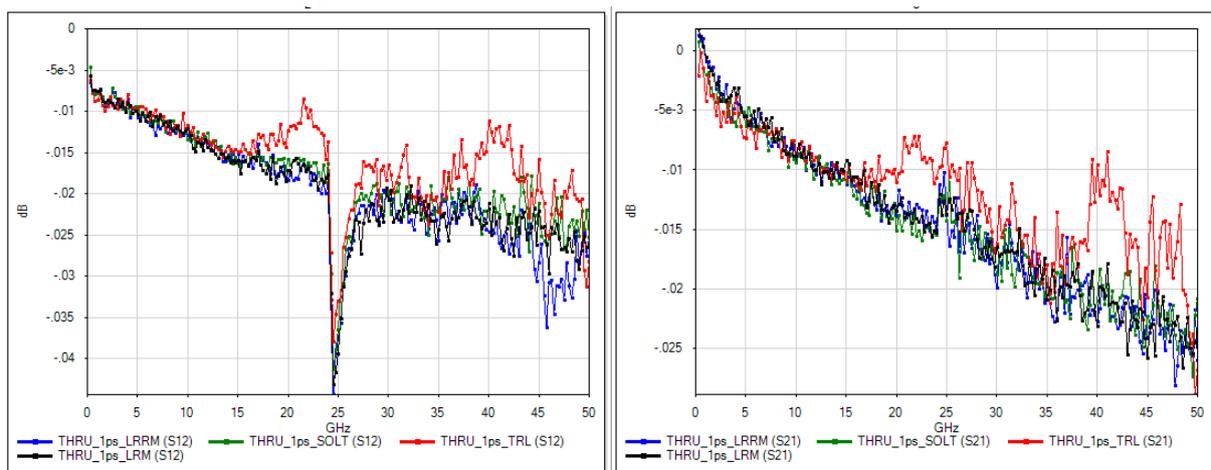


Figure 25: Comparaison des paramètres de transmission S_{12} et S_{21} mesurés après les différents calibrages d'une ligne de retard de 1ps

- **Comparaison des mesures effectuées après les différents types de calibrages sur une ligne de $\tau=3\text{ps}$:**

Les figures *Figure 26* et *Figure 27* montrent respectivement une comparaison de l'évolution des paramètres S_{ij} en dB et l'évolution des phases des paramètres S_{ij} des mesures effectuées sur une ligne coplanaire sur le substrat de calibrage après le calibrage de l'analyseur de réseau vectoriel par les différentes techniques de calibrage.

Les mesures effectuées après les calibrages SOLT, LRM et LRRM donnent les mêmes résultats sur les quatre paramètres S en module et en phase. Le calibrage TRL donne des résultats décalés voir faussés sur les coefficients de réflexion sur les deux ports en module et en phase.

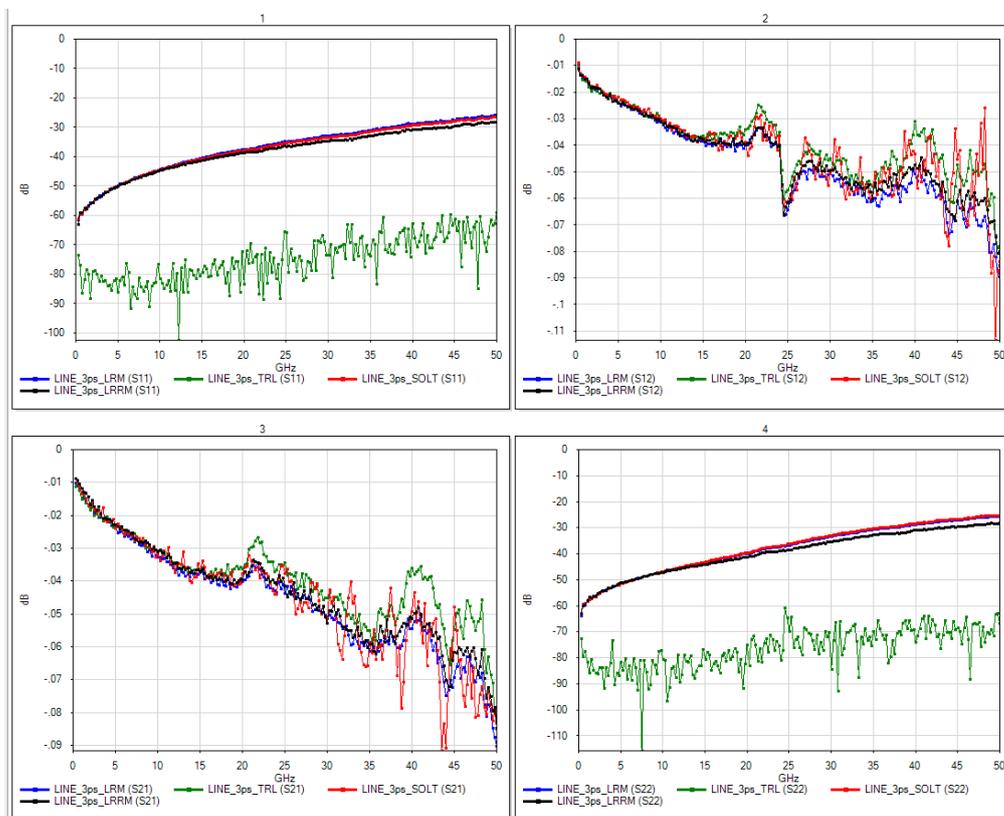


Figure 26: Comparaison des paramètres S_{ij} en dB mesurés pour les différentes techniques de calibrage sur une ligne de retard 3ps

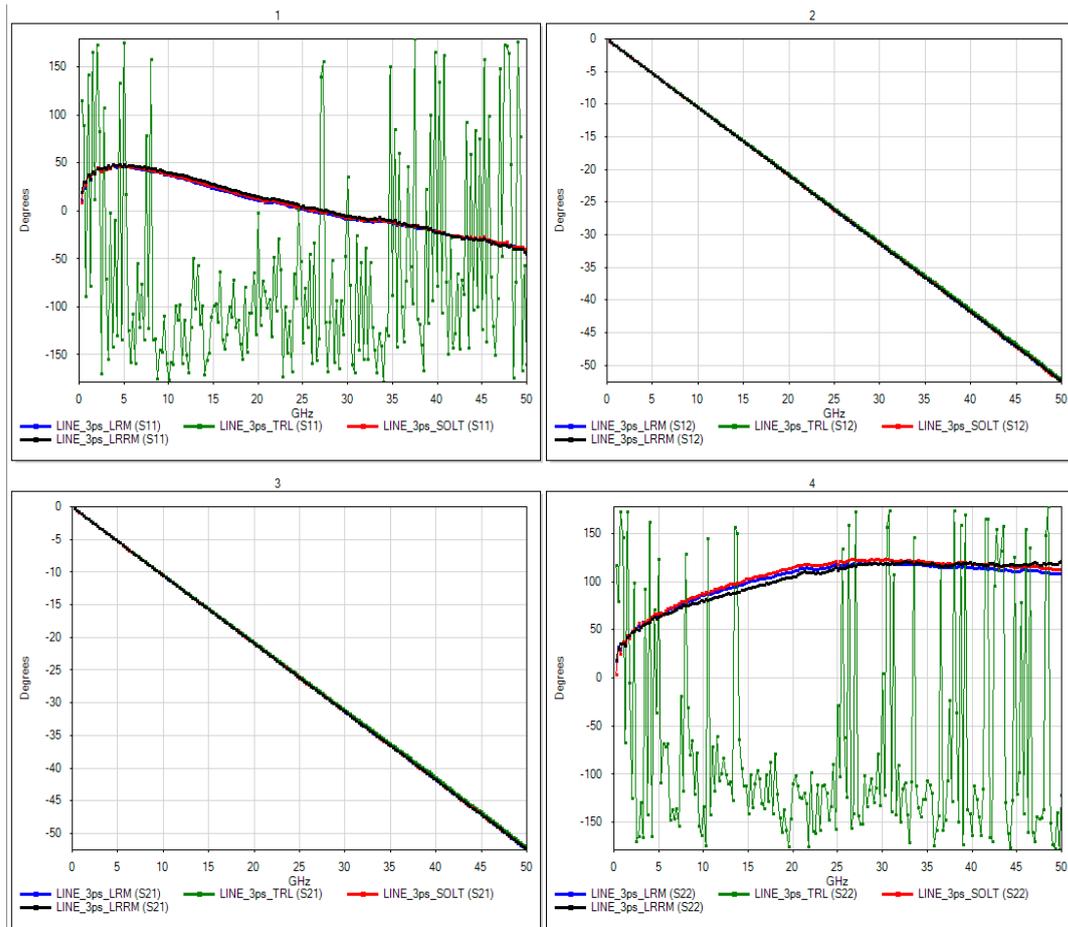


Figure 27: Comparaison des phases des paramètres S_{ij} en Degrés mesurés pour les différentes techniques de calibrage sur une ligne de retard 3ps

- **Comparaison des mesures effectuées après les différents types de calibrages sur une ligne de $\tau=14\text{ps}$:**

Les figures *Figure 28* et *Figure 29* montrent respectivement une comparaison de l'évolution des paramètres S_{ij} en dB et l'évolution des phases des paramètres S_{ij} des mesures effectuées sur une ligne coplanaire sur le substrat de calibrage après le calibrage de l'analyseur de réseau vectoriel par les différentes techniques de calibrage.

Les mesures effectuées après les calibrages SOLT, LRM et LRRM donnent les mêmes résultats sur les quatre paramètres S en module et en phase. Le calibrage TRL donne des résultats décalés voir faux sur les coefficients de réflexion sur les deux ports en module et en phase.

La technique SOLT, donne des courbes de mesures des coefficients de transmission bruités par rapport à ce qui a été obtenu sur LRM et LRRM.

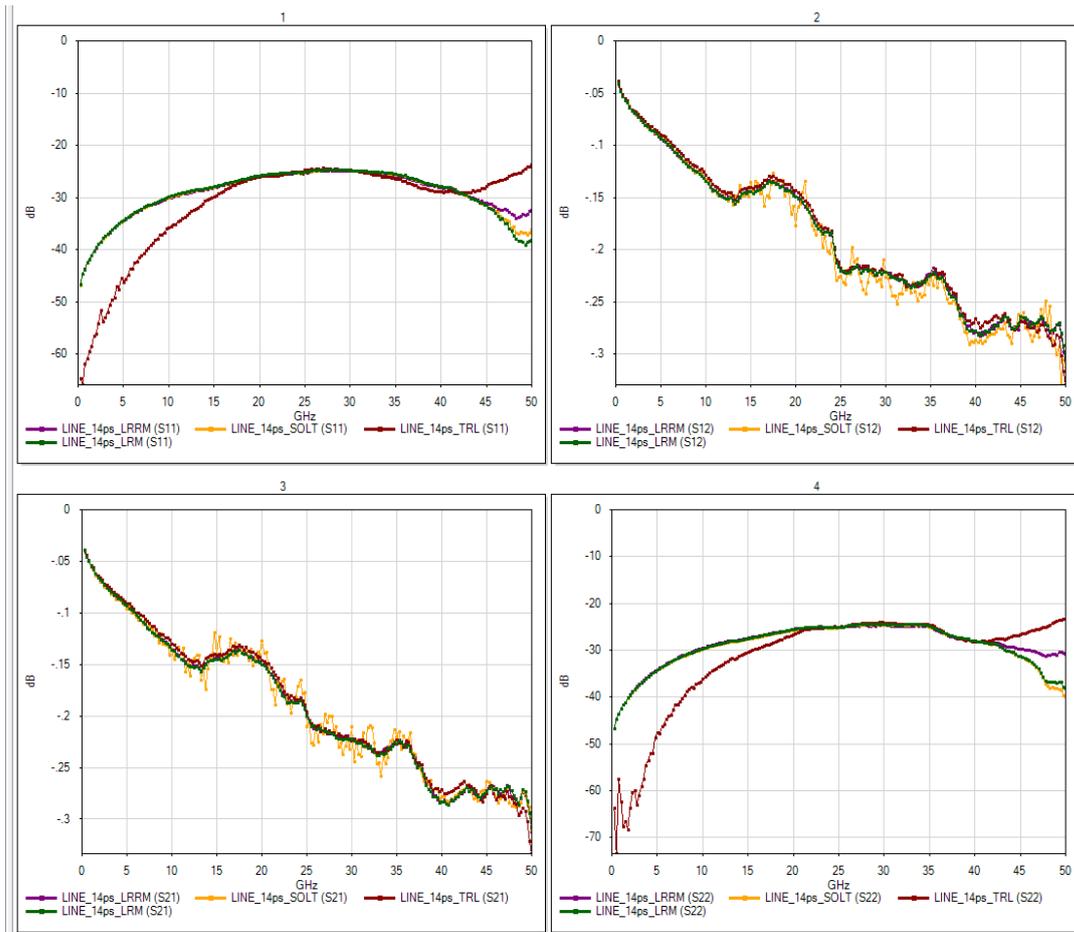


Figure 28 : Comparaison des paramètres S_{ij} en dB mesurés pour les différentes techniques de calibrage sur une ligne de retard 14ps

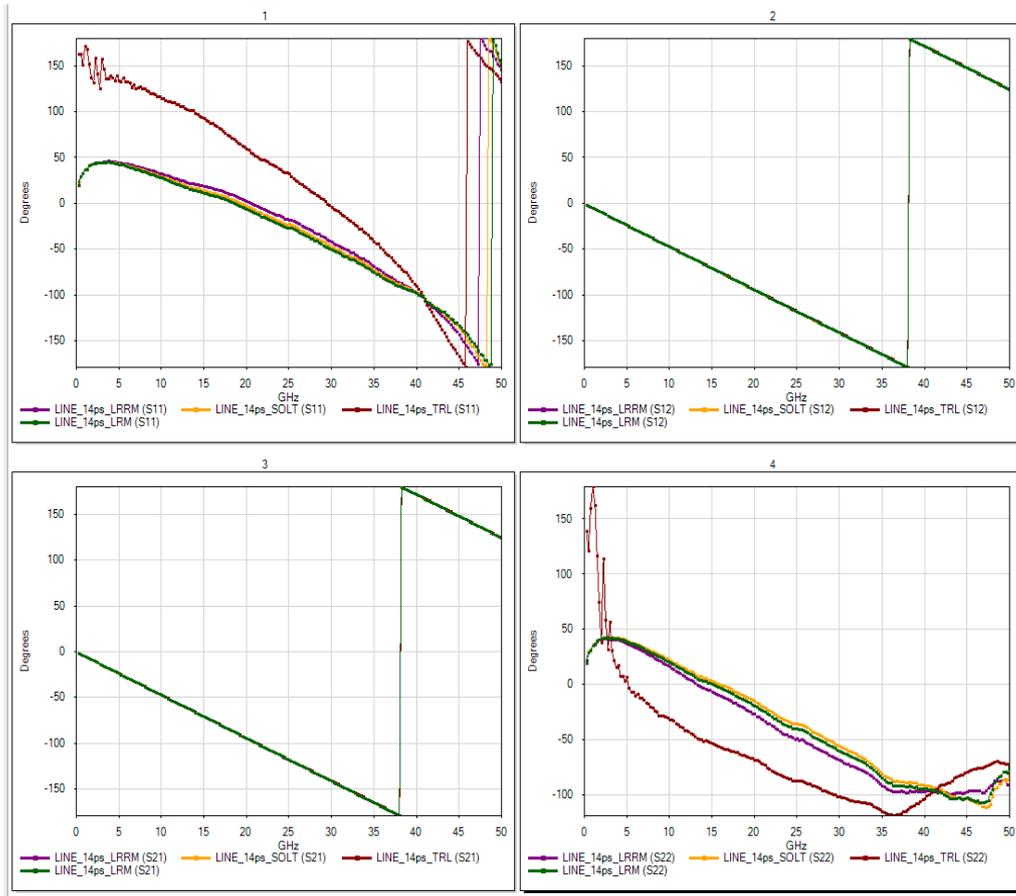


Figure 29 : Comparaison des phases des paramètres S_{ij} en Degrés mesurés pour les différentes techniques de calibration sur une ligne de retard 3ps

I.7. CONCLUSION :

Au cours de ce premier chapitre, une description des briques de base de la caractérisation hyperfréquence des dispositifs a été présentée. Celle-ci a permis par conséquent d'introduire les notions fondamentales pour la compréhension et l'analyse des dispositifs étudiés. En l'occurrence, l'accent a été mis sur le formalisme des paramètres de dispersion, à savoir les paramètres S_{ij} permettant de décrire et de calculer les grandeurs caractéristiques représentatives des performances des dispositifs.

La mesure de ces paramètres clés pour la description du comportement hyperfréquence des composants est possible à travers l'utilisation d'un analyseur de réseau vectoriel (PNA) décrit de façon détaillée dans une deuxième partie. Par ailleurs, il apparaît que la fiabilité des mesures des paramètres de dispersions dépend fortement de l'étalonnage du système de mesure. Ainsi, une étude approfondie des techniques de corrections des erreurs introduites par les différentes interconnexions entre le PNA et les sondes de mesure ainsi que par l'environnement extérieur (*i.e.* température, bruit,...) a été proposée. En particulier, l'accent a été mis sur l'étude de quatre techniques de calibrage hyperfréquence, à savoir : SOLT, TRL, LRM et LRRM. Par suite, une comparaison de ces techniques d'étalonnage a été proposée suivant différents critères de validité en vue de distinguer leurs atouts et inconvénients :

- i. Le calibrage SOLT (*Short-Open-Load-Thru*) semble sensible à la position et aux dimensions des pointes de mesure au cours du calibrage engendrant ainsi une mauvaise reproductivité des paramètres d'étalonnage déterminés. Par ailleurs, la détermination des coefficients d'erreurs dépend sensiblement de la connaissance des propriétés électriques intrinsèques des étalons. Cette technique ne permet pas d'évaluer l'erreur effectuée au cours de la procédure de calibrage à travers une vérification sur un étalon du substrat de calibrage, elle est par conséquent dite « non-autocohérente ».
- ii. Le calibrage TRL (*Thru-Reflect-Line*) présente différentes limitations en termes de précision sur les coefficients de réflexion comparé aux autres techniques. Une vérification sur un « *stub* » ouvert a montré un problème de mesure en basse fréquence provenant de l'inductance interne de la ligne qui entraîne une forte augmentation de l'impédance caractéristique prise dans ce cas comme impédance de référence du système. L'avantage majeur de cette méthode réside dans la détermination des différents paramètres physiques de la ligne considérée (*line*) à

partir d'une résolution matricielle intégrée dans l'algorithme de calcul utilisé afin de déterminer l'impédance caractéristique de normalisation du système. Ainsi, cette méthode de calibrage a été utilisée pour la procédure d'épluchage et la détermination des caractéristiques des lignes coplanaires étudiées dans le cadre de cette thèse.

- iii.* Le calibrage LRM (*Line-Reflect-Match*) présente une bonne reproductibilité des résultats suivant la position des sondes de mesures sur les structures étalons. Elle est donc totalement indépendante et quasiment insensible aux déplacements des pointes. La technique LRM utilise un modèle complexe pour simuler l'inductance de la charge. Cette méthode de calibrage n'a pas été retenue lors de ces travaux car la valeur de l'inductance n'est pas évaluée au cours de la procédure d'étalonnage ce qui peut induire des erreurs sur les mesures ultérieures.
- iv.* Le calibrage LRRM (*Line-Reflect- Reflect-Match*) donne des bons résultats de mesures par rapport à toutes celles présentées précédemment. En effet, elle représente une version améliorée de la technique de calibrage LRM. L'originalité de cette procédure repose sur la détermination de façon automatique de l'inductance série de la charge adaptée. Celle-ci est possible à travers l'exploitation d'un second standard « *reflect* », fortement réfléchissant, permettant d'ajouter à l'algorithme, des éléments matriciels augmentant la détermination du nombre des paramètres de corrections. Par ailleurs, elle présente une bonne stabilité des mesures en termes de reproductibilité. Par conséquent, la technique de calibrage LRRM a été retenue dans le cadre de cette thèse pour la caractérisation hyperfréquence des différents dispositifs étudiés.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES:

- [1] M. D. Pozar, "Microwave Engineering", 1998 second edition, by John Wiley & Sons, Inc..
- [2] R. E. Collin, "Foundations for microwave engineering", second edition,.
- [3] Doug Rytting, « Network Analyzer Error Models and Calibration Methods, »54th ARFTG Conference short notes, December 2000..
- [4] L. Hayden, "Line-reflect-reflect match calibration," US7908107 B2, 15-Mar-2011.
- [5] WinCal XE, Cascade Microtech, Inc., Beaverton, OR. (Available Fall 2006).
- [6] D. K. Rytting, "Network Analyzer Accuracy Overview," in *ARFTG Conference Digest-Fall, 58th*, 2001, vol. 40, pp. 1–13.
- [7] S. Rehnmark, "On the Calibration Process of Automatic Network Analyzer Systems (Short Papers)," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 22, no. 4, pp. 457–458, avril 1974.
- [8] Agilent Hewlett Packard, « Specifying calibration Standards for the HP 8510 Network Analyzer », Product Note 8510-5a, Feb.1988.
- [9] S. A. Wartenberg, *RF Measurements of Die and Packages*. Artech House, 2002.
- [10] M. Imparato, T. Weller, and L. Dunleavy, "On-wafer calibration using space-conservative (SOLT) standards," in *Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International*, 1999, vol. 4, pp. 1643–1646 vol.4.
- [11] Cascade Microtech« A-guide to better VNA calibration for prob tip d Measurements » Cascade Microtech Technical Brief, 1994..
- [12] H. J. Eul and B. Schiek, "Reducing the number of calibration standards for network analyzer calibration," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 40, no. 4, pp. 732–735, août 1991.
- [13] H. J. Eul and B. Schiek, "A generalized theory and new calibration procedures for network analyzer self-calibration," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 39, no. 4, pp. 724–731, avril 1991.
- [14] R. B. Marks, "A multiline method of network analyzer calibration," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 39, no. 7, pp. 1205–1215, Jul. 1991.
- [15] H. J. Eul and B. Schiek, "Thru-Match-Reflect: One Result of a Rigorous Theory for De-Embedding and Network Analyzer Calibration," in *Microwave Conference, 1988. 18th European*, 1988, pp. 909–914.

- [16] D. Pasquet, “Mesures en hyperfréquences”, Hermès Ed, Londre 2004.
- [17] A. Davidson, K. Jones, and E. Strid, “LRM and LRRM Calibrations with Automatic Determination of Load Inductance,” in *ARFTG Conference Digest-Fall, 36th*, 1990, vol. 18, pp. 57–63.
- [18] F. Purroy and L. Pradell, “New theoretical analysis of the LRRM calibration technique for vector network analyzers,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 50, no. 5, pp. 1307–1314, Oct. 2001.

ANNEXES CHAPITRE 1:

Annexe 1 : Les différents types de matrices et les conditions d'utilisations :

	S	Z	Y	H	A	
S	$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$	$S_{11} = \frac{(Z_{11}-1)(Z_{22}+1)-Z_{12}Z_{21}}{(Z_{11}+1)(Z_{22}+1)-Z_{12}Z_{21}}$ $S_{12} = \frac{2Z_{12}}{(Z_{11}+1)(Z_{22}+1)-Z_{12}Z_{21}}$ $S_{21} = \frac{2Z_{21}}{(Z_{11}+1)(Z_{22}+1)-Z_{12}Z_{21}}$ $S_{22} = \frac{(Z_{11}-1)(Z_{22}-1)-Z_{12}Z_{21}}{(Z_{11}+1)(Z_{22}+1)-Z_{12}Z_{21}}$		$S_{11} = \frac{(1-Y_{11})(1+Y_{22})+Y_{12}Y_{21}}{(1+Y_{11})(1+Y_{22})-Y_{12}Y_{21}}$ $S_{12} = \frac{-2Y_{12}}{(1+Y_{11})(1+Y_{22})-Y_{12}Y_{21}}$ $S_{21} = \frac{-2Y_{21}}{(1+Y_{11})(1+Y_{22})-Y_{12}Y_{21}}$ $S_{22} = \frac{(1+Y_{11})(1-Y_{22})+Y_{12}Y_{21}}{(1+Y_{11})(1+Y_{22})-Y_{12}Y_{21}}$	$S_{11} = \frac{(h_1-1)(h_{22}+1)-h_2h_{21}}{(h_1+1)(h_{22}+1)-h_2h_{21}}$ $S_{12} = \frac{2h_{12}}{(h_1+1)(h_{22}+1)-h_2h_{21}}$ $S_{21} = \frac{-2h_{21}}{(h_1+1)(h_{22}+1)-h_2h_{21}}$ $S_{22} = \frac{(h_1+1)(h_{22}-1)+h_2h_{21}}{(h_1+1)(h_{22}+1)-h_2h_{21}}$	$S_{11} = \frac{A+B-C-D}{A+B+C+D}$ $S_{12} = \frac{2(AD-BC)}{A+B+C+D}$ $S_{21} = \frac{2}{A+B+C+D}$ $S_{22} = \frac{-A+B-C+D}{A+B+C+D}$
Z	$Z_{11} = \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{21}S_{12}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{21}S_{12}}$ $Z_{12} = \frac{2S_{12}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{21}S_{12}}$ $Z_{21} = \frac{2S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{21}S_{12}}$ $Z_{22} = \frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{21}S_{12}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{21}S_{12}}$	$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}$		$\begin{bmatrix} Y_{22} & -Y_{12} \\ \Delta^Y & \Delta^Y \\ -Y_{21} & Y_{11} \\ \Delta^Y & \Delta^Y \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \Delta^A & h_{12} \\ h_{22} & h_{22} \\ -h_{22} & 1 \\ h_{22} & h_{22} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} A & \Delta^A \\ C & C \\ 1 & D \\ C & C \end{bmatrix}$
Y	$Y_{11} = \frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{21}S_{12}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{21}S_{12}}$ $Y_{12} = \frac{2S_{12}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{21}S_{12}}$ $Y_{21} = \frac{-2S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{21}S_{12}}$ $Y_{22} = \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{21}S_{12}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{21}S_{12}}$	$\begin{bmatrix} Z_{22} & -Z_{12} \\ \Delta^Z & \Delta^Z \\ -Z_{21} & Z_{11} \\ \Delta^Z & \Delta^Z \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$		$\begin{bmatrix} 1 & h_{12} \\ h_{11} & h_{11} \\ h_{21} & \Delta h \\ h_{11} & h_{11} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} D & -\Delta^A \\ B & B \\ -1 & A \\ B & B \end{bmatrix}$
H	$h_{11} = \frac{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{21}S_{12}}{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{21}S_{12}}$ $h_{12} = \frac{2S_{12}}{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{21}S_{12}}$ $h_{21} = \frac{-2S_{21}}{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{21}S_{12}}$ $h_{22} = \frac{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{21}S_{12}}{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{21}S_{12}}$	$\begin{bmatrix} \Delta^Z & Z_{12} \\ Z_{22} & Z_{22} \\ -Z_{21} & 1 \\ Z_{22} & Z_{22} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & -Y_{12} \\ Y_{11} & Y_{11} \\ Y_{21} & \Delta Y \\ Y_{11} & Y_{11} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} B & \Delta^A \\ D & D \\ -1 & -C \\ D & D \end{bmatrix}$	
A	$A = \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{21}S_{12}}{2S_{21}}$ $B = \frac{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{21}S_{12}}{2S_{21}}$ $C = \frac{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{21}S_{12}}{2S_{21}}$ $D = \frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{21}S_{12}}{2S_{21}}$	$\begin{bmatrix} Z_{11} & \Delta^Z \\ Z_{21} & Z_{21} \\ 1 & Z_{22} \\ Z_{21} & Z_{21} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -Y_{22} & -1 \\ Y_{21} & Y_{21} \\ -\Delta^Y & -Y_{11} \\ Y_{21} & Y_{21} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -\Delta^A & -h_{11} \\ h_{21} & h_{21} \\ -h_{22} & -1 \\ h_{21} & h_{21} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ -i_2 \end{bmatrix}$	

CHAPITRE 2 CARACTERISATION ET
MODELISATION DES TRANSISTORS A BASE
DE GRAPHENE

TABLE DES MATIÈRES

CHAPITRE 2	CARACTERISATION ET MODELISATION DES TRANSISTORS A	
	BASE DE GRAPHENE	46
II.1.	INTRODUCTION :	50
II.2.	PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UN TRANSISTOR À EFFET DE CHAMP À BASE DE	
	GRAPHÈNE (GFET):	52
II.3.	PRÉSENTATION DE L'ÉCHANTILLON CARACTÉRISÉ :	53
II.4.	CARACTÉRISATION EN RÉGIME STATIQUE :	55
II.4.1.	CARACTÉRISTIQUE $I_{DS}(V_{GS})$ ET G_M STATIQUE :	55
II.4.2.	$I_{DS}(V_{DS})$ ET G_D STATIQUE :	59
II.5.	MESURES ET PERFORMANCE EN RÉGIME DYNAMIQUE:	60
II.5.1.	PRÉSENTATION DU SCHÉMA ÉQUIVALENT PETIT SIGNAL:	60
II.5.2.	CARACTÉRISATION DU TRANSISTOR AU PLAN DE DUT :	63
II.5.3.	ÉPLUCHAGE « OPEN » ET PERFORMANCES AU NIVEAU DU PLAN EXTRINSÈQUE : .	68
II.5.4.	NOUVELLE PROCÉDURE D'ÉPLUCHAGE ET PERFORMANCE AU PLAN INTRINSÈQUE :	
	70	
II.6.	OPTIMISATION DES PERFORMANCES DES GFETS :	85
II.7.	ÉTAT DE L'ART DES TRANSISTORS EN GRAPHÈNE :	86
II.7.1.	LE GRAPHÈNE :	86
II.8.	CONCLUSION :	90
	REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES:	92
	ANNEXES CHAPITRE 2:	95

Liste des tableaux

Tableau 1 : caractéristiques de l'échantillon GF26..... 54
 Tableau 2 : Paramètres du schéma équivalent..... 80
 Tableau 3 : Influence de la transconductance et de la conductance de sortie sur les performances des GFETs 85
 Tableau 4 : Etat de l'art des fréquences de coupure transistor à base de graphène..... 88

Liste des figures

Figure 1 Schéma du transistor à effet de champ à base de graphène 52
 Figure 2 Caractéristique de transfert d'un transistor GFET montrant le courant drain-source I_{DS} en fonction de la tension entre la grille et la source V_{GS} 53
 Figure 3 : Image MEB d'un GNRfet grille en « Té » ($W=6\mu m$, $L_{DS}=0.6\mu m$, $L_g=75nm$ avec rubans de 30nm tous les 50nm) réalisé sur l'échantillon GF26 54
 Figure 4 : Schématisation du banc de mesure 55
 Figure 5 : Problème observe sur les mesures $I_{DS}(V_{GS})$ 56
 Figure 6 : évolution des grandeurs R_{DS} et I_{DS} en fonction de V_{GS} pour une tension $V_{DS}=10mV$ 57
 Figure 7 : (a) Évolution du courant I_{GS} en fonction de V_{GS} (b) Évolution de la transconductance statique en fonction de V_{GS} 58
 Figure 8 : (a) I_{DS} en fonction de V_{DS} , (b) conductance de sortie statique 59
 Figure 9 : conductance statique pour $V_{GS} = 1,1 V$ 60
 Figure 10 : Localisation physique des différents éléments composant le schéma équivalent . 61
 Figure 11 : Schéma équivalent petit signal d'un GFET 61
 Figure 12 : Organigramme de la procédure d'épluchage d'un GFET 63
 Figure 13 : Identification du plan de mesure du DUT 64
 Figure 14: Mesures du transistor I_5 dans le plan DUT..... 66
 Figure 15: Eléments extrinsèques du schéma équivalent 67
 Figure 16 : Identification du plan extrinsèque du transistor..... 68
 Figure 17: (a)Structure PAD ;(b) Schéma bloc de la structure PAD 69
 Figure 18 : Capacités extrinsèques en fonction de la fréquence obtenues à partir d'une structure « PAD » sur l'échantillon GF26. 70
 Figure 19 : (a)Structure MUTE ;(b) Schéma bloc de la structure MUTE..... 71
 Figure 20 : Comparaison entre mesures et modèle de la structure « MUTE » 73
 Figure 21 : (a)localisation des différents éléments physiques restant après l'épluchage des éléments des accès coplanaires ; (b) Schéma équivalent après l'épluchage des capacités..... 74
 Figure 22: Epluchage des résistances d'accès 76
 Figure 23 : (a)Structure Short graphène ;(b) Schéma bloc de la structure Short graphène ... 77
 Figure 24: (a)Résistance R_{GD} en fonction de V_{GD} mesurée sur le motif short Graphène ; (b) Résistance R_{GS} en fonction de V_{GS} mesurée sur le motif short Graphène 78
 Figure 25: (a) Evolution des résistances R_G , R_D et R_S en fonction de la fréquence obtenues à partir du motif short Graphène ; (b) Evolution des inductances L_G , L_D et L_S en fonction de la fréquence obtenues à partir du motif short Graphène 79
 Figure 26 : Schéma équivalent petit signal de la partie intrinsèque d'un GFET 80
 Figure 27: Modèle et mesures du transistor I_5 dans le plan DUT 82
 Figure 28 : (a)Différence en pourcentage des transconductances mesurées en DC et en AC sur différents transistors ; (b) Valeurs des transconductances mesurées en DC et en AC sur différents transistors..... 83
 Figure 29 : figures de mérite dans le plan intrinsèque et extrinsèque 84
 Figure 30 : Etat de l'art de fréquences de coupure du gain en courant $[f]_t$ des transistors en graphène en fonction de la longueur de grille L_g pour différentes méthodes de croissance .. 87

Figure 31 : Etat de l'art de fréquences maximales d'oscillation f_{max} des transistors en graphène en fonction de la longueur de grille L_g 88

Figure 32: Schéma équivalent de la structure Short..... 95

Figure 33: Schéma équivalent de la structure Short épluchée 96

Figure 34: Structure Short 97

II.1. INTRODUCTION :

Les techniques de caractérisations usuelles utilisées actuellement pour caractériser les transistors à effet de champ et extraire leurs paramètres physiques associés ne permettent pas de les transposer intégralement à l'analyse des transistors à base de graphène (GFETs). Compte tenu de l'absence de largeur de bande interdite dans le graphène et le caractère ambipolaire des dispositifs GFETs, les méthodes de caractérisations standards présentent donc diverses limitations pour l'étude des composants à base de graphène. Ainsi, au cours de ce chapitre, une attention particulière sera portée sur les techniques de caractérisations des transistors GFETs étudiés dans le cadre de cette thèse.

Après avoir présenté brièvement le principe de fonctionnement des transistors GFETs, on s'attachera à l'étude de leur caractérisation en régime statique. Cette dernière permet en outre d'avoir un premier aperçu des performances des transistors à travers l'exploitation de différents paramètres électriques que nous évoquerons ultérieurement.

Dans un deuxième temps, on fera état des analyses en régime hyperfréquence des dispositifs GFETs. Afin de comprendre l'évolution des propriétés caractéristiques des composants en fonction de la fréquence, il est utile d'étudier leur comportement en régime petit-signal. La modélisation électrique d'un composant GFETs est obtenue à travers l'élaboration d'un schéma équivalent où chaque partie « physique » du transistor correspond à un élément localisé. Dans ce sens, nous proposerons un modèle petit-signal relatif aux composants GFETs prenant en considération l'évolution des différents éléments en fonction de la fréquence. En particulier, on s'intéressera à l'extraction des éléments du schéma équivalent nécessitant au préalable une procédure d'épluchage afin de délimiter l'étude du transistor au plan intrinsèque. En l'occurrence, nous avons développé une technique d'épluchage basée sur l'utilisation de trois dispositifs (open/short/short-graphène) permettant de déterminer et d'éliminer l'influence des capacités extrinsèques et des résistances d'accès. Cette démarche constructive nous conduira enfin à comparer le modèle développé avec les résultats expérimentaux déterminés.

Enfin, la dernière partie de ce chapitre est consacrée à l'optimisation d'un point de vue électrique des dispositifs GFETs. L'accent sera mis sur la compréhension des éléments du schéma équivalent permettant d'améliorer les performances statiques et hyperfréquences des transistors. En particulier, les critères de performances considérés seront centrés sur l'impact de la transconductance, de la conductance de sortie et des résistances d'accès. Cette étude permettra par conséquent un processus de retour d'information sur l'élaboration et

l'optimisation des procédés technologiques employés dans le cadre de la fabrication des composants GFETs.

II.2. Principe de fonctionnement d'un transistor à effet de champ à base de graphène (GFET):

Un transistor FET est constituée d'une grille isolée du semi-conducteur (dans notre cas c'est le graphène) par une couche diélectrique (oxyde) et deux électrodes en contact direct avec le canal appelés source et drain (*Figure 1*). Le principe de base repose sur la modulation de la densité de porteurs dans le canal en l'occurrence le graphène au moyen d'un champ électrique généré au niveau de la grille. L'application d'une différence de potentiel entre les contacts de source et de drain génère par conséquent l'apparition d'un courant collecté au niveau du contact de drain.

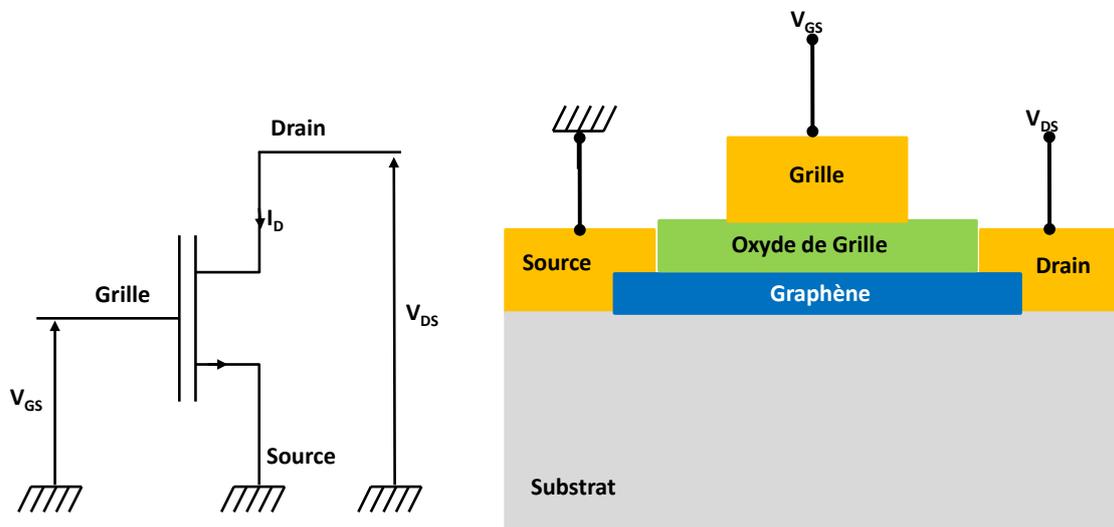


Figure 1 Schéma du transistor à effet de champ à base de graphène

Dans le cas d'un transistor à base de graphène, la conduction est assurée par deux types de porteurs (Cf. *Figure 2*):

- Pour $V_{DS} = Cte$ et $V_{GS} > V_{Dirac}$, la conduction est assurée par les électrons
- Pour $V_{DS} = Cte$ et $V_{GS} < V_{Dirac}$, la conduction est assurée par les trous
- Pour $V_{DS} = Cte$ et $V_{GS} = V_{Dirac}$, on a une valeur minimale de courant donc un maximum de résistance et ce point est appelé : le point de Dirac. Il correspond à la valeur de résistance R_{DS} maximale.

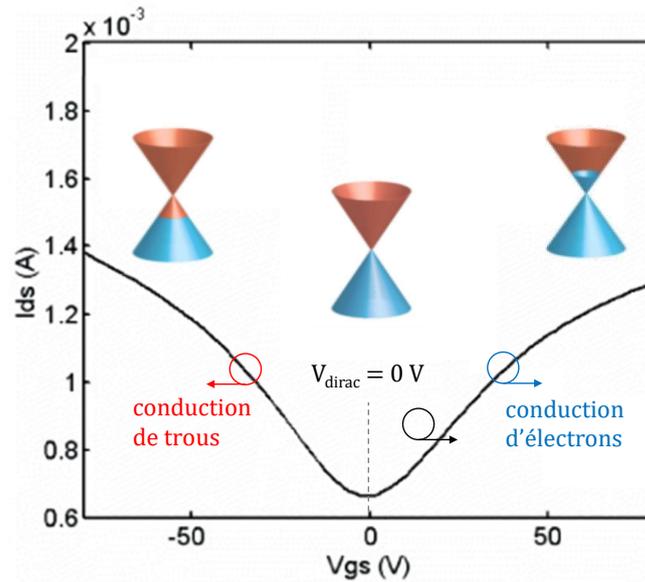


Figure 2 Caractéristique de transfert d'un transistor GFET montrant le courant drain-source I_{DS} en fonction de la tension entre la grille et la source V_{GS}

II.3. Présentation de l'échantillon caractérisé :

L'échantillon GF26 présente 3 types de transistors à base de graphène : GFET, GNR-FET et Nanomech FET. La croissance du graphène bicouche est effectuée sur un substrat SiC face silicium avec une intercalage d'une couche d'hydrogène pour découpler le graphène du substrat. L'ensemble des transistors dispose de deux doigts de grille en T.

Cette partie porte sur l'étude des transistors de type GNR-FETs au moyen de caractérisation en régime statique et en régime hyperfréquence. L'étude sera centrée sur un composant de topologie ($W=6\mu\text{m}$, $L_{DS}=0,6\mu\text{m}$ et $L_g=75\text{nm}$) de largeur des rubans de 50 nm et un espacement entre les rubans de 30nm présenté sur la *Figure 3*.

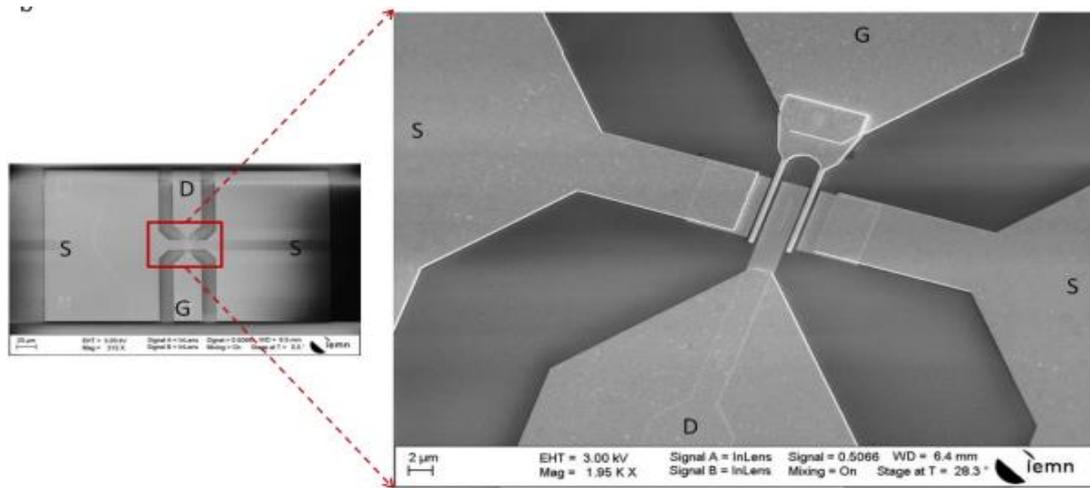


Figure 3 : Image MEB d'un GNR-FET grille en « Té » ($W=6\mu\text{m}$, $L_{DS}=0.6\mu\text{m}$, $L_g=75\text{nm}$ avec rubans de 30nm tous les 50nm) réalisé sur l'échantillon GF26

Les mesures des motifs TLM et des trèfles de Hall ont donnés une valeur de résistance de contact $R_C.W = 990 \Omega.\mu\text{m}$ et une valeur de résistance carrée $R_{\square} = 377 \text{ Ohm/carré}$. La valeur de la mobilité est $\mu = 2600 \text{ cm}^2/\text{V.s}$.

Le *Tableau 1* résume les différentes caractéristiques mesurées sur GF26 :

Tableau 1 : caractéristiques de l'échantillon GF26

Mobilité ($\text{cm}^2/\text{V.s}$)	2600
Résistance carrée (Ohm/sq)	377
Résistance de contact $R_C.W$ ($\text{Ohm}.\mu\text{m}$)	990
Nombre de couches de graphène	2
Longueur de grille (nm)	100
Largeur de grille (μm)	6
Distance entre Drain et Source (μm)	0,6

La fabrication des rubans nécessite la gravure du graphène, cette méthode constitue un moyen technologique efficace, comme l'atteste les nombreuses publications, pour l'ouverture d'une largeur de bande interdite dans le graphène et augmenter le rapport I_{on} / I_{off} . Théoriquement, il a été démontré que ce dernier conduit à une dégradation significative de la mobilité. Une largeur de bande interdite d'énergie de 400meV est atteinte en utilisant des rubans de graphène très étroits. Cependant, comme souligné précédemment, les rubans du GNR-FET

étudiés sont de largeur 50 nm avec un espacement de 30 nm, ce qui est trop grand pour ouvrir une largeur de bande interdite. L'écart d'énergie est inversement proportionnel à la largeur du ruban de graphène. Il faut donc que la largeur du ruban soit très faible (inférieur à 20 nm) pour qu'on puisse avoir vraiment une largeur de bande interdite d'énergie.

II.4. Caractérisation en régime statique :

La caractérisation en régime statique est une étape préliminaire pour tout type de dispositifs relevant d'une étude. Elle révèle le fonctionnement du transistor en régime statique et conditionne ses performances hyperfréquences.

Cette section est dédiée aux résultats de mesures statiques d'un transistor graphène Nano Ruban FET épitaxié. La meilleure valeur de transconductance a été reportée sur le composant i5 (de 50nm tous les 30nm) à $V_{DS} = 300$ mV. Nous avons donc choisi d'analyser les résultats de ce composant.

II.4.1. Caractéristique $I_{ds}(V_{gs})$ et G_m statique :

La configuration du banc est présentée sur la figure suivante :

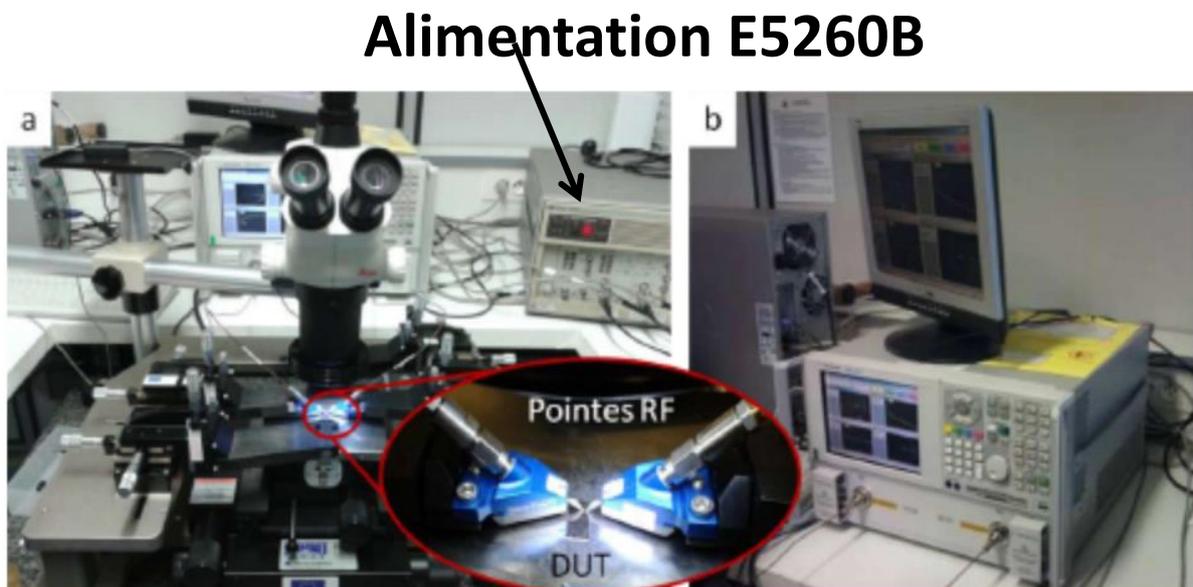


Figure 4 : Schématisation du banc de mesure

La première mesure effectuée sur les transistors est une caractérisation en régime continu. Elle permet une première sélection des différents composants et la connaissance pour les mesures ultérieures en régime de fonctionnement hyperfréquences des points de polarisation désirés. Le banc de mesures utilisé est montré sur la *Figure 4*. Ces mesures sont effectuées à l'aide d'une alimentation programmable commercialisée par Agilent (keysight) E5260B. Celle-ci est connectée sur les Té de polarisation internes du VNA pour coupler les deux voies RF et DC. Le tout est connecté à un ordinateur à travers les bus GPIB et piloté par le logiciel ICCAP. Outre les facilités d'acquisition et de représentation de graphes désirés, l'intérêt de ce logiciel réside dans l'existence de possibilités de protection en courant et en tension des composants.

En termes de mesures statique, on a observé au cours de la caractérisation des GFETs un impact des paramètres des stimuli électriques appliqués au transistor comme le montre la *Figure 5*. En effet, il apparait lors de la mesure directe du composant une variation abrupte du courant de drain due essentiellement à l'instabilité du composant. Pour contourner ce problème, il a donc fallu ajuster dans le programme de mesure les paramètres dits de « hold_{time} » et « delay_{time} » représentant respectivement le temps d'application de la tension souhaitée avant le début de la mesure et le temps d'attente entre deux mesures successives. Les conditions optimales permettant d'observer une variation rigoureuse du courant de drain, comme décrit précédemment, ont donc été déterminés comme suit : hold_{time} = 4s et delay_{time} = 30ms. Ce phénomène peut être, en partie, associé aux effets de « charge » du composant engendrés par les impuretés présentes au sein de la structure cristalline du graphène.

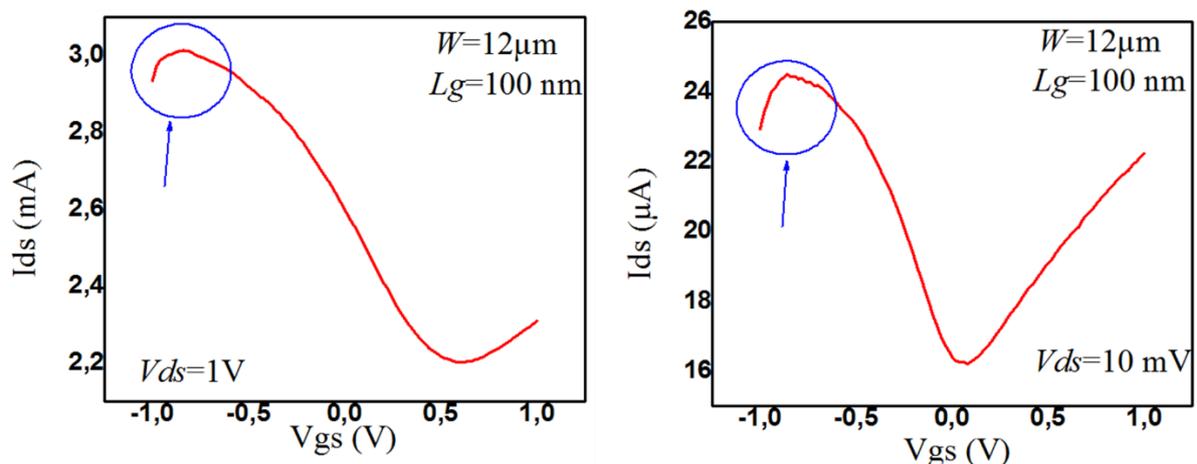


Figure 5 : Problème observé sur les mesures $I_{ds}(V_{gs})$

Une première mesure à une faible tension entre Drain et Source à $V_{ds}=10$ mV et pour une tension V_{GS} variant entre 0V et 1.5V a été effectuée (*Figure 6*) pour tracer la variation de la

résistance $R_{ds} = V_{DS}/I_{DS}$ en fonction de V_{GS} et pousser la tension de grille au maximum pour repérer la position du point de Dirac sans endommager le transistor.

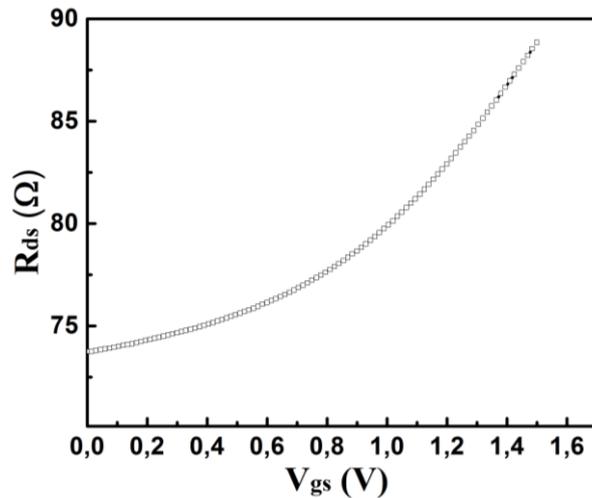


Figure 6 : évolution des grandeurs R_{DS} et I_{DS} en fonction de V_{GS} pour une tension $V_{DS}=10mV$

On remarque que le point de Dirac, théoriquement, supposé centrer à $V_{GS}=0V$ (voir *Figure 2*) se situe après 1,5V. Cela provient du dopage de graphène de type P, compte tenu du décalage du point de Dirac les tensions V_{GS} positives.

Après un balayage de V_{GS} sur un transistor de test, on a trouvé qu'on risque d'endommager l'oxyde de grille si on dépasse une tension de grille $V_{GS}= 1,5V$. La tension V_{GS} de GNRFET a été maintenue inférieure à 1,5V afin de ne pas détériorer le dispositif. Le dépôt de la couche d'oxyde sur le graphène est un enjeu très important de la technologie des transistors à effet de champ à base de graphène, compte tenu la structure atomique particulière de graphène rend très difficile de croître une couche d'oxyde de haute qualité et d'épaisseur maîtrisée.

La valeur de la résistance R_{ds_Dirac} maximale se situe au point de Dirac et est de valeur de 90 Ω. A $V_{GS} = 0V$, la résistance présentée $R_{ds0} = 72 \Omega$ doit être cohérente avec les mesures obtenues sur les motifs TLM. La valeur de résistance calculée à partir des mesures TLM est $R_{ds_TLM} = 182 \Omega$.

On comparant ces résultats, on a remarqué qu'il y a une différence entre la valeur estimée à partir des mesures TLM et la valeur mesurée sur le transistor. Cette variation s'explique par la non uniformité du dopage sur la surface de l'échantillon et aussi par l'effet de charge de surface sur les motifs TLM qui se modélisent par une tension de grille non nulle.

Le point de Dirac est situé au-delà de $V_{GS} = 1,5V$, ce décalage vers les tensions Grille-source positives traduit un dopage de type p du graphène, ce qui implique une conduction par des trous.

Les caractéristiques courant I_{DS} et transconductance statique G_M mesurées en fonction de V_{GS} du G NRFET sont présentées dans la *Figure 7 (a)* et la *Figure 7 (b)* pour V_{GS} variant de 0V à 1.5V à une tension V_{DS} constante de 300 mV.

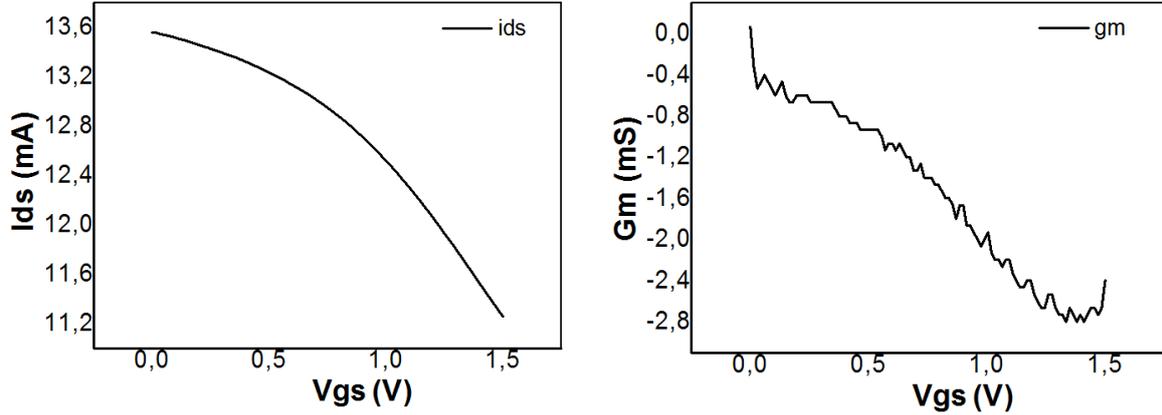


Figure 7 : (a) Évolution du courant I_{GS} en fonction de V_{GS} (b) Évolution de la transconductance statique en fonction de V_{GS}

La valeur de courant I_{ds} obtenue sur ce transistor est $I_{dsmax} = 13,5 mA$ à $V_{GS} = 0V$ pour $V_{DS} = 300mV$. La variation de courant est de 18,5%. La *Figure 7 (b)* montre une valeur maximale de transconductance $g_{mmax} = 2,7 mS$ trouvée à $V_{GS} = 1,3V$.

Les résistances de contact R_c et d'accès R_a ont une influence non négligeable sur la transconductance statique. Cette influence se traduit par une différence entre la tension V_{DS} appliquée et la tension disponible dans le canal. On peut estimer cette baisse de tension par l'expression suivante :

$$V_{ch} = \left(\frac{R_{ch}}{2 \cdot (R_c + R_a) + R_{ch}} \right) \cdot V_{DS} \quad (1.1)$$

Avec V_{ch} la tension dans le canal, R_{ch} la résistance du canal, R_c la résistance de contact et R_a la résistance entre la grille et la source (ou entre le drain et la source).

Afin de contourner ce problème, il faut imposer la condition suivante sur les résistances:

$$R_a + R_c \ll R_{ch} \quad (1.2)$$

Plusieurs travaux d'optimisation ont proposés des solutions pour réduire les valeurs de résistances d'accès comme l'auto-alignement de la grille et effectuer des gravures localisées dans le graphène pour réduire la valeur de la résistance de contact.

II.4.2. $I_{ds}(V_{ds})$ et G_d statique :

La caractéristique de transfert $I_{ds} = f(V_{ds})$ consiste à mesurer le courant I_{ds} en fonction de la tension drain-source pour différentes V_{gs} . Cette mesure permet de voir s'il y a un pincement et ainsi de déterminer la valeur statique de la conductance de sortie du transistor g_{ds} .

La conductance de sortie g_{ds} correspondant à l'effet de la résistance de canal, son expression est le rapport entre les variations du courant Drain-Source I_{ds} et la variation de tension entre le drain et la source V_{ds} pour une tension V_{gs} constante :

$$g_{ds} = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{GS} = Cst} \quad (1.3)$$

Cette mesure a été effectuée pour un V_{DS} allant de 0 à 300mV et pour des tensions V_{GS} variant dans l'intervalle [0V, 1.5V]. Les résultats de mesures sont présentés sur la *Figure 8*.

Aucune saturation n'est obtenue, ce qui montre l'absence de largeur de bande interdite. La recherche d'un courant de saturation à de plus fortes polarisations entraîne irrémédiablement la dégradation de l'oxyde.

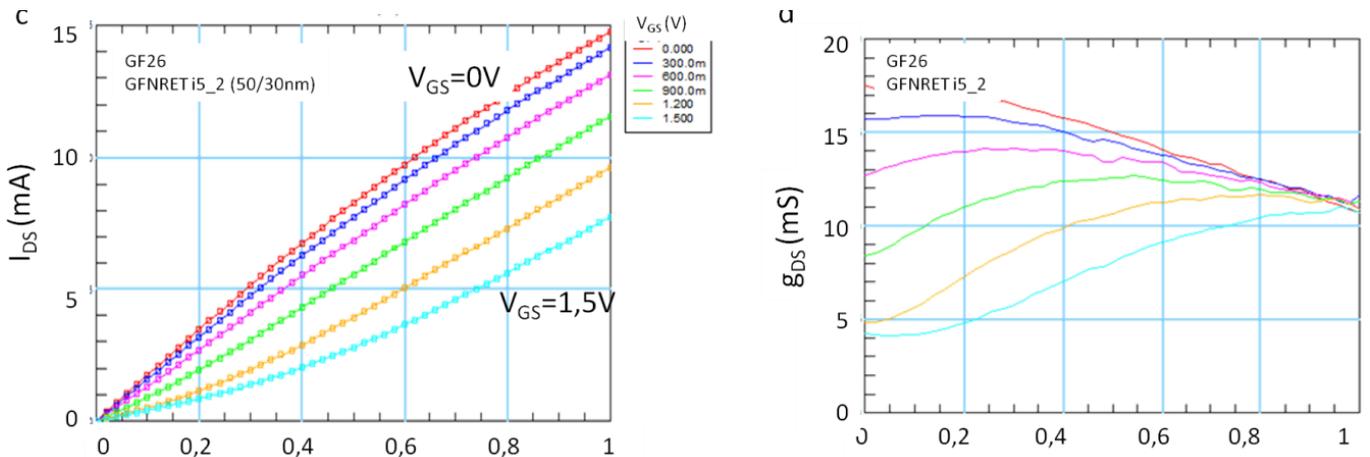


Figure 8 : (a) I_{ds} en fonction de V_{ds} , (b) conductance de sortie statique

La valeur de la conductance de sortie pour $V_{gs} = 1.1V$ est présentée sur la *Figure 9*. A $V_{ds} = 300 mV$, la valeur de la conductance est $g_{ds} = 13 mS$. Cette valeur trop élevée indique que la résistance de graphène est relativement faible.

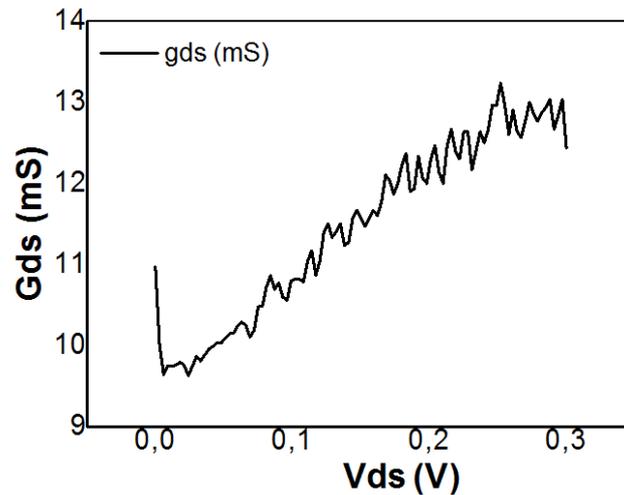


Figure 9 : conductance statique pour $V_{gs} = 1,1 V$

II.5. Mesures et performance en régime dynamique:

II.5.1. Présentation du schéma équivalent petit signal:

En régime petit signal, le comportement hyperfréquence d'un transistor à effet de champ peut être modélisé par un schéma équivalent. Il est composé de plusieurs éléments localisés invariant en fonction de la fréquence et est valable pour un seul point de polarisation et simple à mettre en œuvre. La localisation physique des éléments du schéma équivalent petit signal d'un GFET est présentée sur la *Figure 10*.

La *Figure 11* présente le schéma équivalent d'un transistor à base de graphène (GFET), on peut décomposer ses éléments principalement en deux catégories :

- Éléments extrinsèques : correspondent aux éléments d'accès du composant et leurs valeurs sont indépendantes du point de polarisation.

- Éléments intrinsèques : décrivent le comportement de la zone active du transistor, ces éléments dépendent de la polarisation.

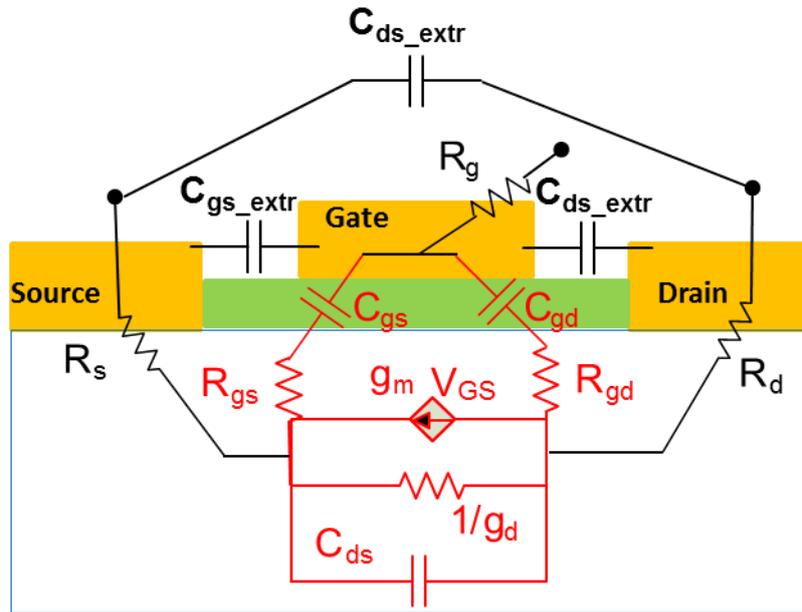


Figure 10 : Localisation physique des différents éléments composant le schéma équivalent

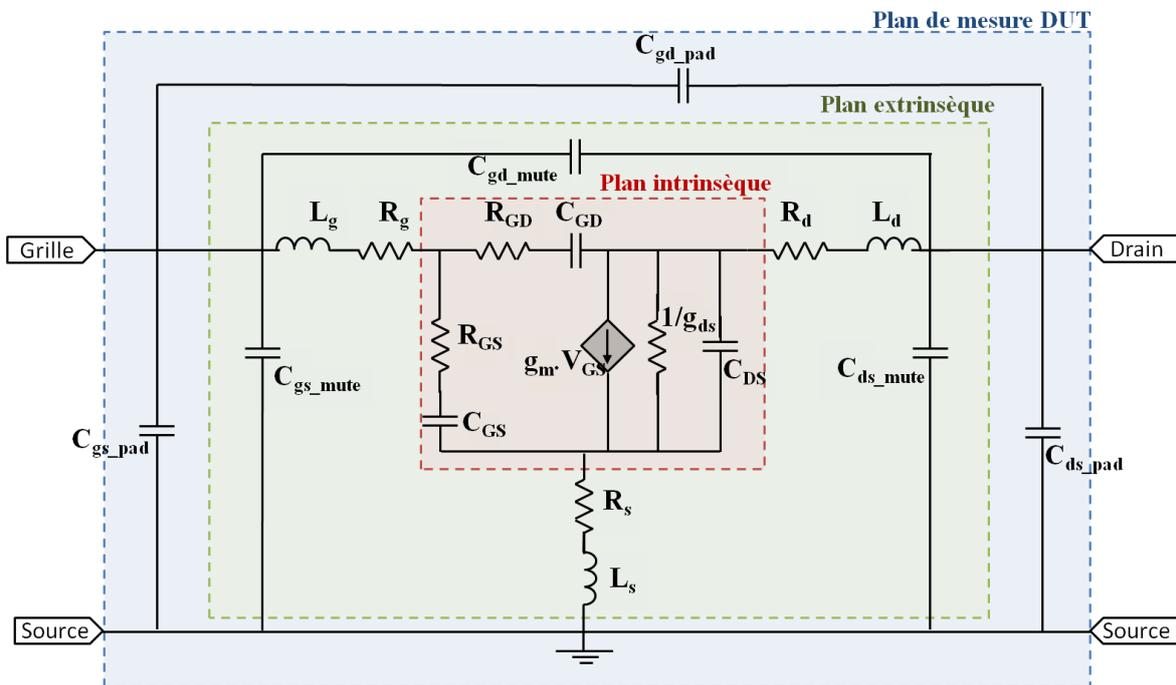


Figure 11 : Schéma équivalent petit signal d'un GFET

Le schéma équivalent permet d'avoir un retour sur la technologie du composant et sur les points à optimiser. Le deuxième intérêt concerne la conception de circuits. Dans ce qui suit

nous détaillons les méthodes d'extraction et la modélisation de ces éléments. Sur la *Figure 11*, on définit trois plans de références sur le schéma équivalent :

- Plan du DUT : présente les mesures brutes du composant.
- Plan extrinsèque : présente le comportement du composant si on enlève les différentes capacités des accès (C_{gs_mute} , C_{ds_mute} , C_{gd_mute} , C_{gs_pad} , C_{gd_pad} et C_{ds_pad}).
- Plan intrinsèque : Décrit le comportement de la partie active du composant sans la contribution des éléments extrinsèques (résistances et capacités).

Dans l'analyse de transistor, il est indispensable de remonter à la partie intrinsèque du composant. Cela va nous permettre de modéliser le transistor et de tracer l'évolution des différents éléments du schéma équivalent dans le but d'optimiser la technologie de fabrication. On a utilisé une procédure d'épluchage pour remonter au plan intrinsèque en utilisant d'autres structures qui ont permis de mener cette étude. La *Figure 12* présente un organigramme qui décrit les différentes étapes de la procédure :

- Deux structures dites « PAD » et « MUTE » sont utilisées pour déterminer les différentes capacités parasites. Pour remonter au plan extrinsèque, on effectue une simple soustraction des mesures effectuées sur le transistor et sur la « MUTE » après une transformation en matrice admittance.
- Le plan intrinsèque est obtenu en épluchant les résistances par la structure short graphène.

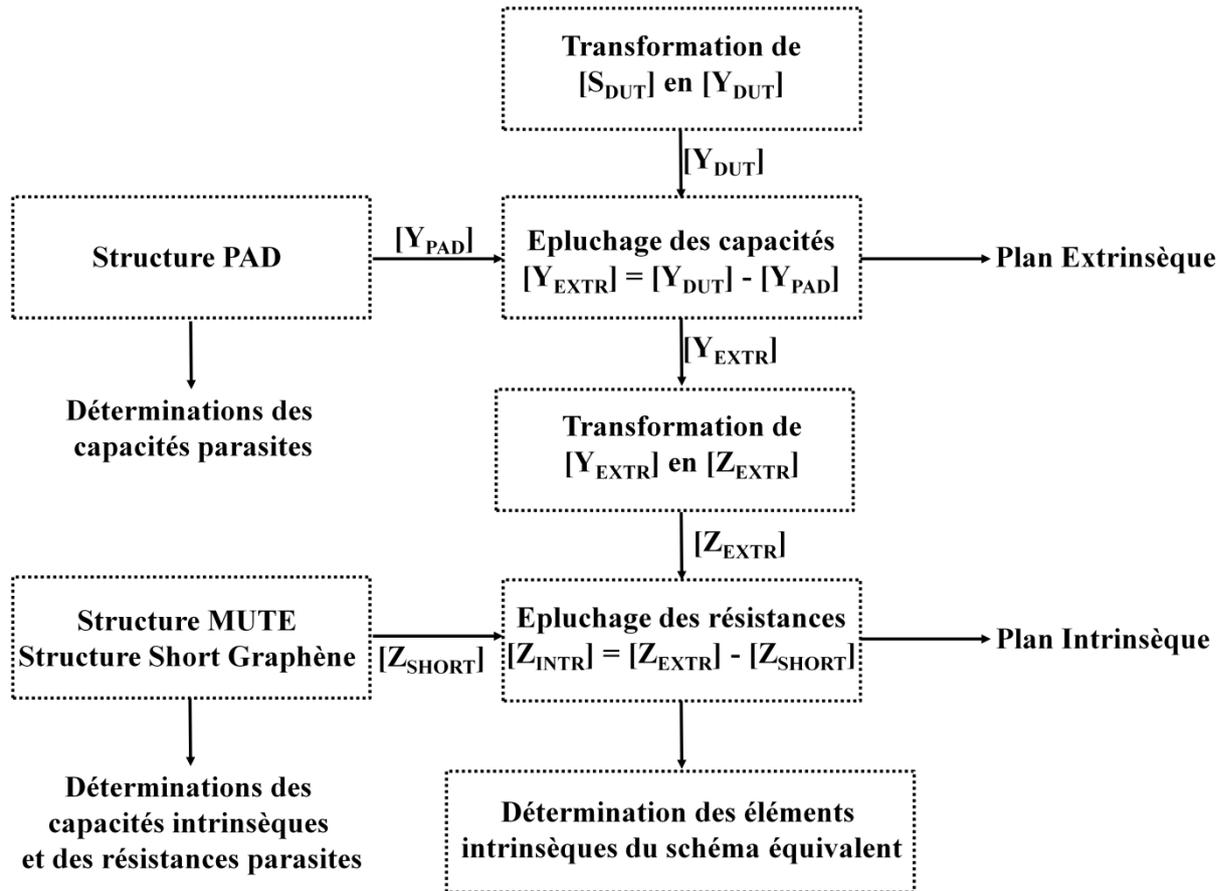


Figure 12 : Organigramme de la procédure d'épluchage d'un GFET

Au cours de cette étude, on va détailler les techniques d'extraction des différents éléments du schéma équivalent ainsi que la procédure d'épluchage. Les résultats obtenus sur le transistor I5 seront ainsi présentés.

II.5.2. Caractérisation du transistor au plan de DUT :

La caractérisation au plan du DUT est définie par un plan de référence situé au niveau des pointes RF comme illustré sur la *Figure 13*. Le traitement et les extractions sont effectués sur les données de mesures brutes des paramètres S_{ij} .

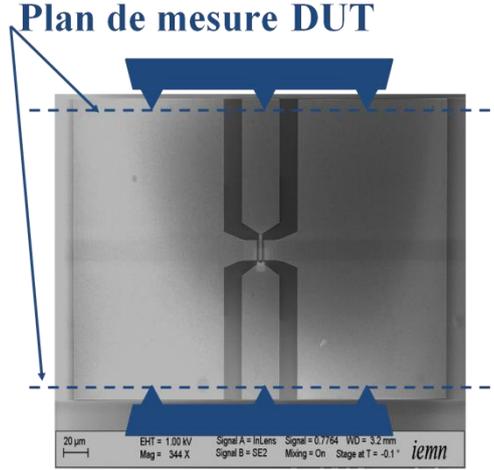


Figure 13 : Identification du plan de mesure du DUT

Pour évaluer les performances haute fréquence de FET de graphène, les mesures des paramètres S ont été effectuées de 250 MHz à 50 GHz en utilisant un analyseur de réseau vectoriel Agilent avec un calibrage LRRM (Line-Reflect-Reflect-Match).

La caractérisation des potentialités RF des transistors graphène se fait en reportant, dans les différents plans de mesures, les différents gains en fonction de la fréquence d'entrée du signal et en déterminant leurs fréquences de coupure.

Les mesures dynamiques s'effectuent autour d'un point de fonctionnement (V_{GS} et V_{DS}) optimal. On fait alors varier la tension de grille V_{GS} autour de la valeur pour laquelle la transconductance g_m est maximale pour différentes tensions drain-source fixées.

En général, les composants avec une plus faible longueur de grille L_g semblent présenter des fréquences de coupures de gain en courant plus élevées, et des f_{max} qui augmentent quand le développement W du transistor diminue.

Si un transistor est modélisé comme un réseau linéaire à 2 ports et représenté avec les paramètres S , la figure de mérite courante utilisée pour caractériser les dispositifs passifs est le gain de Mason (unilatéral), il correspond au MAG du transistor unilatéralisé, cela nécessite $S_{12} = 0$ qui peut être obtenu en ajoutant une boucle de neutrodynage entre la grille et le drain :

$$U = \frac{1}{2} K \frac{\left| \frac{S_{21}}{S_{12}} - 1 \right|^2}{\left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| - \operatorname{Re} \left(\frac{S_{21}}{S_{12}} \right)} \quad (1.4)$$

Une propriété du gain unilatéral, comme le prouve Mason, est que l'addition d'une capacité ou une inductance sans pertes autour du dispositif ne changera pas U .

Il suit une évolution en -20 dB/Décade, et permet de déterminer la fréquence d'oscillation maximale, au-delà de laquelle le transistor est passif à $U=1$ (0dB).

Sur le plan DUT, l'expression approximative de f_{\max} peut s'écrire sous la forme :

$$F_{\max_DUT} = \frac{F_{T_int}}{\sqrt{4 \cdot g_{ds} \cdot (R_s + R_g + R_{gs}) + 2 \cdot \frac{C_{gd}}{C_{gs}} \left[\frac{C_{gd}}{C_{gs}} + g_m \cdot (R_s + R_{gs}) \right]}} \quad (1.5)$$

Le gain en courant de court-circuit est défini comme le rapport du courant de sortie sur le courant d'entrée, à seule condition que la sortie soit court-circuitée peut être directement obtenu par simple passage de matrice [S] vers [H] (matrice hybride), voir [Y] (matrice admittance). Il suit une pente de -20 dB/décade.

$$|H_{21}| = \left| \frac{I_2}{I_1} \right|_{V_2=0} = \left| \frac{Y_{21}}{Y_{11}} \right| = \left| \frac{-2S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}} \right| \quad (1.6)$$

A 0 dB (H_{21})=1, la fréquence correspond à la fréquence de transition du gain en courant f_T .

Sur le plan DUT, l'expression approximative de f_T est la suivante :

$$F_{T_DUT} = \frac{G_m}{2 \cdot \pi \cdot \left\{ (C_{gs} + C_{gd}) \cdot [1 + g_{ds}(R_s + R_d)] + \frac{g_m \cdot C_{gd} \cdot (R_s + R_d)}{C_{gs} + C_{gd}} \right\}} \quad (1.7)$$

La première étape de mesure hyperfréquence consiste à évaluer les paramètres S au niveau du plan de référence des pointes. La *Figure 14* présente les évolutions des paramètres S_{DUT} du GNR-FET I_5 de l'échantillon GF26 pour $V_{GS} = 1.1 V$ et $V_{DS} = 300 mV$.

A partir des paramètres S mesurés, les courbes de gains $|H_{21}|$ et U peuvent donc être déterminées par les équations 1.4 et 1.6 et les fréquences de coupures f_t et f_{\max} reportées au plan de référence des pointes (DUT) sont $f_t = 19 GHz$ et $f_{\max} = 19 GHz$.

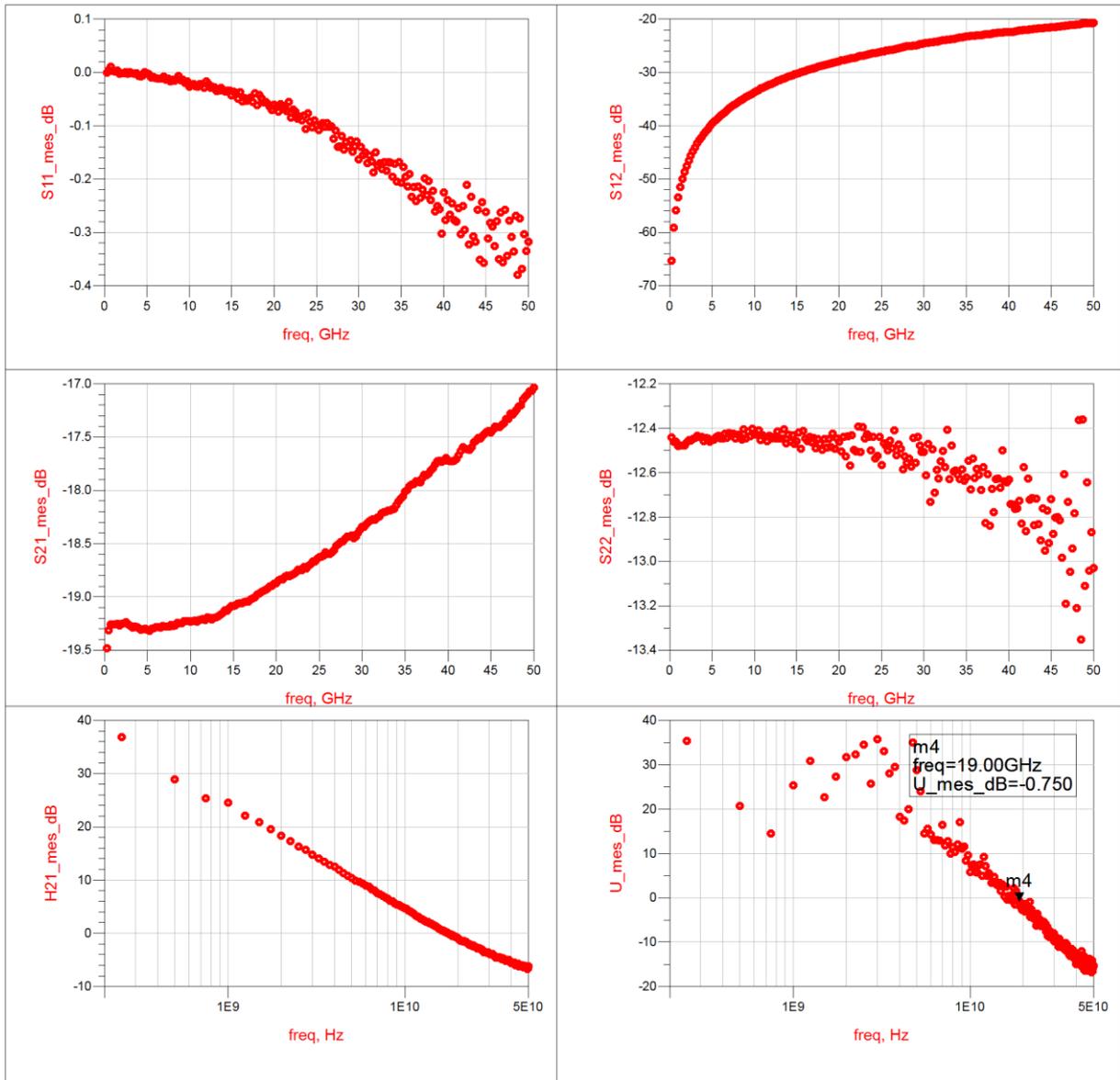


Figure 14: Mesures du transistor I5 dans le plan DUT

La Figure 14 montre l'évolution des quatre paramètres S_{ij} mesurés sur le transistor I5 ainsi que les gains H_{21} et U calculés. Le paramètre S_{21} présente le gain en tension qui traduit le rapport G_m/G_d . Sur le transistor I5, la valeur de S_{21} est de l'ordre de -19 dB, ce qui s'explique par la faible valeur de transconductance dynamique contre une valeur énorme de la conductance de sortie G_d .

Pour déterminer les performances du GFET dans les plans extrinsèque et intrinsèque, il faut épilucher tous les éléments parasites extrinsèques. La procédure d'extraction habituelle utilisée n'est plus valable sur les transistors à effet de champs à base de graphène.

La *Figure 15* montre les éléments extrinsèques du transistor. Deux types de capacités sont considérés :

- Les capacités relatives aux plots d'accès C_{gs_pad} , C_{gd_pad} et C_{ds_pad} .
- Les capacités entre les métallisations de grille et de drain C_{gd_mute} , entre les métallisations de grille et de source C_{gs_mute} et entre les métallisations de source et de drain C_{ds_mute} .

Les éléments parasites séries sont :

- La résistance de grille : elle provient uniquement de la résistance métallique et est notée R_{mg} (« m » : métallique).
- La résistance de drain : elle est composée d'une série de trois résistances, la résistance du plot métallique du drain, la résistance de contact entre la métallisation du drain et le graphène et la résistance d'accès du graphène reliant le plot et le canal.
- La résistance de la source : elle est composée d'une série de trois résistances, la résistance du plot métallique de la source, la résistance de contact entre la métallisation de la source et le graphène et la résistance d'accès du graphène reliant le plot et le canal.

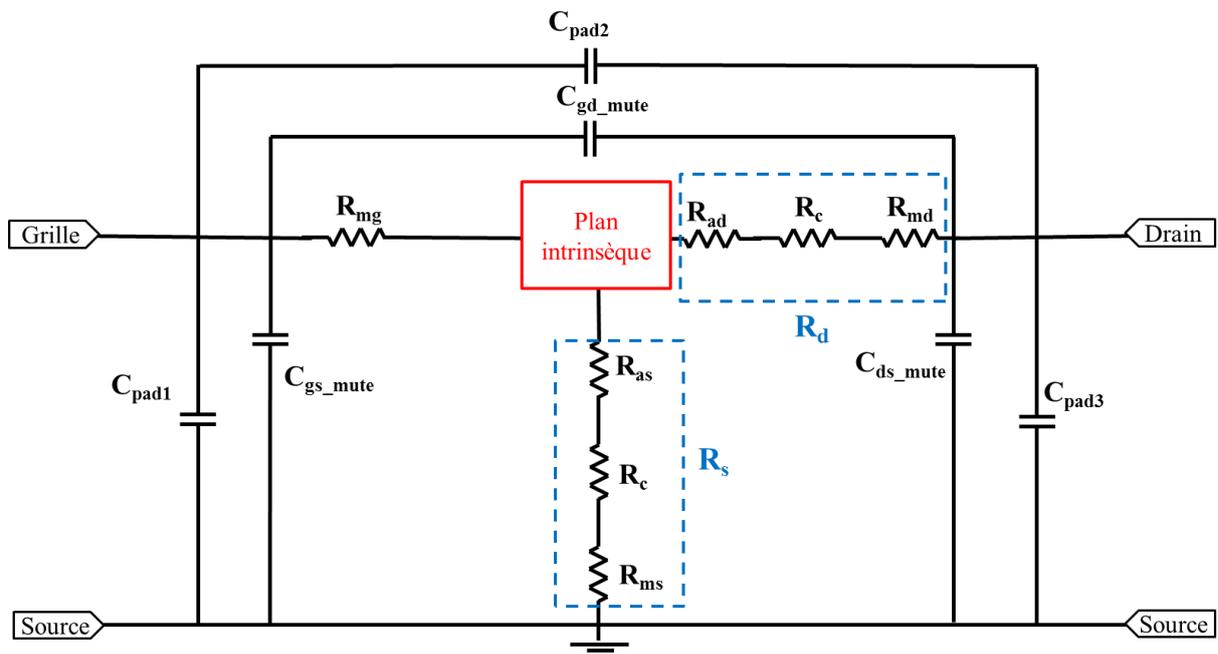


Figure 15: Eléments extrinsèques du schéma équivalent

La procédure d'épluchage va permettre également de déterminer les éléments du schéma équivalent d'un GFET. Cette étape est très importante pour la modélisation et l'optimisation des transistors. Dans les deux parties suivantes, on va présenter les techniques d'épluchage

utilisées pour déterminer les éléments du schéma équivalent petit signal du transistor GFET et caractériser les performances au niveau des plans extrinsèque et intrinsèque.

II.5.3. Épluchage « Open » et performances au niveau du plan extrinsèque :

L'étude des performances du transistor sans la contribution des plots d'accès est importante pour la conception des circuits. Il faut donc ramener le plan de référence au niveau du transistor. La *Figure 16* montre la situation du plan de référence qu'on veut atteindre dans cette partie. Ce plan est appelé « Plan extrinsèque ».

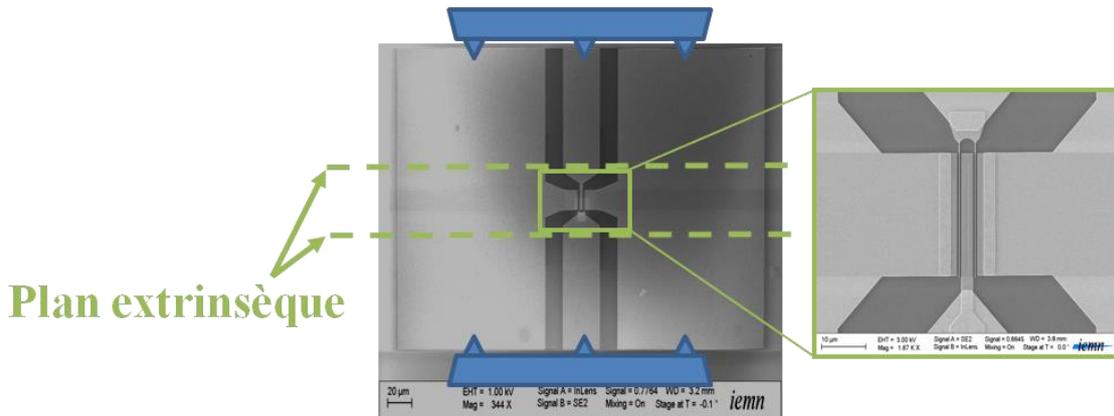


Figure 16 : Identification du plan extrinsèque du transistor

Pour remonter au plan extrinsèque du transistor, il faut éliminer la contribution des capacités parasites C_{gs_pad} , C_{gd_pad} et C_{ds_pad} . Une procédure d'épluchage appelée « épluchage Open » est utilisée pour extraire les paramètres S_{ij} du composant dans le plan extrinsèque. Cette technique nécessite l'utilisation d'une structure spécifique appelée « PAD ». Comme le montre la *Figure 17 (a)*, cette structure ne contient que les accès du transistor étudié.

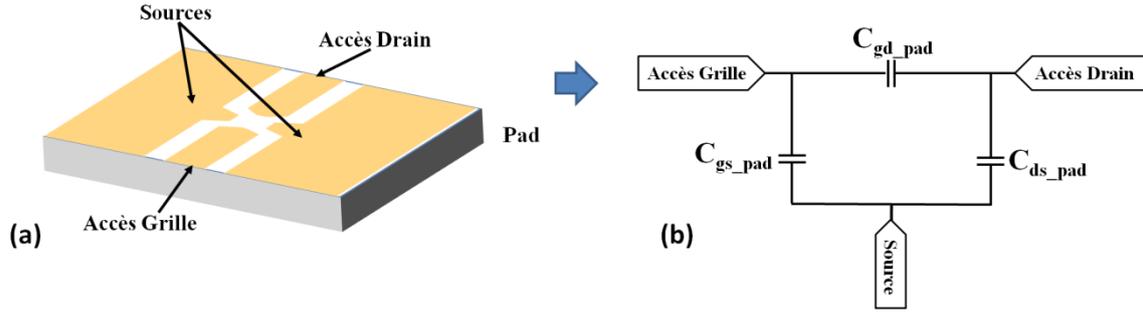


Figure 17: (a) Structure PAD ;(b) Schéma bloc de la structure PAD

Cette méthode est mentionnée dans plusieurs publications [1]–[2]. Elle consiste à mesurer les paramètres S_{ij} du transistor et de la structure « PAD » dans la même bande de fréquences. Par la suite, on effectue une soustraction des matrices admittance transformées à partir des matrices S_{ij} mesurées des dispositifs pour obtenir les paramètres extrinsèques du transistor:

$$[Y_{ext}] = [Y_{DUT}] - [Y_{PAD}] \quad (1.8)$$

La structure « PAD » peut être modélisée comme étant un quadripôle d'une configuration en π composé de trois capacités (C_{gs_pad} , C_{gd_pad} et C_{ds_pad}) dans le cas d'un substrat à faibles pertes. Le schéma associé à la structure « PAD » est présenté sur la *Figure 17* (b).

Ainsi, la transformation des paramètres S mesurés en paramètres admittance donne :

$$[Y_{PAD}] = \begin{bmatrix} j \cdot w(C_{gs_pad} + C_{gd_pad}) & -j \cdot w \cdot C_{gd_pad} \\ -j \cdot w \cdot C_{gd_pad} & j \cdot w(C_{ds_pad} + C_{gd_pad}) \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

A partir de la matrice admittance de la structure « PAD » donnée par (1.9), les valeurs des capacités extrinsèques du transistor (C_{gs_pad} , C_{gd_pad} et C_{ds_pad}) sont obtenues par les relations suivantes:

$$C_{gs_pad} = \frac{Im[Y_{11} + Y_{21}]}{w} \quad (1.10)$$

$$C_{gd_pad} = \frac{-Im[Y_{21}]}{w} \quad (1.11)$$

$$C_{ds_pad} = \frac{Im[Y_{22} + Y_{21}]}{w} \quad (1.12)$$

La *Figure 18* montre l'exemple d'évolution des capacités (C_{gs_pad} , C_{gd_pad} et C_{ds_pad}) en fonction de la fréquence obtenues à partir d'une structure « PAD » mesurées sur l'échantillon GF26.

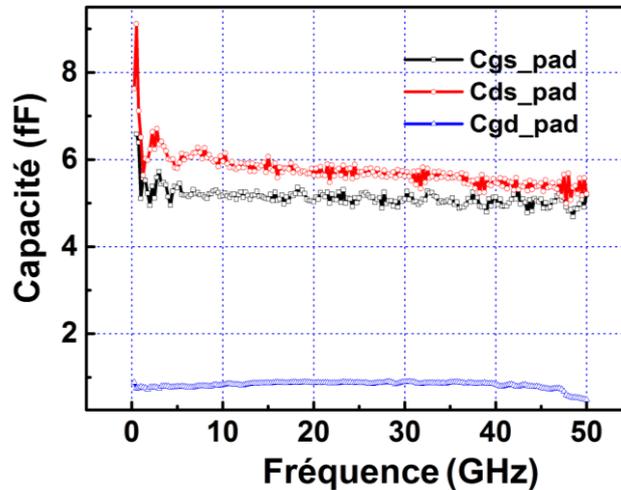


Figure 18 : Capacités extrinsèques en fonction de la fréquence obtenues à partir d'une structure « PAD » sur l'échantillon GF26.

Les capacités parasites sont relatives aux plots d'accès métalliques. Elles représentent les capacités électrostatiques entre grille-source, drain-source et grille-drain. Le comportement de ces capacités est similaire à une capacité de type Métal-Isolant-Métal en prenant l'air comme isolant, donc la valeur peut être estimée à partir de la géométrie par :

$$C = \frac{\epsilon \cdot S}{e} \quad (1.13)$$

Où $\epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_{air} = \epsilon_0$ est la permittivité, S représente la surface de la capacité (dans ce cas c'est la longueur d'accès x l'épaisseur de métallisation) et e est la distance qui sépare les deux plots d'accès.

II.5.4. Nouvelle procédure d'épluchage et performance au plan intrinsèque :

Cette partie décrit les méthodes développées dans le cadre de ces travaux de thèse pour extraire les différents éléments intrinsèques du transistor à base de graphène. En effet, pour déterminer ces éléments, il faut remonter au plan intrinsèque du transistor. Il est donc nécessaire de passer par deux étapes :

- Première étape : Epluchage des différentes capacités parasites C_{gs_mute} , C_{ds_mute} , C_{gd_mute} , C_{gs_pad} , C_{gd_pad} et C_{ds_pad} .
- Deuxième étape : Epluchage des résistances R_S , R_G et R_D .

II.5.4.1. Epluchage, extraction et modélisation des capacités parasites (C_{gs_mute} , C_{ds_mute} et C_{gd_mute}) :

Deux types de capacités extrinsèques sont considérés :

- Les capacités de couplage sur les lignes d'accès C_{gs_pad} , C_{ds_pad} et C_{gd_pad} .
- Les capacités de couplage des plots métalliques dans la zone du canal C_{gs_mute} , C_{ds_mute} et C_{gd_mute} .

Une structure particulière appelée « MUTE » [1], [2] fabriquée avec les transistors est utilisée pour éplucher ces capacités. La *Figure 19* montre une coupe transversale 3D de la structure « MUTE ». Ce dispositif a la même géométrie que le transistor, sauf qu'il n'y a pas graphène sous les grilles. Ce dernier permet de remonter et d'extraire les valeurs de capacités C_{gs_mute} , C_{ds_mute} et C_{gd_mute} .

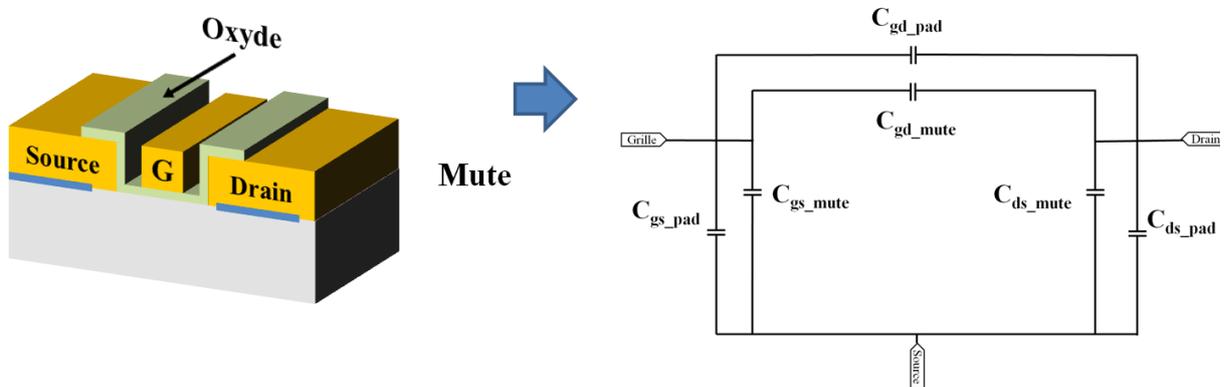


Figure 19 : (a) Structure MUTE ;(b) Schéma bloc de la structure MUTE

La procédure d'épluchage est effectuée en suivant les mêmes démarches que celles de la structure « PAD ». Les paramètres S_{ij} du transistor (S_{DUT}) et de la structure « MUTE » (S_{MUTE}) sont mesurés dans la même bande de fréquence. Par la suite, les matrices S_{ij} des dispositifs sont transformées en matrices admittances ($[Y_{DUT}]$ et $[Y_{mute}]$). Enfin, pour obtenir les paramètres du transistor épluché de toutes les capacités (C_{gs_mute} , C_{ds_mute} , C_{gd_mute} , C_{gs_pad} , C_{gd_pad} et C_{ds_pad}), On effectue la soustraction matricielle suivante :

$$[Y_{Capa}] = [Y_{DUT}] - [Y_{mute}] \quad (1.14)$$

La *Figure 19 (b)* montre le schéma bloc de la structure «MUTE ». En effet, cette dernière contient les différentes capacités des accès coplanaires en parallèle avec les capacités des plots métalliques dans la zone du canal. La matrice admittance de la « MUTE » est la suivante :

$$[Y_{MUTE}] = \begin{bmatrix} j \cdot w(C_{gs_pad} + C_{gs_mute} + C_{gd_pad} + C_{gd_mute}) & -j \cdot w \cdot (C_{gd_pad} + C_{gd_mute}) \\ -j \cdot w \cdot (C_{gd_pad} + C_{gd_mute}) & j \cdot w(C_{ds_pad} + C_{ds_mute} + C_{gd_pad} + C_{gd_mute}) \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

Les capacités C_{gs_pad} , C_{gd_pad} et C_{ds_pad} sont connues. A partir de la matrice $[Y_{MUTE}]$, on peut donc déterminer les capacités C_{gs_mute} , C_{ds_mute} et C_{gd_mute} à l'aide des relations suivantes :

$$C_{gs_mute} = \frac{Im[Y_{11} + Y_{21}]}{w} - C_{gs_pad} \quad (1.16)$$

$$C_{gd_mute} = \frac{-Im[Y_{21}]}{w} - C_{gd_pad} \quad (1.17)$$

$$C_{ds_mute} = \frac{Im[Y_{22} + Y_{21}]}{w} - C_{ds_pad} \quad (1.18)$$

Ces structures ont été modélisées sur ADS. La *Figure 20* présente un exemple d'une structure muette correspondant à un transistor de développement de $6\mu\text{m}$ et une longueur de grille de 100 nm avec un espacement entre drain et source de $0,6\ \mu\text{m}$. On montre les paramètres S_{ij} ainsi que les valeurs de capacités en fonction de la fréquence. Le modèle a été validé sur différentes structures de dimensions différentes. On note une bonne concordance entre modèle et mesures.

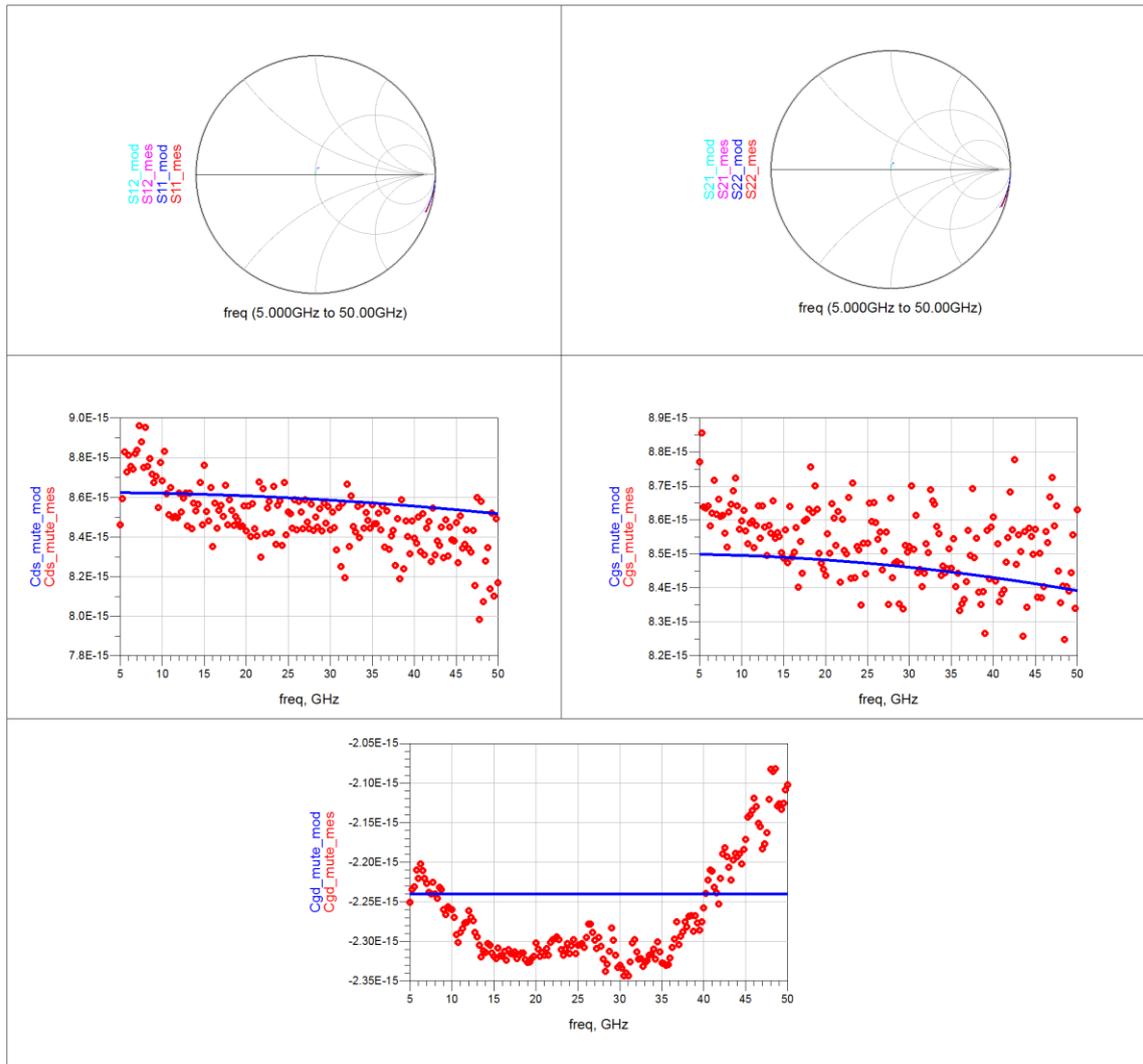


Figure 20 : Comparaison entre mesures et modèle de la structure « MUTE »

II.5.4.2. Epluchage, extraction et modélisation des résistances (R_g , R_s et R_d) :

Après l'épluchage des capacités parasites, le schéma équivalent du transistor devient comme montré sur la *Figure 21*.

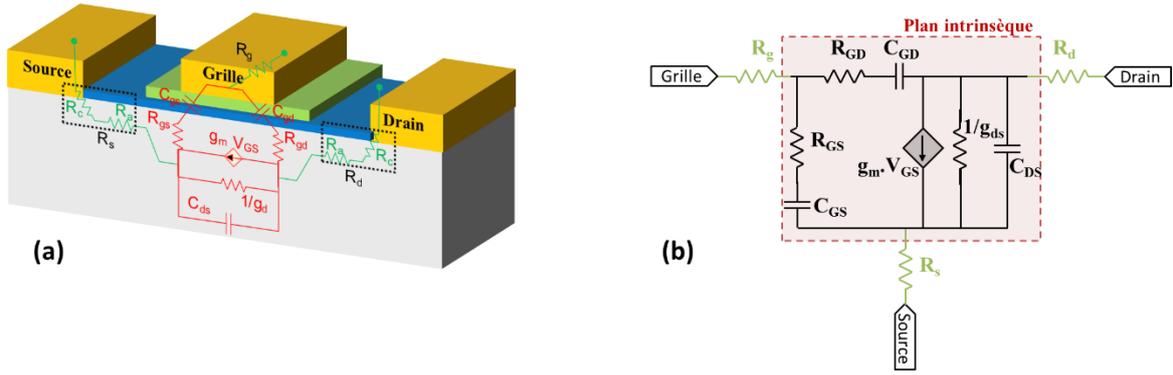


Figure 21 : (a) localisation des différents éléments physiques restant après l'épluchage des éléments des accès coplanaires ; (b) Schéma équivalent après l'épluchage des capacités.

La Figure 21 (a) montre la localisation des éléments du schéma équivalent après l'épluchage effectué avec la structure « MUTE ». Pour remonter au plan intrinsèque, il faut éplucher les résistances R_S, R_G et R_D. Les résistances R_S et R_D sont composées de deux résistances en série (R_c et R_a).

Avec R_c, la résistance de contact et R_a, la résistance du graphène reliant le contact métallique au canal.

Les valeurs de ces résistances peuvent être calculées à partir des mesures effectuées sur les motifs TLM. Elles sont calculées comme suit :

- **Calcul de la résistance de grille R_g :**

La valeur de la résistance d'un seul doigt de grille peut être approximée à partir de l'expression classique de calcul d'une résistance :

$$R_m = \frac{\rho \cdot W}{e \cdot L_g} \quad (1.19)$$

Avec ρ est la résistivité du métal, W est le développement du transistor, e est l'épaisseur de métallisation et L_g est la longueur de grille.

Pour plusieurs doigts de grille, Kuvav [3] a proposé une expression prenant en considération la distribution du courant dans la grille :

$$R_g = \frac{R_m}{3 \cdot n^2} \quad (1.20)$$

n étant le nombre de doigts de grille.

Les limites de validité de cette expression ont été étudiées dans la thèse de Parenty [4] :

$$W \ll \frac{1}{\sqrt{R_m \cdot C_{gs} \cdot \omega}} \quad (1.21)$$

La résistance de grille peut être déterminée à partir de la structure short comme décrit en annexe 1 de ce chapitre.

- **Détermination de la résistance de contact R_c et la résistance d'accès R_a :**

Comme mentionné précédemment, la résistance de contact R_c et la résistance d'accès graphène R_a sont calculées à partir des mesures effectuées sur les motifs TLM.

- **Détermination de la résistance de la source R_s :**

La *Figure 21 (a)* présente l'ensemble des résistances en série sur le transistor en graphène. La résistance de la source R_s peut se décomposer en :

- Résistance d'accès métallique : R_{ms} .
- Résistance de contact entre le contact de source et graphène : R_c
- Résistance d'accès associée à la résistance du graphène entre la source et le canal : R_a

En utilisant les paramètres topologiques du transistor, la détermination de la résistance de source R_s est réalisée selon l'équation ci-dessous :

$$R_s = R_{ms} + R_c + R_a = R_{ms} + R_c + R_{\square} \frac{L_{gs}}{W} \quad (1.22)$$

- **Détermination de la résistance de drain R_d :**

La résistance de l'accès drain R_d est estimée exactement comme R_s et doit avoir à peu près la même valeur dans le cas où la grille est centrée entre drain et source :

$$R_d = R_{md} + R_c + R_a = R_{md} + R_c + R_{\square} \frac{L_{gd}}{W} \quad (1.23)$$

- **Détermination de la résistance de canal R_{ch} :**

Il existe principalement deux approches afin d'extraire la résistance du canal R_{ch} :

- Estimation en fonction de la longueur de grille et la distance entre drain et source :

$$R_{ds} - 2R_c = 2R_a + R_{ch} \quad (1.24)$$

$$R_{ch} = (2R_a + R_{ch}) - \frac{L_{ds} - L_g}{L_{ds}} \cdot (2R_a + R_{ch}) \quad (1.25)$$

$$R_{ch} = \left[1 - \frac{L_{ds} - L_g}{L_{ds}} \right] \cdot (2R_a + R_{ch}) \quad (1.26)$$

- Estimation à partir de la résistance carrée:

$$R_a = R_{\square} \frac{L_g}{W} \quad (1.27)$$

Les résistances des accès métalliques sont supposées négligeables.

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{11}^{intr} + R_g + R_s & Z_{12}^{intr} + R_s \\ Z_{21}^{intr} + R_s & Z_{22}^{intr} + R_d + R_s \end{bmatrix} \quad (1.28)$$

Et à partir de l'équation (1.28), la valeur de R_a peut être estimée (alors R_s et R_d). Ainsi, après la détermination des valeurs des résistances R_s , R_g et R_d , la procédure d'épluchage (*Figure 23*) est la suivante :

$$Z_{11}^{deemb} = Z_{11} - R_g - R_s \quad (1.29)$$

$$Z_{12}^{deemb} = Z_{12} - R_s \quad (1.30)$$

$$Z_{21}^{deemb} = Z_{21} - R_s \quad (1.31)$$

$$Z_{22}^{deemb} = Z_{22} - R_d - R_s \quad (1.32)$$

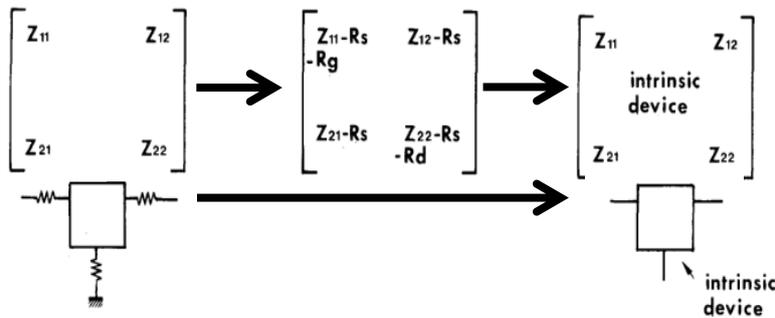


Figure 22: Epluchage des résistances d'accès

II.5.4.3. Détermination des résistances en utilisant la structure Short Graphène:

Dans cette partie, nous présentons une nouvelle méthode pour extraire les éléments du schéma équivalent d'un transistor à base de graphène et analyser les résultats obtenus. L'objectif de cette section est d'éliminer les effets de résistances et de remonter au plan intrinsèque du transistor.

Cette nouvelle technique développée dans le cadre de ces travaux de thèse consiste à utiliser un dispositif de même topologie qu'un transistor complet mais sans la présence d'une couche d'oxyde sous la grille. La grille est donc en contact direct avec le graphène comme illustré sur la *Figure 23 (a)*. Cette structure est appelée « Short graphène ».

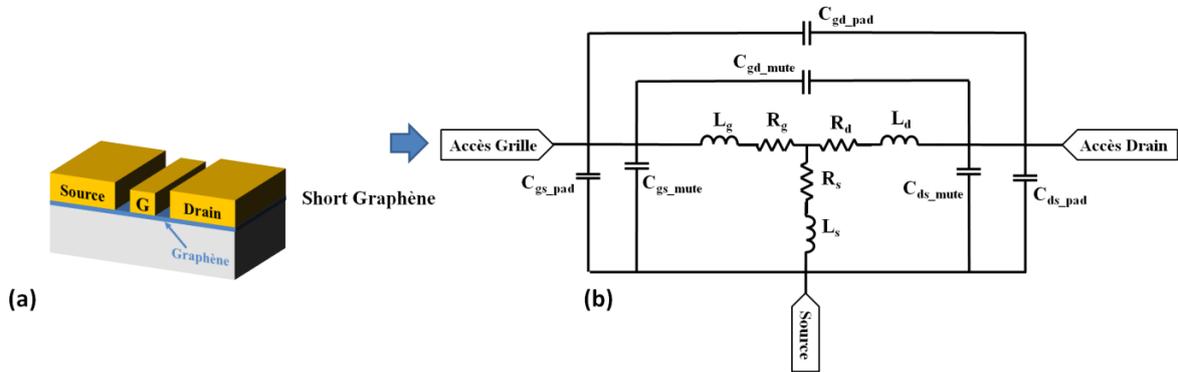


Figure 23 : (a) Structure Short graphène ; (b) Schéma bloc de la structure Short graphène

Ces dispositifs sont fabriqués avec les transistors sur le même échantillon en gardant une faible distance entre le transistor et le kit d'épluchage pour être sûr qu'ils ont la même géométrie et les mêmes caractéristiques physiques. Le schéma bloc d'un Short Graphène est présenté sur la *Figure 23(b)*. Il est à noter que cette structure contient les mêmes capacités parasites présentes sur le transistor. Il faut donc éplucher ces capacités parasites de la structure Short Graphène, par une conversion des paramètres S_{ij} mesurés en paramètres admittance Y :

$$Y_{short_d} = Y_{short} - Y_{mute} \quad (1.33)$$

La matrice impédance de cette structure, après épluchage, est décrite comme suit :

$$[Z_{SHORT_d}] = \begin{bmatrix} R_s + R_g + R_c + j\omega(L_s + L_g) & R_s + j\omega L_s \\ R_s + j\omega L_s & R_s + R_d + j\omega(L_s + L_d) \end{bmatrix} \quad (1.34)$$

On en déduit alors de la matrice impédance du quadripôle présenté toutes les valeurs des résistances extrinsèques provenant des plots métalliques du transistor :

$$R_g + R_c = \text{Re}[Z_{11} + Z_{21}] \quad (1.35) \quad L_g = \frac{\text{Im}[Z_{11} + Z_{21}]}{w} \quad (1.36)$$

$$R_s = \text{Re}[Z_{21}] \quad (1.37) \quad L_s = \frac{-\text{Im}[Z_{21}]}{w} \quad (1.38)$$

$$R_d = \text{Re}[Z_{22} + Z_{21}] \quad (1.39) \quad L_d = \frac{\text{Im}[Z_{22} + Z_{21}]}{w} \quad (1.40)$$

Enfin, nous enlevons les résistances d'accès du transistor testé en soustrayant la matrice Z du short graphène obtenu après l'épluchage des capacités de la matrice Z extrinsèque du transistor obtenu après le de-embedding Open:

$$Z_{11.int} = Z_{11.ext} - R_g - \text{Im}[Z_{short_d.11}] \quad (1.41)$$

$$Z_{12.int} = Z_{12.ext} - Z_{short_d.12} \quad (1.42)$$

$$Z_{21.int} = Z_{21.ext} - Z_{short_d.21} \quad (1.43)$$

$$Z_{22.int} = Z_{22.ext} - Z_{short_d.22} \quad (1.44)$$

Des mesures DC ont été effectuées sur le motif short graphène de même topologie que le transistor I5. Les valeurs des résistances R_{DS} et R_{GS} obtenues à partir des mesures courant-tension ($I_{DS}(V_{DS})$ et $I_{GS}(V_{GS})$) sont présentées sur la *Figure 24*. La résistance R_{DS} entre Drain et Source présente une valeur de 25Ω . Concernant la valeur de la résistance R_{GS} entre Grille et Source, une valeur de 22.5Ω a été mesurée.

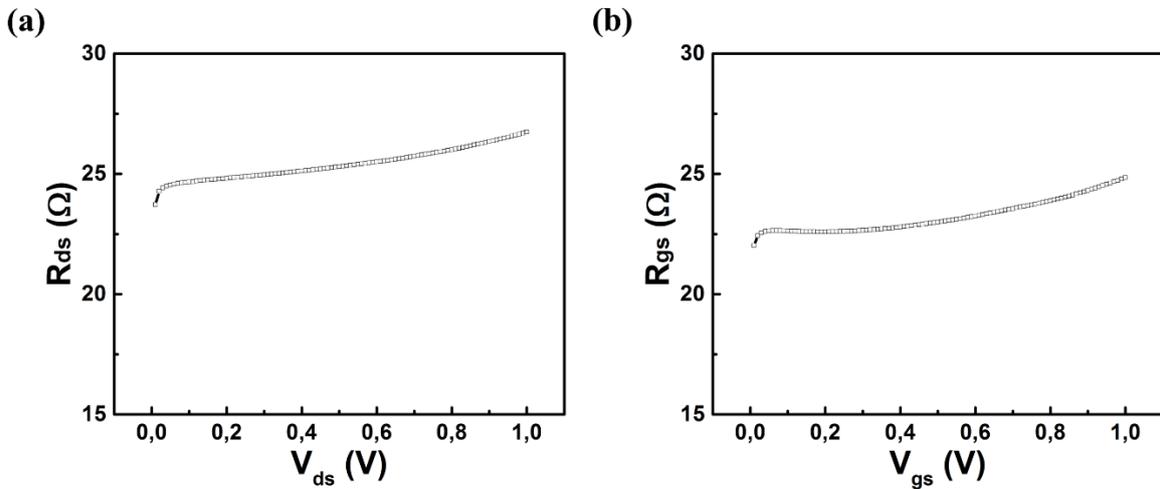


Figure 24: (a) Résistance R_{GD} en fonction de V_{GD} mesurée sur le motif short Graphène ; (b) Résistance R_{GS} en fonction de V_{GS} mesurée sur le motif short Graphène

Comme décrit précédemment, les résistances et les inductances extrinsèques peuvent être calculées à partir des mesures RF. La *Figure 25 (a)* montre l'évolution des résistances R_S , R_D et $(R_g + R_c)$ en fonction de la fréquence. Ces valeurs valident ce qui a été mesuré en DC. Outre, les valeurs des inductances ont été obtenues à partir des mesures effectuées sur le motif short graphène, les extractions sont illustrées sur la *Figure 25 (b)*.

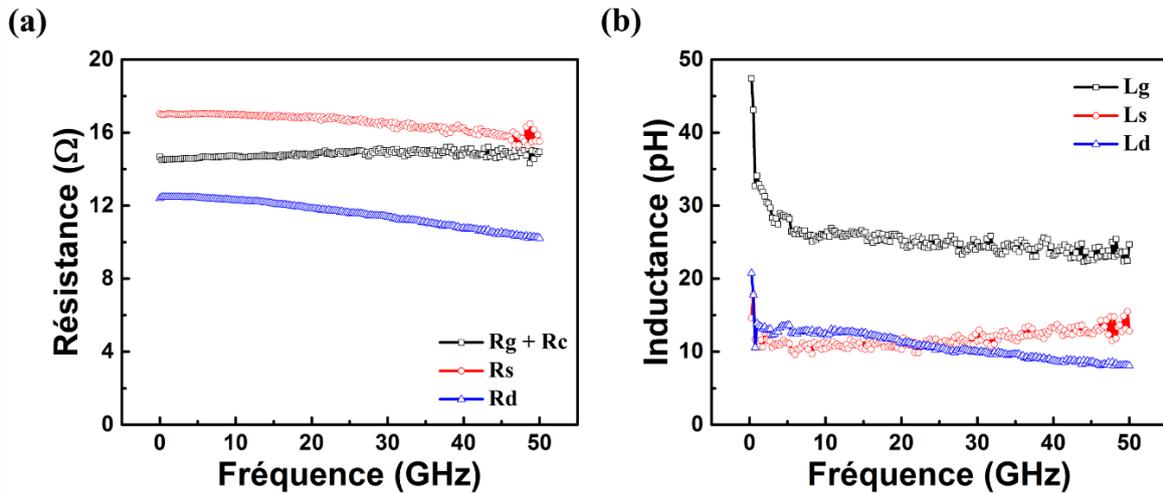


Figure 25: (a) Evolution des résistances R_G , R_D et R_S en fonction de la fréquence obtenues à partir du motif short Graphène ; (b) Evolution des inductances L_G , L_D et L_S en fonction de la fréquence obtenues à partir du motif short Graphène

II.5.4.4. Extraction des éléments intrinsèques :

Le schéma équivalent petit signal de la partie active (intrinsèque) d'un transistor GFET est montré dans la (*Figure 26*) [5][6]:

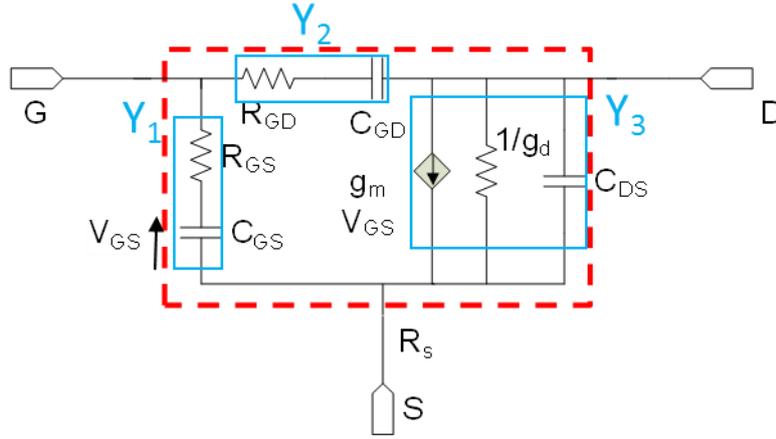


Figure 26 : Schéma équivalent petit signal de la partie intrinsèque d'un GFET

La matrice admittance Y_{ij} associée à la zone active du transistor est alors obtenue par transformation matricielle de la matrice S_{ij} de ce dernier et est la suivante :

$$[Y_{\text{intrinsèque}}] = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_1 + Y_2 & -Y_2 \\ -Y_2 + g_m & Y_3 + Y_2 \end{bmatrix} \quad (1.45)$$

Ainsi, on peut exprimer les sept éléments du schéma équivalent intrinsèque du transistor par les équations suivantes :

$$C_{GS} = \frac{\text{Im}[Y_{11\text{intr}} + Y_{21\text{intr}}]}{2\pi f} \quad (1.46)$$

$$R_{GS} = \text{Re}\left[\frac{1}{Y_{11\text{intr}} + Y_{12\text{intr}}}\right] \quad (1.47)$$

$$C_{GD} = -\frac{\text{Im}[Y_{21\text{intr}}]}{2\pi f} \quad (1.48)$$

$$R_{GD} = \text{Re}\left[-\frac{1}{Y_{12\text{intr}}}\right] \quad (1.49)$$

$$C_{DS} = \frac{\text{Im}[Y_{22\text{intr}} + Y_{12\text{intr}}]}{2\pi f} \quad (1.50)$$

$$R_{DS} = \frac{1}{g_{ds}} = \text{Re}\left[\frac{1}{Y_{22\text{intr}} + Y_{12\text{intr}}}\right] \quad (1.51)$$

$$g_m = \text{Re}[Y_{21\text{intr}} - Y_{12\text{intr}}] \quad (1.52)$$

Nous pouvons alors extraire tous les éléments de schéma équivalent de notre transistor étudié. Ces éléments sont listés dans le tableau 2.

Tableau 2 : Paramètres du schéma équivalent

C_{pgs} (fF)	C_{pgd} (fF)	C_{pds} (fF)	R_s (Ω)	R_d (Ω)	R_g (Ω)	
8,6	2,2	8,2	17	12	2	
C_{gs} (fF)	C_{gd} (fF)	C_{ds} (fF)	R_{gs} (Ω)	R_{gd} (Ω)	G_m (mS)	g_d (mS)
3	3	-	42K	46K	2,6	20

Pour valider notre modèle, Les paramètres S ont été simulés dans le logiciel ADS et comparés avec ceux de mesure. La comparaison des paramètres S ainsi que les gains sont présentée dans la *Figure 27* pour le composant I5. Ces résultats sont assez satisfaisants avec des déviations minimales ce qui est de bon augure pour la validation du modèle considéré.

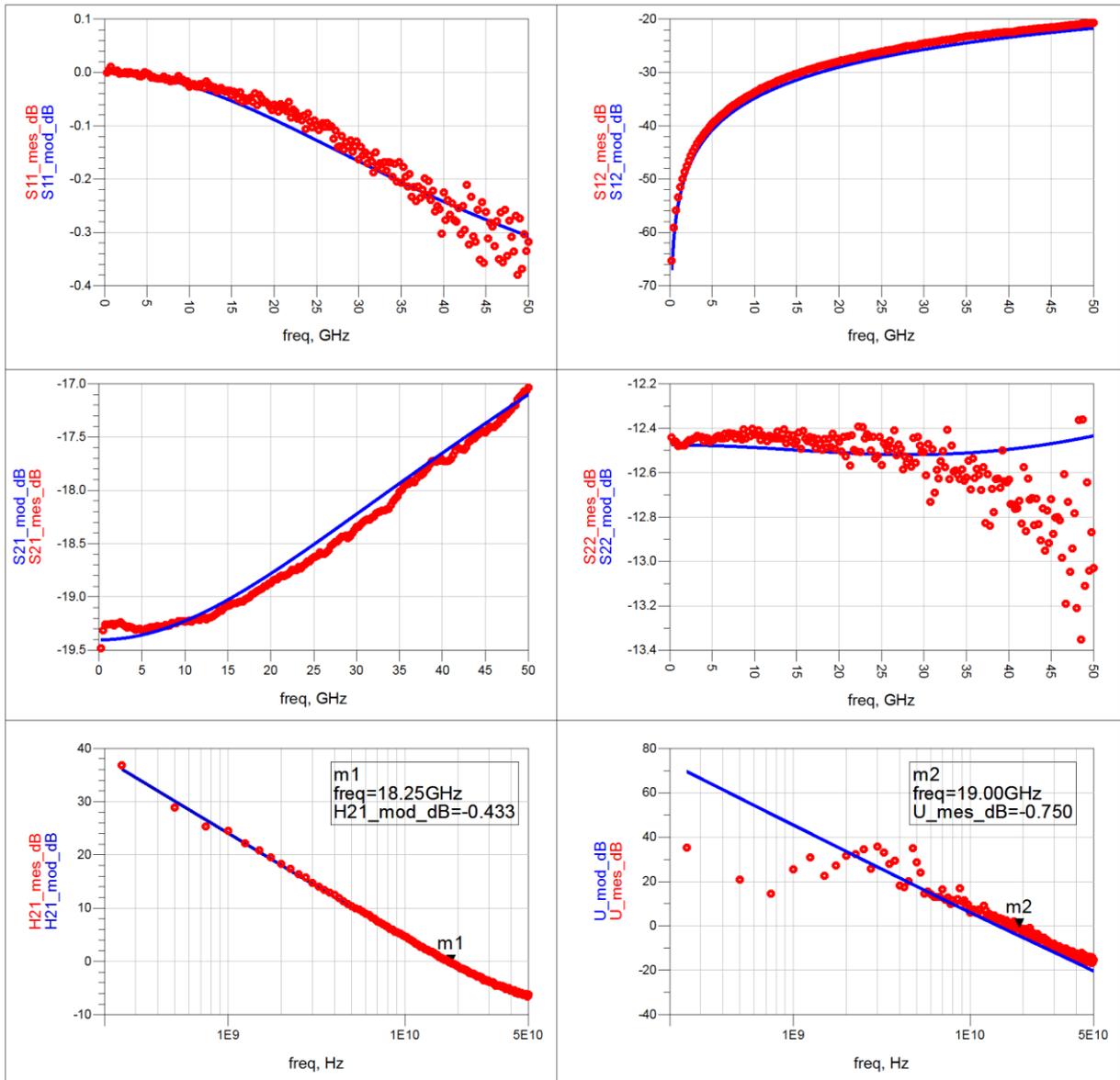


Figure 27: Modèle et mesures du transistor I5 dans le plan DUT

Au niveau du plan extrinsèque, on a constaté une forte différence entre le g_m mesuré en statique et le g_m dynamique. Cette diminution de g_m varie d'un composant à l'autre (Cf. Figure 28 (b)) et semble plus marquée à fort V_{DS} et pouvant aller jusqu'à une baisse de 75% calculée sur la Figure 28 (a). On a expliqué ça au début par les effets de pièges d'interfaces que des mesures sous banc cryogénique ou de mesures RF pulsées pourraient mettre en évidence. Les mesures cryogéniques n'ont pas montré une amélioration.

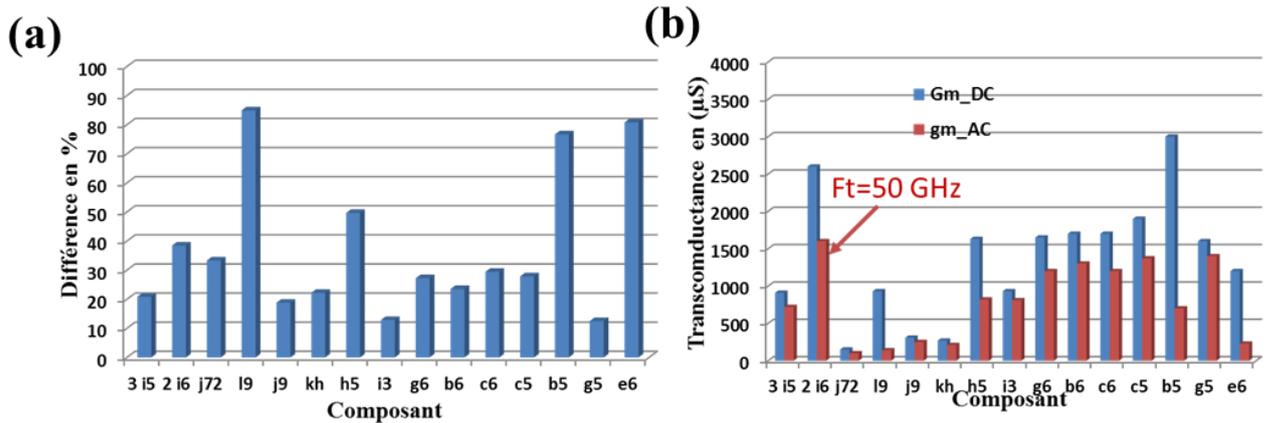


Figure 28 : (a) Différence en pourcentage des transconductances mesurées en DC et en AC sur différents transistors ; (b) Valeurs des transconductances mesurées en DC et en AC sur différents transistors.

Le premier histogramme présente la différence en pourcentage entre les valeurs DC et AC de la transconductance. La différence en % a été calculée par rapport à la valeur obtenue en DC (100%). Le deuxième présente les valeurs DC et AC des G_m mesurés. La différence des valeurs de la transconductance DC et AC est entre 12% et 84%, selon chaque transistor caractérisé et la moyenne est de l'ordre de 37% de variation.

Après l'épluchage des résistances, on a retrouvé la même valeur de g_m mesurée en DC. Les fortes valeurs des résistances expliquent la différence entre la transconductance dynamique et statique.

II.5.4.5. Performances hyperfréquences du GFET au plan Intrinsèque :

Les deux procédures d'épluche Open et Open-Gshort en utilisant les motifs muet et Short graphène sont appliqués sur les paramètres S mesurés du transistor. Donc, les paramètres du transistor sont étudiés sur trois plans de mesures :

- Plan DUT : présente le plan des pointes ou plus simplement les mesures brutes du transistor.

- Plan extrinsèque : C'est les paramètres S du transistor épluchés de toute capacité parasite provenant des plots métalliques du transistor.
- Plan intrinsèque : Présente les paramètres S de la partie active du transistor.

La Figure 29 montre l'évolution des fréquences de coupure et les fréquences d'oscillation maximale dans le plan de DUT, extrinsèque et intrinsèque.

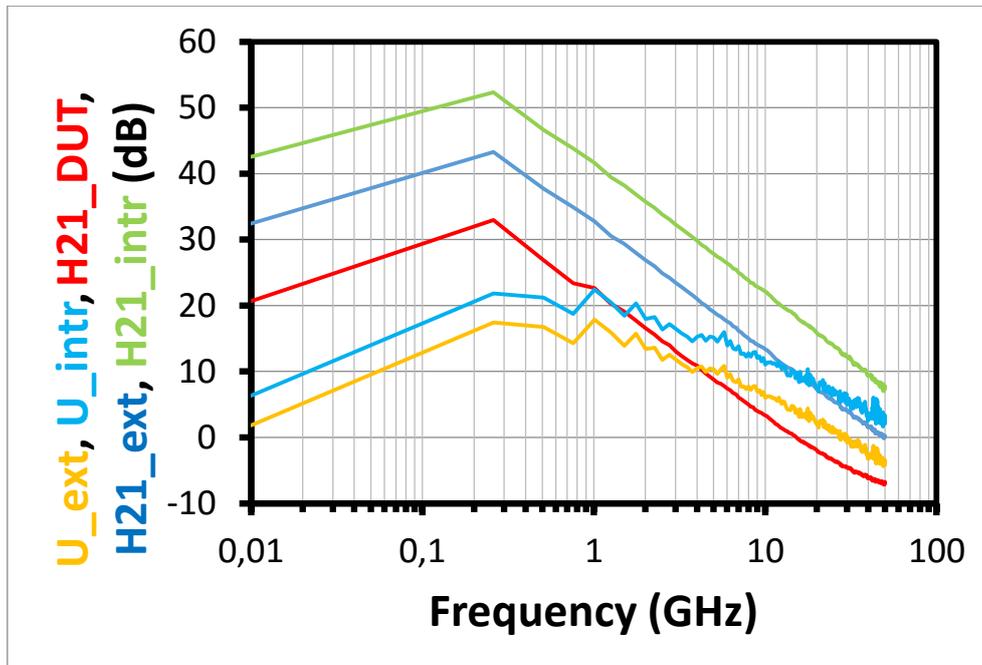


Figure 29 : figures de mérite dans le plan intrinsèque et extrinsèque

L'épluchage des capacités parasites a une influence directe sur la fréquence de coupure f_t , tel qu'on passe de 19 GHz au plan du DUT à 50 GHz au plan extrinsèque vu que la valeur de la capacité intrinsèque de grille présente presque 30% de la capacité totale, une amélioration d'au moins 200% est attendue. Par contre, les capacités extrinsèques n'ont aucune influence sur f_{max} , on ne voit quasiment aucun changement au niveau de f_{max} .

Sur le plan intrinsèque, f_t passe à 90 GHz et f_{max} à 65GHz. L'effet des résistances d'accès réduit énormément les performances du transistor et surtout sur la fréquence d'oscillation maximale qui est actuellement un facteur limitant des transistors en graphène. L'amélioration des résistances d'accès (donc R_s et R_d) est donc liée à l'optimisation de la résistance carrée et la résistance de contact sur le transistor. Des travaux actuellement en cours dans l'équipe repose sur l'optimisation de la résistance de contact et la résistance carrée, des mesures ont donné des $R_c.W$ jusqu'à 60 $\Omega.\mu m$.

Une faible valeur de la résistance carrée est appréciée pour minimiser l'influence des accès sur les performances intrinsèques du transistor, mais cette diminution va augmenter la conductance de sortie du transistor ce qui va produire une baisse de f_{max} . Il faut donc trouver un bon compromis, comme par exemple protéger le canal du transistor et doper les accès chimiquement ce qui va diminuer la résistance des accès sans toucher au canal.

II.6. Optimisation des performances des GFETs :

On a mené une étude pour voir l'influence des différents paramètres du schéma équivalent sur les gains. On est parti du schéma équivalent du composant I_5 pour avoir des valeurs réelles des éléments du schéma équivalent, puis on a commencé à modifier les valeurs de transconductance et de la conductance de sortie dans le meilleur cas là où les résistances extrinsèques sont nulles.

Il est évident que pour atteindre des f_t et f_{max} élevées, la transconductance doit être très élevée et tous les autres éléments du schéma équivalent doivent être le minimum possible.

Le *Tableau 3* résume les résultats les plus marquants de cette étude :

Tableau 3 : Influence de la transconductance et de la conductance de sortie sur les performances des GFETs

	Ft (GHz)	Fmax (GHz)	S21 (GHz)
Intrinsèque	90	65	-16
Gm+300%	880	120	-7
Gd - 80%	310	180	-10
Gm+300% et Gd - 80%	883	260	-0,6
Gm+400% et Gd - 80%	1100	400	0

- **Influence des résistances d'accès (Rs, Rd et Rg)**

Il est évident que l'optimisation des résistances d'accès est une première étude à mener sur la procédure de fabrication. L'épluchage des résistances Rs et Rd traduit une augmentation de f_{max} de 300% et de f_t de 480%.

Les résistances d'accès ont une influence remarquable sur les performances du transistor.

- **La transconductance G_m :**

En augmentant g_m de quatre fois, on passe de 90 GHz à 880 GHz en fréquence de coupure et f_{max} passe à 120 GHz. Une amélioration de S_{21} est remarquée.

L'amélioration de la transconductance est liée à l'optimisation de la croissance du graphène pour atteindre une très haute valeur de mobilité. Les valeurs actuelles de la mobilité du graphène utilisées dans les procédures de fabrication des transistors ne dépassent pas les 4000 cm²/V, ce qui existe déjà sur d'autres semi-conducteurs. Il faut atteindre les valeurs exceptionnelles caractérisant le graphène pour pouvoir atteindre de très hautes fréquences et pour qu'on puisse voir un gain en tension positif.

- **La conductance G_d :**

Le fait de garder les mêmes paramètres et juste baisser la valeur de la conductance de sortie de 80% nous fait gagner énormément en f_t et f_{max} (de l'ordre de 300%). Technologiquement, cette variation n'est possible que si on ouvre une largeur de bande interdite dans le graphène pour pouvoir pincer le transistor.

On peut atteindre 1THz en f_t et 400 GHz en f_{max} sur un transistor à largeur de bande interdite (faible valeur de conductance de sortie) et à une valeur de transconductance assez élevée (G_m de l'ordre de 12 mS). Dans ce cas on a un gain en tension qui est de l'ordre de 0.

II.7. Etat de l'art des transistors en graphène :

II.7.1. Le graphène :

Le laboratoire de recherche de la société IBM a fabriqué le premier transistor FET à base de graphène avec une fréquence de coupure f_T dans la gamme de gigahertz 2008 [7]. Depuis, plusieurs résultats ont été reportés dans la littérature. On mentionne principalement :

- $f_T = 427 \text{ GHz}$ avec une longueur de grille $L_g = 67 \text{ nm}$ et une technique de croissance CVD [8].
- $f_T = 350 \text{ GHz}$ avec une longueur de grille $L_g = 40 \text{ nm}$ et une croissance par sublimation [9].

- $f_T = 300 \text{ GHz}$ avec une longueur de grille $L_g = 144 \text{ nm}$ sur un graphène exfolié [10].

Le record de performance actuel en termes de fréquence de transition est associé au transistor utilisant la technologie pHEMT GaAs ($L_g = 40 \text{ nm}$) d'ordre de 688 GHz [11]. A ce jour, les résultats rapportés au regard des transistors à base de graphène, semblent s'approcher de ce record de fréquence. La figure suivante montre les meilleurs résultats en termes de f_T des transistors en graphène signalés à ce jour.

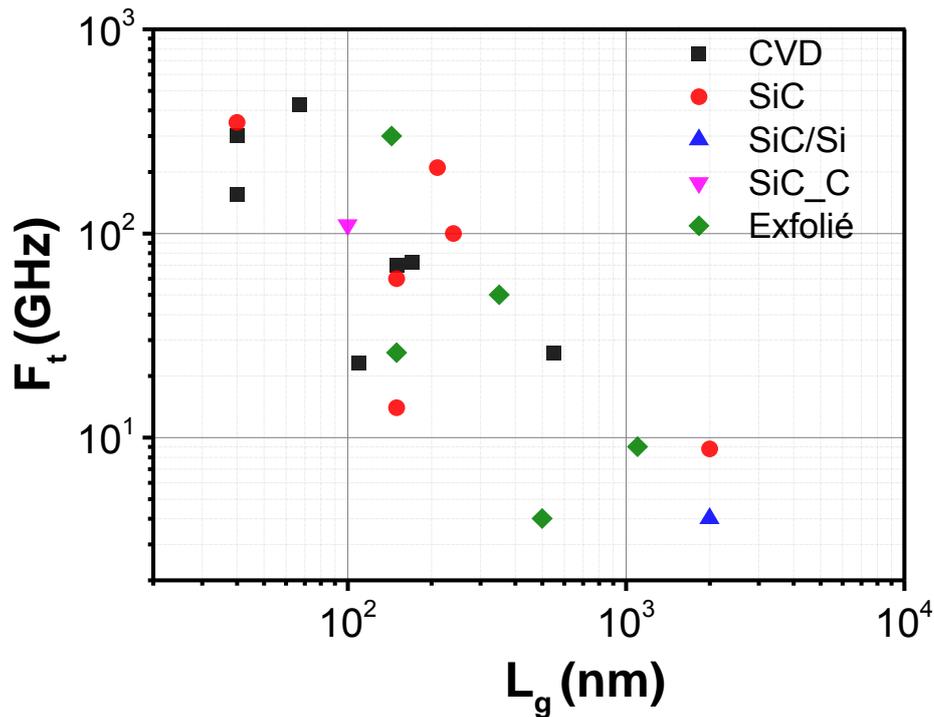


Figure 30 : Etat de l'art de fréquences de coupure du gain en courant f_t des transistors en graphène en fonction de la longueur de grille L_g pour différentes méthodes de croissance

En revanche, les fréquences d'oscillation maximales ne dépassent pas les 100 GHz , ce qui est loin d'être comparé à la valeur record de 1 THz obtenu sur un transistor InP HEMT ($L_g = 35 \text{ nm}$) [12].

En effet, la fréquence d'oscillation maximale intrinsèque est affectée par la valeur importante de la conductance de sortie g_{ds} est proportionnelle à $\frac{1}{\sqrt{g_{ds}}}$, par contre, f_T n'est pas du tout affectée par sa valeur. La Figure 31 montre l'état de l'art des transistors GFET en termes de f_{max} .

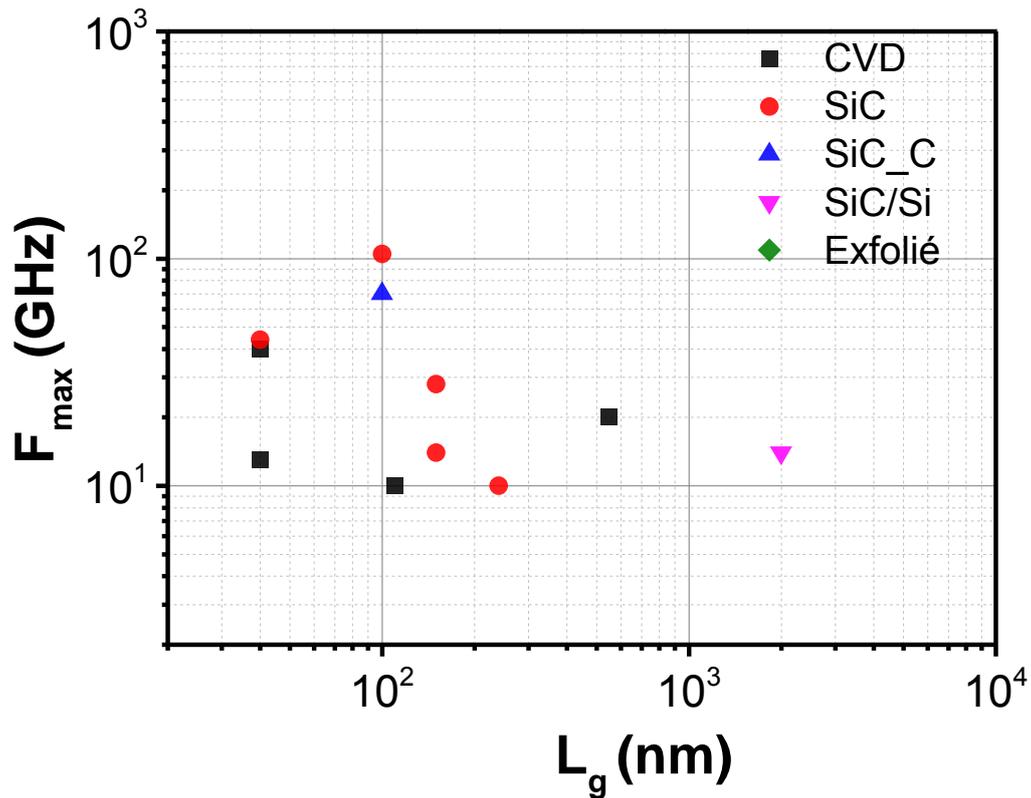


Figure 31 : Etat de l'art de fréquences maximales d'oscillation f_{max} des transistors en graphène en fonction de la longueur de grille L_g

Même sans tenir compte de l'ensemble du circuit équivalent, le problème g_{ds} de FET de graphène pour des applications analogiques devient évident en considérant le gain intrinsèque $G_{int} = \frac{g_m}{g_{ds}}$ [13].

Les meilleurs résultats en termes de fréquence de coupure f_T et fréquence d'oscillation maximale f_{max} sont résumés dans le *Tableau 4* :

Tableau 4 : Etat de l'art des fréquences de coupure transistor à base de graphène

Référence	f_r (GHz)	f_{Max} (GHz)	Oxyde	L_g (nm)	année	Type
[14]	9		HfO ₂	1100	2009	Exfolié
[15]	4			500	2009	Exfolié
[15]	26			150	2009	Exfolié
[16]	8,8		SiO ₂	2000	2010	SiC
[17]	4	14		2000	2009	Sic/Si
[10]	50			350	2010	Exfolié
[18]	100	10	HfO ₂	240	2010	
[19]	60	28	Al ₂ O ₃	150	2010	SiC
[20]	300		Al ₂ O ₃	144		Exfolié

[21]	14	14	Al_2O_3	150	2010	SiC
[22]	70			150	2011	CVD
[22]	155	13		40	2011	CVD
[22]	26	20		550	2011	CVD
[23]	210			210	2011	SiC
[24]	72			170	2011	CVD
[9]	300	40	Al_2O_3	40	2012	CVD
[9]	350			40	2012	SiC
[25]	23	10		110	2012	CVD
[26]	110	38 / 70	Al_2O_3	100	2013	CVD
[8]	427		Al_2O_3	67	2012	CVD
[27]	93	105	Al_2O_3	100	2014	SiC

II.8. CONCLUSION :

Ce chapitre présente les caractérisations en régime statique et en régime hyperfréquence d'un composant GFETs étudié dans le cadre de cette thèse. Auparavant, une description détaillée des outils nécessaires à la compréhension des phénomènes physiques et électriques mis en jeu dans les transistors.

En termes de mesures statique, le principal résultat observé au cours de la caractérisation des GFETs est l'impact des paramètres des stimuli électriques appliqués au transistor. En effet, il apparaît lors de la mesure directe du composant une variation abrupte du courant de drain due essentiellement à l'instabilité du composant. Pour contourner ce problème, il a donc fallu ajuster dans le programme de mesure les paramètres dits de « $hold_{time}$ » et « $delay_{time}$ » représentant respectivement le temps d'application de la tension souhaitée avant le début de la mesure et le temps d'attente entre deux mesures successives. Les conditions optimales permettant d'observer une variation rigoureuse du courant de drain, comme décrit précédemment, ont donc été déterminés comme suit : $hold_{time} = 4s$ et $delay_{time} = 30ms$. Ce phénomène peut être, en partie, associé aux effets de « charge » du composant engendré par les impuretés présentes au sein de la structure cristalline du graphène.

Dans un second temps, en vue de la caractérisation des transistors en régime hyperfréquence, les techniques d'épluchage des accès utilisées sur les transistors à base de graphène ont été investiguées. En particulier, nous avons proposé une nouvelle procédure d'épluchage valable sur tous types de topologies de GFETs au moyen de motifs dit « short-graphène ». Ce dernier permet de déterminer les résistances d'accès extrinsèques du transistor GFET contrairement à l'utilisation des techniques conventionnelles dédiées à l'épluchage des transistors à effet de champ. Après avoir déterminé les éléments du schéma équivalent petit-signal du transistor, nous avons par conséquent déduit un modèle électrique permettant de décrire le comportement des différents éléments en fonction de la fréquence. De plus, une étude paramétrique a été menée pour juger l'influence des paramètres extrinsèques et intrinsèques sur les performances du transistor. Il apparaît que l'augmentation des performances des GFET dépend de la diminution des valeurs des résistances de contact et des résistances d'accès, de la diminution de la conductance de sortie ainsi que de l'augmentation de la transconductance. On a ainsi démontré avec cette optimisation qu'il est techniquement possible d'atteindre des fréquences de coupure à hauteur de 1THz associée à un gain en tension (g_m/g_d) présentant des valeurs raisonnables pour la conception de circuits. Enfin, il est indispensable de réaliser

l'ouverture d'une largeur de bande interdite dans le graphène en vue d'atteindre des performances intéressantes et par conséquent une technologie pérenne transférable vers l'industrie de la microélectronique.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES:

- [1] L. Nougaret, H. Happy, G. Dambrine, V. Derycke, J.-P. Bourgoïn, A. A. Green, and M. C. Hersam, “80 GHz field-effect transistors produced using high purity semiconducting single-walled carbon nanotubes,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 94, no. 24, p. 243505, Jun. 2009.
- [2] J. Lee, H.-J. Chung, J. Lee, J. Shin, J. Heo, H. Yang, S.-H. Lee, S. Seo, J. Shin, U. Chung, I. Yoo, and K. Kim, “RF performance of pre-patterned locally-embedded-back-gate graphene device,” in *Electron Devices Meeting (IEDM), 2010 IEEE International*, 2010, pp. 23.5.1–23.5.4.
- [3] R. L. Kuvas, “Equivalent circuit model of FET including distributed gate effects,” *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 27, pp. 1193–1195, 1980.
- [4] T. Parenty, “Étude et perspective des transistors à hétérostructure AlInAs/GaInAs de longueur de grille inférieure à 100nm et conception des circuits intégrés en bande G,” 2003.
- [5] F. Kapche Tagne, A. Le Louan, H. Happy, and G. Dambrine, “Schéma équivalent petit signal d’un transistor à effet de champ à base de nano tube de carbone,” *J. Sci. Pour Ing.*, no. 9, pp. 70–74, 2008.
- [6] J.-M. Bethoux, H. Happy, A. Siligaris, G. Dambrine, J. Borghetti, V. Derycke, and J.-P. Bourgoïn, “Active properties of carbon nanotube field-effect transistors deduced from S parameters measurements,” *IEEE Trans. Nanotechnol.*, vol. 5, no. 4, pp. 335–342, Jul. 2006.
- [7] I. Meric, N. Baklitskaya, P. Kim, and K. L. Shepard, “RF performance of top-gated, zero-bandgap graphene field-effect transistors,” in *Electron Devices Meeting, 2008. IEDM 2008. IEEE International*, 2008, pp. 1–4.
- [8] R. Cheng, J. Bai, L. Liao, H. Zhou, Y. Chen, L. Liu, Y.-C. Lin, S. Jiang, Y. Huang, and X. Duan, “High-frequency self-aligned graphene transistors with transferred gate stacks,” *Proc. Natl. Acad. Sci.*, vol. 109, no. 29, pp. 11588–11592, Jul. 2012.
- [9] Y. Wu, K. A. Jenkins, A. Valdes-Garcia, D. B. Farmer, Y. Zhu, A. A. Bol, C. Dimitrakopoulos, W. Zhu, F. Xia, P. Avouris, and Y.-M. Lin, “State-of-the-Art Graphene High-Frequency Electronics,” *Nano Lett.*, vol. 12, no. 6, pp. 3062–3067, Jun. 2012.
- [10] Y.-M. Lin, H.-Y. Chiu, K. A. Jenkins, D. B. Farmer, P. Avouris, and A. Valdes-Garcia, “Dual-Gate Graphene FETs With of 50 GHz,” *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 31, no. 1, pp. 68–70, Jan. 2010.
- [11] D.-H. Kim, B. Brar, and J. A. del Alamo, “ $f_T = 688$ GHz and $f_{max} = 800$ GHz in $L_g = 40$ nm In_{0.7}Ga_{0.3}As MHEMTs with $g_m_{max} = 2.7$ mS/ μ m,” in *Electron Devices Meeting (IEDM), 2011 IEEE International*, 2011, pp. 13.6.1–13.6.4.
- [12] R. Lai, X. B. Mei, W. R. Deal, W. Yoshida, Y. M. Kim, P. H. Liu, J. Lee, J. Uyeda, V. Radisic, M. Lange, T. Gaier, L. Samoska, and A. Fung, “Sub 50 nm InP HEMT Device with

Fmax Greater than 1 THz,” in 2007 IEEE International Electron Devices Meeting, 2007, pp. 609–611.

[13] F. Schwierz, “Graphene Transistors: Status, Prospects, and Problems,” *Proc. IEEE*, vol. 101, no. 7, pp. 1567–1584, Jul. 2013.

[14] D. B. Farmer, H.-Y. Chiu, Y.-M. Lin, K. A. Jenkins, F. Xia, and P. Avouris, “Utilization of a Buffered Dielectric to Achieve High Field-Effect Carrier Mobility in Graphene Transistors,” *Nano Lett.*, vol. 9, no. 12, pp. 4474–4478, Dec. 2009.

[15] Y.-M. Lin, K. A. Jenkins, A. Valdes-Garcia, J. P. Small, D. B. Farmer, and P. Avouris, “Operation of Graphene Transistors at Gigahertz Frequencies,” *Nano Lett.*, vol. 9, no. 1, pp. 422–426, Jan. 2009.

[16] J. S. Moon, D. Curtis, S. Bui, M. Hu, D. K. Gaskill, J. L. Tedesco, P. Asbeck, G. G. Jernigan, B. L. VanMil, R. L. Myers-Ward, J. C.R. Eddy, P. M. Campbell, and X. Weng, “Top-Gated Epitaxial Graphene FETs on Si-Face SiC Wafers With a Peak Transconductance of 600 mS/mm,” *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 31, no. 4, pp. 260–262, Apr. 2010.

[17] J. S. Moon, D. Curtis, M. Hu, D. Wong, C. McGuire, P. M. Campbell, G. Jernigan, J. L. Tedesco, B. VanMil, R. Myers-Ward, C. Eddy, and D. K. Gaskill, “Epitaxial-Graphene RF Field-Effect Transistors on Si-Face 6H-SiC Substrates,” *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 30, no. 6, pp. 650–652, Jun. 2009.

[18] Y.-M. Lin, C. Dimitrakopoulos, K. A. Jenkins, D. B. Farmer, H.-Y. Chiu, A. Grill, and P. Avouris, “100-GHz Transistors from Wafer-Scale Epitaxial Graphene,” *Science*, vol. 327, no. 5966, pp. 662–662, Feb. 2010.

[19] N. Meng, F. J. Ferrer, D. Vignaud, G. Dambrine, and H. Happy, “A 60GHz current gain cut off frequency graphene nano ribbon FET,” presented at the 2nd International Symposium on the Science and Technology of Epitaxial Graphene, STEG2, 2010.

[20] L. Liao, Y.-C. Lin, M. Bao, R. Cheng, J. Bai, Y. Liu, Y. Qu, K. L. Wang, Y. Huang, and X. Duan, “High-speed graphene transistors with a self-aligned nanowire gate,” *Nature*, vol. 467, no. 7313, pp. 305–308, Sep. 2010.

[21] N. Meng, J. F. Fernandez, D. Vignaud, G. Dambrine, and H. Happy, “Fabrication and Characterization of an Epitaxial Graphene Nanoribbon-Based Field-Effect Transistor,” *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 58, no. 6, pp. 1594–1596, Jun. 2011.

[22] Y. Wu, Y. Lin, A. A. Bol, K. A. Jenkins, F. Xia, D. B. Farmer, Y. Zhu, and P. Avouris, “High-frequency, scaled graphene transistors on diamond-like carbon,” *Nature*, vol. 472, no. 7341, pp. 74–78, Apr. 2011.

[23] Y.-M. Lin, D. B. Farmer, K. A. Jenkins, Y. Wu, J. L. Tedesco, R. L. Myers-Ward, C. R. Eddy, D. K. Gaskill, C. Dimitrakopoulos, and P. Avouris, “Enhanced Performance in Epitaxial Graphene FETs With Optimized Channel Morphology,” *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 32, no. 10, pp. 1343–1345, Oct. 2011.

- [24] J. B. Lei Liao, “Scalable Fabrication of Self-Aligned Graphene Transistors and Circuits on Glass,” *Nano Lett.*, vol. 12, no. 6, pp. 2653–7, 2011.
- [25] A. Badmaev, Y. Che, Z. Li, C. Wang, and C. Zhou, “Self-Aligned Fabrication of Graphene RF Transistors with T-Shaped Gate,” *ACS Nano*, vol. 6, no. 4, pp. 3371–3376, Apr. 2012.
- [26] Z. Guo, R. Dong, P. S. Chakraborty, N. Lourenco, J. Palmer, Y. Hu, M. Ruan, J. Hankinson, J. Kunc, J. D. Cressler, C. Berger, and W. A. de Heer, “Record Maximum Oscillation Frequency in C-Face Epitaxial Graphene Transistors,” *Nano Lett.*, vol. 13, no. 3, pp. 942–947, Mar. 2013.
- [27] Z. H. Feng, C. Yu, J. Li, Q. B. Liu, Z. Z. He, X. B. Song, J. J. Wang, and S. J. Cai, “An ultra clean self-aligned process for high maximum oscillation frequency graphene transistors,” *Carbon*, vol. 75, pp. 249–254, Aug. 2014.

ANNEXES CHAPITRE 2:

Annexe 1: De-embedding Open-Short :

La méthode d'épluchage *Open-Short* repose sur un modèle plus complexe des accès : Les effets parasites résistifs et inductifs dus à la ligne d'accès sont pris en compte. Une structure de type *Short* est ajoutée et son modèle électrique associé comprend à la fois les effets capacitifs, résistifs et inductifs (**Figure 32**).

Cette structure est obtenue en connectant les trois accès de la structure « mute ».

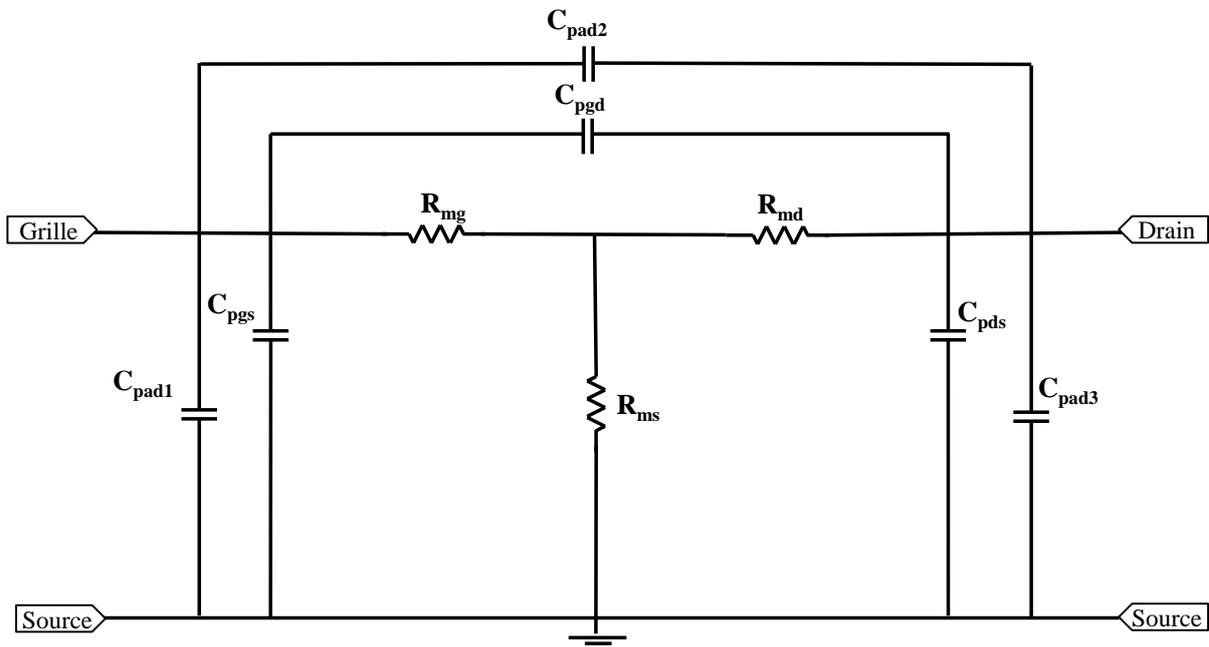


Figure 32: Schéma équivalent de la structure Short

Après l'épluchage Open du transistor, il faut aussi enlever les capacités de la structure short en effectuant la même procédure effectuée sur le transistor :

$$[Y'_{short}] = [Y_{short}] - [Y_{open}] \quad (1.53)$$

On obtient donc le schéma équivalent suivant :

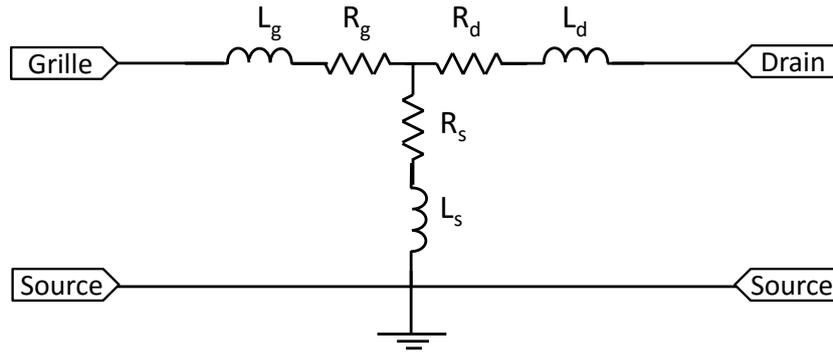


Figure 33: Schéma équivalent de la structure Short épluchée

Il ne reste qu'à éplucher le transistor en paramètres Z du short' :

$$[Z'_{DUT}] = [Z_{DUT}] - [Z'_{short}] \quad (1.54)$$

La technique d'épluchage *Open-Short* est utilisée depuis plusieurs années pour l'épluchage des accès des transistors. Jusqu'à 110 GHz, elle reste une méthode précise pour l'extraction de paramètres de modèle et sa validation. A l'IEMN, elle est utilisée en phase de mesures jusqu'à 110 GHz. Grâce à la simplicité de sa procédure, elle a été programmée dans le logiciel d'acquisition des mesures IC-CAP® pour permettre une visualisation directe des paramètres S du transistor épluchés de ses accès. Les gains intrinsèques sont alors facilement calculés et relevés lors d'une cartographie de plaque pour repérer les meilleurs transistors.

L'extraction des éléments parasites série (résistances et inductances) rajoutés par les accès procède du principe de mesures des structures « short » montrées dans la *Figure 34*. Son schéma équivalent est un quadripôle en étoile constitué de l'ensemble des résistances et inductances des accès coplanaires.

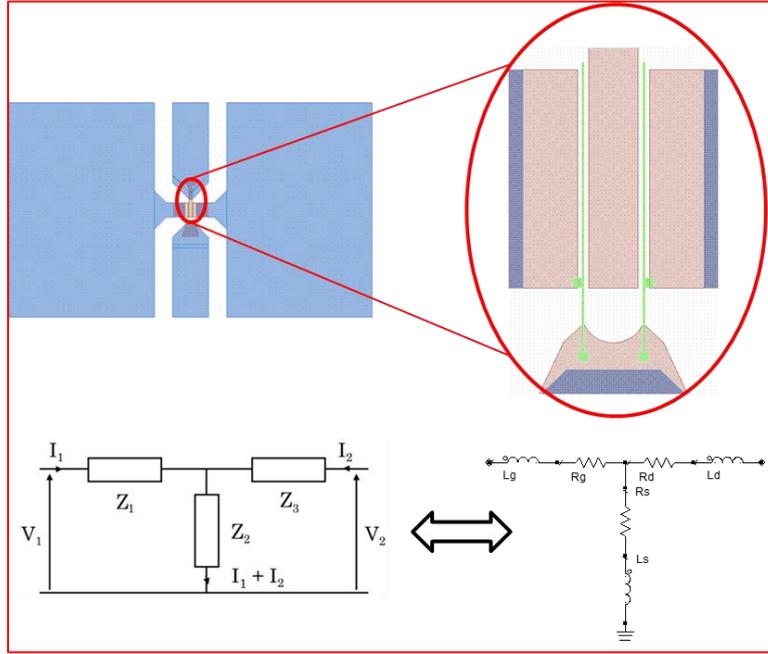


Figure 34: Structure Short

La matrice impédance de cette structure est décrite comme suit :

$$[Z_{SHORT}] = \begin{bmatrix} R_s + R_g + j\omega(L_s + L_g) & R_s + j\omega L_s \\ R_s + j\omega L_s & R_s + R_d + j\omega(L_s + L_d) \end{bmatrix} \quad (1.55)$$

On en déduit alors de la matrice impédance du quadripôle présenté toutes les valeurs des résistances extrinsèques provenant des plots métalliques du transistor :

$$R_g = Re[Z_{11} + Z_{21}] \quad (1.56) \quad L_g = \frac{Im[Z_{11} + Z_{21}]}{\omega} \quad (1.57)$$

$$R_s = Re[Z_{21}] \quad (1.58) \quad L_s = \frac{-Im[Z_{21}]}{\omega} \quad (1.59)$$

$$R_d = Re[Z_{22} + Z_{21}] \quad (1.60) \quad L_d = \frac{Im[Z_{22} + Z_{21}]}{\omega} \quad (1.61)$$

PARTIE 2 LES DISPOSITIFS PASSIFS

CHAPITRE 1 CARACTÉRISATION ET
MODÉLISATION DES DISPOSITIFS PASSIFS

TABLE DES MATIÈRES

CHAPITRE 1 CARACTERISATION ET MODELISATION DES DISPOSITIFS PASSIFS

99

II.1.	INTRODUCTION :	103
II.2.	LA LIGNE COPLANAIRE :	105
II.2.1.	STRUCTURE DE LA LIGNE	105
II.3.	CARACTERISATION DES LIGNES COPLANAIRES :	108
II.3.1.	LIGNES SUR KAPTON :	108
II.3.2.	LIGNES SUR PET :	115
II.4.	TECHNIQUE D'EPLUCHAGE DES LIGNES COPLANAIRES :	118
II.5.	LES EXTRACTIONS DES CARACTERISTIQUES DES LIGNES COPLANAIRES (CONSTANTE DE PROPAGATION, IMPEDANCE CARACTERISTIQUE, RLCG) :....	122
II.5.1.	EXTRACTION DE LA CONSTANTE DE PROPAGATION :	122
II.5.2.	EXTRACTION DE L'IMPEDANCE CARACTERISTIQUE :	122
II.5.3.	EXTRACTION DE L'ANGLE DE PERTE DIELECTRIQUE :	123
II.5.4.	EXTRACTION DES CARACTERISTIQUES DES LIGNES MESUREES :	124
II.5.5.	EXTRACTION DES ELEMENTS DU SCHEMA EQUIVALENT R, L, C ET G :	127
II.6.	MODELISATION DES CPW :	129
II.6.1.	LE MODELE D'HEINRICH :	129
II.6.2.	ETAPES DE MODELISATION :	130
II.6.3.	VALIDATION DU MODELE :	132
II.6.4.	SIMULATION ELECTROMAGNETIQUE :	133
II.7.	MODELISATION DES DISCONTINUITES COPLANAIRES :	133
II.7.1.	TERMINAISON CIRCUIT-OUVERT :	133
II.7.2.	TERMINAISON COURT-CIRCUIT :	136
II.7.3.	CAPACITES EN TECHNOLOGIE COPLANAIRE :	139
II.8.	FILTRE PASSE BANDE :	143

II.9. CONCLUSION : 146

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES: 147

ANNEXES CHAPITRE 1:..... 149

Liste des tableaux

Tableau 1 : Dimensions théoriques et mesurées 109

Tableau 2 : Dimensions des lignes 117

Tableau 3 : Dimensions du filtre 144

Liste des figures

Figure 1: Structure d'une ligne coplanaire 105

Figure 2 : Les paramètres S_{ij} d'une ligne fabriquée sur KAPTON de longueur $L=1\text{mm}$, Largeur $W=120\mu\text{m}$ et de distance inter-masse $D=160\mu\text{m}$ en utilisant la technologie d'impression jet d'encre mesurés avec et sans utilisation d'absorbant. 107

Figure 3: Jeu de masque des structures fabriquées en impression jet d'encre sur KAPTON..... 109

Figure 4: Image optique d'une ligne coplanaire imprimée sur le Kapton 110

Figure 5: Evolution de la résistivité de l'encre d'argent à nanoparticule en fonction de différentes températures de recuit 111

Figure 6: Mesures sous pointes à plat des lignes coplanaires imprimées sur le KAPTON 111

Figure 7: Evolution des paramètres S_{11} et S_{12} des lignes coplanaires imprimées sur le KAPTON de même topologie : largeur de ruban central $W=45\mu\text{m}$ et de longueur $L=1\text{mm}$ 113

Figure 8: Evolution des paramètres S_{11} et S_{12} des lignes coplanaires imprimées sur le KAPTON de largeur de ruban central $W=45\mu\text{m}$ et de trois différentes longueurs $L=1\text{mm}$, 2mm et 3mm 113

Figure 9: Evolution des modules et des phases des paramètres S_{11} et S_{12} des lignes coplanaires imprimées sur le KAPTON de longueur $L=1\text{mm}$ et de trois différentes largeur de ruban central $W=120\mu\text{m}$, $90\mu\text{m}$ et $45\mu\text{m}$ 114

Figure 10: Principe d'impression jet d'encre 115

Figure 11: Jeu de masques des structures fabriquées en impression jet d'encre sur PET..... 116

Figure 12: Situation des plans de référence avant et après la procédure d'épluchage..... 118

Figure 13: Ensemble des étalons utilisés dans la procédure d'épluchage TRL. 119

Figure 14 : Description de la Procédure d'épluchage TRL..... 120

Figure 15 : Comparaison des modules des paramètres S_{11} et S_{12} d'une ligne fabriquée sur KAPTON ($W=45\mu\text{m}$, $L=1\text{mm}$ et $D=160\mu\text{m}$) avant (en rouge) et après épluchage (en noir)..... 121

Figure 16: (a) Comparaison des constantes d'atténuation pour différentes largeurs de ruban central W ; (b) Les extractions des impédances caractéristiques des trois lignes 125

Figure 17: Permittivité effective en fonction de la fréquence 125

Figure 18 : Comparaison des constantes d'atténuation pour différentes températures de recuit pour une ligne de largeur de ruban central $W=130\mu\text{m}$ 126

Figure 19 : (a) L'évolution de la constante d'atténuation en fonction de la fréquence (b) L'évolution des impédances caractéristiques en fonction de la fréquence des lignes mesurées pour $W=117$, 79 et $42\mu\text{m}$ 127

Figure 20 : Schéma électrique équivalent d'une ligne	128
Figure 21 : Géométrie des lignes coplanaires	130
Figure 22 : Schématisation du programme de simulation (Heinrich)	131
Figure 23 : Etapes de modélisation des lignes coplanaires et intégration dans ADS.....	132
Figure 24 : Comparaison entre mesures et simulations effectuées pour trois lignes sur KAPTON de largeur $W=45\mu\text{m}$ pour trois longueurs L (1mm, 2mm et 3mm).....	132
Figure 25 : Terminaison circuit-ouvert en technologie coplaire	134
Figure 26 : Capacité série en fonction de la fréquence pour différentes longueurs de stubs.....	136
Figure 27 : Terminaison court-circuit en technologie coplaire	137
Figure 28 : (a) Inductances des courts-circuits en technologie coplaire (b) Résistances des courts circuits pour différentes longueurs	138
Figure 29 : (a) Forme physique d'une capacité interdigitée de trois doigts en technologie coplaire (b) Réseau équivalent d'une capacité interdigitée pour la procédure d'épluchage (c) Schéma équivalent de la capacité.....	140
Figure 30 : (a) Layout des capacités interdigitées de trois doigts en technologie coplaire (b) Capacités interdigitées imprimées sur PET.	141
<i>Figure 31 : Photo de capacités interdigitées imprimées</i>	142
Figure 32 : (a) La capacité en fonction de la fréquence pour différentes longueurs ; (b) Evolution de la valeur de la capacité en fonction de la longueur pour une fréquence de fonctionnement $f=10\text{GHz}$	143
Figure 33 : Schéma du filtre Passe bande	144
Figure 34 : Image du filtre passe bande	144
Figure 35 : Paramètres S_{11} et S_{12} simulés (en noir), mesurés (en rouge) et rétro-simulés (en bleu) du filtre passe bande.	145

II.1. INTRODUCTION :

Ce chapitre porte sur la caractérisation et la modélisation des éléments passifs en technologie coplanaire sur des substrats souples (Kapton et PET) fabriqués en utilisant la technologie d'impression jet d'encre. L'objectif de ce travail est de réaliser une bibliothèque des éléments passifs valables dans le domaine millimétrique intégrée dans le logiciel de simulation de circuits ADS. Afin de bénéficier de toutes les potentialités offertes par les briques actives, les lignes de transmission doivent présenter des comportements quasi-idéaux et véhiculer les signaux avec un minimum de pertes.

Ce chapitre débute par un aperçu des différents modes de propagation dans un guide d'onde coplanaire et des conditions à respecter au cours de la conception afin de réduire les modes supérieurs en considérant une approximation quasi-TEM.

Dans un second temps, on fera état de la caractérisation des lignes CPW sur Kapton et PET au travers de l'utilisation des paramètres S_{ij} . En particulier, une étude sur l'homogénéité des caractéristiques électriques suivant la topologie des lignes imprimées sera proposée. Puis, nous présenterons la procédure d'épluchage nécessaire en vue de la défalcation des effets parasites induits par l'utilisation des motifs d'accès permettant la mesure sous pointes des lignes CPW. En particulier, on s'intéressera à la procédure d'épluchage au moyen de la méthode TRL (Thru-Reflect-Line) utilisée dans le cadre de ce travail de thèse. Cette dernière permet par conséquent de se placer dans le plan de référence des lignes CPW. Enfin, à partir des paramètres S_{ij} épluchés, nous présenterons les méthodes d'extraction des grandeurs caractéristiques tel que la constante de propagation, la permittivité relative, la tangente des pertes, etc.

De plus, la modélisation des lignes CPW au travers de la méthode d'Heinrich sera ensuite mise en exergue. Pour cela, nous avons cherché à développer un modèle électrique équivalent prenant en considération les paramètres clés des lignes CPW tels que les dimensions géométriques (topologie des lignes et épaisseur du substrat, etc.) et les paramètres physiques (conductivité du métal, constante diélectrique du substrat, etc.). Dans le but de vérifier la véracité des différents modèles utilisés, une comparaison avec les résultats expérimentaux sera alors explicitée.

Enfin, nous traiterons l'étude de la modélisation et la caractérisation des discontinuités coplanaires (stubs en circuit ouvert et court-circuit, capacités interdigitées) ainsi que les

résultats de mesures, simulations et rétro-simulations des filtres passe-bandes fabriqués en technologie d'impression jet d'encre.

II.2. La ligne coplanaire :

II.2.1. Structure de la ligne

Le guide d'ondes coplanaire (CPW) est constitué de trois rubans métalliques déposés sur un substrat diélectrique d'épaisseur H_s idéalement infini. Le ruban central de largeur W assure la propagation du signal tandis que les deux rubans latéraux de largeur W_g constituent les plans de masse de la ligne. Ces derniers sont théoriquement de dimension semi-infinie. Le ruban central est séparé des deux plans de masse par des fentes de largeur S , avec $D = W + 2S$ représentant la distance inter-masse, « L » représente la longueur du CPW et « t » est l'épaisseur de métallisation. La *Figure 1* montre la structure d'une ligne coplanaire.

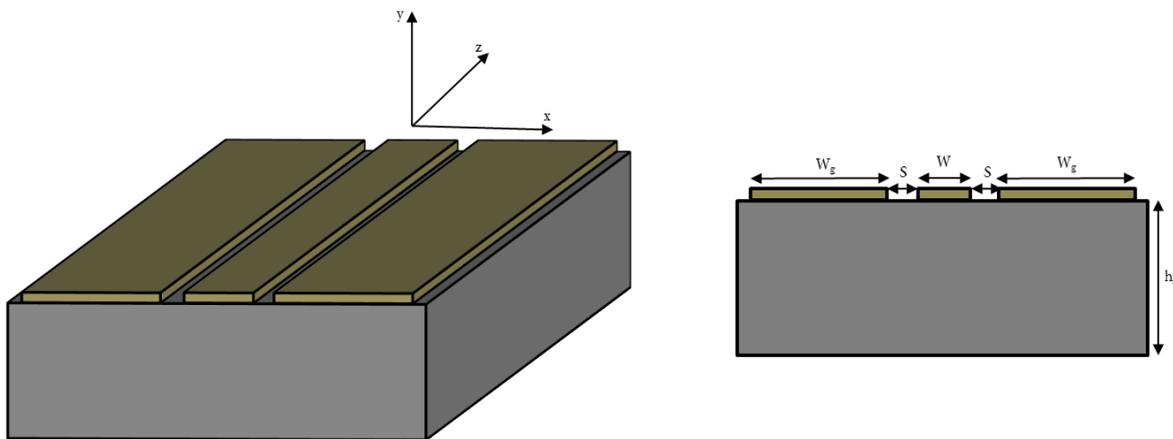


Figure 1: Structure d'une ligne coplanaire

Les modes de propagation :

La ligne coplanaire possède une interface air-diélectrique et le mode de propagation n'est donc pas purement TEM. Ce type de ligne peut supporter deux modes de propagation fondamentaux [1] :

- un mode impair quasi-TEM aussi appelé mode coplanaire. C'est le mode souhaité dans lequel les champs se propagent entre le conducteur central et les plans de masse. Les plans de masse sont alors équipotentiels.
- un mode pair quasi-TE très dispersif encore appelé mode fente. Il se traduit par des potentiels différents entre le ruban conducteur et le plan de masse.

Pour éviter la propagation des modes parasites (TE, TM, mode micro-ruban), il est impératif de respecter les conditions suivantes [2] :

- L'épaisseur du substrat et la distance inter-masse doit rester relativement faible devant la longueur d'onde dans le diélectrique (λ_d):

$$h_s \leq 0,12\lambda_d \quad (2.1)$$

$$D \leq \lambda_d/10 \quad (2.2)$$

La largeur minimale d'une ligne fabriquée au moyen de la technologie d'impression jet d'encre est de l'ordre de $45 \mu m$, cette dernière étant définie par le diamètre d'une goutte d'encre. Dans notre cas, nous avons opté pour une distance inter-masses D de $160 \mu m$ afin de fabriquer des lignes de différentes largeurs de ruban central.

Lors du choix des dimensions de la ligne, on a veillé à respecter les différents critères établis afin de minimiser les modes parasites et de ne propager que les modes impairs. Dans le cas de l'utilisation du Kapton d'épaisseur $h_s = 130 \mu m$ et à une fréquence de fonctionnement de $67 GHz$, la longueur d'onde dans le diélectrique λ_d est de $1,84 mm$. Il faut donc que $h_s < 286 \mu m$ et $D < 184 \mu m$. Les deux conditions sont ainsi respectées.

En pratique, la distance inter-masse doit rester faible devant l'épaisseur du substrat et la largeur de plan de masse pour éviter l'excitation du mode micro-ruban :

$$d \ll h \quad (2.3)$$

$$d \ll W_g \quad (2.4)$$

Les pertes dans un guide d'onde coplanaire proviennent principalement de trois phénomènes [3] :

- Pertes métalliques α_c
- Pertes diélectriques α_d
- Pertes radiatives α_r

La condition imposée par l'équation (2.4) est respectée en fixant la largeur des plans de masses à $400 \mu m$. Dans le cadre de notre étude, il a été nécessaire de réaliser un ensemble de lignes coplanaires et de discontinuités coplanaires. Les lignes doivent présenter des pertes très

faibles et différentes impédances caractéristiques Z_c réelles en vue de leur modélisation et la validation. La faible épaisseur de substrat et les limitations des dimensions imposées par le diamètre minimal d'une goutte ($45 \mu\text{m}$) et l'espacement minimal entre deux lignes ne permettent pas de respecter la condition décrite par l'équation (2.3). Pour pallier ce problème, il faut par conséquent placer un absorbant sous le substrat au cours des mesures.

La *Figure 2* présente une comparaison des pertes d'insertion et de réflexion d'une ligne fabriquée en utilisant la technologie d'impression jet d'encre mesurée avec et sans absorbant. Cette ligne est de longueur $L=1.4\text{mm}$ et de largeur de ruban central $W=120\mu\text{m}$ avec une distance entre les masses de $D=160\mu\text{m}$. On remarque qu'il y a un décalage du pic de résonance dans le cas où le substrat est posé directement sur le Chuck. Ce décalage provient principalement du couplage entre la ligne et le Chuck qui présente un plan de masse dans ce cas. Cet effet peut se voir aussi sur la précision des extractions des paramètres des lignes qu'on va présenter par la suite.

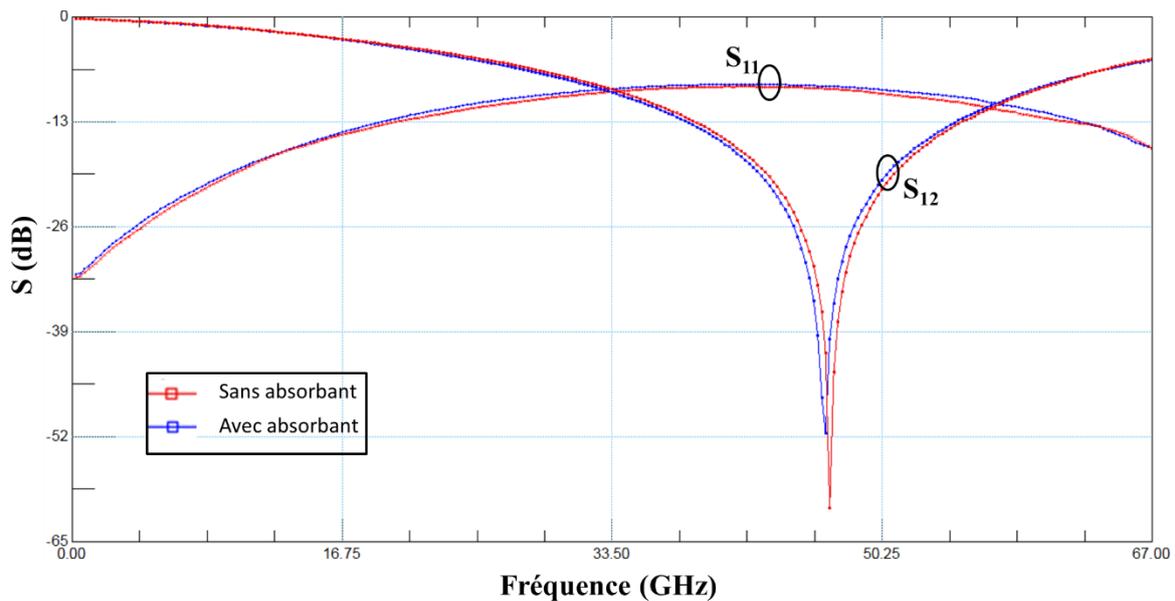


Figure 2 : Les paramètres S_{ij} d'une ligne fabriquée sur KAPTON de longueur $L=1\text{mm}$, Largeur $W=120\mu\text{m}$ et de distance inter-masse $D=160\mu\text{m}$ en utilisant la technologie d'impression jet d'encre mesurés avec et sans utilisation d'absorbant.

II.3. Caractérisation des lignes coplanaires :

Dans cette partie, l'accent sera porté sur les résultats de mesures relatifs aux lignes coplanaires fabriquées en utilisant la technologie d'impression jet d'encre sur des substrats souples (PET et KAPTON). Les lignes sont mesurées au moyen d'un dispositif sous pointes coplanaires constitué d'un analyseur de réseau vectoriel Keysight (E8361A) permettant de réaliser des mesures de paramètres S_{ij} dans la bande de fréquence [20 MHz ; 67 GHz]. Ensuite, nous nous focaliserons sur la technique d'épluchage TRL des accès des lignes. En fin, nous présenterons les procédures d'extraction des grandeurs caractéristiques des lignes CPW ainsi que les résultats obtenus à travers ces extractions pour les deux substrats en question.

II.3.1. Lignes sur KAPTON :

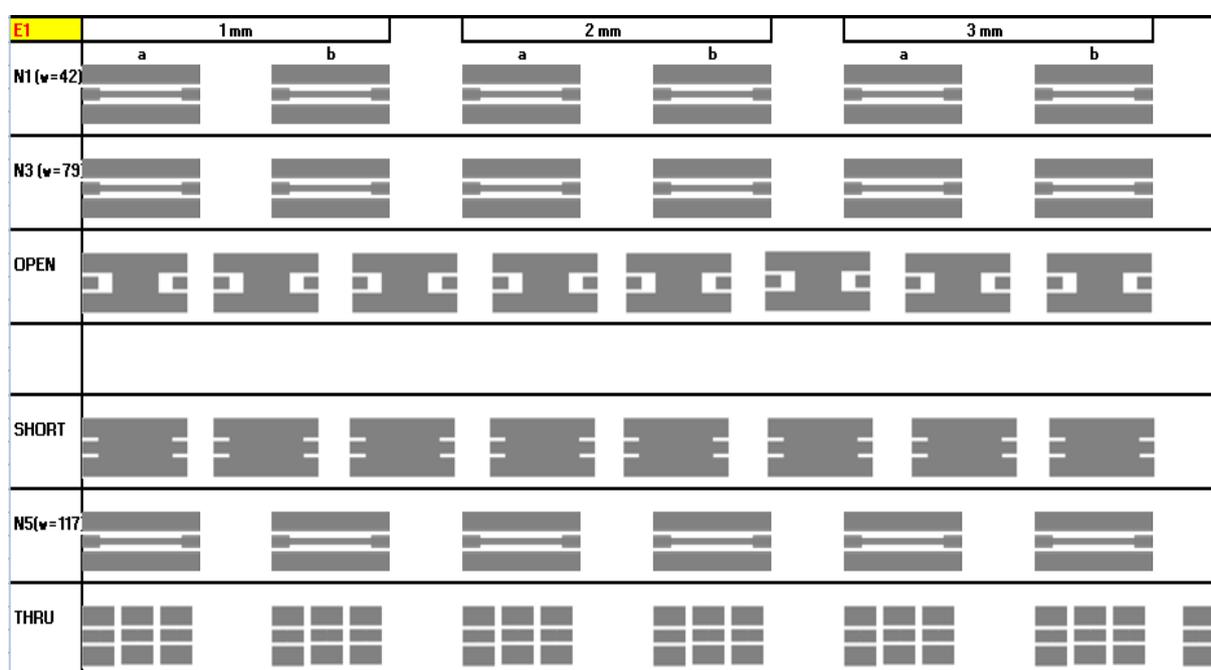
Une imprimante 'Dimatix, DMP-2008 Series', avec une tête d'impression à 16 buses a été utilisée pour la fabrication des lignes coplanaires (CPW) sur Kapton. Ce Dernier combine la flexibilité et une stabilité thermique élevée, ce qui permet d'utiliser des températures de recuit élevées. Le processus d'impression a été réalisé en utilisant une seule buse et une encre commerciale d'argent (SunTronic imprimable U5714), qui contient 40 % en poids de nanoparticules d'argent. La condition d'impression optimale est trouvée à une tension de 35 V, une fréquence de 5 kHz, et un espacement entre les gouttes de l'ordre de 25 μm , à la température ambiante. Nous avons testé trois températures différentes de recuit (200°C, 250°C, 300°C) pendant 30 min. L'épaisseur de métallisation de la CPW après le recuit est environ 0,8 μm .

Le *Tableau 1* résume l'ensemble des dimensions théoriques sur le masque et obtenues après la fabrication. L'erreur de fabrication sur les dimensions est en moyenne de l'ordre de $\pm 6 \mu m$.

Tableau 1 : Dimensions théoriques et mesurées

Lignes	Ligne 1		Ligne 2		Ligne 3	
	masque	échantillon	masque	échantillon	masque	échantillon
$W (\mu m)$	130	124	100	85	50	45
$D (\mu m)$				160		
$s (\mu m)$	15	18	30	37,5	55	57,5
$Wg (\mu m)$				200		
$H_s (\mu m)$				125		
$L (mm)$				1		
$t (\mu m)$				0.8		

La Figure 3 suivante présente un champ des dispositifs fabriqués. Le jeu de masque utilisé contient deux champs de dispositifs, chaque champs dispose de lignes de longueurs différentes (1mm, 2mm et 3mm) avec des dispositifs d'épluchage que l'on détaillera dans la suite.


Figure 3: Jeu de masque des structures fabriquées en impression jet d'encre sur KAPTON

Avec cette technique d'impression optimisée, la valeur de l'espacement entre le ruban central et le plan de masse 'S', peut être réduite à $15 \mu\text{m}$ sans l'apparition d'instabilité sur les bords.

La *Figure 4* montre un exemple d'une ligne coplanaire imprimée sur Kapton par l'imprimante « Dimatix ». Il peut être clairement observé que nos motifs imprimés ont des bords continus et droits avec une frontière stable qui indique la résolution d'impression relativement élevée atteinte dans cette étude.

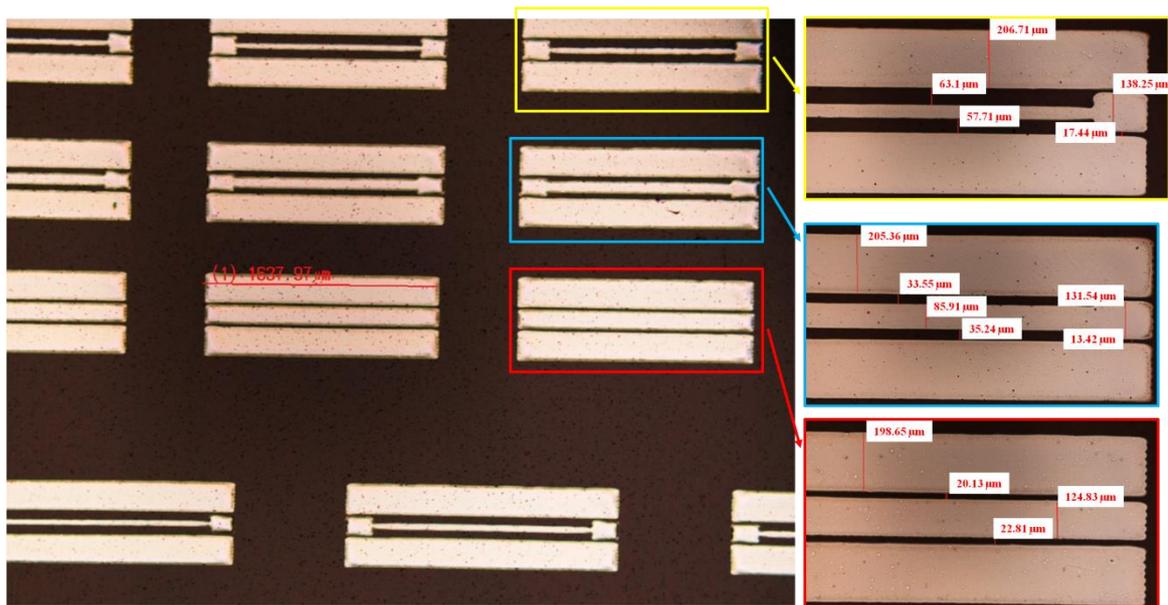


Figure 4: Image optique d'une ligne coplanaire imprimée sur le Kapton

La résistivité des lignes imprimées est l'une des préoccupations les plus importantes parce que nous nous concentrons sur les applications RF et une faible résistivité est nécessaire pour réduire les pertes. La *Figure 5* montre l'évolution de la résistivité de l'encre argent à nanoparticule utilisée pour l'impression des dispositifs en fonction de différentes températures de recuit pendant 30 min. La résistivité baisse d'une façon exponentielle si la température de recuit augmente. Cette étude a été menée dans le cadre de la thèse de Wei WEI et confirme les valeurs présentées dans la littérature [4].

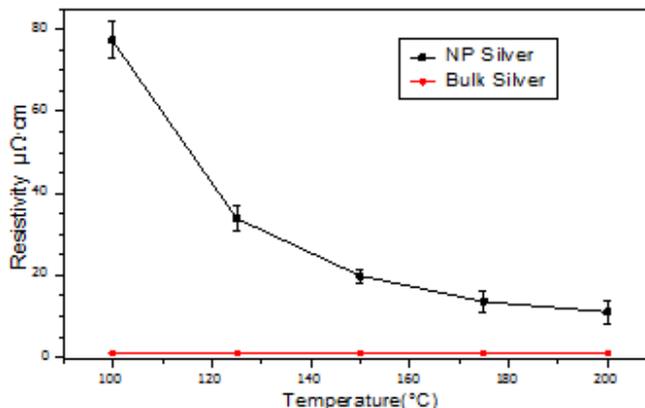


Figure 5: Evolution de la résistivité de l'encre d'argent à nanoparticule en fonction de différentes températures de recuit

Il est évident que la taille des nanoparticules d'argent augmente de manière significative lorsque l'on augmente la température de recuit. La résistivité a été étudiée à travers la fabrication d'échantillons avec une géométrie carrée de tailles différentes, pour lesquels des mesures Van Der Paw ont été effectuées. La résistivité est fonction de la température de recuit : une augmentation de la température de recuit donne une résistivité inférieure compte tenu que la taille de particule accrue offre une plus grande surface conductrice, ce qui contribue à diminuer considérablement la résistivité.

Comme mentionné précédemment, la distance inter-masse choisie est supérieure à l'épaisseur de substrat, donc la condition imposée par l'équation 2.3 n'est pas respectée. Cette exception vient du fait que le substrat est trop mince, en plus il est très compliqué de fabriquer des dispositifs avec une distance inter-masse petite compte tenu de la limitation relative à la taille des gouttes ($45 \mu m$). Pour contourner ce problème, on a utilisé un absorbant pour toutes les mesures effectuées à plat.

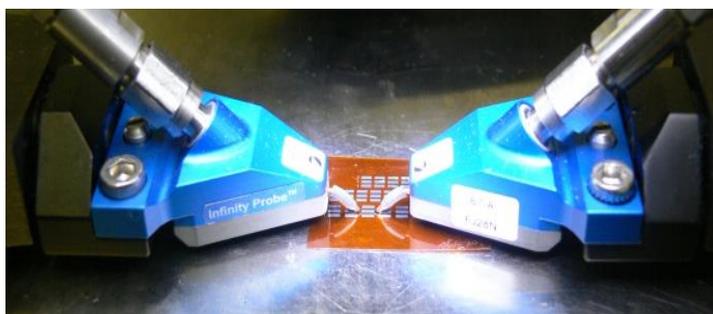


Figure 6: Mesures sous pointes à plat des lignes coplanaires imprimées sur le KAPTON

La *Figure 6* montre l'échantillon caractérisé sous pointes à plat. Ces dispositifs ont été frittés à une température de 200°C pendant 30 minutes avant la caractérisation. Afin de juger l'homogénéité des mesures et la répétabilité d'impression, il est indispensable de comparer les mesures sur des dispositifs fabriqués de mêmes dimensions. La *Figure 8* montre la comparaison entre les modules et les phases des paramètres S_{11} et S_{12} mesurés de trois lignes de topologie identique ($W=45\mu\text{m}$, $L=1\text{mm}$ et $D=160\mu\text{m}$). En comparant les résultats obtenus, il apparaît que :

- Les modules des coefficients de réflexion sont identiques et des coefficients de transmission varient moyennement de 1% sur toute la bande.
 - La variation moyenne, dans toute la bande de fréquences, de la phase du coefficient de réflexion S_{11} est de l'ordre de 2%. La phase du coefficient de réflexion est identique pour les trois lignes.

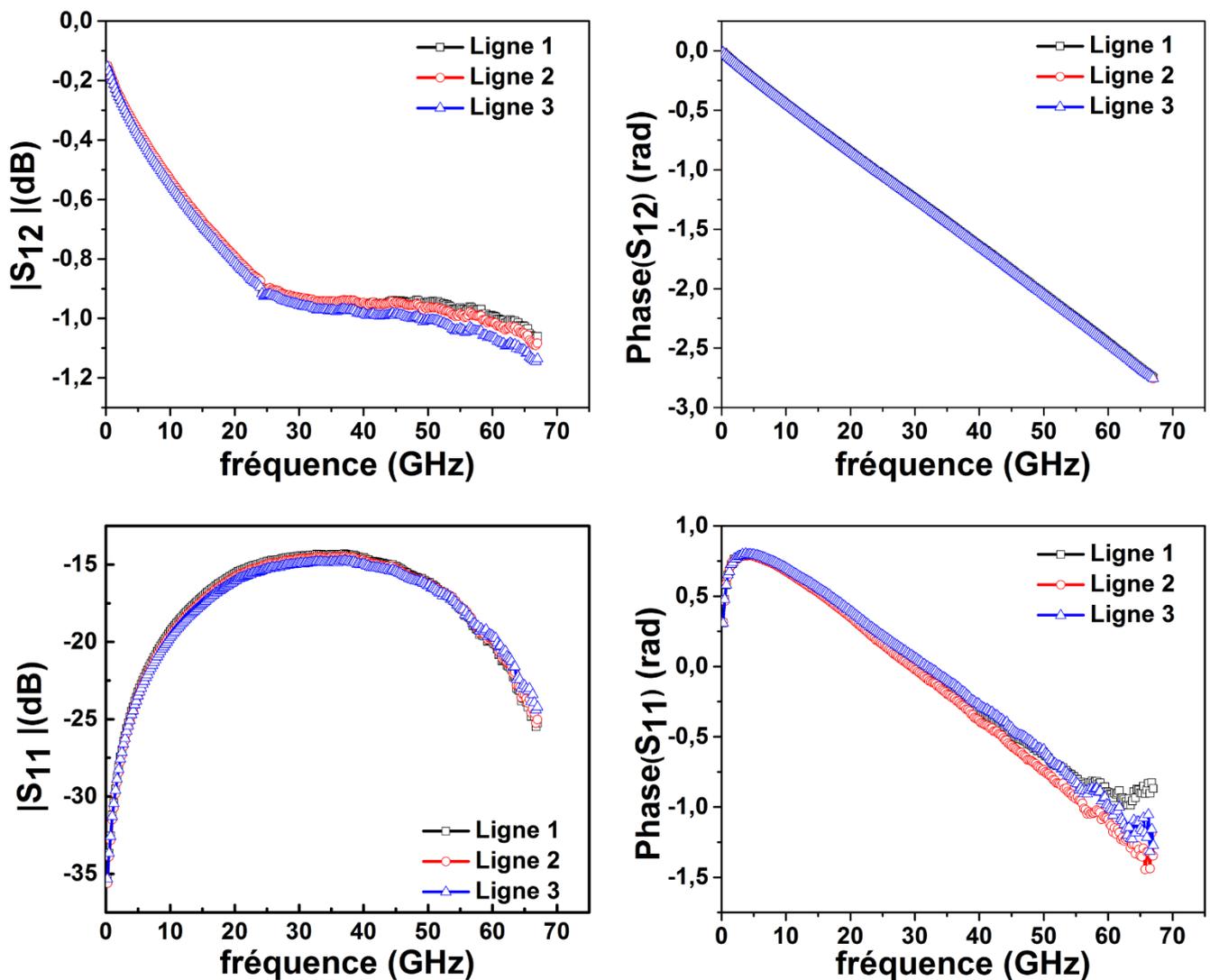


Figure 7: Evolution des paramètres S_{11} et S_{12} des lignes coplanaires imprimées sur le KAPTON de même topologie : largeur de ruban central $W=45\mu\text{m}$ et de longueur $L=1\text{mm}$.

Il ressort de cette étude qu'on a une excellente répétabilité, ce qui montre l'homogénéité de la fabrication en technologie jet d'encre.

Du point de vue de la modélisation, il est nécessaire de fabriquer et caractériser des lignes de différentes longueurs et largeurs dans le but de les modéliser et valider par la suite le modèle sur différentes topologies. Des mesures effectuées sur des lignes de même largeur de ruban central ($W=45\mu\text{m}$) et de trois différentes longueurs (1mm, 2mm et 3mm) sont montrées sur la Figure 8.

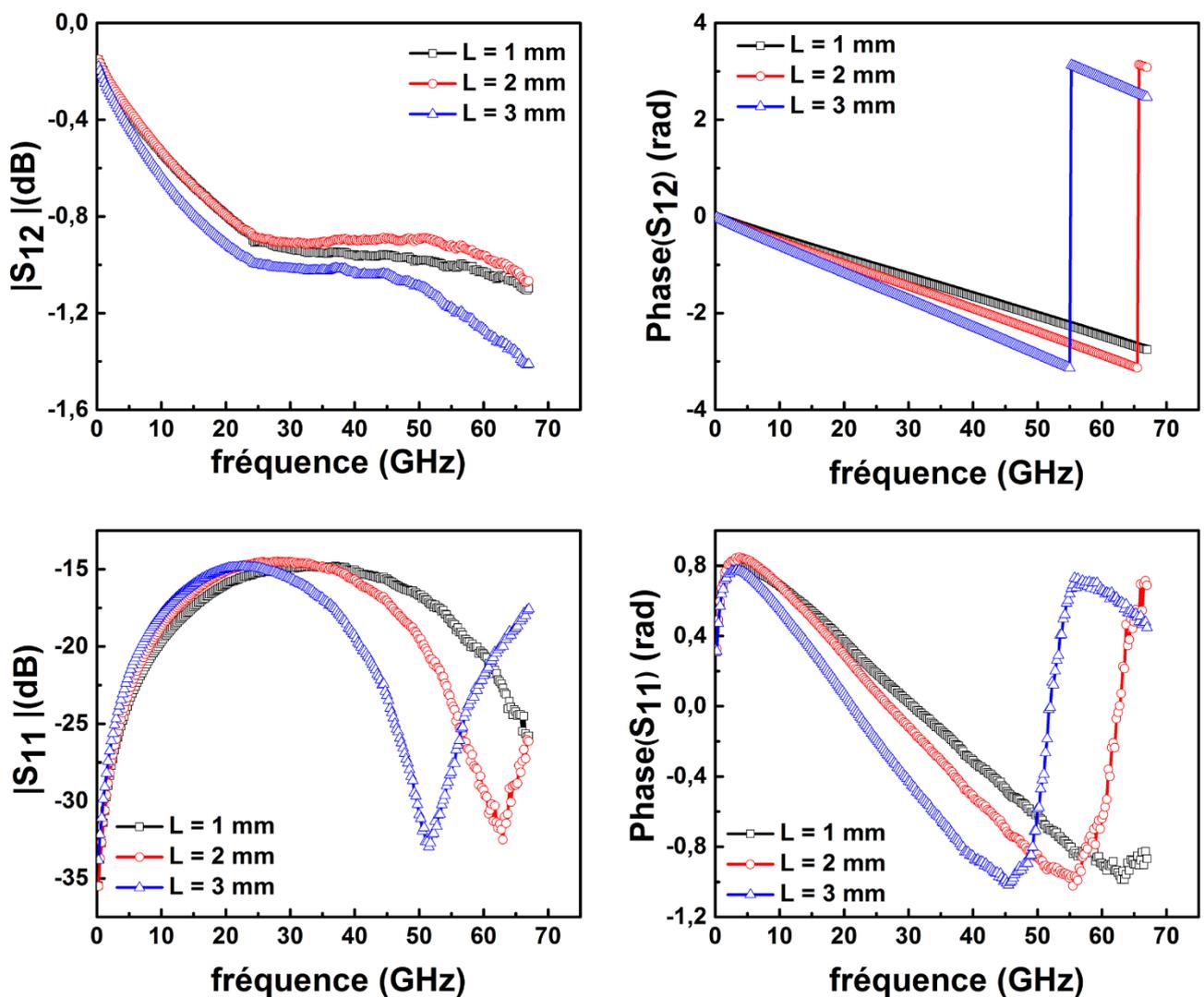


Figure 8: Evolution des paramètres S_{11} et S_{12} des lignes coplanaires imprimées sur le KAPTON de largeur de ruban central $W=45\mu\text{m}$ et de trois différentes longueurs $L=1\text{mm}$, 2mm et 3mm

Ces mesures ont permis de tracer l'évolution des coefficients de transmission et de réflexion en fonction de la longueur de la ligne.

La *Figure 9* présente une comparaison des modules et des phases des coefficients de transmission S_{12} et de réflexion S_{11} des lignes mesurées de différentes largeurs de ruban central W ($45\mu\text{m}$, $90\mu\text{m}$ et $130\mu\text{m}$) en gardant une même longueur de 1mm . Il est à noter que les pertes augmentent si la largeur du ruban central augmente.

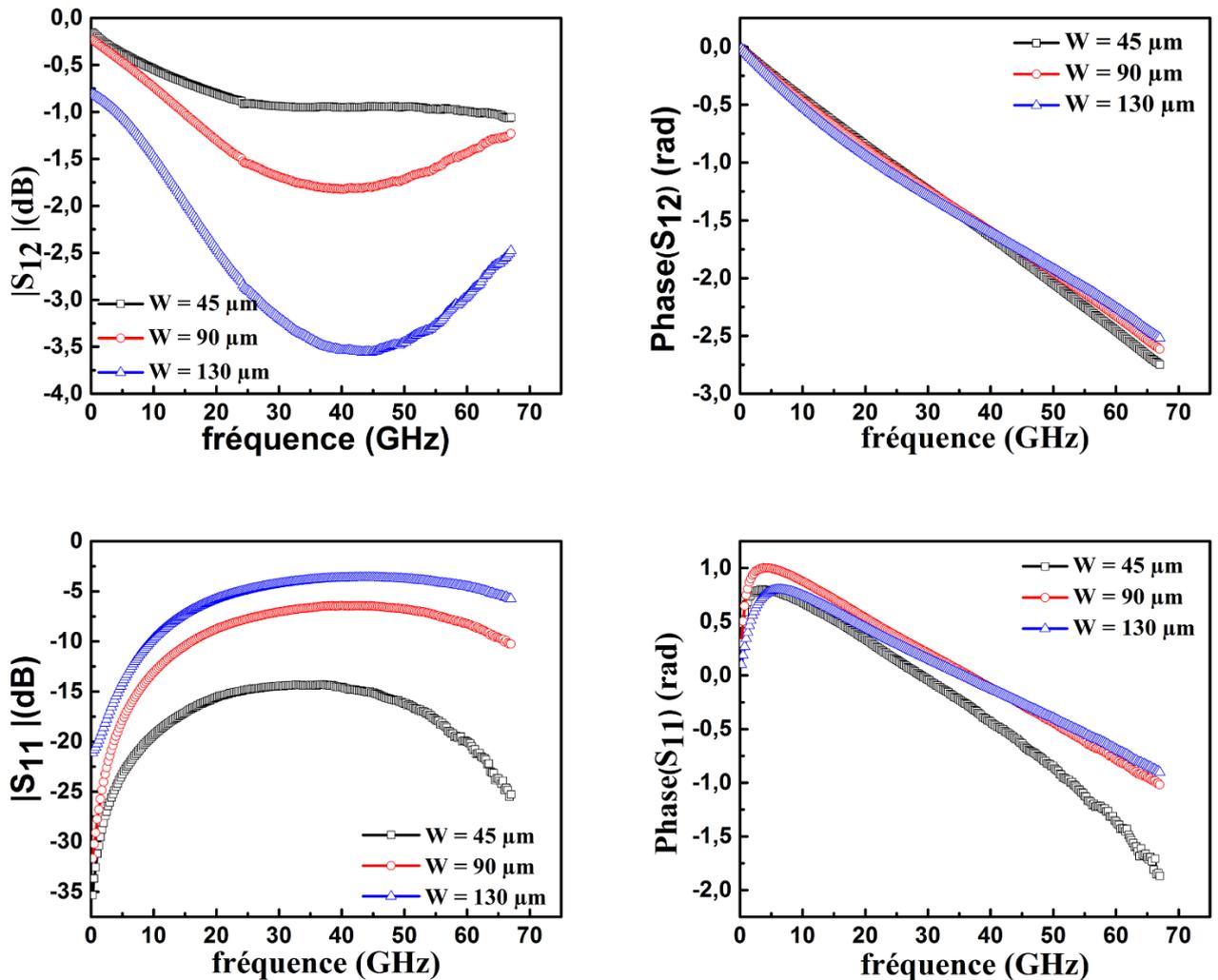


Figure 9: Evolution des modules et des phases des paramètres S_{11} et S_{12} des lignes coplanaires imprimées sur le KAPTON de longueur $L=1\text{mm}$ et de trois différentes largeur de ruban central $W=120\mu\text{m}$, $90\mu\text{m}$ et $45\mu\text{m}$

En ce qui concerne les caractéristiques micro-ondes, on a mesuré des CPW fabriquées sur le KAPTON recuites à 200°C , ils présentent différentes impédances caractéristiques (différent $W = 120, 90$ et $45\mu\text{m}$). Toutes les structures mesurées contiennent des plots d'accès pour assurer la pose des pointes, l'effet de ces motifs est épluché en utilisant la méthode TRL.

II.3.2. Lignes sur PET :

Pour cette partie, les dispositifs sont fabriqués à l'aide d'une imprimante X-series de Ceradrop. L'encre est éjectée par une tête d'impression de la marque dimatix (S class128) dont l'ouverture des buses est de $35\mu\text{m}$. Des gouttes d'encre de petit volume (vingtaine de pL) sont propulsées en direction du substrat après contraction d'un élément piézoélectrique entourant le capillaire des buses. Après stabilisation de la goutte sur la surface et évaporation du solvant, l'encre laisse un dépôt circulaire de nanoparticules d'argent sur le substrat. Ce dépôt est appelé « Splat » et a un diamètre $S_{\text{splat}} = 45\mu\text{m}$ une fois le pulse optimisé. Afin d'imprimer des lignes continues, il faut paramétrer l'espacement entre deux « splats » successifs selon les directions x et y (*Figure 10*). La direction x est nommée direction de fabrication dans la mesure où les gouttes sont uniquement éjectées selon cet axe. La direction y est quant à elle nommée direction de décalage car elle permet d'augmenter la largeur des dépôts par déplacement du Chuck selon l'axe y puis dépôt de nouvelles lignes d'encre lors d'un nouveau balayage de la tête d'impression. Ces lignes supplémentaires viennent s'ajouter à celles déjà présentes sur le substrat.

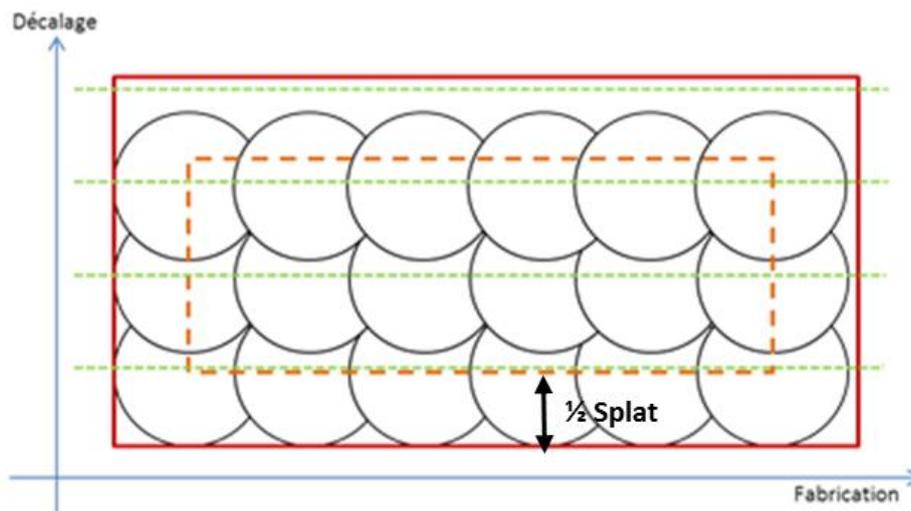


Figure 10: Principe d'impression jet d'encre

On définit deux paramètres « e_{fab} » et « $e_{déca}$ » qui sont les espacements centre à centre de deux gouttes successives sur le substrat, respectivement selon l'axe de fabrication et celui de décalage. La continuité des motifs imprimés n'est possible qu'avec un certain recouvrement des « splats ». Ainsi, l'optimisation de l'impression passe par la recherche des paramètres « e_{fab} » et « $e_{déca}$ » permettant l'obtention des lignes les plus fines et propres possible.

Pour simplifier le design des structures on sélectionne généralement $e_{fab} = e_{déca}$. Il faut, toutefois, remarquer que le logiciel de design de la machine (Ceraslice) ne permet pas de sélectionner n'importe quel couple de paramètres. Pour imprimer sur PET avec traitement de surface en silice pyrogénée (substrat Novel) les paramètres retenus sont $e_{fab} = 39,6\mu m$ et $e_{déca} = 38,36\mu m$. Le diamètre du splat étant de $45\mu m$ on obtient un recouvrement de $5\mu m$.

Compte tenu des espacements de goutte prédéfinies par Ceraslice il apparait une limitation lors du dimensionnement des objets à imprimer. Ces derniers auront pour $longueur = splat + (n_{fab} - 1) * e_{fab}$ et $largeur = splat + (n_{déca} - 1) * e_{déca}$ où n_{fab} est le nombre de gouttes de l'objet selon la direction de fabrication et $n_{déca}$ selon celle de décalage.

$$L = splat + (n_1 - 1) \times e_{fab} \tag{2.5}$$

$$W = splat + (n_2 - 1) \times e_{deca} \tag{2.6}$$

$$600 = 45 + n_1 \times 39.6 \text{ Donc } n_1 = 14.015$$

Mais n_1 est entier donc $n_1 = 14$, Il faut donc dessiner $L = 45 + 14 \times 39,6 = 599,4\mu m$.

Même calcul avec W et on trouve $W = 314\mu m$ au lieu de $300\mu m$.

Ces conditions ont été prises en considération pour le choix de dimensions des lignes.

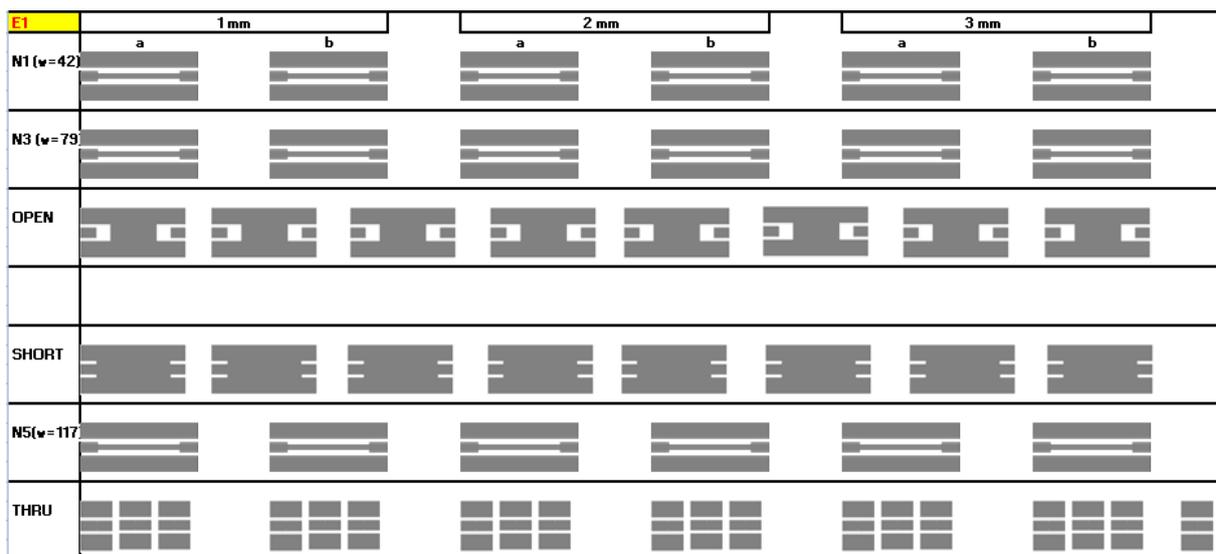


Figure 11: Jeu de masques des structures fabriquées en impression jet d'encre sur PET.

Le masque présenté sur la *Figure 11* dispose de lignes de différentes largeurs de ruban central ($W=42, 79$ et $117 \mu\text{m}$). Chacune ayant en plus trois différentes longueurs (1mm, 2mm et 3mm). Il contient aussi les éléments essentiels pour la procédure d'épluchage TRL (THRU, OPEN, SHORT et LINE).

Un nombre important de lignes de transmission CPW a été réalisé, leur conception variant en termes de largeurs (W et S) et de leur longueur L . Des motifs d'accès sont utilisés pour assurer la pose des pointes de mesure nonobstant la dimension de la ligne et la métallisation du conducteur central. Le *Tableau 2* suivant montre les dimensions des différentes lignes fabriquées ainsi que les mesures effectuées après la fabrication.

Tableau 2 : Dimensions des lignes fabriquées sur substrat PET.

Lignes	Ligne 1		Ligne 2		Ligne 3	
	masque	échantillon	masque	échantillon	masque	échantillon
$W (\mu\text{m})$	117	119	79	79,5	42	42,8
$D (\mu\text{m})$				162		
$s (\mu\text{m})$	22,5	17.2	41,5	39	60	57.5
$W_g (\mu\text{m})$				192		
$H_s (\mu\text{m})$				125		
$L (mm)$				1		
$t (\mu\text{m})$				0.8		

II.4. Technique d'épluchage des Lignes Coplanaires :

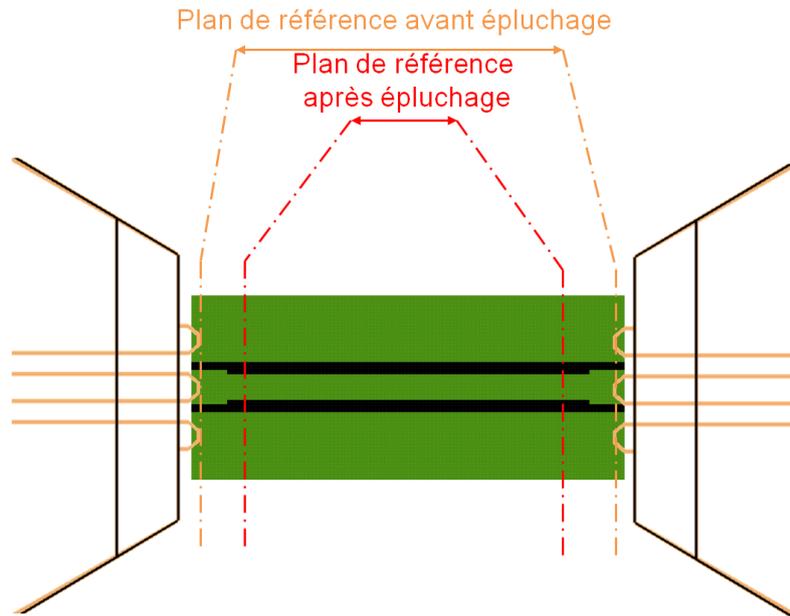


Figure 12: Situation des plans de référence avant et après la procédure d'épluchage

Dans ce chapitre, nous allons étudier les lignes coplanaires fabriquées en technologie d'impression jet d'encre. Ces lignes contiennent des plots d'accès comme le montre la *Figure 12*. Les plots d'accès sont utilisés pour assurer les mêmes conditions de pose des pointes sur des lignes de largeurs différentes. Il faut donc éplucher les effets de ces plots de la mesure et remonter aux paramètres S de la ligne qu'on veut caractériser. Pour décaler le plan de référence au niveau de la ligne, on a développé un programme d'épluchage basé sur la technique TRL qui utilise trois dispositifs : Thru, Reflect et line.

L'objectif d'une méthode d'épluchage telle que la technique TRL est de remonter directement aux paramètres S dans les plans du composant pour s'affranchir de toutes les erreurs introduites par chaque élément de la chaîne de mesure [5].

L'utilisation des plots d'accès sur les lignes est indispensable, d'une part, pour ne pas entrer directement en contact avec la ligne elle-même ce qui pourrait l'endommager surtout sur les dispositifs fabriqués en technologie d'impression jet d'encre. D'autre part, afin d'éviter de changer les pointes pour différentes dimensions. Ici, la méthode TRL est utilisée pour soustraire la contribution des accès après la mesure (épluchage ou de-embedding).

Comme mentionné dans le premier chapitre de la première partie, elle consiste à mesurer trois éléments :

- Une connexion directe de longueur L_{thru}
- Une ligne de transmission Line de longueur L , de constante de propagation complexe γ et d'impédance caractéristique Z_c .
- Une charge quelconque ayant un facteur de réflexion élevé en module (circuit-ouvert ou court-circuit).

L'ensemble des dispositifs essentiels pour la procédure d'épluchage TRL en technologie coplanaire sont présentés sur la *Figure 13*.

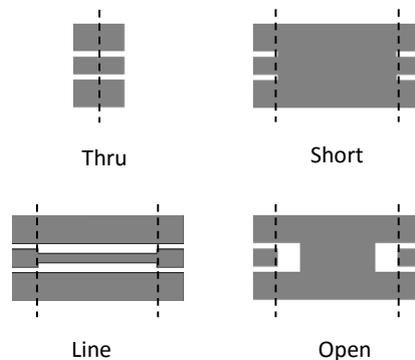


Figure 13: Ensemble des étalons utilisés dans la procédure d'épluchage TRL.

Cette méthode n'exige pas une connaissance préalable précise des éléments d'épluchage. L'impédance caractéristique de la ligne définit l'impédance de référence du système et est utilisée pour la normalisation des paramètres S [6]. Le plan de référence est défini au centre de la ligne Thru et avec les paramètres S référencés par rapport à l'impédance Z_c de la ligne, les matrices S des connexions Thru et Line s'écrivent respectivement :

$$[S_{Thru}] = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad [S_{Line}] = \begin{pmatrix} 0 & e^{-\gamma(L-L_{thru})} \\ e^{-\gamma(L-L_{thru})} & 0 \end{pmatrix} \quad (2.7)$$

Les matrices de transmission $[T_{Thru}]$ et $[T_{Line}]$ associées sont alors données par les expressions suivantes :

$$[T_{Thru}] = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad (2.8)$$

$$[T_{Line}] = \begin{pmatrix} e^{-\gamma(L-L_{thru})} & 0 \\ 0 & e^{+\gamma(L-L_{thru})} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} k & 0 \\ 0 & 1/k \end{pmatrix}$$

La *Figure 14* montre une description de la procédure d'épluchage TRL. Les accès sont affectés à deux matrices en cascades [A] et [B]. Ces deux matrices sont déterminées à partir des mesures effectuées sur les étalons d'épluchage. Les effets des accès sont éliminés en effectuant une multiplication par les matrices inverses $1/[A]$ et $1/[B]$.

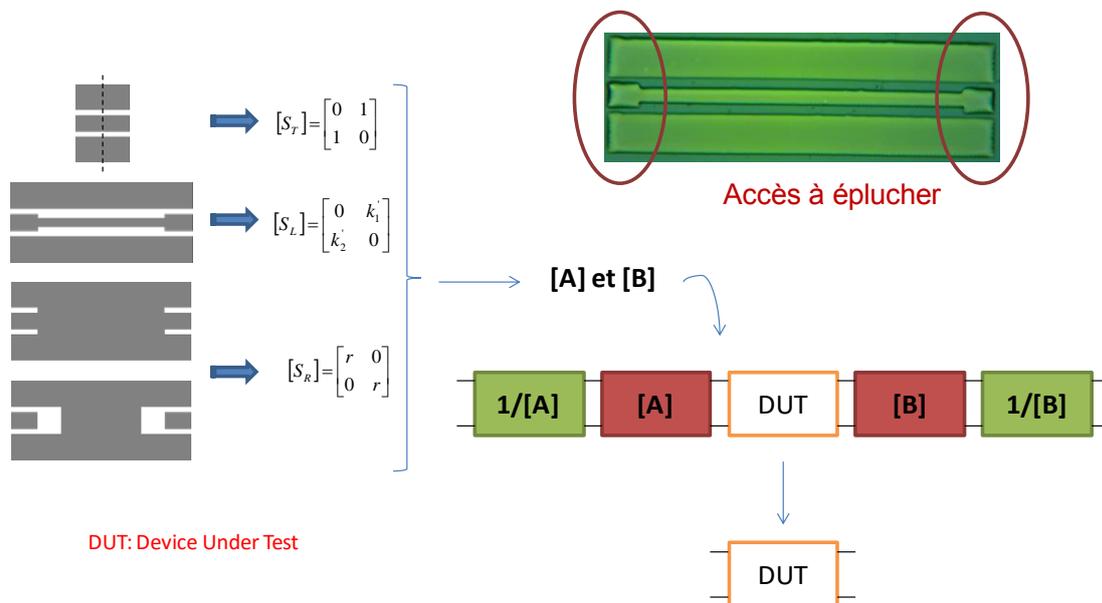


Figure 14 : Description de la Procédure d'épluchage TRL.

La constante $k = e^{-\gamma(L-L_{thru})}$ sera déterminée par la résolution des équations mises en annexe 1, à cet effet on a développé un programme qui permet de remonter à k .

Finalement, pour choisir la bonne solution k , on compare la phase des deux solutions $k_{1,2}$ à la valeur $e^{-\gamma(L-L_{thru})}$. A partir de la valeur de k , on peut déduire la valeur exacte de la constante de propagation γ , par la relation suivante :

$$\gamma = -\frac{\ln(k)}{(L - L_{thru})}w \quad (2.9)$$

Un des avantages de l'épluchage TRL est de pouvoir déterminer l'impédance de référence du calibrage définie comme l'impédance caractéristique de la ligne de transmission [6]. Une méthode, très robuste, permet de déterminer l'impédance caractéristique de la ligne de transmission à partir des mesures de sa constante de propagation et de sa capacité linéique C dans le cas de substrats à faibles pertes.

$$Z_0 = \frac{\gamma}{j\omega C} \quad (2.10)$$

En pratique, un bon compromis consiste à utiliser des lignes avec un déphasage compris entre 20° et 160° dans toute la bande de fréquences [7].

Une comparaison entre les modules des paramètres S_{11} et S_{12} avant et après épluchage d'une ligne de longueur $L=1\text{mm}$ fabriquée sur KAPTON est montrée sur la *Figure 15*. Sur les paramètres de transmission on note une baisse des pertes sur toute la bande de fréquences. Outre, Les paramètres de réflexion S_{11} , la fréquence de résonance de la ligne se décale vers des fréquences plus hautes. Cela provient de la diminution de la longueur de la ligne de $400\mu\text{m}$.

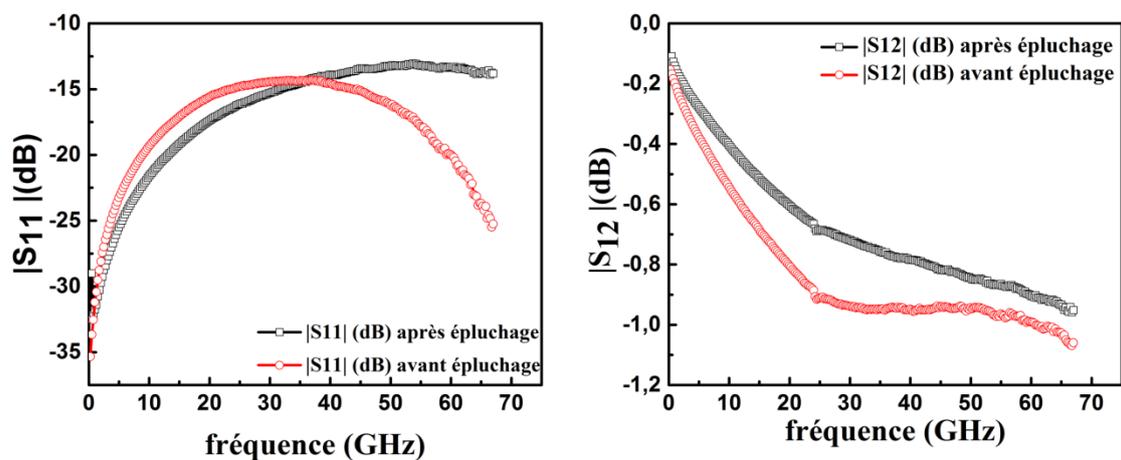


Figure 15 : Comparaison des modules des paramètres S_{11} et S_{12} d'une ligne fabriquée sur KAPTON ($W=45\mu\text{m}$, $L=1\text{mm}$ et $D=160\mu\text{m}$) avant (en rouge) et après épluchage (en noir).

II.5. Les extractions des caractéristiques des lignes coplanaires (constante de propagation, impédance caractéristique, RLCG) :

II.5.1. Extraction de la constante de propagation :

La constante de propagation est obtenue à partir d'un traitement matriciel faisant appel à une conversion des paramètres S mesurés en matrice chaîne. La matrice chaîne d'une ligne coplanaire est la suivante :

$$[T] = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{Cosh}(\gamma.L) & -Z_c \cdot \text{Sinh}(\gamma.L) \\ -Y_c \cdot \text{Sinh}(\gamma.L) & \text{Cosh}(\gamma.L) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

La constante de propagation de la ligne est obtenue à partir de la matrice chaîne à travers la relation suivante :

$$\gamma = \frac{\text{Arcos}(T_{11})}{L} \quad (2.12)$$

Soit à partir des paramètres S :

$$\gamma = \frac{\text{Acosh}\left(\frac{(1 + S_{11}) \cdot (1 - S_{22}) + S_{12} \cdot S_{21}}{S_{12} + S_{21}}\right)}{L} \quad (2.13)$$

Avec L correspondant à la longueur de la ligne.

La constante d'atténuation α et la constante de phase β de la ligne sont respectivement la partie imaginaire et la partie réelle de la ligne :

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (2.14)$$

II.5.2. Extraction de l'impédance caractéristique :

Conformément au schéma électrique général distribué, l'impédance caractéristique Z_c obéit à (2.15) où T_{12} et T_{21} sont les coefficients issus de la conversion des paramètres $S \rightarrow T$.

$$Z_C = \sqrt{\frac{T_{12}}{T_{21}}} \quad (2.15)$$

Soit directement par les paramètres S :

$$Z_C = Z_0 \sqrt{\frac{(1 + S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2}} \quad (2.16)$$

Cette mesure a pour avantage de ne nécessiter que la connaissance des paramètres S de la ligne et permet une détermination de Z_C sur toute la bande de fréquences. Cependant, de fortes imprécisions surviennent aux fréquences f répondant à (2.14).

$$\lambda = \frac{k \cdot L}{2} \Leftrightarrow f = \frac{2c}{k \cdot L \sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (2.17)$$

Pour contourner ce problème, une solution repose sur l'utilisation de la technique multi-ligne qui consiste à mesurer deux lignes de longueur différentes [8].

La constante de propagation et l'impédance caractéristique ont été extraites au moyen de (2.12) et (2.15) après le de-embedding.

II.5.3. Extraction de l'Angle de perte diélectrique :

Dans les conditions de mesure, le mode de propagation principal est supposé être de type TEM. Sur la base de cette hypothèse, les pertes liées au substrat impliquent une partie imaginaire dans l'expression de la permittivité ε , il vient ainsi :

$$\varepsilon = \varepsilon' + j \cdot \varepsilon'' \quad (2.18)$$

Avec ε' et ε'' respectivement les parties imaginaire et réelle de la permittivité du substrat.

D'autre part le coefficient de propagation γ s'écrit sous la forme suivante :

$$\gamma = \alpha + j \cdot \beta \quad (2.19)$$

Où α représente la constante d'atténuation et β est la constante de phase.

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\frac{|\varepsilon| - \varepsilon'}{2}} \quad (2.20)$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\frac{|\varepsilon| + \varepsilon''}{2}} \quad (2.21)$$

Avec λ_0 décrivant la longueur d'onde dans le vide.

A partir des équations précédentes on obtient :

$$\varepsilon_r' = \frac{\beta^2 - \alpha^2}{\omega^2} c^2 \quad (2.22)$$

$$\varepsilon_r'' = \frac{2 \cdot \beta \cdot \alpha}{\omega^2} c^2 \quad (2.23)$$

$$\varepsilon_r = -\left(\frac{\gamma \cdot c}{\omega}\right)^2 \quad (2.24)$$

A partir de (2.22) et (2.23), on calcul la tangente des pertes diélectriques :

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r'} \quad (2.25)$$

II.5.4. Extraction des caractéristiques des lignes mesurées :

- Lignes fabriquées sur KAPTON :

L'extraction de la constante d'atténuation et de l'impédance caractéristique sur les lignes fabriquées sur KAPTON a été réalisée après l'épluchage des lignes d'accès avec la procédure TRL. La *Figure 16 (a)* montre une comparaison de l'évolution de la constante d'atténuation en fonction de la fréquence des lignes avec les trois différentes largeurs de ruban central W (130 μm , 90 μm et 45 μm). Il apparaît que les pertes les plus faibles correspondent à la ligne de $W=90\mu\text{m}$. Les pertes mesurées sont inférieures à 0,6 dB / mm à 67 GHz. Cette valeur est à l'état de l'art des dispositifs imprimés sur substrat flexible. Néanmoins, elle reste importante devant ce qui est obtenu sur une ligne de transmission similaire fabriquée avec le processus de la lithographie et l'évaporation de l'or sur le même substrat (la valeur de la constante d'atténuation est de 0,3 dB / mm pour une épaisseur de ligne de 300 nm @ 67 GHz).

Les extractions des impédances caractéristique correspondantes en fonction de la fréquence sont présentées sur la *Figure 16 (b)*, Les valeurs moyennes obtenues son de l'ordre de 60, 90 et 120 Ω correspondant respectivement à des largeurs de rubans conducteurs $W=130\mu\text{m}$, $90\mu\text{m}$ et $45\mu\text{m}$.

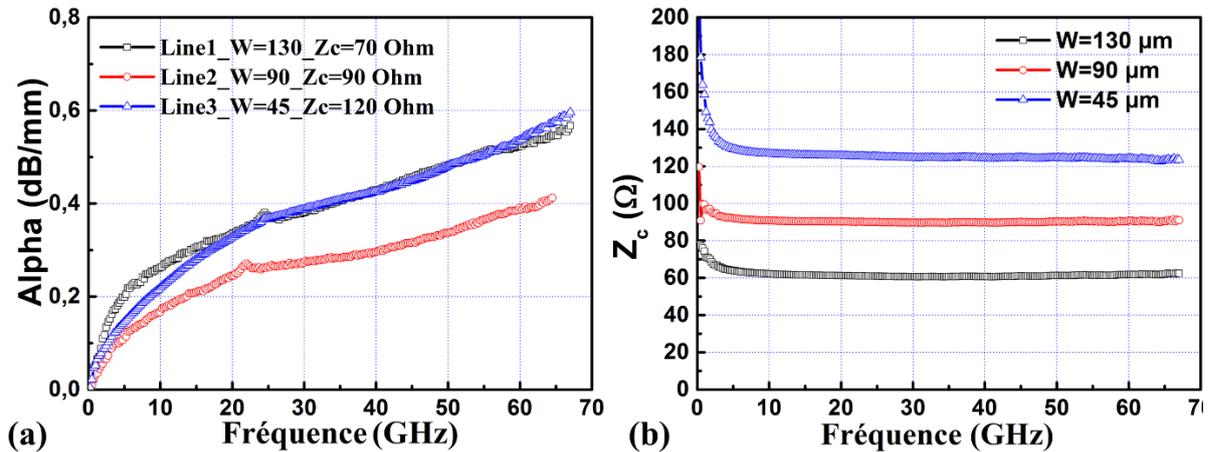


Figure 16: (a) Comparaison des constantes d'atténuation pour différentes largeurs de ruban central W ; (b) Les extractions des impédances caractéristiques des trois lignes

L'observation de ces paramètres permet de souligner l'excellent comportement du KAPTON comme support de propagation. Les extractions ont donné une valeur de tangente de pertes diélectrique autour de $\tan\delta = 0,05$ et une permittivité effective $\epsilon_{\text{reff}} = 3,3$ correspondant à ce que rapportés dans la littérature (Cf. *Figure 17*).

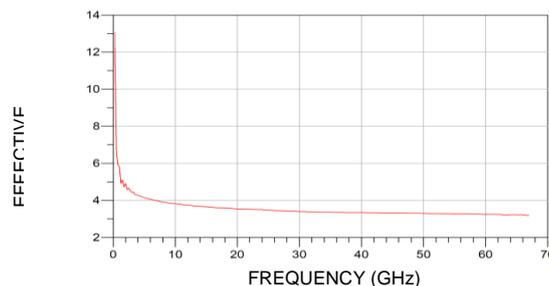


Figure 17: Permittivité effective en fonction de la fréquence

- Influence de la température de recuit :

Nous avons également étudié l'influence de la température de recuit sur les pertes de la ligne. Par conséquent, nous avons caractérisé des lignes recuites à 200°C , 250°C et 300°C

pendant 30 min à chaque fois. Nous illustrons sur la *Figure 18* les résultats obtenus en terme d'évolution des pertes en fonction de la fréquence de la ligne de $W = 130 \mu\text{m}$ pour les trois différentes températures de recuit (200°C , 250°C et 300°C). Il ressort de cette étude que la température de recuit affecte énormément le comportement de la ligne. Les pertes diminuent d'environ $0,3 \text{ dB/mm}$ @ 67GHz lorsque la température de recuit passe de 200°C à 300°C , ce qui reflète la diminution de la résistivité. A 300°C , on obtient le même ordre d'atténuation que pour les lignes coplanaires avec les mêmes dimensions, mais réalisé avec la photolithographie et une épaisseur de métallisation d'or 350 nm . En outre, le substrat n'a pas été affecté par la température (nous ne notons aucune déformation) et la ligne reste intacte. On pourra même aller jusqu'à 400°C

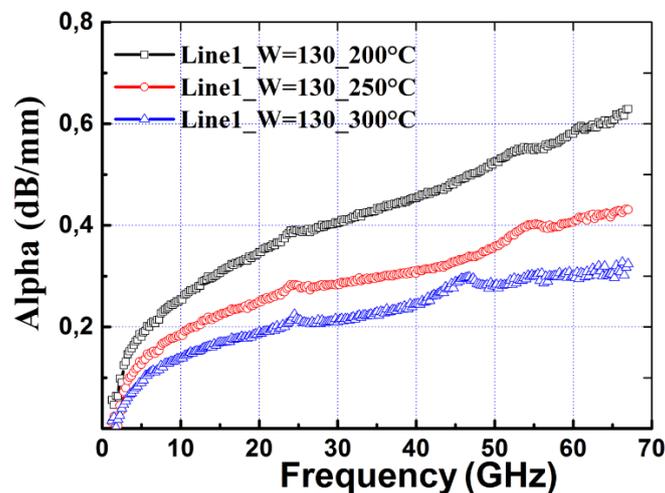


Figure 18 : Comparaison des constantes d'atténuation pour différentes températures de recuit pour une ligne de largeur de ruban central $W=130\mu\text{m}$.

Cette étude a fait l'objet d'une communication internationale dans la conférence *European Microwave Week*, en octobre 2014 à Rome [4].

- Lignes fabriquées sur PET :

La *Figure 19 (a)* présente les résultats obtenus en termes d'atténuation pour une longueur $L = 1 \text{ mm}$ pour les trois largeurs de ruban central, on remarque alors que l'extraction donne des résultats qui ne dépassent pas $0,7 \text{ dB/mm}$ à 67 GHz . Ces valeurs importantes d'atténuation sont principalement des pertes métalliques vu qu'on s'est limité à une température de recuit de 150°C donc une valeur importante de résistivité de l'encre. On a constaté des dégâts

sur le substrat ainsi qu'une forte détérioration de sa souplesse en dépassant cette température de recuit ce qui est un inconvénient majeur du PET. Les lignes sont conçues pour présenter des impédances caractéristiques 80, 100 et 130 Ω .

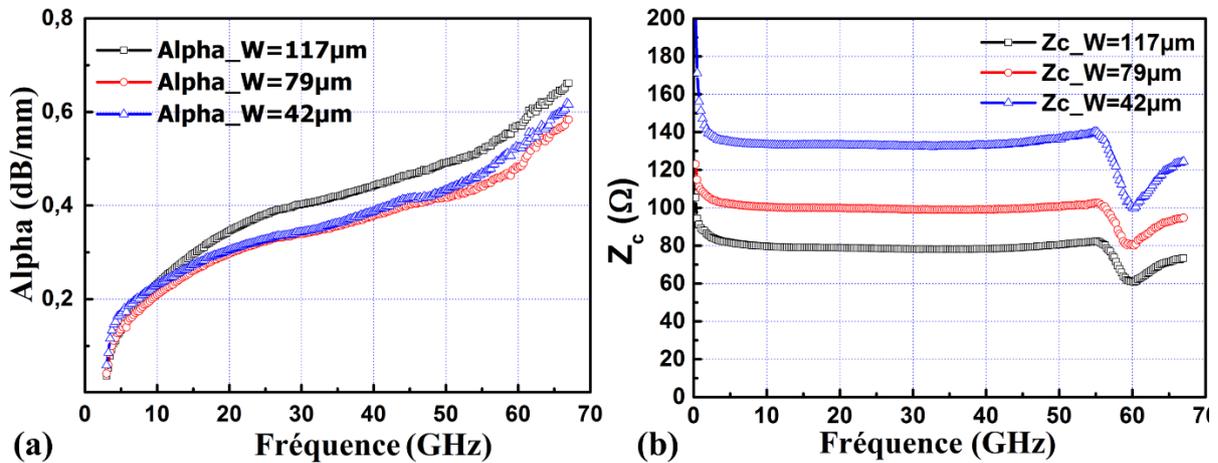


Figure 19 : (a) L'évolution de la constante d'atténuation en fonction de la fréquence (b) L'évolution des impédances caractéristiques en fonction de la fréquence des lignes mesurées pour $W=117, 79$ et $42 \mu\text{m}$.

Les extractions des impédances caractéristiques des lignes sont présentées sur la *Figure 19 (b)*. Les grosses valeurs d'impédances caractéristiques obtenues sont dues à la faible permittivité effective du substrat $\epsilon_{\text{reff}} = 1.7$ et donc même avec la bonne résolution atteinte ($15 \mu\text{m}$ d'espacement entre les lignes) on est loin d'atteindre les 50Ω en gardant une distance inter-masse de $160 \mu\text{m}$ sur le PET.

II.5.5. Extraction des éléments du schéma équivalent R, L, C et G :

La *Figure 20* représente le schéma équivalent classique d'une ligne coplanaire qui comprend deux parties, une partie série et une partie parallèle [9]. Les éléments de ce modèle (R, L, C et G) sont les paramètres linéiques de la ligne.

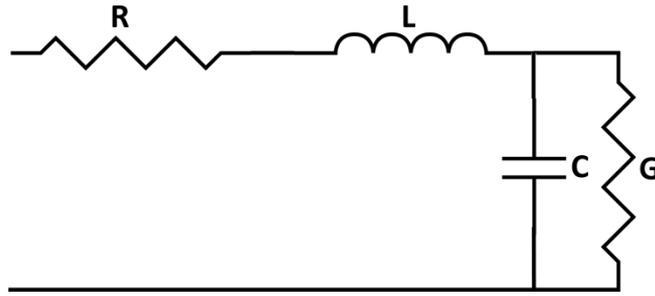


Figure 20 : Schéma électrique équivalent d'une ligne

A partir de l'équation des télégraphistes, quel que soit le mode de propagation TEM ou quasi-TEM, les éléments localisés R, L, G et C sont reliés à l'impédance caractéristique Z_c et à sa constante de propagation γ par les équations suivantes [10], [11]:

$$\frac{\gamma}{Z_0} = j\omega C + G \quad (2.26)$$

$$\gamma Z_0 = j\omega L + R \quad (2.27)$$

A priori aucun des paramètres R, L, C et G n'est connus. En théorie, la connaissance de la valeur de la constante de propagation et de l'impédance caractéristique permet de déterminer le couple (C, G) en utilisant la formule (2.26) et le couple (L, R) par la formule (2.27).

Les éléments R, L, C et G en fonction des paramètres S s'expriment par les expressions suivantes :

$$R = |\operatorname{Re}(\gamma \cdot Z_c)| \quad (2.28)$$

$$L = |\operatorname{Im}(\gamma \cdot Z_c)| \quad (2.29)$$

$$C = \left| \operatorname{Re} \left(\frac{\gamma}{Z_c} \right) \right| \quad (2.30)$$

$$G = \left| \operatorname{Im} \left(\frac{\gamma}{Z_c} \right) \right| \quad (2.31)$$

II.6. Modélisation des CPW :

Cette description est basée sur une approche quasi-TEM. Les formules fournissent des résultats efficaces jusqu'en gamme millimétrique. Par ailleurs, cette méthode permet de prendre en considération les limitations géométriques et l'effet de peau.

La valeur de l'impédance caractéristique Z_c de la ligne CPW est calculée à partir de la géométrie de la ligne grâce à la largeur W du ruban central et la largeur S des fentes pour une hauteur H et une constante diélectrique relative ϵ_r données. La valeur de l'impédance caractéristique Z_c dépend de W et S . On peut donc obtenir une valeur pour différentes distance inter-masse. La technologie utilisée dans notre cas repose sur une distance inter-masse $D=160\mu\text{m}$ compte tenu de la facilité de fabrication en impression jet d'encre et des dimensions choisies permettant ainsi de minimiser la propagation des modes parasites et d'avoir un seul mode Quasi-TEM.

Pour la modélisation des lignes coplanaires, il existe plusieurs approches possibles permettant d'estimer leurs performances :

- L'approche quasi-statique : c'est une méthode rapide mais ne prenant pas en considération les pertes et l'effet de peau. De plus, elle ne permet pas de traiter les discontinuités coplanaires. Le modèle basé sur cette approche sera détaillé en annexe 2 de ce chapitre.
- Le modèle d'Heinrich

Dans notre cas, la modélisation est basée sur le modèle d'Heinrich.

II.6.1. Le modèle d'Heinrich :

Cette méthode est rapide et efficace ainsi que facile à intégrer dans un package CAD comme ADS. Après avoir déterminé les éléments du schéma équivalent de la ligne considérée, on effectue la transformation en matrice S en fonction de la fréquence.

Les calculs de la capacité C et de la conductance G causée par la tangente des pertes diélectrique, $\tan(\delta)$, sont effectués en utilisant respectivement les équations (2.32) et (2.33). Les petites épaisseurs de métallisation et l'effet de largeur de plan de masse fini sont pris en compte.

$$C = 2\varepsilon_0(F_{up} + \varepsilon_r F_{low}) \quad (2.32)$$

$$G = 2\varepsilon_0\varepsilon_r \cdot \tan\delta_e \cdot F_{low} \quad (2.33)$$

Les calculs de la résistance R et de l'inductance L sont effectués en utilisant une approche de segmentation d'intervalles fréquentiel pour prendre en considération l'effet de peau. Les expressions sont données par (2.34) et (2.35).

$$R = R_c + R_g \quad (2.34)$$

$$L = \begin{cases} L_{DC0} \cdot \left[1 + a_0^{(L)} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_{L0}} \right)^2 \right] & \text{pour } \omega \leq \omega_{L0} \\ L_{e\infty} + L_{s1} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_{L1}} \right)^{v_{s1}} \left[1 + a_1^{(L)} \cdot \left(\frac{\omega_{L0}}{\omega} \right)^2 + a_2^{(L)} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_{L1}} \right)^2 \right] & \text{pour } \omega_{L0} \leq \omega \leq \omega_{L1} \\ L_{e\infty} + L_{s2} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_{L2}} \right)^{v_{s2}} \left[1 + a_3^{(L)} \cdot \left(\frac{\omega_{L1}}{\omega} \right)^2 + a_4^{(L)} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_{L2}} \right)^2 \right] & \text{pour } \omega_{L1} \leq \omega \leq \omega_{L2} \\ L_{e\infty} + \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\kappa}} \frac{F_L^{(c)} + F_L^{(g)}}{4F_0^2} \left[1 + a_5^{(c)} \cdot \left(\frac{\omega_{L2}}{\omega} \right) \right] & \text{pour } \omega \geq \omega_{L2} \end{cases} \quad (2.35)$$

Les détails de calcul sont présentés dans l'annexe 3 de ce chapitre.

II.6.2. Etapes de modélisation :

Considérons à présent le cas d'une ligne coplanaire sur substrat souple (PET ou Kapton) :

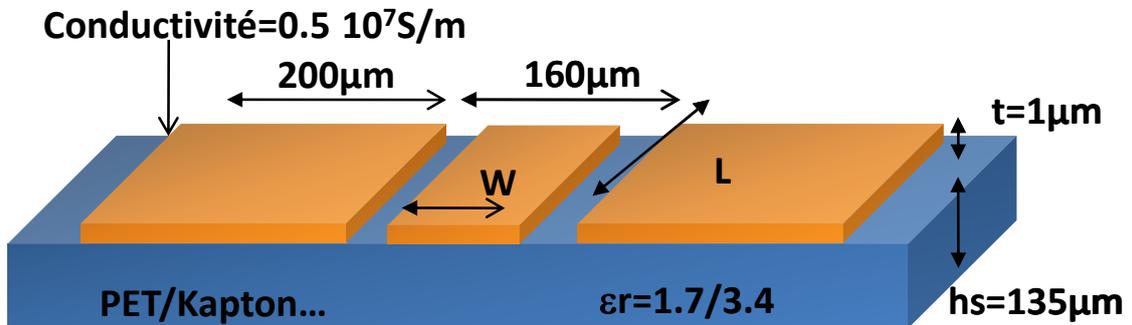


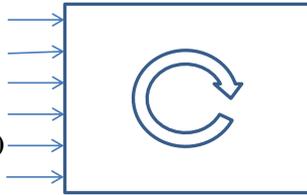
Figure 21 : Géométrie des lignes coplanaires

Dans un premier temps, on impose les dimensions de la ligne en respectant les conditions nécessaires pour avoir une propagation quasi-TEM comme décrit au début de ce

chapitre. Comme illustré sur la *Figure 22*, les paramètres d'entrée du programme sont les dimensions de la ligne, la conductivité du métal et les caractéristiques du substrat. Ensuite, le programme génère un fichier contenant la constante d'atténuation, la permittivité effective et l'impédance caractéristique de la ligne comme l'indique la figure suivante :

Paramètres d'entrée:

- Conductivité du métal
- Epaisseur de métallisation
- Permittivité
- Epaisseur de substrat (h_s)
- Dimensions de la ligne(W,L,S)
- $\tan D$



Sortie:

- E_{reff}
- Constante d'atténuation(α)
- Impédance caractéristique (Z_c)

```

VAR Width(real)=90e-6
BEGIN Block1
% freq(real)   er_eff(real)   alpha_db(real)   Real_Z(real)   Imag_Z(real)
1.00000E+09   2.97507E+00   1.12572E-01   7.43629E+01   -2.66414E+01
1.50000E+09   2.68435E+00   1.25009E-01   7.06349E+01   -1.97196E+01
2.00000E+09   2.53862E+00   1.34990E-01   6.86901E+01   -1.59680E+01
2.50000E+09   2.44969E+00   1.43324E-01   6.74757E+01   -1.35609E+01
3.00000E+09   2.38911E+00   1.50464E-01   6.66358E+01   -1.18621E+01
3.50000E+09   2.34484E+00   1.56717E-01   6.60153E+01   -1.05886E+01
4.00000E+09   2.31089E+00   1.62289E-01   6.55354E+01   -9.59314E+00
4.50000E+09   2.28390E+00   1.67323E-01   6.51514E+01   -8.79057E+00
    
```

Figure 22 : Schématisation du programme de simulation (Heinrich)

Pour une seule distance inter-masse, on génère plusieurs fichiers correspondant à différentes largeurs de ruban central de la ligne coplanaire. Le logiciel ADS est utilisé pour lire ces fichiers, puis, les paramètres S sont générés pour tous couple (W, L) en effectuant une interpolation polynomiale (Cf. *Figure 23*).

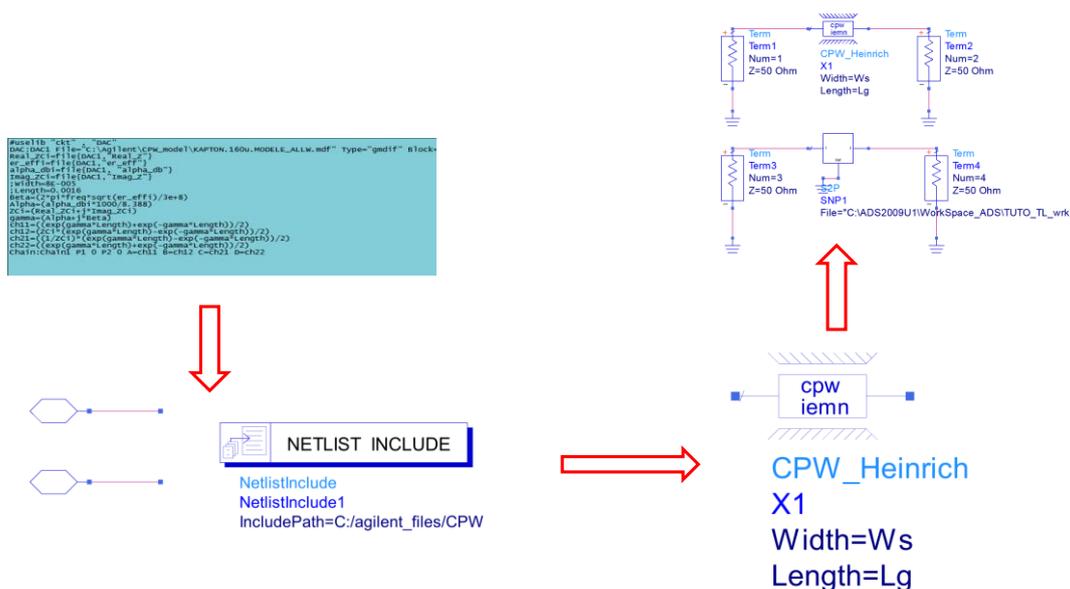


Figure 23 : Etapes de modélisation des lignes coplanaires et intégration dans ADS

II.6.3. Validation du modèle :

Pour $D=160 \mu\text{m}$, la Figure 24 montre un exemple de réalisation ainsi que les comparaisons entre le modèle et les mesures des lignes coplanaires fabriquées sur Kapton en utilisant la technologie d'impression jet d'encre avec une largeur de ruban central $W=120\mu\text{m}$ et 3 différentes longueurs de lignes soit $L = 1\text{mm}$, 2mm et 3mm .

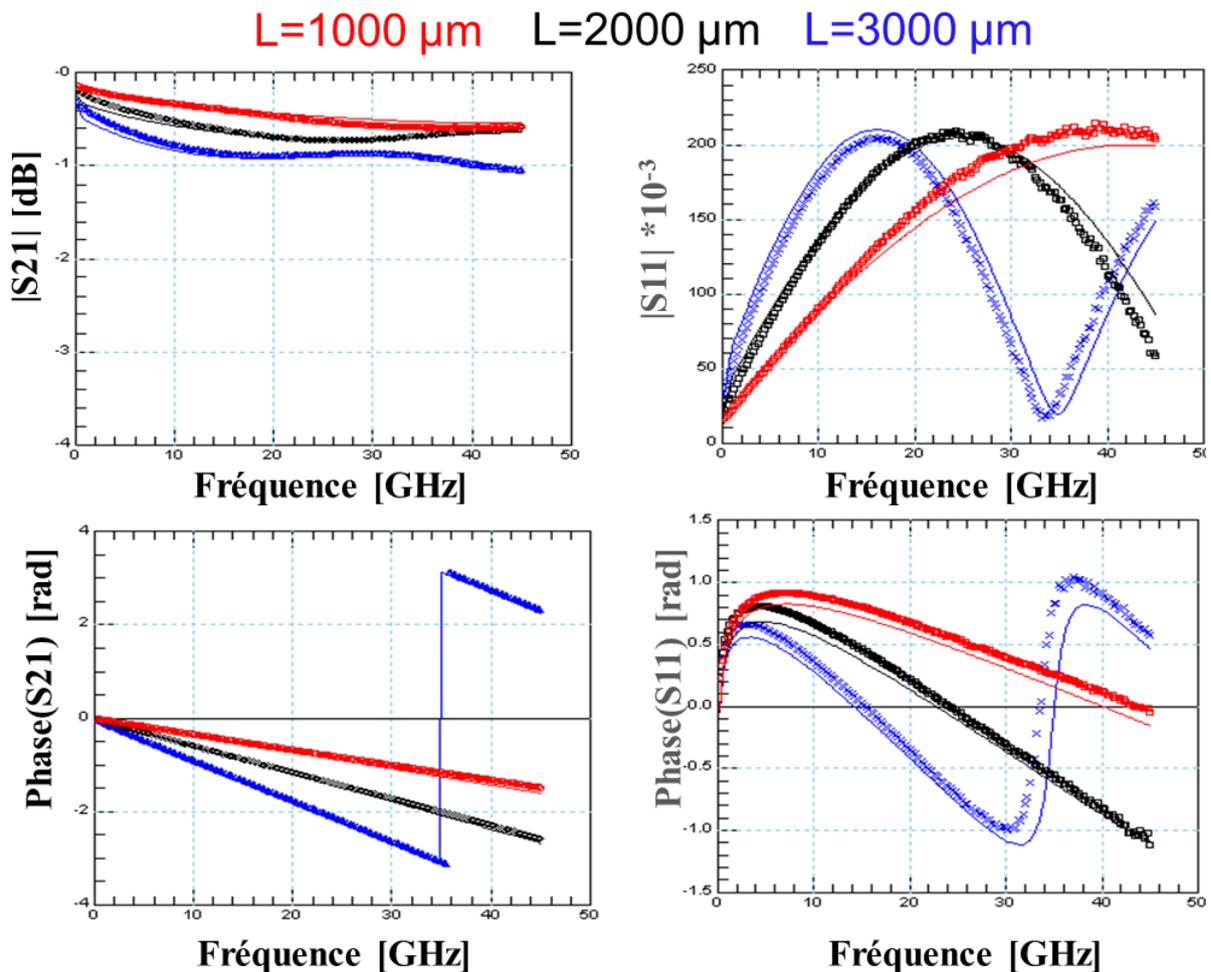


Figure 24 : Comparaison entre mesures et simulations effectuées pour trois lignes sur KAPTON de largeur $W=45\mu\text{m}$ pour trois longueurs L (1mm , 2mm et 3mm)

On constate une bonne concordance sur les paramètres S mesurés, simulés et modélisés aussi bien en module qu'en phase. Le modèle a été validé pour toutes les lignes fabriquées, néanmoins dans ce qui suit, on traitera seulement les résultats de mesures.

II.6.4. Simulation électromagnétique :

La simulation d'éléments passifs peut être réalisée par l'utilisation de logiciels commerciaux de simulation électromagnétique basés sur la résolution des équations de Maxwell en utilisant la méthode des éléments finis. Ils assurent une excellente précision. Par conséquent, au cours de ce travail de thèse, nous avons eu recours au logiciel CST Microwave Studio.

II.7. Modélisation des discontinuités coplanaires :

Cette partie présente les caractéristiques des discontinuités coplanaires. On va se focaliser sur les discontinuités typiques qui font partie des circuits pratiques. Par conséquent, une bonne compréhension est essentielle pour le succès de la conception.

On va présenter les modèles, les simulations, les caractéristiques et les mesures des terminaisons circuit ouvert et court-circuit, inductances spirales, capacités interdigitées et métal-isolant-métal (MIM) fabriqués en technologie d'impression jet d'encre.

II.7.1. Terminaison circuit-ouvert :

Une terminaison circuit-ouvert en technologie coplanaire [10] est formée par la fin du ruban central de la ligne coplanaire de largeur W d'une courte distance avant que la fente se termine, créant ainsi un espacement g_1 comme le montre la *Figure 25*. Elle est utilisée souvent pour la réalisation de réseau d'adaptation (compensation).

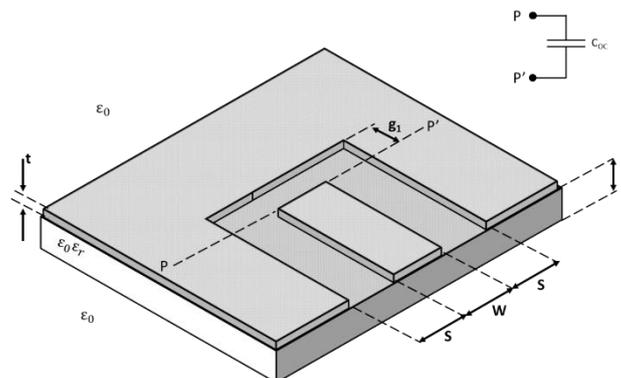


Figure 25 : Terminaison circuit-ouvert en technologie coplanaire

Le rayonnement du champ électromagnétique entre le ruban central et le plan de masse donne lieu à une capacité C_{CO} considérée sur le plan de référence P-P'. Comme illustré sur la Figure 25, ce plan de référence est situé à l'extrémité de la ligne. Ainsi, la position du circuit ouvert est au-delà de la fin physique du ruban central de la ligne. Ces effets parasites sont donc considérés comme une extension de longueur de la ligne coplanaire notée L_{CO} . La capacité de circuit ouvert C_{CO} se compose à la base de :

- La capacité C_g : traduit le couplage capacitif à travers la fente g_1 , entre l'extrémité du ruban central de la ligne et le plan de masse. Elle varie proportionnellement à $1/g_1$.
- La capacité C_s : due couplage capacitif dans les fentes de la ligne coplanaire. Elle est constante et indépendante de la variation de $1/g_1$.

La capacité C_{CO} est en relation avec L_{CO} par :

$$C_{CO} = \frac{\tan(\beta L_{CO})}{\omega Z_0} \quad (2.36)$$

Où β est la constante de phase et est donnée par :

$$\beta = \frac{2\pi f}{c} \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad (2.37)$$

Où : ϵ_{eff} est la constante diélectrique effective, Z_0 représente l'impédance caractéristique de la ligne et f étant la fréquence.

Lorsque L_{CO} est faible par rapport à la longueur d'onde, le terme $\tan(\beta L_{CO})$ est approximativement égal à βL_{CO} et par conséquent l'équation. 2.36 peut-être réécrite comme:

$$C_{CO} = \frac{\beta L_{CO}}{\omega Z_0} \quad (2.38)$$

La capacité C par unité de longueur en F / m pour une ligne coplanaire sans pertes est donnée par :

$$C = \frac{\beta}{\omega Z_0} \quad (2.39)$$

Par conséquent, l'équation. 2.38 peut être écrite comme :

$$\frac{C_{CO}}{C} = L_{CO} \quad (2.40)$$

- Approximation de l'extension de la longueur lorsque le Gap est Large:

L_{CO} a été déterminée en fonction de l'écart g_1 à l'aide de la méthode de différences finies (FDM) dans le domaine fréquentiel dans [11],[12]. Ces études montrent que lorsque les dimensions de la CPW sont très petites par rapport à la longueur d'onde guidée, la dispersion est négligeable et L_{CO} reste pratiquement constante et indépendante de la fréquence. En général, L_{CO} est une fonction de la largeur du ruban central W , largeur de fente S et de l'espacement g_1 . Cependant, pour W et S fixent, tant que g_1 augmente, L_{CO} diminue de façon monotone et sature éventuellement. Ceci est atteint lorsque $g_1 > D$. Par conséquent, pour un parasite C_{CO} ou L_{CO} minimum, il suffit de choisir $g_1 = W + 2S$. Une simple règle de conception qui fournit ce minimum L_{CO} lorsque $g_1 > W + 2S$ et $0,2 < \frac{W}{(W+2S)} < 0,8$ est [11]:

$$L_{CO} = \frac{W + 2S}{4} = \frac{D}{4} \quad (2.41)$$

- Approximation de la capacité lorsque le Gap est petit :

Une formule analytique pour C_{CO} sous l'hypothèse d'intervalle étroit, qui est, quand $g_1 < 0,1 (W + 2.S)$, a été dérivé dans [13]. Cette dernière est basée sur la technique variationnelle. Les résultats calculés à [13] montrent que le ratio de la capacité d'extrémité ouverte avec et sans un substrat diélectrique ($C_{co}/ C_{co(air)}$) est à moins de 5 pour cent de la CPW ϵ_r lorsque $W/(W + 2S) > 0,25$ et $h/(W + 2S) > 1$. Par conséquent, dans [13] C_{CO} est évaluée comme :

$$C_{CO} = C_{co(air)} \epsilon_{eff} \quad (2.42)$$

Où

$$C_{co(air)} = \frac{2\epsilon_0}{\pi} \left\{ (W + S) \left[\frac{\ln(\eta + \sqrt{1 + \eta^2})}{\eta} + \ln \left(\frac{1 + \sqrt{1 + \eta^2}}{\eta} \right) \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{1}{3} \left(\frac{1}{1 + \sqrt{1 + \eta^2}} + \frac{1}{\eta + \sqrt{1 + \eta^2}} \right) \right] \left(S + \frac{2}{3}W \right) \right\} \quad (2.43)$$

$$\eta = \frac{g_1}{W + S} \quad (2.44)$$

Des stubs en circuit ouvert de différentes longueurs ont été fabriqués en utilisant la technologie d'impression jet d'encre de distance inter-masse fixe $D=160\mu\text{m}$ et de longueurs allant de $200\mu\text{m}$ à 1mm . La *Figure 26* montre l'évolution de la capacité série en fonction de la fréquence pour différentes longueurs de stubs en circuits ouverts. Une augmentation linéaire de la capacité en fonction de la longueur du stub est obtenue jusqu'à 30 GHz . Après cette fréquence, des pics apparaissent, ils s'expliquent par la dépendance de l'extension de la longueur de la fréquence.

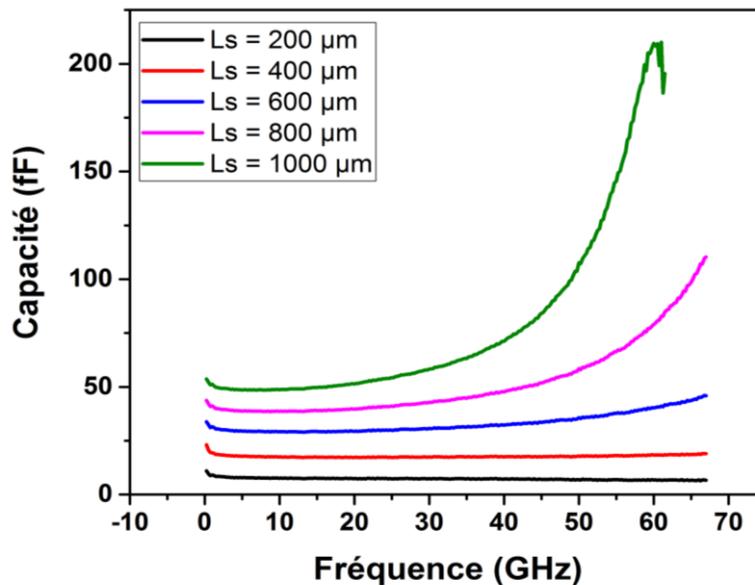


Figure 26 : Capacité série en fonction de la fréquence pour différentes longueurs de stubs

II.7.2. Terminaison Court-circuit :

Une terminaison en court-circuit [10] est aussi utilisée pour la réalisation de réseaux d'adaptation. La géométrie du court-circuit est présentée sur la *Figure 27*. La distribution de courant est perturbée au niveau de la discontinuité. Donc, l'énergie magnétique stockée derrière

la terminaison donne lieu à une inductance L_{CC} située au niveau du plan PP'. Les effets de l'inductance sont introduits par une extension de la longueur de la ligne coplanaire notée L_{CC} .

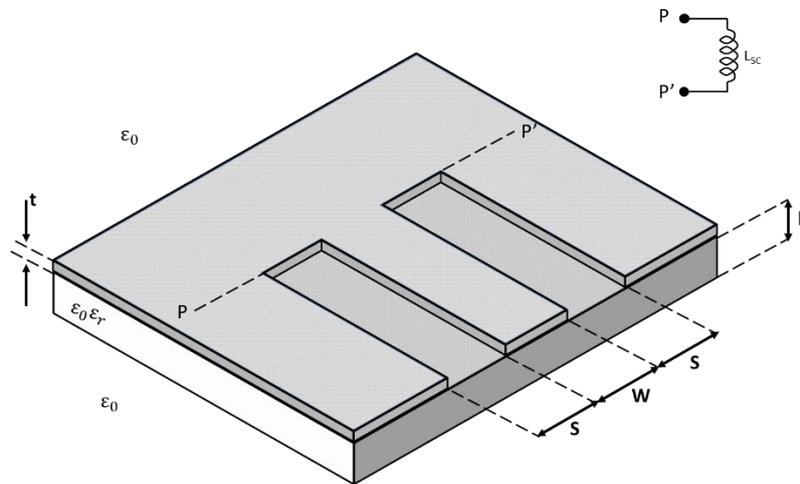


Figure 27 : Terminaison court-circuit en technologie coplanaire

- Approximation de l'extension de la longueur:

L'inductance L_{CC} a été déterminée en fonction de la largeur de fente W en utilisant la méthode des différences finies (FDM) dans le domaine fréquentiel dans [11], [12]. Par analogie avec la terminaison circuit-ouvert, l'inductance L_{CC} est indépendante de la fréquence lorsque la dispersion est faible. Une simple règle de conception qui fournit L_{CC} est donnée par [11]

$$L_{CC} \approx \frac{W + 2S}{8} = \frac{D}{8} \quad (2.45)$$

L_{CC} est sensible à l'épaisseur du conducteur t , l'équation 2.44 ne vaut que lorsque $t < W/3$. En général, les valeurs de L_{CC} sont d'environ la moitié de ceux obtenues pour un CPW identique à une terminaison de circuit ouvert [11]. Par conséquent, les effets parasites liés à un court-circuit sont plus petits que ceux pour une terminaison de circuit ouvert. Les valeurs de L_{CC} déterminées en utilisant l'équation 2.44 sont comparées avec les valeurs de la courbe dans [14] pour $h/\lambda_0 = 0.002$, où λ_0 est la longueur d'onde d'espace libre. On observe que pour les petites S généralement $S/h < 0,2$, les deux ensembles de valeurs sont assez proches.

- Approximation de l'inductance du court-circuit

Une équation de L_{CC} basée sur l'analyse magnétostatique d'une ligne de transmission à deux fils de longueur finie est présentée dans [15] et est donnée ci-dessous:

$$L_{CC} = \left(\frac{2}{\pi}\right) \epsilon_0 \epsilon_{eff} \left(\frac{W + 3S}{2}\right) Z_0^2 \left\{ 1 - \frac{1}{[\cosh(60\pi^2 / Z_0 \sqrt{\epsilon_{eff}})]} \right\} \quad (2.46)$$

ϵ_{eff} est la constante diélectrique effective et Z_0 est l'impédance caractéristique.

L'extension de la longueur est donnée par :

$$\frac{L_{sc}}{L} = L_{CC} \quad (2.47)$$

où L est l'inductance par unité de longueur Henry / mètre pour une ligne idéal sans pertes et est donnée par :

$$L = \frac{\beta Z_0}{\omega} \quad (2.48)$$

Des stubs en court-circuit de différentes longueurs ont été fabriqués en utilisant la technologie d'impression jet d'encre de distance inter-masse fixe $D=160\mu\text{m}$ et de longueurs allant de $200\mu\text{m}$ à 1mm . Les *Figure 268 (a) et (b)* montrent respectivement l'évolution de l'inductance et la résistance série en fonction de la fréquence pour différentes longueurs de stubs en circuit ouvert.

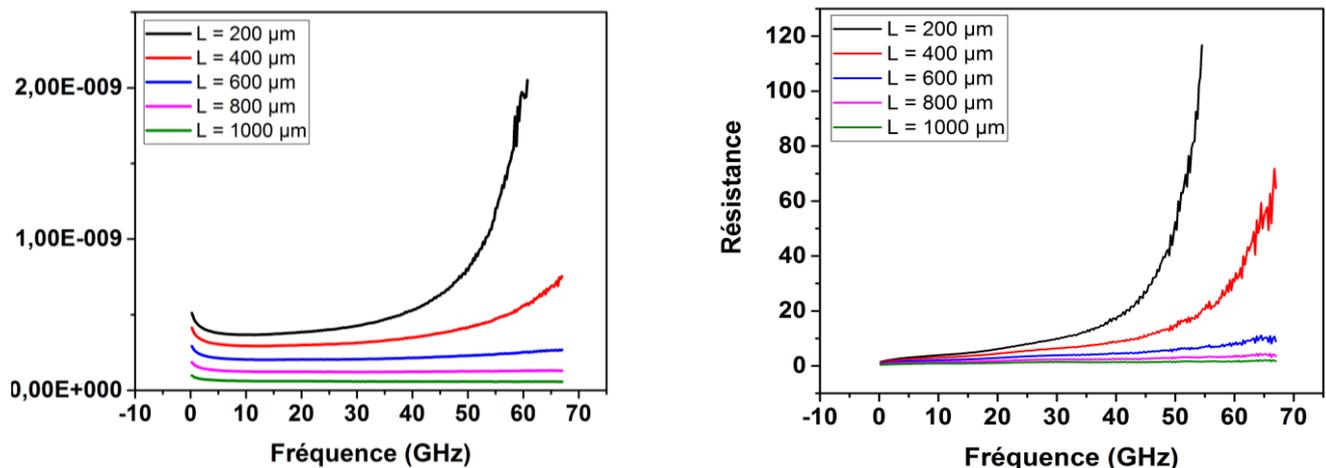


Figure 28 : (a) Inductances des courts-circuits en technologie coplanaire (b) Résistances des courts circuits pour différentes longueurs

II.7.3. Capacités en technologie coplanaire :

Les capacités sont des éléments indispensables dans la conception des circuits RF tels que, filtres, coupleurs hybrides localisés, des circuits de blocage de courant continu, des éléments d'accord dans le réseau d'adaptation d'impédance et des circuits de dérivation RF. On distingue deux types de capacité :

- Capacité interdigitée
- Capacité MiM (Métal-isolant-Métal)

Dans cette partie, on va présenter, les modèles, les résultats simulés et les mesures pour les deux types de capacités.

- Capacité interdigitée:

La *Figure 29 (a)* montre la structure physique d'une capacité interdigitée à trois doigts en technologie coplanaire. Le modèle équivalent dédié à la procédure d'épluchage TRL est présenté sur la *Figure 29 (b)*. Les boîtes d'erreurs présentent les effets des lignes d'accès et les discontinuités des ports dans les plans de références P_1 et P_2 . La technique d'épluchage TRL, comme décrit précédemment, utilise trois standards, la ligne THRU, la REFLECT et la LINE pour évaluer et éplucher les boîtes d'erreurs.

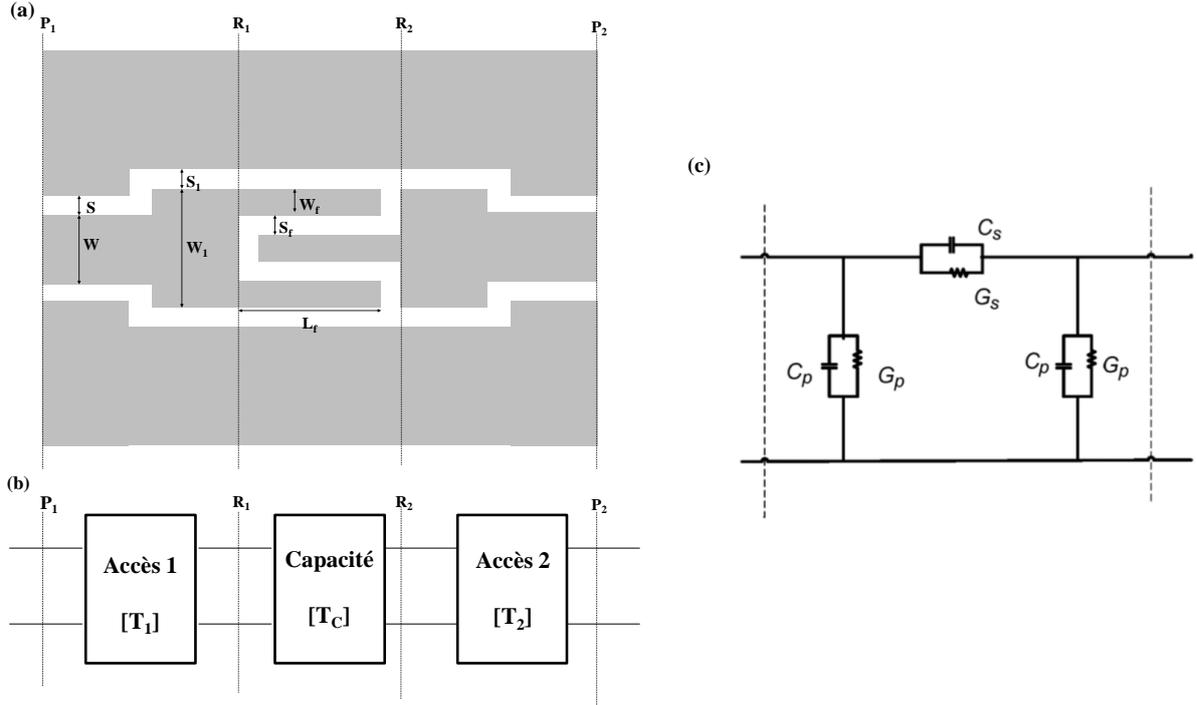


Figure 29 : (a) Forme physique d'une capacité interdigitée de trois doigts en technologie coplanaire (b) Réseau équivalent d'une capacité interdigitée pour la procédure d'épluchage (c) Schéma équivalent de la capacité

La capacité interdigitée dans le but de simulation de circuit peut être représentée par un modèle équivalent π de circuit représenté sur la partie insérée dans la Figure 29 (c). Dans ce modèle, la capacité série C_s est la capacité désirée, les capacités shunt C_{p1} et C_{p2} sont les capacités parasites entre la structure interdigitée et les plans de masse du CPW et les conductances G_p et G_s liées respectivement à la radiation et les pertes métalliques.

Les capacités C_s , C_{p1} et C_{p2} peuvent être calculées en utilisant la méthode des différences finies tridimensionnel comme expliqué dans [16], [17].

$$C_s = C_3 + C_N + C_{end} \quad (2.49)$$

$$C_3 = 4\epsilon_0\epsilon_e \frac{K(k_1)}{K(k'_1)} L \quad (2.50)$$

$$\epsilon_e = 1 + q_1 \frac{\epsilon_r - 1}{2} \quad (2.51)$$

$$q_1 = \frac{K(k'_1) K(k'_2)}{K(k_1) K(k_2)} \quad (2.52)$$

Dans cette étude, on a utilisé le PET comme substrat ($\epsilon_r = 1.7$ et $h = 125 \mu m$). Les dimensions de la ligne d'accès sont $W = 120 \mu m$ et $S = 20 \mu m$. Les capacités ont les caractéristiques suivantes :

- Largeur de doigt: $W = 45 \mu m$
- 4 Longueurs de doigts différents: $L = 200, 300, 400$ et $500 \mu m$
- Distance inter-masse: $220 \mu m$

Il est important de noter que les capacités C_{p1} et C_{p2} ne dépendent pas de la taille et du nombre de doigts. Cela est dû au fait que l'emplacement des plans de masse CPW peut être modifié pour minimiser leur effet. En conséquence, il est possible de réaliser de grandes valeurs de C_s sans augmentation de C_{p1} et C_{p2} . Dans la pratique, ceci est réalisé en augmentant le nombre de doigts ainsi que la distance de séparation entre la structure interdigitée et les plans de masse CPW.

Le masque physique de capacités interdigitée est montré sur la *Figure 30 (a)*. Il comporte les capacités de différentes dimensions mentionnées précédemment ainsi que le kit nécessaire pour la procédure d'épluchage.

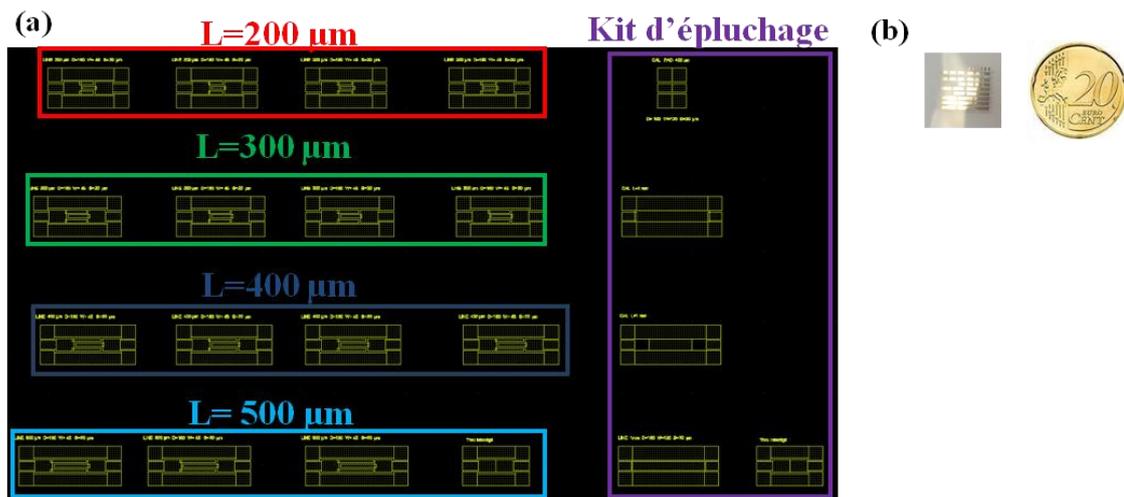


Figure 30 : (a) *Layout des capacités interdigitées de trois doigts en technologie coplanaire* (b) *Capacités interdigitées imprimées sur PET.*

La fabrication des capacités est effectuée en utilisant la technologie d'impression jet d'encre sur substrat PET. L'imprimante utilisée est la « Ceradrop » avec une encre d'argent commerciale à nanoparticules provenant de chez 'Suntronic'. La température de recuit est maintenue à 150°C pendant 45 min. La *Figure 31* montre des dispositifs présents sur l'échantillon après la fabrication.

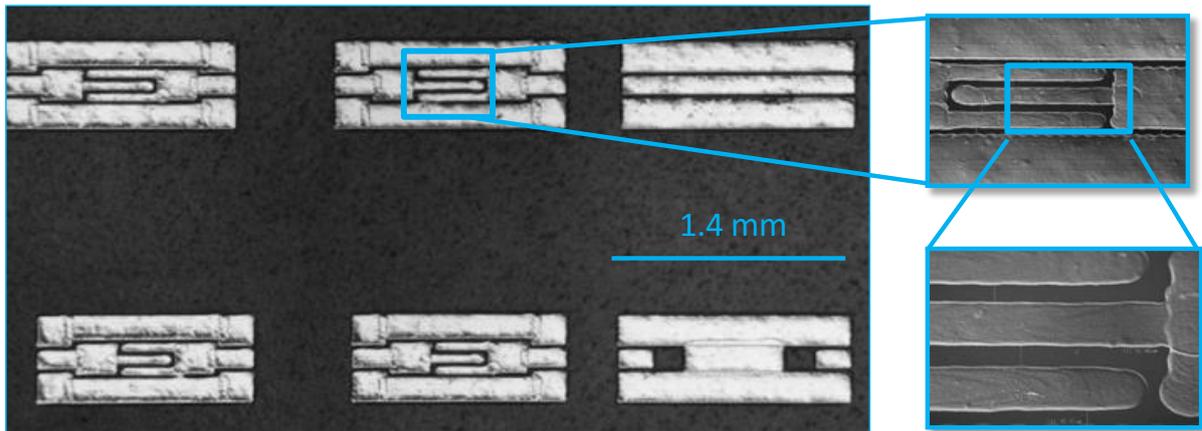


Figure 31 : Photo de capacités interdigitées imprimées

Les éléments extraits du schéma équivalent des capacités sont présentés sur la *Figure 32*. Jusqu'à 30 GHz, les capacités C_p et C_s restent constantes pour une longueur inférieure à 400 μ m. Si la longueur de doigt dépasse les 400 μ m, la valeur de la capacité C_s augmente proportionnellement avec la fréquence. Cela provient de l'effet de l'inductance distribuée de la capacité interdigitée.

Sur la *Figure 32* on observe que les valeurs de C_p et C_s augmentent linéairement en fonction de la longueur des doigts.

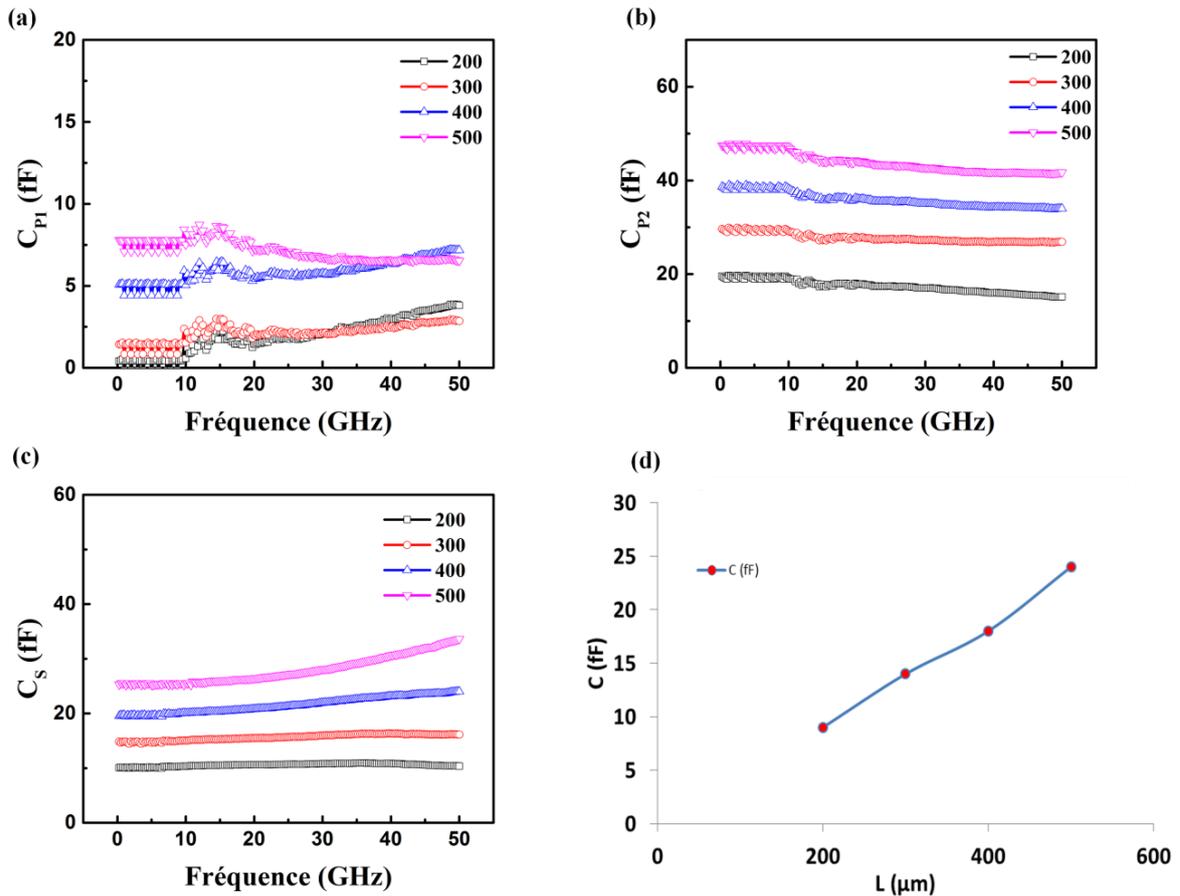


Figure 32 : (a) La capacité en fonction de la fréquence pour différentes longueurs ; (b) Evolution de la valeur de la capacité en fonction de la longueur pour une fréquence de fonctionnement $f=10\text{GHz}$

II.8. Filtre passe bande :

La validation des modèles ainsi que la démonstration des capacités de la technique d'impression jet d'encre, nécessite la réalisation d'une démonstration à travers une structure complexe. Dans ce contexte, nous avons conçu et fabriqué un filtre passe bande en technologie d'impression jet d'encre.

La Figure 33 montre le schéma d'un filtre passe-bande, qui se compose de deux séries de stubs ouvert connectés en sens inverses. Plusieurs travaux ont utilisés ce type de structure [20]-[22] mais jamais sur substrat flexible. La longueur de la série de stubs ouverts est proche d'un quart d'onde à la fréquence centrale, c'est à dire, $l = \lambda_{eff} / 4$. L'entrée et la sortie CPW

présentent une impédance caractéristique de $Z_0 = 50 \Omega$ avec $350 \mu\text{m}$ d'inter-masse, le substrat PET utilisé d'une épaisseur de $135 \mu\text{m}$ et une constante diélectrique de $\epsilon_r = 1,7$.

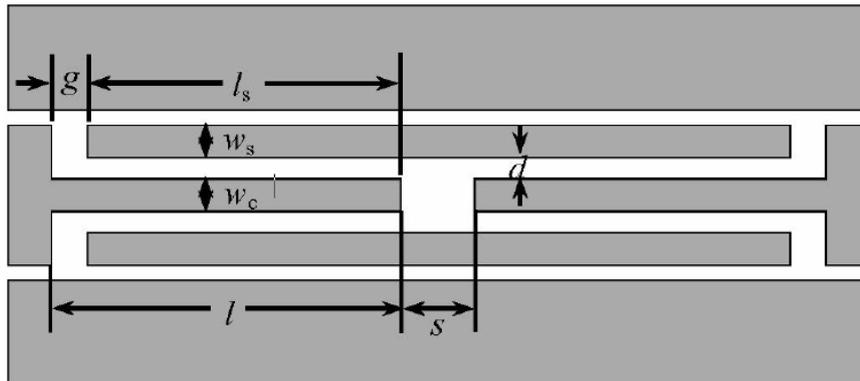


Figure 33 : Schéma du filtre Passe bande

Les simulations ont été effectuées en utilisant le simulateur commercial CST Microwave studio. La fabrication est réalisée sur l'imprimante « Ceradrop ». La *Figure 34* montre une image d'un filtre passe bande imprimé sur substrat PET. On peut clairement observer que les motifs imprimés présentent des arêtes continues et droites. La distance entre deux lignes imprimées, est de l'ordre de $44 \mu\text{m}$ sans l'apparition d'instabilité, ce qui indique une résolution d'impression relativement élevée est atteinte.

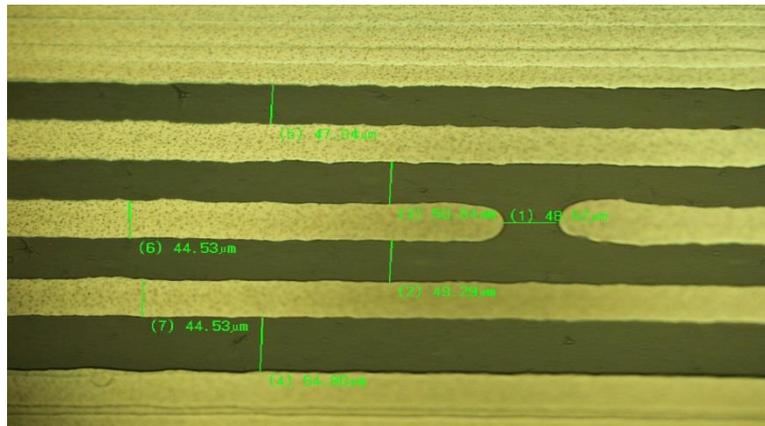


Figure 34 : Image du filtre passe bande

Les dimensions visées et obtenues après la fabrication sont résumées dans le *Tableau 3*. Il apparaît une différence allant jusqu'à 10% sur quelques dimensions après impression.

Tableau 3 : Dimensions du filtre conçues et mesurées après la fabrication

paramètre	Dimension layout (μm)	Dimension après fabrication (μm)
g	50	44
L_s	1900	2000
W_s	50	44.5
W_c	50	44.5
d	50	49-51
l	1950	2070
s	50	48

Les mesures ont été effectuées en utilisant un analyseur de réseau vectoriel (PNA) HP8510C (10MHz – 67GHz) relié à des sondes G-S-G Cascade®. Nous utilisons la technique d'étalonnage LRRM pour placer le plan de référence au niveau des pointes de sonde en utilisant une « impedance – standard – substrate » (ISS) du fabricant de sondes. Ensuite, les paramètres S correspondant aux structures de test fabriquées ont été mesurés 0,025 à 40 GHz.

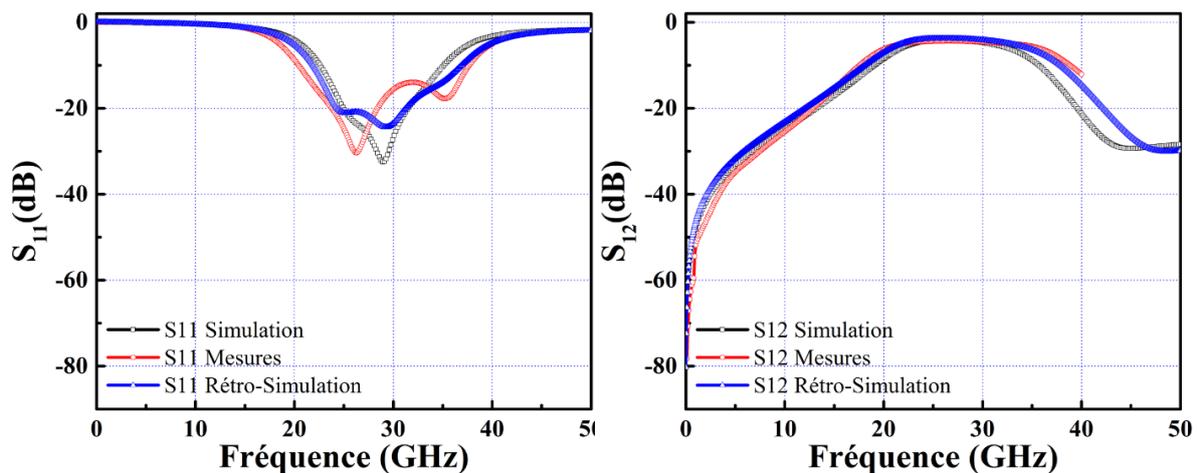


Figure 35 : Paramètres S_{11} et S_{12} simulés (en noir), mesurés (en rouge) et rétro-simulés (en bleu) du filtre passe bande.

Les *Figure 35(a) et (b)* montrent respectivement les paramètres S_{11} et S_{12} mesurés et simulés du filtre, la fréquence centrale est $f_c = 30$ GHz avec une bande passante de 20 GHz et une réjection inférieure à -20 dB. L'atténuation dans la bande est de -3.4 dB. Ce filtre présente une bonne performance et on peut contrôler fréquence centrale en changeant la longueur du tronçon ($\lambda/4$) pour atteindre des fréquences plus basses.

II.9. CONCLUSION :

Au cours de ce chapitre, un travail d'investigation des caractéristiques électriques des dispositifs passifs sur substrat souple de type Kapton et PET a été mené. Dans une première partie, nous avons présenté les résultats des caractérisations au moyen des paramètres S_{ij} sur les deux supports flexibles en question. Cette caractérisation a permis d'autre part de prendre en considération les effets parasites induits par les motifs d'accès permettant la mesure sous pointes des dispositifs passifs. Ces dernières ont été quantifiées et explicitées au moyen de la procédure d'épluchage faisant intervenir la méthode dite TRL. Une comparaison des résultats de mesures avant et après épluchage a ainsi été mise en avant. Ce travail permet ainsi d'écarter l'hypothèse selon laquelle les grandeurs mesurées seraient impactées par les éléments d'accès.

Dans une optique constructive, nous avons ensuite porté l'accent sur l'extraction des grandeurs caractéristiques des dispositifs passifs. Les paramètres calculés permettent par conséquent de juger de la qualité des éléments passifs considérés. On note par conséquent une constante d'atténuation inférieure à 0.7 dB/mm à 67 GHz pour le Kapton et le PET. Par ailleurs, une campagne de mesure en fonction de la température de recuit du substrat Kapton a permis de mettre en évidence une constante d'atténuation à hauteur de 0.3 dB/mm à 67 GHz pour une température de recuit de 300 °C. Celui-ci conservant ses propriétés intrinsèques après recuit (i.e. flexibilité, forme, etc.). Cette étude reflète notamment un résultat intéressant montrant une quasi concordance des données issues des modèles et des caractérisations expérimentales en termes de paramètres S_{ij} . Par conséquent, cette constatation atteste de la véracité du mode opératoire employé au cours de notre approche ouvrant ainsi la voie à l'utilisation de ce modèle dans le cadre de la conception de circuits intégrés millimétriques (MMIC). Outre les lignes coplanaires, nous avons analysé aussi les dispositifs de types stubs (circuit ouvert et court-circuit) et les capacités inter-digitées. Ces derniers ont aussi fait l'objet d'une étude approfondie mettant en lumière une cohérence des résultats expérimentaux avec les données obtenues par simulations. La validation du modèle en question a aussi porté sur l'étude de structures complexes telles que les filtres passe-bande.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES:

- [1] Dib N. I., Harokopus W.P , Katehi P.B, Ling C.C, Rebeiz G.M., « Study of a Novel planar transmission line, » *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 2, pp. 623- 626, June 1991
- [2] Katehi L.P.B, Rebeiz G. M., « Novel micromachined approaches to MMICs using low parasitic, high-performance transmission media and environments, » *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Vol. 2, pp. 1145-1148, June 1996
- [3] Wen C.P, « Coplanar Waveguide: A strip Transmission Line Suitable for Nonreciprocal Gyromagnetic Device Application » *IEEE, Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 17, No.12, pp.1087-1090. Dec. 1969
- [4] M. M. Belhaj, W. Wei, E. Pallecchi, C. Mismar, I. Roch-Jeune, and H. Happy, “Inkjet printed flexible transmission lines for high frequency applications up to 67 GHz,” *Eur. Microw. Week 2014 Connect. Futur. EuMW 2014 - Conf. Proceedings; EuMC 2014 44th Eur. Microw. Conf.*, pp. 1528–1531, 2014.
- [5] Hackborn R.A., « An automatic network analyzer system, » *Microwave J.*, vol. 11, pp. 45–52, May 1968.
- [6] Glenn F. Engen, Cletus A. Hoer, « Thru-Reflect-Line: An Improved Technique for Calibrating the Dual Six-port Automatic Network Analyzer, » *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 27, October 1979
- [7] M. Maury Jr., S. March, and G. Simpson, "LRL Calibration of Vector Automatic Network Analyzers," *Microwave Journal*, May 1987.
- [8] Mangan, A. M., Voinigescu, S. P., Yang, M.-T. et Tazlauanu, M. (2006). De-embedding transmission line measurements for accurate modeling of ic designs.
- [9] C. Guang, Z. Lin, and K. L. Melde, “Extraction of frequency dependent RLCG parameters of the packaging interconnects on low-loss substrates from frequency domain measurements,” *IEEE Top. Meet. Electr. Perform. Electron. Packag.*, vol. 2005, pp. 25–28, 2005.
- [10] R. N. Simons and G. E. Ponchak, “Modeling of Some Coplanar Waveguide Discontinuities,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 36, No. 12, pp. 1796–1803, Dec. 1988.
- [11] Brews, J.R. “Characteristic Impedance of Microstrip Lines.” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 35, no. 1 (January 1987): 30–34. doi:10.1109/TMTT.1987.1133591.
- [12] R. N. Simons and G. E. Ponchak, “Modeling of Some Coplanar Waveguide Discontinuities,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 36, No. 12, pp. 1796–1803, Dec. 1988.

- [13] K. Beilenhoff, H. Klingbeil, W. Heinrich, and H. L. Hartnagel, "Open and Short Circuits in Coplanar MMIC's," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 41, No. 9, pp. 1534—1537, Sept. 1993.
- [14] K. Beilenhoff, W. Heinrich, and H. L. Hartnagel, "Finite-Difference Analysis of Open and Short Circuits in Coplanar MMIC's Including Finite Metallization Thickness and Mode Conversion," 1992 *IEEE MTT -S Int. Microwave Symp. Dig.*, Vol. 1, pp. 103—106, Albuquerque, NM, June 1—5, 1992.
- [15] M.-H. Mao, R.-B. Wu, C.-H. Chen, and C.-H. Lin, "Characterization of Coplanar Waveguide Open End Capacitance-Theory and Experiment," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 42, No. 6, pp. 1016—1024, June 1994.
- [16] R. H. Jansen, "Hybrid Mode Analysis of End Effects of Planar Microwave and Millimeter Wave Transmission Lines," *IEE Proc.*, Vol. 128, Pt. H, No. 2, pp. 77—86, April 1981.
- [17]] W. J. Getsinger, "End-Effects in Quasi-TEM Transmission Lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 41, No. 4, pp. 666—672, April 1993.
- [18] M. Naghed and I. Wolff, "Equivalent Capacitance of Coplanar Waveguide Discontinuities and Interdigital Capacitors Using a Three-Dimensional Finite Difference Method," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 38, No. 12, pp.1808—1815, Dec. 1990.
- [19] J. Machac and W. Menzel, "On the Design of Waveguide-to-Microstrip and Waveguide-to-Coplanar Line Transitions," 23rd European Microwave Conf. Proc., Vol. 1, pp. 615—616, Madrid, Spain, Sept. 6—9, 1993.
- [20] A. Q. Liu, "Broad-Band Band-Pass and Band-Stop Filters with Sharp Cut-off Frequencies Based on Series CPW Stubs," Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International.
- [21] C. Y. Cheng, H. K. Chiou, T. H. Wong and C. C. Chang, "A CPW inductor coupled bandpass filter," 1993 Asia Pacific Microwave Conf., Vol. 2, pp. 1669-1673 1993.
- [22] F. L. Lin, C. W. Chin and R. B. Wu, "Coplanar waveguide bandpass filter-a ribbon-of-brick-wall design," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. 43, no. 7, pp. 1589-1596, July 1995.

ANNEXES CHAPITRE 1:

Annexe 1 : Calibrage TRL :

$$[M_1] = [G][DST][H]^{-1}[M_2]$$

$[G]$ et $[H]^{-1}$ sont 2 quadripôles d'erreurs à l'entrée et à la sortie du DUT idéal.

Si on détermine les paramètres des deux matrices d'erreurs, on peut remonter aux paramètres du DUT à caractériser au niveau des plans de références par l'intermédiaire de l'équation suivante :

$$[DST] = [G]^{-1}[M][H]$$

Avec : $[M] = [M_1][M_2]^{-1}$

Généralement, on peut calibrer un VNA en utilisant trois étalons bien connus. Les mesures permettent d'avoir 12 équations à 7 coefficients de correction inconnus G_{ij} et H_{ij} .

THRU :

$$[M_1'] = [G][T_T][H]^{-1}$$

$$[S_T] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[T_T] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

LINE :

$$[M_2'] = [G]^{-1}[T_L][H]$$

$$[S_L] = \begin{bmatrix} 0 & k_1' \\ k_2' & 0 \end{bmatrix}$$

$$[T_L'] = \begin{bmatrix} m2 \cdot S_{12} & 0 \\ 0 & \frac{S_{21}}{m2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & \frac{1}{k_2} \end{bmatrix}$$

REFLECT :

$$[M_3'] = [G]^{-1} [T_R'] [H]$$

$$[S_R] = \begin{bmatrix} r & 0 \\ 0 & r \end{bmatrix}$$

$$[T_R'] = \frac{m_3}{S_{21}} \begin{bmatrix} -r^2 - S_{21} S_{12} & r \\ -r & 1 \end{bmatrix} = \frac{1}{T_f} \begin{bmatrix} -r^2 - T_r T_f & r \\ -r & 1 \end{bmatrix}$$

Avec :

$$T_r = S_{12} m_3 : \text{Est supposé négligeable pour la suite de calcul}$$

$$T_f = \frac{S_{21}}{m_3}$$

On a :

$$[M_1'] = [G]^{-1} [T_r] [H]$$

Donc :

$$[M_1]^{-1} = [H]^{-1} [G]$$

$$\rightarrow [M_2'] [M_1]^{-1} = [G]^{-1} [T_L'] [G]$$

$$[M_3'] [M_1]^{-1} = [G]^{-1} [T_R'] [G]$$

$$[M_2'] [M_1]^{-1} [M_3'] [M_1]^{-1} = [G]^{-1} [T_L'] [T_R'] [G]$$

Cette équation est une transformation de similitude. Les propriétés d'une telle transformation sont que les traces et les déterminants sont conservés. En exploitant cette propriété, on obtient 5 équations qui vont nous permettre de déterminer les 5 paramètres inconnus.

$$\beta_1 = \text{trace}([\mathbf{M}_2] [\mathbf{M}_1]^{-1})$$

$$\beta_2 = \det([\mathbf{M}_2] [\mathbf{M}_1]^{-1})$$

$$\beta_3 = \text{trace}([\mathbf{M}_3] [\mathbf{M}_1]^{-1})$$

$$\beta_4 = \det([\mathbf{M}_3] [\mathbf{M}_1]^{-1})$$

$$\beta_5 = \text{trace}([\mathbf{M}_2] [\mathbf{M}_1]^{-1} [\mathbf{M}_3] [\mathbf{M}_1]^{-1})$$

Alors on trouve :

$$\beta_1 = k_1 + \frac{1}{k_2}$$

$$\beta_2 = \frac{k_1}{k_2}$$

$$\beta_3 = \frac{-r^2}{T_f} + \frac{1}{T_f} \Rightarrow \Rightarrow \Rightarrow r = \pm \sqrt{1 - \beta_3 T_f}$$

$$\beta_4 = \left(\frac{1}{T_f} - \frac{1}{T_f^2} \right) r^2$$

$$\beta_5 = \frac{1}{T_f} \left(\frac{1 - k_1 k_2}{k_2} \right) - \beta_3 k_1 \Rightarrow \Rightarrow \Rightarrow T_f = \frac{1 - k_1 k_2}{\beta_5 k_2 - \beta_3 k_1 k_2}$$

Pour trouver la bonne solution $k_{1,2}$, il faut connaître les longueurs des lignes Thru et Line ainsi qu'une valeur estimée de la constante de propagation γ_{est} . Pour cela, l'utilisateur doit fournir une estimation de la constante diélectrique $\epsilon_{\text{eff,est}}$:

$$\gamma_{\text{est}} = j \frac{2\pi f}{100c} \sqrt{\epsilon'_{\text{eff,est}} + j \frac{\epsilon''_{\text{eff,est}}}{f_0/10^9}}$$

Où « c » est la vitesse de la lumière, $\mathcal{E}'_{eff,est}$ et $\mathcal{E}''_{eff,est}$ sont respectivement les parties réelle et imaginaire de la constante diélectrique effective \mathcal{E}_{eff} , et f_0 représente la première fréquence de mesure exprimée en GHz.

Annexe 2 : L'approximation Quasi-Statique :

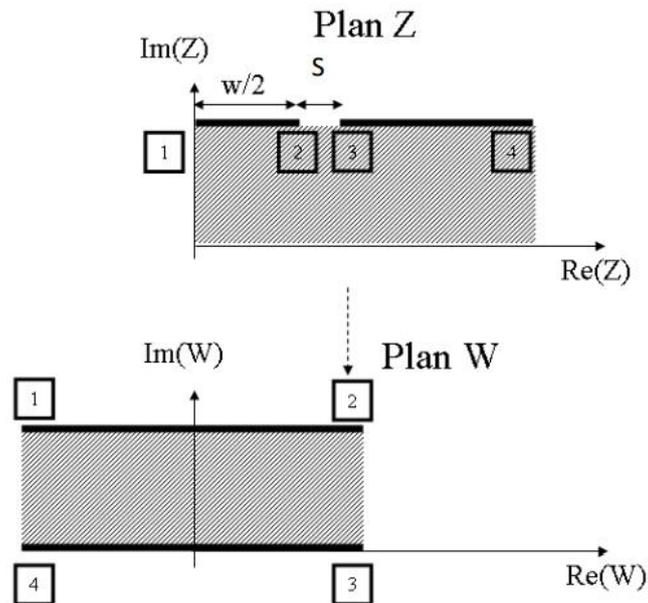
Cette approximation est basée sur le calcul de la capacité de la ligne donc le mode de propagation est considéré comme purement TEM (pas de pertes ohmiques). Cette méthode est valide si on minimise les modes dispersifs en respectant les critères suivants :

$$H < 0.12\lambda_d$$

$$W + 2S \leq \frac{\lambda_d}{10}$$

Les caractéristiques de la ligne de transmission sont calculées à partir des valeurs des capacités suivantes : la capacité du demi-plan supérieur (la partie conductrice) (C1) et la capacité du demi-plan inférieur (C2) (le substrat).

Pour réaliser le calcul électrostatique il existe plusieurs approches : transformation conforme, différences finies, équation intégrale.... La transformation conforme a pour objectif de transformer géométriquement la ligne planaire en un condensateur plan. Cela revient donc à transformer le diélectrique sous les plans de masse contenus dans le plan Z en un condensateur plan contenu dans le plan W. Une relation permet de passer des dimensions dans le plan Z à celles dans le plan W.



Transformation conforme

La transformation géométrique conforme appliquée fait l'hypothèse que toutes les interfaces diélectriques de la structure, fentes incluses, peuvent être remplacées par des murs magnétiques et de considérer nulle l'épaisseur de la partie conductrice. Cette hypothèse est strictement valable pour des structures dans lesquelles le champ électrique est réparti le long des interfaces diélectriques. De cette manière, la capacité de chaque interface est déterminée séparément. Cette hypothèse permet de séparer le calcul de la capacité en deux calculs distincts : calcul de la capacité C_1 du demi-plan supérieur et calcul de la capacité C_2 du demi-plan inférieur. La capacité totale par unité de longueur de la ligne s'écrit :

$$C = C_1 + C_2$$

Selon les hypothèses formulées, chaque capacité est déterminée à partir d'une expression analytique plus ou moins complexe. Ainsi, si on se place dans le cas le plus simple où la largeur des plans de masse et la hauteur du substrat sont infinies, l'expression des capacités est donnée par :

$$C_1 = 2\epsilon_0 \frac{K(k_1)}{K(k_1')}$$

$$C_2 = 2\varepsilon_0\varepsilon_r \frac{K(k_1)}{K(k'_1)}$$

avec

$$k_1 = \frac{W}{W+2S} \text{ et } k'_1 = \sqrt{1 - k_1^2}$$

La capacité totale est donnée par :

$$C = 2\varepsilon_0(\varepsilon_r + 1) \frac{K(k_1)}{K(k'_1)}$$

La constante diélectrique effective ε_{eff} de la ligne est donnée par :

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2}$$

L'impédance caractéristique d'une ligne de transmission Z_c est donnée par :

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{LC} \frac{1}{c} = \frac{1}{v_p c} = \frac{\sqrt{\varepsilon_{eff}}}{cC}$$

Où c est la vitesse de la lumière dans le vide et V_p la vitesse de phase.

On obtient :

$$Z_c = \frac{30\pi}{\sqrt{(\varepsilon_r + 1)/2}} \frac{K(k_1)}{K(k'_1)}$$

La fonction $K(k)$ est l'intégrale elliptique du premier ordre, donnée dans la littérature par des formules simples :

$$\frac{K(k_1)}{K(k'_1)} = \pi \ln \left[\frac{2(1 + \sqrt{k})}{1 - \sqrt{k}} \right]^{-1} \text{ pour } 0 \leq k \leq 0.707$$

$$\frac{K(k_1)}{K(k'_1)} = \frac{1}{\pi} \ln \left[\frac{2(1 + \sqrt{k})}{1 - \sqrt{k}} \right] \text{ pour } 0.707 \leq k \leq 1$$

Un calcul analytique en utilisant ces formules permet de vérifier l'impédance caractéristique Z_c de nos lignes, la permittivité effective et la capacité linéique C . La valeur de la capacité ainsi déterminée sera également utilisée pour calculer l'impédance caractéristique à partir de l'équation des télégraphistes. Un autre avantage du choix de ces dimensions est de pouvoir utiliser des sondes dont l'espacement entre les pointes de chaque sonde peut varier de $100\mu\text{m}$ à $250\mu\text{m}$. Il faut s'assurer que la ligne introduit un déphasage proche de 90° avec la Thru ce qui va permettre d'éviter des erreurs d'extraction.

Annexe 3 : Calcul de F_{up} et F_{low} :

$$F_{up} = F(t' = t)$$

$$F_{low} = F(t' = 0) = \frac{K(k_1)}{K'(k_1)}$$

$$F(t') \begin{cases} \left(\frac{K(k_1)}{K'(k_1)} + p_{c0} \cdot \left\{ \frac{t'}{s} \cdot \left(p_{c1} - \ln \frac{2t'}{s} \right) + \left(\frac{t'}{s} \right)^2 \cdot \left(1 - \frac{3}{2} p_{c2} + p_{c2} \cdot \ln \frac{2t'}{s} \right) \right\} \right) & \text{for } t' \leq \frac{s}{2} \\ \frac{K(k_1)}{K'(k_1)} + \frac{p_{c0}}{8} \cdot (p_{c2} + 2) + \frac{t'}{s} & \text{sinon} \end{cases}$$

$$L_{e\infty} = \frac{\mu_0}{4F_0}$$

$$\text{Avec } F_0 = F(t' = t/2)$$

CHAPITRE 2 CARACTÉRISATION DES
DISPOSITIFS SOUS CONTRAINTES
MÉCANIQUES

TABLE DES MATIÈRES

CHAPITRE 2	CARACTÉRISATION DES DISPOSITIFS SOUS CONTRAINTES MÉCANIQUES	156
II.1.	INTRODUCTION :.....	159
II.2.	CARACTERISATION SOUS CONTRAINTES MECANIQUES DES DISPOSITIFS FABRIQUES SUR SUBSTRAT FLEXIBLE :.....	160
II.2.1.	CALCUL DE LA CONTRAINTE MECANIQUE D’UN SUBSTRAT FLEXIBLE :.....	160
II.2.2.	RESULTATS DE MESURES SOUS CONTRAINTES OBTENUS SUR LES LIGNES FABRIQUEES SUR LE KAPTON :	161
II.2.3.	RESULTATS DE MESURES SOUS CONTRAINTES OBTENUS SUR LES LIGNES FABRIQUEES SUR LE PET :	163
II.2.4.	ETUDE DU VIEILLISSEMENT DES DISPOSITIFS:.....	164
II.3.	DEVELOPPEMENT D’UN BANC DYNAMIQUE DE MESURES SOUS CONTRAINTES MECANIQUES :	167
II.3.1.	ETAPES DE CONCEPTION :.....	167
II.3.1.1.	TESTS ET MESURES :.....	171
II.4.	CONCLUSION :	179
	RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES:.....	180

Liste des figures

Figure 1 : (a) Substrat à plat ; (b) Substrat sous contraintes mécaniques.....	161
Figure 2 : Mesures sous contraintes mécaniques pour différents rayons de courbure : (a) Substrat à plat ; (b) Rayon de courbure de 71.5mm; (b) Rayon de courbure de 25mm; (b) Rayon de courbure de 15mm	162
Figure 3 : L'évolution de la constante d'atténuation en fonction de la fréquence en appliquant différents rayons de courbure d'une ligne fabriquée sur KAPTON de topologie : $L = 1 \text{ mm}$, $W = 45 \mu\text{m}$ et $D = 160 \mu\text{m}$	163
Figure 4 : L'évolution de la constante d'atténuation en fonction de la fréquence pour une ligne de largeur $W=117\mu\text{m}$ et longueur $L=1\text{mm}$ mesurée à plat et pour deux rayons de courbures (15mm et 25mm).	164
Figure 5 : Système utilisé pour l'étude de vieillissement des dispositifs.....	165
Figure 6 : Photos MEB d'une ligne après 1000 cycle de stress.....	165
Figure 7 : Comparaison de la constante d'atténuation avant et après 1000 cycle de stress	166
Figure 8 : Premier prototype de la station de mesures sous contraintes mécaniques	168
Figure 9 : Changement de la configuration de la station de mesures sous contraintes mécaniques..	169
Figure 10 : Trajectoire du mouvement des deux bras de fixation.	170
Figure 11 : (a) Evolution du rayon de courbure en fonction de l'angle de rotation ; (b) La fonction décrivant la relation entre le rayon de courbure et l'angle de rotation des moteurs.	171
Figure 12 : Mise en place du banc dans la centrale de caractérisation	172
Figure 13 : Paramètres S mesurés pour une ligne imprimée avec l'encre Suntronic pour différents rayons de courbure.....	173
Figure 14 : évolution de différentes caractéristiques de la ligne imprimée avec l'encre Suntronic pour différents rayons de courbure : (a) comparaison des constantes d'atténuations pour différents rayons de courbures ; (b) comparaison des constantes de phases pour différents rayons de courbures; (c) comparaison des différents éléments du schéma équivalent de la ligne (R,L, C et G) pour différents rayons de courbures	175
Figure 15 : Paramètres S mesurés pour une ligne imprimée avec l'encre ANP pour différents rayons de courbure	176
Figure 16 : évolution de différentes caractéristiques de la ligne imprimée avec l'encre ANP pour différents rayons de courbure : (a) comparaison des constantes d'atténuations pour différents rayons de courbures ; (b) comparaison des constantes de phases pour différents rayons de courbures; (c) comparaison des différents éléments du schéma équivalent de la ligne (R,L, C et G) pour différents rayons de courbures	178

II.1. INTRODUCTION :

Comme évoqué précédemment, la caractérisation sous contraintes mécaniques des dispositifs fabriqués sur substrats flexibles est indispensable dans le but d'étudier l'évolution des grandeurs représentatives de leurs performances en régime hyperfréquence. Cette analyse permet d'avoir un retour sur la résistance aux contraintes mécaniques des dispositifs fabriqués sur un substrat flexible ainsi que l'influence de ces dernières sur les performances hyperfréquences.

Dans ce contexte, Ce dernier chapitre porte sur la caractérisation sous contraintes mécaniques des dispositifs fabriqués sur substrats flexibles. Dans un premier temps, on s'intéressera à étudier l'influence des contraintes sur les caractéristiques radiofréquences des lignes coplanaires fabriquées sur KAPTON et PET. Ainsi, on va présenter les supports utilisés à l'IEMN permettant d'appliquer des contraintes mécaniques correspondant à différents rayons de courbures. Aussi, on va mener une étude de vieillissement (1000 cycle de contraintes) des dispositifs étudiés dans le but d'avoir un retour sur la fiabilité des composants.

Les supports utilisés pour les mesures sous contraintes mécaniques présentent plusieurs limitations. Dans une deuxième partie, on va présenter un nouveau banc dynamique de mesures sous contraintes mécaniques réalisé dans le cadre de ces travaux de thèse. Ainsi, on va détailler les étapes de conception et le fonctionnement. Une technique de détermination du rayon de courbure à partir de l'angle de rotation des moteurs sera aussi évoquée.

Ce chapitre se terminera par la présentation des résultats de mesures effectuées sur la nouvelle station de mesures sous contraintes mécaniques de deux lignes de mêmes topologies fabriquées en utilisant la technologie d'impression jet d'encre avec deux encres commerciales différentes. Une étude de l'influence du pliage sur les différentes caractéristiques physiques (constante d'atténuation, constante de phase...) des CPW sera réalisée.

II.2. Caractérisation sous contraintes mécaniques des dispositifs fabriqués sur substrat flexible :

La caractérisation des dispositifs sous contraintes mécaniques a un caractère important pour l'électronique flexible. Le but est d'étudier la sensibilité des dispositifs radiofréquences à la déformation du substrat. Celle-ci peut changer les caractéristiques intrinsèques du composant ce qui peut être exploité dans des applications bien définies comme elle peut le détruire si la technologie de fabrication n'est pas appropriée à l'électronique souple. Dans ce contexte, on va présenter dans ce qui suit les techniques de caractérisation sous contraintes mécaniques ainsi que les résultats de mesures obtenus sur des lignes coplanaires pour deux types de substrats : KAPTON et PET.

II.2.1. Calcul de la contrainte mécanique d'un substrat flexible :

Dans [1] Chiang a présenté un modèle mathématique dédié à l'approximation des contraintes mécaniques appliquées sur un substrat en flexion, dans ce travail nous adopterons cette technique. En l'occurrence, nous allons détailler la méthode de calcul.

Un substrat flexible est constitué d'un matériau unique d'une épaisseur $e=2t$ comme présenté dans la *Figure 1(a)*. On note EF et CD les couches inférieure et supérieure respectivement, AB et la couche située au centre du substrat. A plat, les longueurs des trois couches sont identiques ($EF=CD=AB$).

Lorsque le substrat souple est plié suivant une déformation de rayon R, comme le montre la *Figure 1 (b)*. Seule la couche AB conservera sa longueur initiale, la couche supérieure subira un étirement et quant à la couche inférieure elle sera compressée. Pour cette raison, on dit que la couche AB est une couche neutre.

Seule la déformation de couche supérieure nous est intéressante puisque les composants sont en contact direct avec cette dernière.

La valeur de déformation de la couche CD est définie par:

$$\varepsilon = \frac{\Delta L}{L} \quad (2.1)$$

Où L est la longueur à plat de CD et ΔL est la variation de la longueur après le pliage. Dans le cas illustré dans la *Figure 1* la contrainte sur la couche CD est:

$$\varepsilon = \frac{C'D' - CD}{AB} = \frac{\theta(R + 2t)}{\theta(R + t)} - 1 = \frac{t}{R + t'} \quad (2.2)$$

Dans la majorité des cas, $R \gg t$, alors la contrainte mécanique peut être estimée par $\varepsilon \approx \frac{t}{R}$. A partir de cette équation, on peut dire que les contraintes mécaniques sont plus fortes si le rayon de courbure est plus petit ou encore si l'épaisseur du substrat est plus fine.

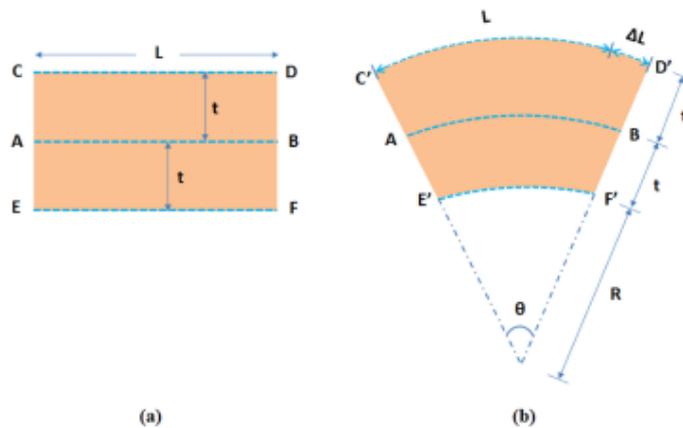


Figure 1 : (a) Substrat à plat ; (b) Substrat sous contraintes mécaniques

II.2.2. Résultats de mesures sous contraintes obtenus sur les lignes fabriquées sur le KAPTON :

Le pliage est effectué à l'aide de structures en forme d'un demi-cylindre, l'échantillon est collé sur la surface et les dispositifs à tester (Voir *Figure 2*) sont placés au centre du support pour faciliter la pose de pointes et éviter les accidents. Les mesures sous contraintes mécaniques s'effectuent en plusieurs étapes. La première étape consiste à mesurer les dispositifs sur le substrat flexible à plat (le substrat est posé directement sur le Chuck) dans le but de caractériser leurs performances sans aucune contrainte mécanique. Dans un second temps, le dispositif concerné est centré et fixé sur le support possédant le plus grand rayon de courbure. Il faut poser les pointes soigneusement afin d'éviter les accidents compte tenu de la délicatesse de la procédure. Par la suite, on répète les mesures sur plusieurs supports jusqu'à atteindre le rayon de courbure le plus petit.

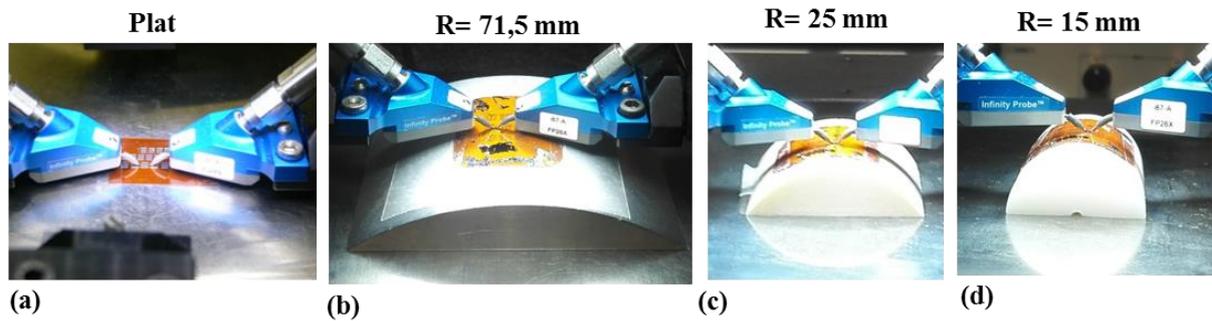


Figure 2 : Mesures sous contraintes mécaniques pour différents rayons de courbure : (a) Substrat à plat ; (b) Rayon de courbure de 71.5mm; (c) Rayon de courbure de 25mm; (d) Rayon de courbure de 15mm

La *Figure 2* montre les supports utilisés pour effectuer les mesures sous contrainte mécanique pour différents rayons de courbures. Nous avons utilisé une CPW de longueur $L=1\text{mm}$ avec un espacement $s=15\mu\text{m}$. Dans cette étude, chaque dispositif est plié le long de son bord le plus long, y compris le kit contenant les structures Open, Short et Thru utilisées pour la procédure d'épluchage des accès. Selon la conception de ces conduites flexibles et en considérant les systèmes de mesure (*Figure 2*), le rayon de courbure minimal appliqué est de 15 mm. Pour analyser la déformation appliquée pour chaque rayon de courbure, la solution de modèle décrit dans [1] est utilisée. Les mesures sont effectuées pour plusieurs rayons de courbures. Dans la suite, on va présenter les résultats de mesures obtenus pour des rayons de courbures de 15 mm (soit une contrainte mécanique de 0,5%) et de 25 mm (soit une contrainte mécanique de 0,25%).

La *Figure 3* présente une comparaison de l'évolution de la constante d'atténuation en fonction de la fréquence à plat et sous des contraintes mécaniques correspondants à deux rayons de courbures de 25 mm et 15 mm. Ces caractéristiques ont été mesurées sur une ligne de topologie : $L = 1\text{ mm}$, $W = 45\ \mu\text{m}$ et $D = 160\ \mu\text{m}$. On note, en effet, une augmentation mineure de la constante d'atténuation en fonction de la fréquence lorsque la CPW subit des contraintes mécaniques. Cette variation ne dépasse pas 0.1 dB/mm sur toute la bande de fréquences de mesures allant dans ce cas jusqu'à 67 GHz.

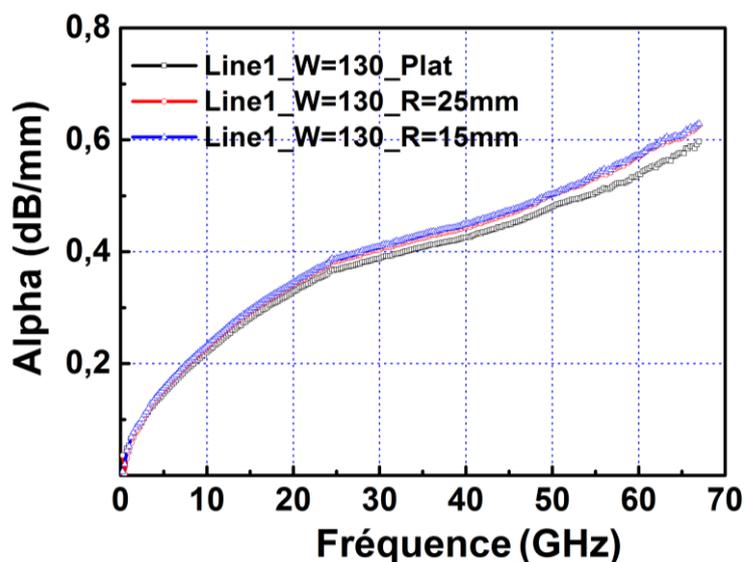


Figure 3 : L'évolution de la constante d'atténuation en fonction de la fréquence en appliquant différents rayons de courbure d'une ligne fabriquée sur KAPTON de topologie : $L = 1 \text{ mm}$, $W = 45 \mu\text{m}$ et $D = 160 \mu\text{m}$

Ces résultats montrent la fiabilité des dispositifs fabriqués sur KAPTON en utilisant la technologie d'impression jet d'encre en terme de robustesse mécanique et stabilité des performances pour des rayons de courbures allant jusqu'à 15mm.

II.2.3. Résultats de mesures sous contraintes obtenus sur les lignes fabriquées sur le PET :

Les mesures sous contraintes ont été aussi effectuées sur les lignes coplanaires fabriquées sur PET en utilisant la technologie d'impression jet d'encre. On a suivi les mêmes démarches décrites dans le paragraphe précédent. L'étude de l'influence du pliage sur les caractéristiques de la ligne a été effectuée sur toutes les géométries, ici on présente l'exemple d'une ligne de topologie : $W = 117 \mu\text{m}$ et $L = 1 \text{ mm}$ pour une distance intermasse $D = 160 \mu\text{m}$.

La *Figure 4* représente les résultats pour la détermination de la constante de propagation pour des lignes coplanaires imprimées sur un substrat PET pour différents rayons de courbure. Elle est conçue pour présenter une impédance caractéristique Z_c de 80Ω .

Une légère différence a été constatée qui peut être une conséquence du stress mécanique subit par la ligne ou une marge d'erreur dans les mesures vu que les rayons de courbure sont grands.

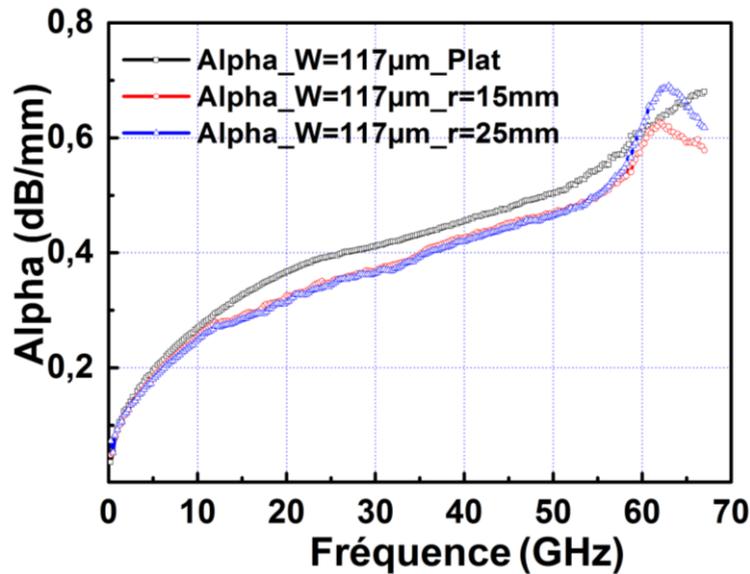


Figure 4 : L'évolution de la constante d'atténuation en fonction de la fréquence pour une ligne de largeur $W=117\mu\text{m}$ et longueur $L=1\text{mm}$ mesurée à plat et pour deux rayons de courbures (15mm et 25mm).

II.2.4. Etude du vieillissement des dispositifs:

Dans la partie précédente, nous avons démontré que les propriétés électriques des dispositifs réalisés sur substrat flexible étaient conservées après plusieurs mesures avec des supports permettant d'imposer différents rayons de courbure allant jusqu'à 15mm. Outre les performances des dispositifs étudiés, il est nécessaire que ces derniers possèdent une fiabilité accrue pouvant faire face aux environnements de fonctionnement dans lesquels ils seront intégrés. En vue de vérifier leur comportement en fonction de la déformation appliquée sur le substrat flexible, l'étude suivante consiste à évaluer la fiabilité des dispositifs à travers un système permettant d'analyser le vieillissement des dispositifs sur flexible pour plusieurs cycles de contraintes mécaniques. Cette campagne de mesure a été réalisée en collaboration avec l'entreprise NOKIA à Cambridge qui dispose d'un banc de vieillissement représenté sur la *Figure 5*. Le substrat flexible est maintenu à l'aide de deux fixations latérales avec un système de déplacement sur rails, permettant ainsi d'imposer une translation dans le plan du

flexible engendrant la déformation de l'échantillon. De plus, un système de cale verticale permet de diriger la flexion de l'échantillon dans la direction verticale souhaitée (convexe ou concave). Le choix du couple (nombre de cycle, rayon de courbure) est déterminé et intégré au programme de commande du système et est choisi de sorte à simuler l'environnement de fonctionnement des composants.

Système de test de vieillissement des dispositifs

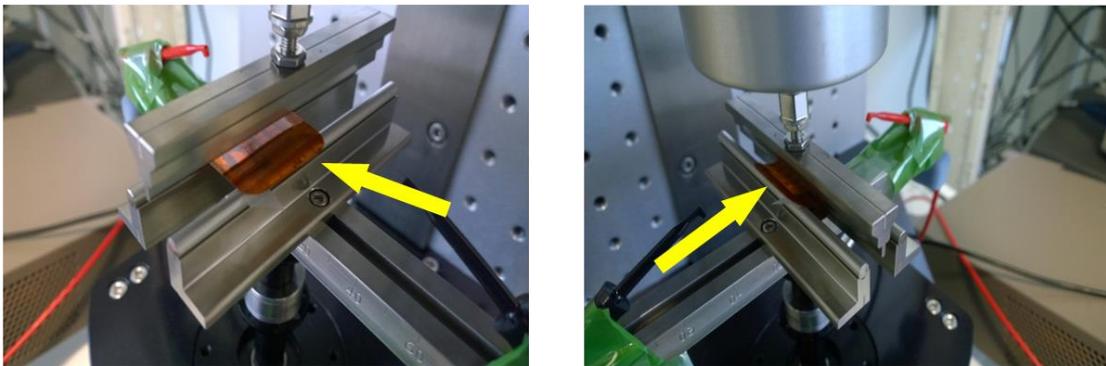


Figure 5 : Système utilisé pour l'étude de vieillissement des dispositifs

La Figure 6 montre les images obtenues par microscope optique d'une ligne après 1000 cycles de contrainte associée à un rayon de courbure de 25mm, soit une contrainte mécanique ϵ de 0.5%. Comme l'atteste ces images, l'ensemble de l'échantillon ne présente aucune dégradation notable (aucune microfissure observée). Il apparaît que le motif de la ligne coplanaire observée n'a subi aucun changement significatif au niveau de sa topologie contrairement à ce que l'on pouvait présager au départ. En effet, on note une bonne continuité des flans des motifs ainsi que de la métallisation en question. Par conséquent, cette étude démontre la robustesse en termes de fiabilité de la technologie employée dans le cadre de cette thèse en vue de la réalisation de dispositifs passifs sur substrat flexible.

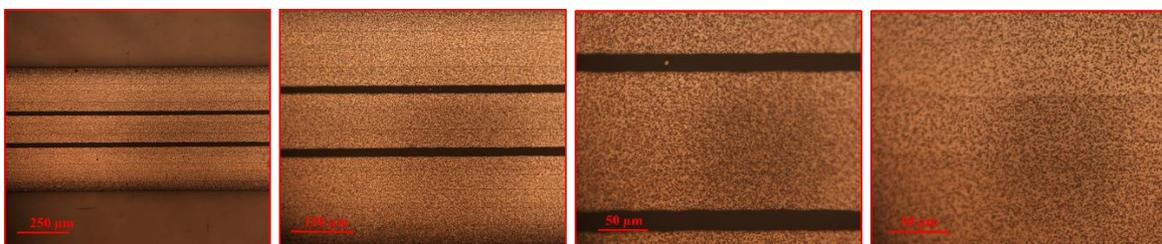


Figure 6 : Photos MEB d'une ligne après 1000 cycle de stress

Pour déterminer l'influence des cycles de contraintes sur les caractéristiques des lignes, des mesures hyperfréquences ont ainsi été opérées. Ces dernières ont permis par

conséquent d'évaluer la constante d'atténuation en fonction de la fréquence dans le but de les comparer aux mesures effectuées avant le processus de cyclage.

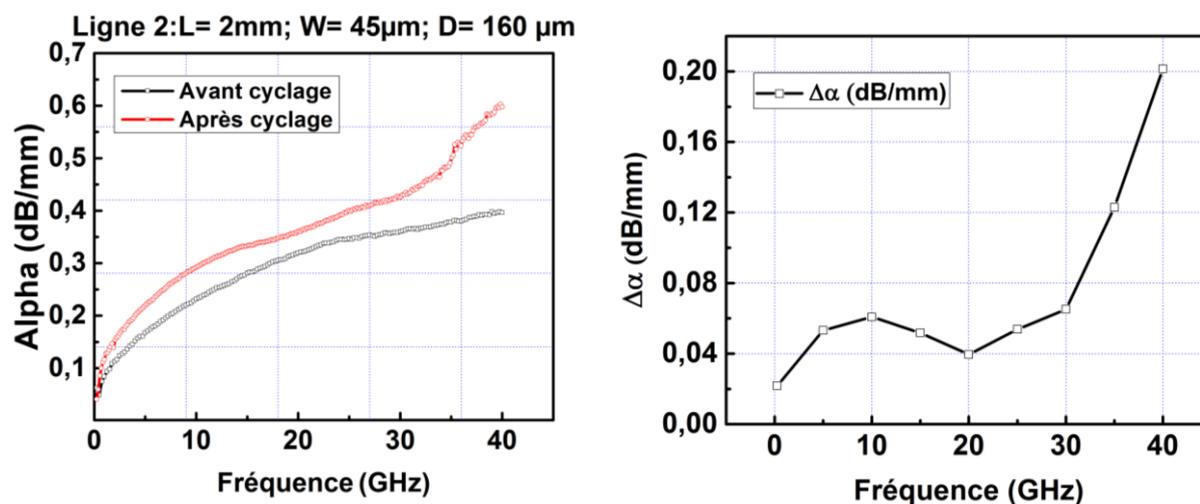


Figure 7 : Comparaison de la constante d'atténuation avant et après 1000 cycle de stress

Ainsi, la *Figure 7* présente une comparaison de l'évolution de la constante d'atténuation avant et après 1000 cycles de contrainte mécanique d'une ligne de topologie : $L = 1$ mm, $W = 45$ μ m et $D = 160$ μ m. On note, en effet, une augmentation de la constante d'atténuation en fonction de la fréquence après le processus de vieillissement. Cet accroissement de la constante d'atténuation est principalement causé par l'augmentation de la résistivité de l'encre à base de nanoparticules d'argent utilisée pour la fabrication de ces structures passives. Cette variation de résistivité peut être attribuée à l'effet des nanofissures engendrées lors du cyclage. Par ailleurs, il apparaît un écart quasiment constant suivant la fréquence, restant néanmoins inférieure à 0.05 dB/mm jusqu'à 35GHz. Une divergence de la constante d'atténuation est cependant observée à partir de cette fréquence due essentiellement au changement de phase de la ligne coplanaire.

II.3. Développement d'un banc dynamique de mesures sous contraintes mécaniques :

Les systèmes de mesure des dispositifs flexibles sous contrainte mécanique décrits précédemment présentent divers limitations. En effet, afin d'éviter le changement de support entre chaque mesure et en vue d'imposer un rayon de courbure sans avoir à revenir à l'état initial (à plat) il faudra développer un banc de mesures sous contraintes dynamique permettant de satisfaire ces besoins et faciliter la procédure. Dans ce cadre, on a développé une station de mesures sous contraintes automatisée. Cette partie présente les détails de conception de la station de mesures sous contraintes ainsi que les différents tests effectués sur des dispositifs coplanaires.

II.3.1. Etapes de conception :

L'idée de départ est de fabriquer un banc de mesures sous contraintes qui réponde aux critères suivants :

- Banc automatique piloté avec un ordinateur.
- Changement de rayon de courbure que subit le Dispositif sous test sans obligation de revenir à plat à chaque fois.
- Manipulation sans danger pour les sondes RF.

La première proposition est montrée sur la *Figure 8*, le système est constitué de deux bras tournants dans deux sens contraires à l'aide de deux moteurs fixés au bout. Ce mouvement va créer une contrainte au centre du film métallique qui va engendrer sa flexion. Le substrat se fixe sur le film à l'aide des deux pinces fixées sur les deux bras.

Cette configuration n'est pas satisfaisante, à partir du rayon de courbure minimal du film, on ne peut plus contrôler le pliage (cf. *Figure 8*) donc on est limité à un rayon de courbure qui est grand. D'autre part, le centre du film n'est pas fixé ce qui risque d'endommager les pointes pour le moindre mouvement. De plus il est très difficile de déterminer le rayon de courbure appliqué sur le dispositif à caractériser.

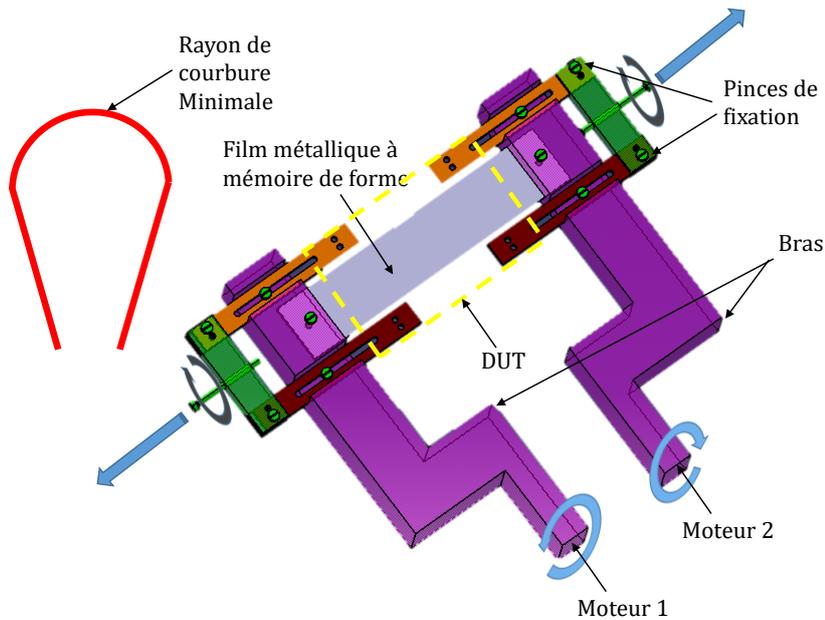


Figure 8 : Premier prototype de la station de mesures sous contraintes mécaniques

La seule solution qui permette de garder le plan de mesure des dispositifs fixe en fonction de l'angle de rotation des moteurs est de maintenir les deux moteurs sur le même axe de rotation. On a essayé d'optimiser le banc de façon à répondre aux attentes. Le banc final est montré sur la *Figure 9*. La nouvelle configuration est basée sur le même concept, elle est constituée de deux bras qui sont centrés sur le même axe de rotation et le film est fixé au centre par une aiguille pour le maintenir stable, ce qui fait que le plan de travail ne bouge pas en fonction de la courbure et qu'on peut contrôler la courbure jusqu'à un rayon de courbure de 2 mm comme le montre la *Figure 10*. Deux moteurs pas-à-pas sont mis en place pour la rotation des deux bras avec un déplacement minimum de $1,8^\circ$, il est toujours possible de réduire le pas minimum par l'ajout de réducteurs (l'emplacement des réducteurs est pris en compte dans la conception du système).

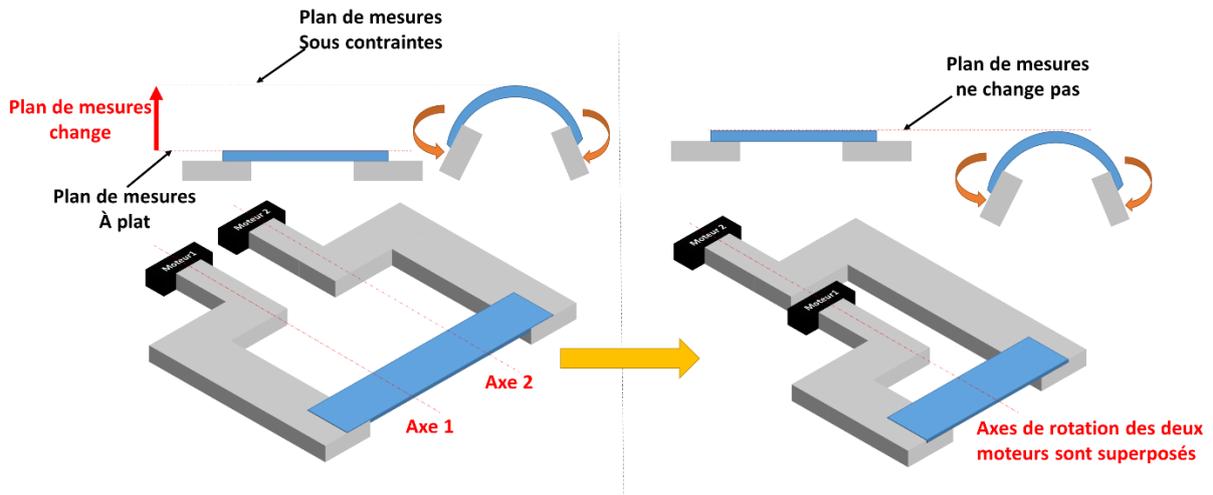


Figure 9 : Changement de la configuration de la station de mesures sous contraintes mécaniques

Les deux moteurs sont connectés directement à un contrôleur par des connecteurs XLR 4 qui assurent la commande et la polarisation. Pour assurer un couple suffisant pour que les moteurs fonctionnent, les conditions de polarisation d'un seul moteur doivent être comme suit :

- Une tension $V = 12 \text{ V}$
- Un courant $I = 1.2 \text{ A}$

Les contrôleurs sont connectés à un ordinateur via bus RS232. La commande est assurée par le logiciel « Labview ». Dans l'interface, il y a une case commande pour chaque moteur. On peut choisir le nombre de tours par les deux fonctions suivantes :

- $X+n$: Pour faire tourner le moteur 1 dans le sens de rotation des aiguilles d'une montre ('-' Pour changer le sens de rotation). 'X' désigne le moteur 1 et 'n' est un nombre en hexadécimal qui définit le nombre de pas à effectuer. Par exemple, la commande « $X+2$ » va impliquer un mouvement de deux pas du moteur 1 dans le sens des aiguilles d'une montre.
- $Y+n$: Pour assurer la commande du moteur 2.

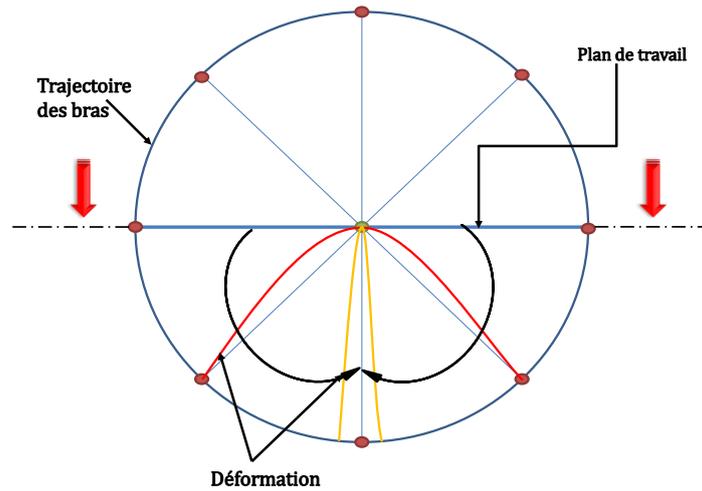


Figure 10 : Trajectoire du mouvement des deux bras de fixation.

Une méthode de détermination du rayon de courbure correspondant à chaque angle de rotation des moteurs a été mise en place dans le cadre de ces travaux de thèse. La distance qui sépare les deux bras de fixation étant connue et de 10 cm. La rotation des deux bras correspond à une trajectoire circulaire comme illustré sur la *Figure 10*. Chaque position sur la trajectoire est associée à un angle θ calculé à partir de la relation suivante :

$$\theta = n. 1,8^\circ \quad (2.3)$$

Avec n est le nombre de pas effectués par les deux moteurs et $1,8^\circ$ représente l'angle d'un pas du moteur.

Les rayons de courbures ont été déterminés pour huit angles de rotation des moteurs. La *Figure 11* (a) montre l'évolution des différents rayons de courbures en fonction de l'angle de rotation effectuée. Il est possible de déterminer le rayon de courbure (*Figure 11* (b)) à partir de l'équation suivante obtenue à partir de l'interpolation entre les huit points :

$$R_c = 323 \pm 8.87. \theta + 0.09. \theta^2 - 2.87. 10^{-4}. \theta^3 - 1.16. 10^{-6}. \theta^4 + 6.35. 10^{-9}. \theta^5$$

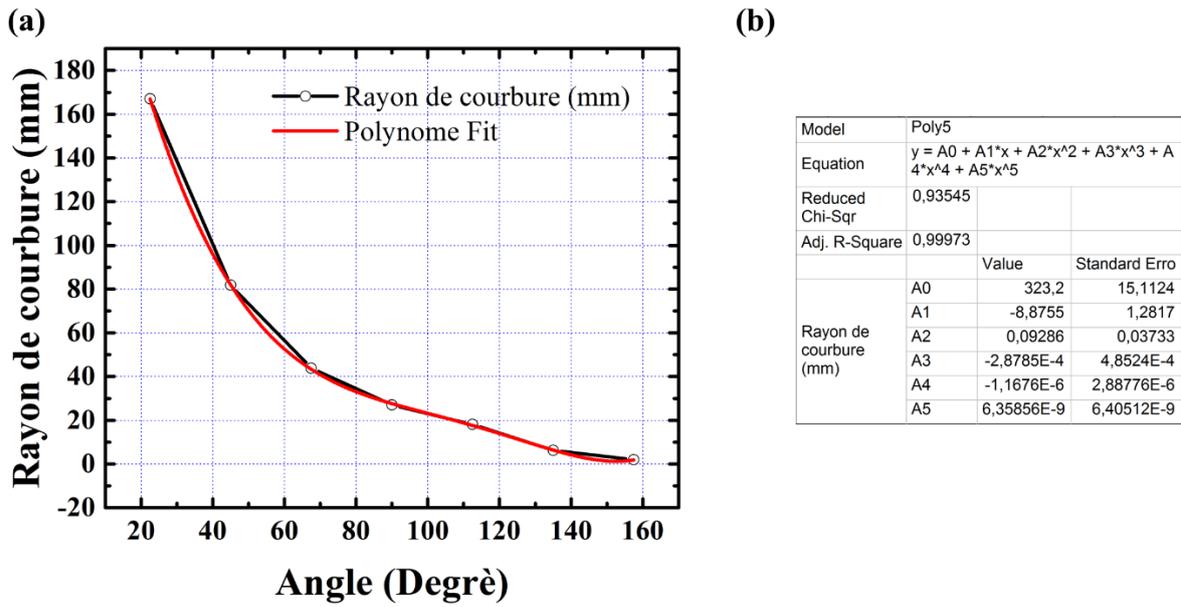


Figure 11 : (a) Evolution du rayon de courbure en fonction de l'angle de rotation ; (b) La fonction décrivant la relation entre le rayon de courbure et l'angle de rotation des moteurs.

II.3.1.1. Tests et mesures :

La Figure 12 montre le banc de mesures sous contraintes mécaniques fabriqué. Il a été mis en place dans la centrale de caractérisation de l'IEMN.

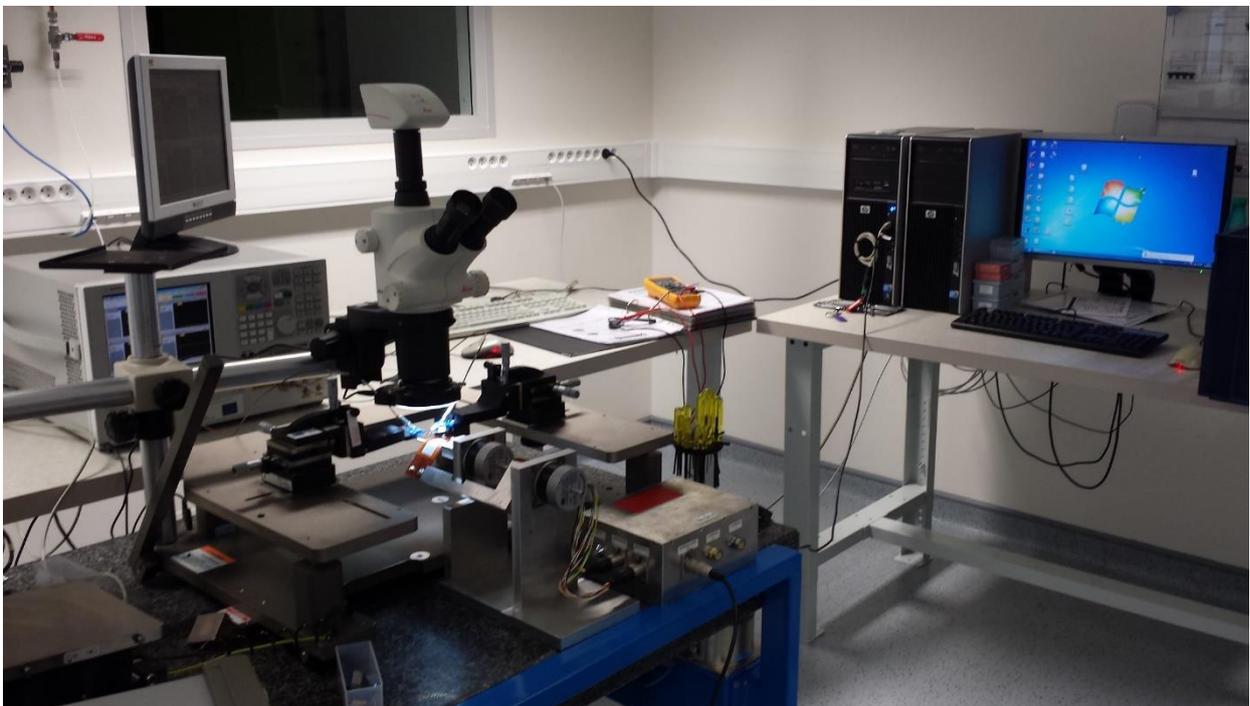




Figure 12 : Mise en place du banc dans la centrale de caractérisation

Des mesures de test ont été effectuées sur des lignes imprimées sur un substrat PET en utilisant la technologie d'impression jet d'encre. Deux encres ont été utilisées pour les tests :

- Encre commercialisée par Suntronic.
- Encre commercialisée par ANP.

Les résultats qu'on va présenter par la suite proviennent des mesures effectuées sur deux lignes provenant des deux échantillons. La *Figure 13* montre les résultats de mesures effectuées sur une ligne fabriquée sur PET en utilisant la technologie d'impression jet d'encre de topologie : $W = 117 \mu\text{m}$ et $L = 1 \text{ mm}$ pour une distance inter-masses $D = 160 \mu\text{m}$. On remarque qu'il y a une variation des paramètres S_{11} et S_{12} de la ligne sur l'abaque de Smith en fonction des rayons de courbures qui se traduit sous forme d'influence sur l'impédance caractéristique de ligne que l'on voit clairement sur la transmission S_{12} . Pour savoir exactement l'impact sur les propriétés physiques et mécaniques de la ligne au cours de l'essai, il faut suivre l'évolution des éléments du schéma équivalent en fonction des rayons de courbures appliqués.

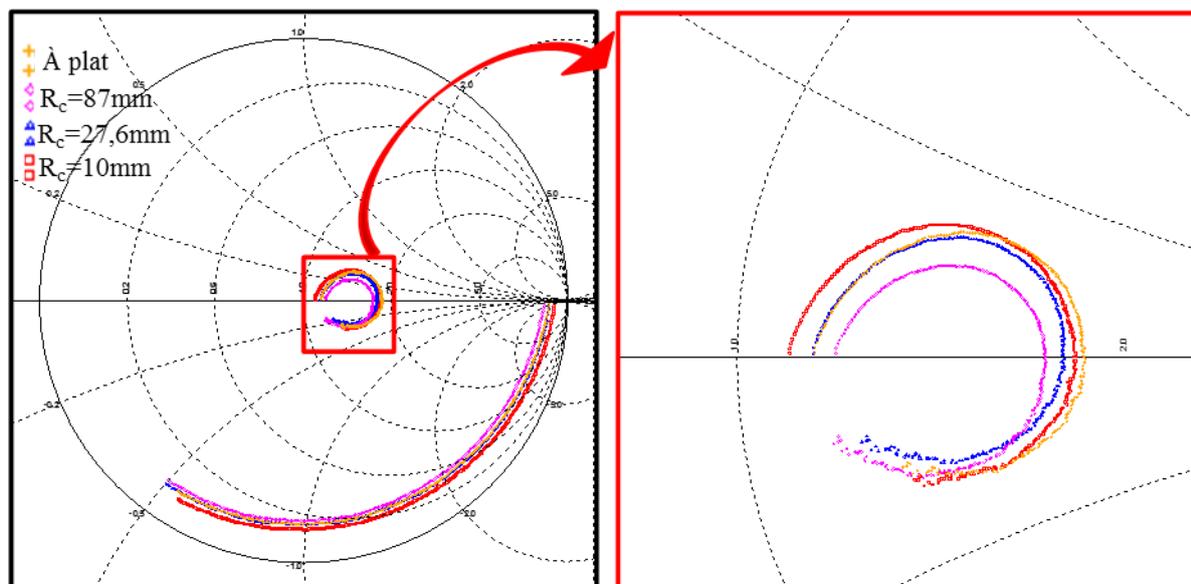


Figure 13 : Paramètres S mesurés pour une ligne imprimée avec l'encre Suntronic pour différents rayons de courbure

La *Figure 14 (a)* présente l'évolution de la constante d'atténuation en fonction de la fréquence de la ligne étudiée pour les différents rayons de courbures. Il apparaît une augmentation linéaire des pertes sur la CPW en fonction des contraintes mécaniques appliquées. A la fréquence $f = 40$ GHz, on note une augmentation de 0.05 dB/mm, soit 10.8% pour une contrainte qui correspond à un rayon de courbure de 7 mm.

Il est aussi intéressant d'analyser l'évolution de la constante de phase β pour différents rayons de courbures. La *Figure 14 (b)* montre les résultats d'extractions de β , cette dernière ne montre aucun changement de la vitesse de phase quand le dispositif est sous contrainte par rapport ce qui a été extrait à plat.

Pour mieux comprendre l'origine de ces changements, il est indispensable de regarder l'influence des contraintes mécaniques sur les éléments du schéma équivalent électrique de la ligne. La *Figure 14 (c)* présente l'évolution de différentes grandeurs caractéristiques normalisées par rapport à la longueur des lignes. L'extraction de ces éléments est effectuée en utilisant la méthode décrite dans le premier chapitre de cette partie. On note que:

- La Résistance linéique de la ligne subie une variation de $1.58 \Omega/\text{mm}$ soit une augmentation de 24% . Cet effet explique la dégradation des caractéristiques de la ligne en termes de pertes provenant de l'augmentation de la résistivité de l'encre dans la zone de contrainte mécanique.

- Les valeurs de l'inductance et de la capacité restent inchangées.
- On note aussi une variation de la valeur de la conductance, mais les pertes dans le substrat restent négligeables soit l'équivalent d'une résistance de valeur moyenne de $6K\Omega$.

Ainsi, on peut donc conclure que la variation des caractéristiques de la ligne en appliquant des contraintes mécaniques provient de la sensibilité de la métallisation (encre argent à nano particules) au pliage.

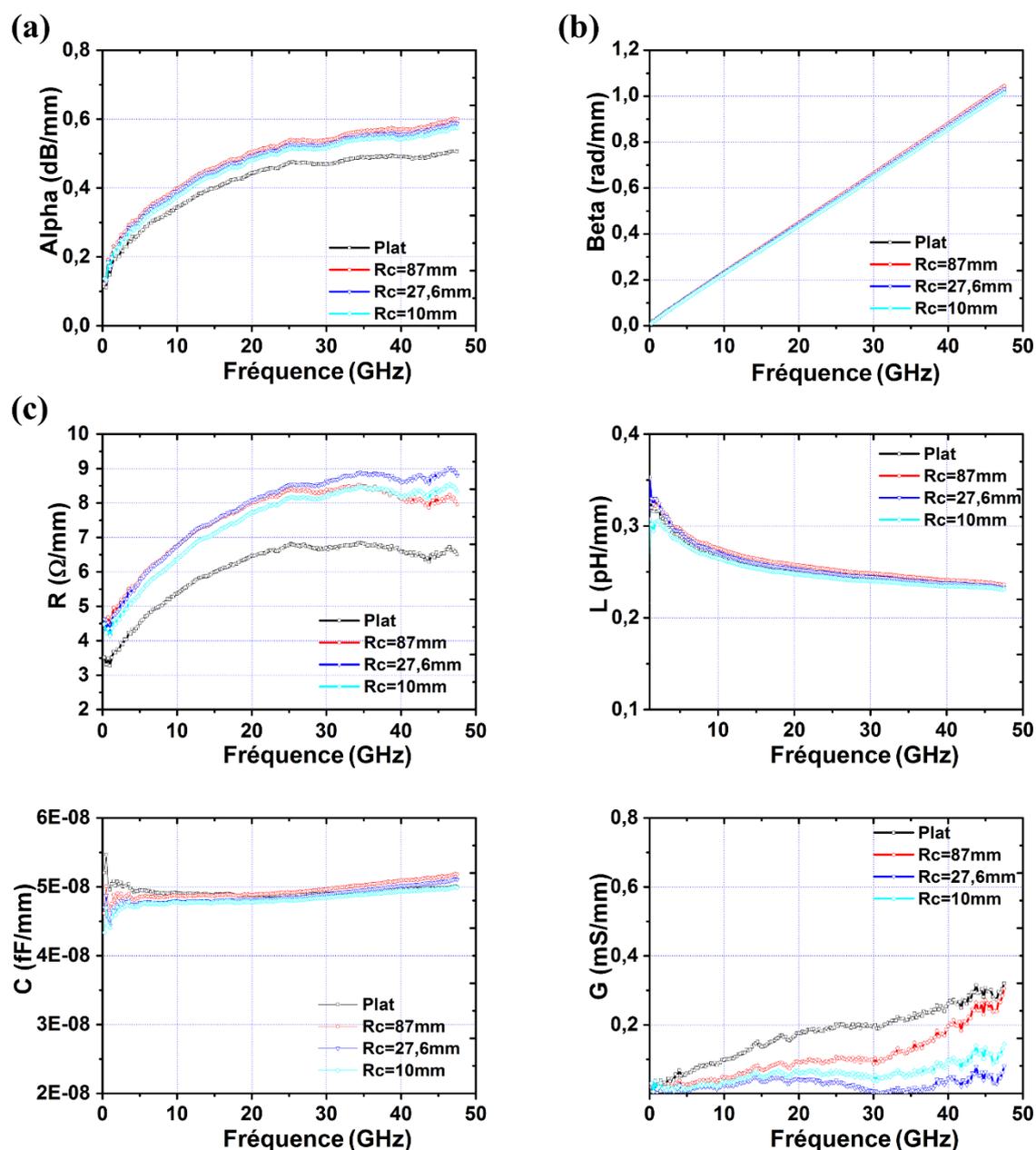


Figure 14 : évolution de différentes caractéristiques de la ligne imprimée avec l'encre Suntronic pour différents rayons de courbure : (a) comparaison des constantes d'atténuations pour différents rayons de courbures ; (b) comparaison des constantes de phases pour différents rayons de courbures ; (c) comparaison des différents éléments du schéma équivalent de la ligne (R, L, C et G) pour différents rayons de courbures

Dans le but de validation du bon fonctionnement du système et la valorisation des résultats, on a effectué d'autres mesures sur un autre échantillon contenant des lignes coplanaires fabriquées en utilisant la technologie d'impression jet d'encre sur substrat PET.

Une encre commerciale « ANP » est utilisée pour la fabrication dans le but de conclure si la fiabilité des dispositifs aux contraintes mécaniques dépend du type et de la qualité de l'encre utilisée pour la fabrication.

La *Figure 15* montre l'évolution des paramètres S_{11} et S_{21} d'une ligne de même topologie que celle présentée précédemment. Il apparaît que les caractéristiques physiques de la CPW restent inchangées en fonction des contraintes appliquées. Pour mieux juger, il est intéressant de voir l'impact du pliage sur les éléments élémentaires R, L, C et G, la constante d'atténuation et la constante de phase de la ligne.

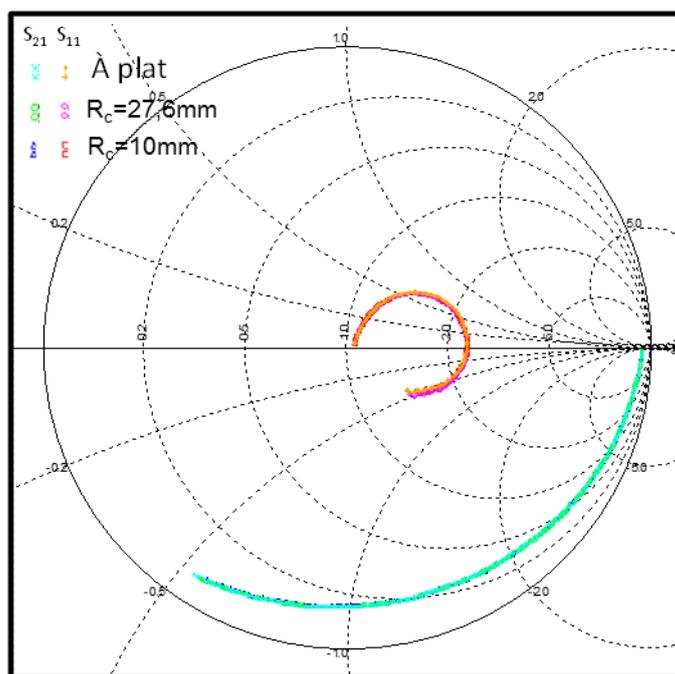


Figure 15 : Paramètres S mesurés pour une ligne imprimée avec l'encre ANP pour différents rayons de courbure

La *Figure 16 (a)* présente l'évolution de la constante d'atténuation en fonction de la fréquence de la ligne étudiée pour les différents rayons de courbures. Les extractions montrent une stabilité en termes de pertes sur la CPW en fonction des contraintes mécaniques appliquées. A la fréquence $f = 40$ GHz, on note une légère augmentation de 0.008 dB/mm, soit une variation qui ne dépasse pas les 2% pour une contrainte qui correspond à un rayon de courbure de 10mm.

Il est aussi intéressant d'analyser l'évolution de la constante de phase β pour différents rayons de courbures. La *Figure 16 (b)* montre les résultats d'extractions de β , cette dernière

ne montre aucun changement de la vitesse de phase quand le dispositif est sous contrainte par rapport ce qui a été extrait à plat.

La *Figure 16* (c) présente l'évolution de différentes grandeurs caractéristiques constituant le schéma équivalent de la ligne. Il apparaît une stabilité sur tous les éléments en fonction de la fréquence pour les différents rayons de courbures.

On peut conclure que cette encre est plus fiable pour la fabrication des dispositifs qui visent des applications reposant sur la déformation du substrat.

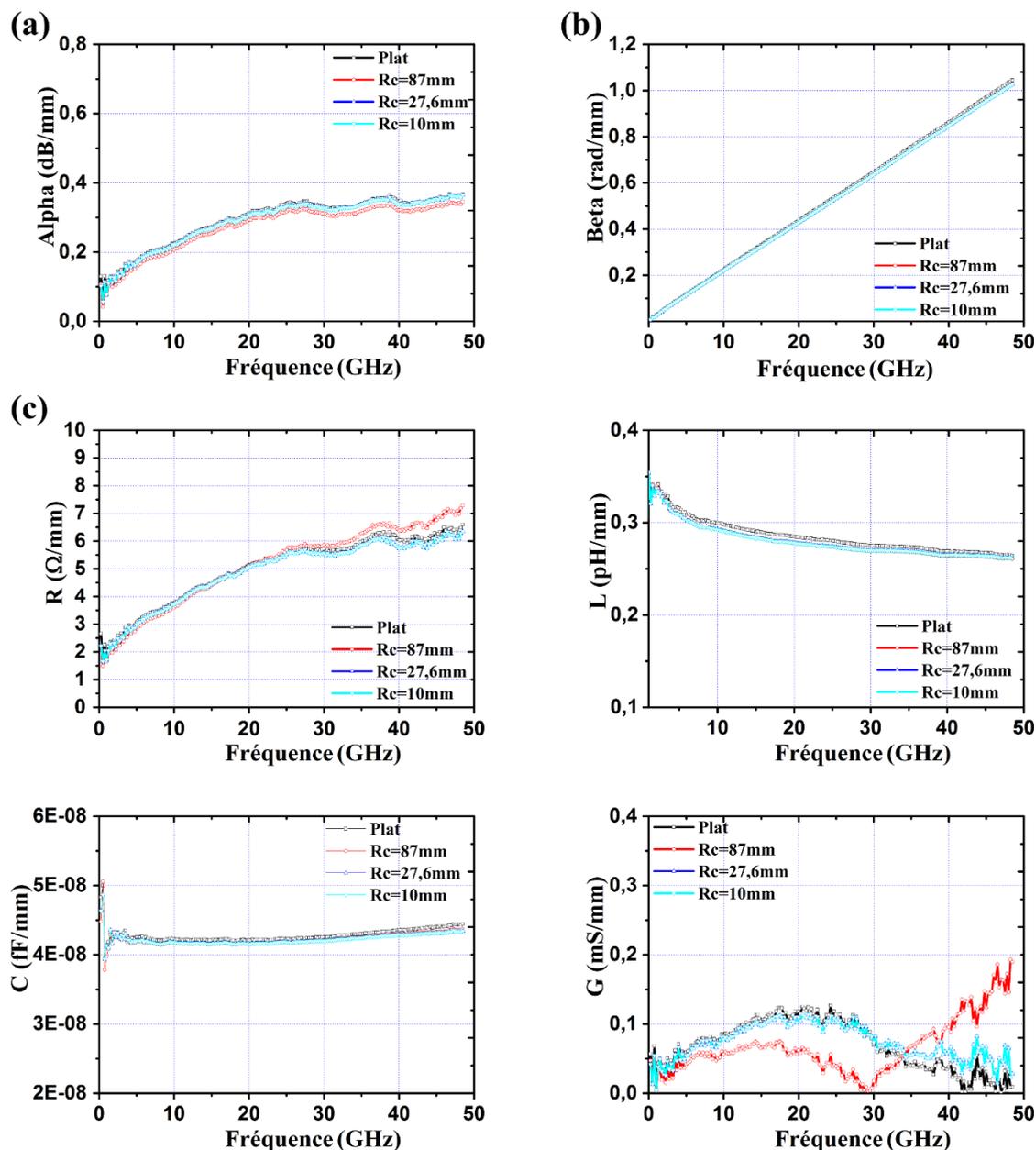


Figure 16 : évolution de différentes caractéristiques de la ligne imprimée avec l'encre ANP pour différents rayons de courbure : **(a)** comparaison des constantes d'atténuations pour différents rayons de courbures ; **(b)** comparaison des constantes de phases pour différents rayons de courbures; **(c)** comparaison des différents éléments du schéma équivalent de la ligne (R, L, C et G) pour différents rayons de courbures

II.4. CONCLUSION :

Au cours de ce chapitre, une étude de la sensibilité des caractéristiques électriques des dispositifs passifs sur substrat souple de type KAPTON et PET a été menée.

Dans une première partie, on a présenté la technique de caractérisation sous contraintes mécaniques utilisée à l'IEMN. Celle-ci repose sur l'utilisation de supports de différents rayons de courbures permettant d'étudier le comportement du composant en fonction du stress mécanique impliqué par le pliage. En effet, on a étudié l'influence des contraintes pour des rayons de courbures allant jusqu'à 15mm sur des lignes coplanaires fabriquées sur PET et KAPTON. Les mesures ne montrent aucune dégradation sur les paramètres caractéristiques de ces dispositifs en termes de constante d'atténuation et impédance caractéristique. On a aussi présenté une étude de fiabilité des lignes menée en collaboration avec NOKIA. Après 1000 cycles de contraintes mécaniques de rayon de courbure de 25mm, les CPW montrent une dégradation sur la valeur de la constante d'atténuation (un écart quasiment constant suivant la fréquence de l'ordre de 0.05 dB/mm jusqu'à 35GHz).

Dans un second temps, on a présenté le banc de mesures dynamique conçu dans le cadre de ces travaux de thèse dédié aux mesures sous contraintes mécaniques. Cette station dispose de deux bras commandés par deux moteurs centrés sur le même axe de rotation permettant d'effectuer des mesures sous contraintes mécaniques allant jusqu'à 2mm sans avoir besoin de revenir à plat entre deux mesures. Il a permis de faciliter et d'automatiser les mesures sous contraintes mécaniques des dispositifs fabriqués sur substrat flexible. Le programme de commande a été développé sur le logiciel Labview. Ce banc a été mis en place dans la centrale de caractérisation de l'IEMN.

A la fin de ce chapitre, on a présenté les principaux résultats de mesures sous contraintes mécaniques obtenus en utilisant le nouveau banc. On a analysé les mesures effectuées sur deux lignes fabriquées sur PET en utilisant la technologie d'impression jet d'encre avec deux encres différentes. Sur la première encre, on a trouvé que la ligne était sensible aux contraintes, une augmentation de 0,08 dB/mm a été notée. Ce changement est dû à la variation de la résistance linéique de la ligne, ce qui provient probablement de nanofissures qui ont impliqué une augmentation de la résistivité du métal.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES:

- [1] C.-J. Chiang, C. Winscom, S. Bull, and A. Monkman, “Mechanical modeling of flexible OLED devices,” *Org. Electron.*, vol. 10, no. 7, pp. 1268–1274, Nov. 2009.

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Ce manuscrit fait état d'une synthèse exhaustive des études et avancées menées dans le cadre de ce travail de thèse au sein de l'Institut d'Électronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie (IEMN) dans le groupe CARBON. Le principal axe de réflexion de ce travail repose sur la conception, la modélisation et la caractérisation des dispositifs actifs et passifs sur substrat souples et rigides en vue du développement de nouveaux composants et de circuits électroniques avec des critères de performances de plus en plus importants. Au cours de ce travail, l'accent a été principalement porté sur les étapes essentielles à la réalisation de circuits intégrés en ondes millimétriques utilisant la technologie coplanaire en impression jet d'encre et les transistors à effet de champ à base de graphène (GFETs). Ce mémoire montre en particulier l'intérêt et les potentialités du graphène pour son intégration au sein des circuits électroniques. De plus, une attention particulière a été portée sur la modélisation et les techniques de caractérisations relatives aux dispositifs passifs sur substrat souple et rigide.

La première partie de ce mémoire de thèse débute par un premier chapitre qui relate la description des briques de bases de la caractérisation hyperfréquence des dispositifs actifs et passifs notamment à travers la présentation des paramètres de dispersions (paramètre S_{ij}) nécessaires à la caractérisation en régime dynamique des dispositifs étudiés et par conséquent pour la détermination des grandeurs caractéristiques représentatives de leur performances. Dans un second temps, une description détaillée de l'analyseur de réseau vectoriel, appareillage indispensable à la mesure des paramètres S_{ij} , est ainsi proposée. La fiabilité des mesures des paramètres de dispersion dépendant fortement de l'étalonnage du système, il a été nécessaire d'avoir recours à une comparaison des différents techniques de calibration pour s'affranchir des erreurs introduites par les différentes interconnexions entre l'analyseur de réseau et les sondes de mesure. Les deux principales méthodes de calibration retenues au cours de ce travail de thèse sont d'une part la méthode TRL (Thru – Reflect – Line) ayant comme avantage majeur la détermination des différents paramètres physiques de la ligne considérée à partir d'une résolution matricielle intégrée dans l'algorithme de calcul utilisé en vue de déterminer l'impédance caractéristique de normalisation du système. Ainsi, cette méthode de calibrage a été utilisée pour la procédure d'épluchage et la détermination des caractéristiques des lignes coplanaires étudiées dans le cadre de cette thèse. La méthode de calibration LRRM (Line-Reflect- Reflect-Match) a été, quant à elle, retenue pour la caractérisation hyperfréquence des différents dispositifs étudiés. La détermination de façon automatique de l'inductance série de la charge adaptée à travers l'exploitation d'un second

standard « reflect », fortement réfléchitif, est sans contestation le point fort de cette méthode. Cette propriété lui confère l'avantage d'ajouter à l'algorithme, des éléments matriciels augmentant la détermination du nombre des paramètres de correction.

Le deuxième chapitre de cette première partie a été consacré aux caractérisations en régime statique et en régime hyperfréquence des composant GFETs étudié dans le cadre de cette thèse. Plusieurs conclusions sont à tirer aux travers des différents comportements observés. Le principal résultat observé au cours de la caractérisation des GFETs est l'impact des paramètres des stimuli électriques appliqués au transistor. En particulier, afin d'éviter des éventuelles variations incohérentes du courant de drain dues à des instabilités du composant associées aux effets de « charge » engendrés par les impuretés présentes au sein de la structure cristalline du graphène, il a fallu ajuster les paramètres dits de « hold_{time} » et « delay_{time} » relatifs respectivement au temps d'application de la tension souhaitée avant le début de la mesure et le temps d'attente entre deux mesures successives. Les conditions optimales permettant d'observer une variation rigoureuse du courant de drain ont donc été déterminées pour une valeur de holdtime de 4s et de delaytime de 30ms. En termes de caractérisations hyperfréquences, nous avons aussi proposé une nouvelle procédure d'épluchage valable sur tous types de topologies de GFETs au moyen de motifs dit « short-graphène ». Ce dernier permet de déterminer les résistances d'accès extrinsèques du transistor GFET contrairement à l'utilisation des techniques conventionnelles dédiées à l'épluchage des transistors à effet de champ. En outre, l'élaboration d'un modèle des GFETs en régime petit signaux a été proposée prenant en compte les évolutions fréquentielles des différents éléments localisés constitutifs du schéma équivalent. Ce dernier a été validé dans sa globalité à travers une comparaison avec des résultats expérimentaux obtenus sur un transistor caractérisé au cours des différentes campagnes de mesures. Toujours dans une optique d'amélioration des performances des composants une étude paramétrique a été menée afin de cibler les grandeurs caractéristiques à optimiser. Il apparait ainsi, que l'augmentation des performances des GFET dépend considérablement de la diminution des valeurs des résistances de contact et des résistances d'accès, de la diminution de la conductance de sortie ainsi que de l'augmentation de la transconductance.

Dans une deuxième partie, scindée également en deux chapitres, nous nous sommes intéressés dans le premier, à la modélisation électrique des éléments passifs nécessaires à la réalisation de circuits en technologie intégrée coplanaire en utilisant la technologie d'impression jet d'encre sur des substrats flexibles (Kapton et PET). L'optimisation de la procédure d'impression a été effectuée par les ingénieurs en salle blanche jusqu'à atteindre

des espacements entre deux vecteurs d'impression S de l'ordre de $15 \mu\text{m}$ sur PET et une largeur minimale du ruban central de la ligne $W = 42 \mu\text{m}$. Nous avons développé des modèles analytiques paramétrables pour les principales discontinuités coplanaires. Les paramètres nécessaires à l'établissement de ces modèles sont essentiellement les données géométriques et électriques des éléments. Nous avons réalisé plusieurs dispositifs coplanaires sur différents substrats afin de valider la base de modèles développée par la mesure des paramètres S . Le très bon accord constaté entre les données issues des modèles et des mesures a montré la validité et l'efficacité de ces modèles pour la conception de circuits intégrés. Enfin, nous avons largement validé nos modèles élémentaires pour des structures complexes telles que des filtres.

Le dénouement de ce manuscrit de thèse intervient au travers d'un dernier chapitre portant sur la caractérisation sous contraintes mécaniques des dispositifs fabriqués sur des substrats souples à savoir KAPTON et PET. Celle-ci repose sur l'utilisation de supports de différents rayons de courbures permettant d'étudier le comportement du composant en fonction du stress mécanique impliqué par le pliage. En effet, on a étudié l'influence des contraintes pour des rayons de courbures allant jusqu'à 15mm sur des lignes coplanaires fabriquées sur PET et KAPTON. Les mesures ne montrent aucune dégradation sur les paramètres caractéristiques de ces dispositifs en terme de constante d'atténuation et impédance caractéristique. On a aussi présenté une étude de fiabilité des lignes menée en collaboration avec NOKIA. Après 1000 cycles de contraintes mécaniques de rayon de courbure de 25mm , les CPW montrent une dégradation sur la valeur de la constante d'atténuation (un écart quasiment constant suivant la fréquence de l'ordre de 0.05 dB/mm jusqu'à 35GHz). Dans un second temps, on a présenté le banc de mesures dynamique conçu dans le cadre de ces travaux de thèse dédié aux mesures sous contraintes mécaniques. Cette station dispose de deux bras commandés par deux moteurs centrés sur le même axe de rotation permettant d'effectuer de mesures sous contraintes mécaniques allant jusqu'à 2mm sans avoir besoin de revenir à plat entre deux mesures. Il a permis de faciliter et d'automatiser les mesures sous contraintes mécaniques des dispositifs fabriqués sur substrat flexible. Le programme de commande a été développé sur le logiciel Labview. Ce banc a été mis en place dans la centrale de caractérisation de l'IEMN.

A la fin de ce chapitre, on a présenté les principaux résultats de mesures sous contraintes mécaniques obtenus en utilisant le nouveau banc. On a analysé les mesures effectuées sur deux lignes fabriquées sur PET en utilisant la technologie d'impression jet

d'encre avec deux encres différentes. Sur la première encre, on a trouvé que la ligne était sensible aux contraintes, une augmentation de 0,08 dB/mm a été notée. Ce changement est dû à la variation de la résistance linéique de la ligne, ce qui provient probablement de nanofissures qui ont impliqué une augmentation de la résistivité du métal.

Les perspectives de ce travail peuvent être scindées en plusieurs catégories :

✓ Cette étude ouvre de nouvelles perspectives pour la technologie graphène comme matière première. En effet, nous pouvons envisager un modèle grand signal valable pour les GFETs sur une bande de fréquences jusqu'en bande K.

✓ De même, les mesures de bruit et le développement d'un modèle approprié permettant d'avoir à terme un aperçu des potentialités des transistors à base de graphène dans le domaine d'applications relatif à la modélisation et la conception des amplificateurs faibles bruits.

✓ L'effort important fourni dans le cadre de cette thèse pour la réalisation d'une bibliothèque exhaustive prenant en considération l'ensemble des éléments passifs en technologie coplanaire pourra à terme être mis en œuvre dans la réalisation technologique d'un circuit intégré constitué de composants à base de graphène.

✓ Le banc de mesure sous contraintes mécaniques permettant d'analyser le comportement des dispositifs fabriqués sur substrat flexible en fonction des rayons de courbures appliqués a été utilisé au cours de ces travaux de thèse pour la caractérisation des éléments passifs. En outre, ce dispositif peut être envisagé pour l'étude des performances des transistors à base de graphène fabriqués sur flexible sous contraintes mécaniques. Ce banc peut aussi être programmé pour mener des études de vieillissement pour un nombre de cycles bien défini.

PUBLICATIONS

Articles dans des revues internationales

Wei, W., X. Zhou, G. Deokar, H. Kim, **M.M. Belhaj**, E. Galopin, E. Pallecchi, D. Vignaud, and H. Happy. “Graphene FETs With Aluminum Bottom-Gate Electrodes and Its Natural Oxide as Dielectrics.” *IEEE Transactions on Electron Devices* 62, no. 9 (September 2015): 2769–73. doi:10.1109/TED.2015.2459657.

Wei, W., E. Pallecchi, A. Centeno, **M.M. Belhaj**, H. Samiul, and H. Happy. “Flexible graphene field effect transistors with high RF performance” (en cours).

Communications dans des conférences et ateliers internationaux avec comité de lecture et actes

H. Happy (invité), D. Mele, I. Colambo, M. S. Khenissa, **M. M. Belhaj**, E. Pallecchi, A. Ouerghi, D. Vignaud, et G. Dambrine, « High frequency electronic devices : impact of beyond graphene materials », in *62nd IEEE MTT-S International Microwave Symposium, IMS 2014*, Tampa, FL, États-Unis, June 2014.

W. Wei, **M.M. Belhaj**, G. Deokar, D. Mele, E. Pallecchi, E. Pichonat, D. Vignaud, et H. Happy, « Back-gated microwave field-effect transistors based on transferred CVD-grown graphene », in *Proceedings of 4th Graphene Conference, Graphene 2014*, Toulouse, France, March 2014, p. 1-2.

M. Khenissa, D. Mele, **M.M. Belhaj**, I. Colambo, E. Pallecchi, D. Vignaud, H. Happy, « Graphene Field Effect Transistors on SiC with T-Shaped Gate: Homogeneity and RF performance », in *Proceedings of 4th Graphene Conference, Graphene 2014*, Toulouse, France, March 2014, p. 1-2.

M.M. Belhaj, W. Wei, E. Pallecchi, C. Mismar, I. Roch-jeune, H. Happy, « Inkjet printed flexible transmission lines for high frequency applications up to 67 GHz », European Microwave Week, Roma, Italy, October 2014

P. Nakkala, A. Martin, M. Campovecchio, H. Happy, M. S. Khenissa, **M. M. Belhaj**, D. Mele, I. Colambo, E. Pallecchi, D. Vignaud, « High Frequency Characterization and Compact Electrical Modelling of Graphene Field effect Transistors », European Microwave Week, Roma, Italy, October 2014

W. Wei, G. Deokar, **M. M. Belhaj**, D. Mele, E. Pallecchi, E. Pichonat, D. Vignaud, H. Happy, « Fabrication and characterization of CVD-grown graphene based Field-Effect Transistor », European Microwave Week, Roma, Italy, October 2014

M. Khenissa, D. Mele, **M.M. Belhaj**, I. Colambo, E. Pallecchi, D. Vignaud, H. Happy, « *Graphene Field Effect Transistors on SiC with T-Shaped Gate: Homogeneity and RF performance* », European Microwave Week, Roma, Italy, October 2014

Communications dans des conférences et ateliers nationaux avec comité de lecture et actes

W. Wei, **M.M. Belhaj**, « *Lignes de transmission imprimées pour les applications RF* », *Actes des 17èmes Journées Nationales du Réseau Doctoral en Micro-Nanoélectronique, JNRDM 2013*, Grenoble, France, Juin 2013.

M.M. Belhaj, W. Wei, E. Pallecchi, C. Mismar, I. Roch-jeune, H. Happy, « *Lignes de transmission imprimées pour les applications RF* », *Actes des 17èmes Journées Nationales du Réseau Doctoral en Micro-Nanoélectronique, JNRDM 2014*, Villeneuve d'Ascq, France, May 2014, p. 1-4.

W. Wei, G. Deokar, **M. M. Belhaj**, **D. Mele**, E. Pallecchi, E. Pichonat, D. Vignaud, et H. Happy, « *Key parameters of CVD-grown graphene on copper foil and its transfer for radio-frequency applications* », *Actes des 17èmes Journées Nationales du Réseau Doctoral en Micro-Nanoélectronique, JNRDM 2014*, Villeneuve d'Ascq, France, May 2014, p. 1-4.

M. S. Khenissa, D. Mele, **M. M. Belhaj**, I. Colambo, E. Pallecchi, D. Vignaud, et H. Happy, « *Transistors à effet de champ à base du graphène sur SiC avec grille en T : homogénéité et performances* », *Actes des 17èmes Journées Nationales du Réseau Doctoral en Micro-Nanoélectronique, JNRDM 2014*, Villeneuve d'Ascq, France, May 2014, p. 1-4.

NOTATIONS

.gds	Extension de fichier « Graphic Data System »
AFM	« <i>Atomic Force Microscopy</i> », microscopie à force atomique
Al₂O₃	Oxyde d'aluminium ou alumine
ALD	« <i>Atomic Layer Deposition</i> », technique de dépôt de couches atomique
C_{ox}	Capacité de l'oxyde par unité de surface (en F)
CVD	« <i>Chemical Vapor Deposition</i> », dépôt chimique en phase vapeur
DMA	Diméthylacetamide
DMF	Diméthylformamide
DOS	« <i>Density Of States</i> », densité d'états électroniques
EBL	« <i>Electron-Beam Lithography</i> », lithographie à faisceau électronique
ECR	« <i>Electron Cyclotron Resonance</i> », résonance cyclotron électronique
E_F	Energie de Fermi
FET	« <i>Field Effect Transistor</i> », transistor à effet de champ
FIB	« <i>Focused Ion Beam</i> », faisceau d'ions focalisés
FLG	« <i>Few-Layer Graphene</i> », graphène multi-couches
f_{max}	fréquence maximale d'oscillation (en GHz)
f_t	fréquence de coupure du gain en courant (en GHz)
FWHM	« <i>Full Width at Half Maximum</i> », largeur à mi hauteur au maximum d'intensité du pic
g_{ds}	Conductance de sortie
GFET	« <i>Graphene Field Effect Transistor</i> », transistor à effet de champ à base de graphène
GFET	« <i>Graphene Field Effect Transistor</i> », transistor à effet de champ à base de graphène
g_m	Transconductance ou conductance de transfert (normalisée en mS/μm)
GNMFET	« <i>Graphene Nano-Mesh Field Effect Transistor</i> », Transistor à effet de champ à base de nano-maille de graphène.

G NRFET	« <i>Graphene Nano-Ribbons Field Effect Transistor</i> », transistor à effet de champ à base de nano-rubans de graphène
GO	« <i>Graphene Oxide</i> », oxyde de graphène
hBN	Nitride de Bore hexagonal
HF	Hyper-Fréquence ou micro-ondes (compris entre 1 et 1000GHz)
HOPG	« <i>Highly Oriented Pyrolytic Graphite</i> », graphite pyrolytique hautement orienté
HSQ	Résine négative à base d'Hydrogène SilsesQuioxane
I_D	Courant de drain du transistor MOS
I_{DS}	Courant drain-source
I_{Dsat}	Courant de saturation à V _{DS} = V _{Dsat}
I_g	Courant de fuite entra la grille etle canal
I_{off}	Courant drain-source minimum à V _{GS} = 0V et V _{DS} = Valim
I_{on}	Courant drain-source saturé à V _{GS} = V _{DS} = Valim
IPA	Alcool isopropylique
ITO	« <i>Indium Tin Oxide</i> », oxyde d'étain-indium
ITRS	« <i>International Technology Roadmap for Semiconductors</i> », feuille de route de l'industrie des semi-conducteurs
L_{chap}	Longueur du chapeau de grille en T (en nm)
LEED	« <i>Low-Energy Electron Diffraction</i> », diffraction élastique d'électrons lents
L_g	Longueur de grille du transistor (en nm)
LO	Phonons optiques longitudinaux
MBE	« <i>Molecular Beam Epitaxy</i> », épitaxie par jets moléculaires
MEB	Microscope Electronique à Balayage
MOS	Métal Oxyde Semi-conducteur
R_c	Resistance de contact (rapporté en Ω.µm)
RF	Radio-Fréquence (compris entre 3kHz et 300GHz)
RHEED	« <i>Reflection High-Energy Electron Diffraction</i> », diffraction d'électrons rapides sous incidence rasante

RIE	« <i>Reactive-Ion Etching</i> », gravure ionique réactive
STM	« <i>Scanning Tunneling Microscopy</i> », microscopie par effet tunnel
SWCNT	« <i>Single-Walled Carbone NanoTube</i> », nanotube de carbone mono-paroi
TEM	« <i>Transmission Electron Microscopy</i> », microscopie à transmission électronique
TLM	« <i>Transmission-Line Model</i> », ligne de transmission
TMAH	Solution de Tetra-Methyl-Ammonium Hydroxide
TO	Phonons optiques traverses
UHV	« <i>Ultra High Vacuum</i> », ultra vide
V_{DD}	Tension d'alimentation
V_{DS} (ou V_D)	Tension entre le drain et la source
V_{GS} (ou V_G)	Tension entre la grille et la source
VNA	« <i>Vector Network Analyzer</i> », analyseur de réseau vectoriel
VSEPR	« <i>Valence Shell Electron Pairs Repulsion</i> », répulsion des paires électroniques de la couche de valence
ρ_c	Résistivité de contact (en $\Omega \cdot \text{cm}^2$)
ρ_s	Résistance carré (normalisé en Ω/\square)
DUT	« <i>Device Under Test</i> », composant sous pointes de mesure
S	« <i>Scattering parameters</i> », paramètres S
Y	Matrice admittance (en Siemens)
Z	Matrice impédance (en Ohms)
ADS	« <i>Advance Design System</i> »
H₂₁	Gain en courant
U	Gain unilatéral de Mason
H	Matrice hybride

TITRE

CONCEPTION ET CARACTERISATION DES DISPOSITIFS MICRO-ONDES POUR LA FABRICATION DE CIRCUITS A BASE DE GRAPHENE

RESUME

Ce travail a été réalisé dans le cadre du projet GRACY regroupant l'IEMN et d'autres laboratoires de recherche : CALISTO et IMS Bordeaux. Ce manuscrit fait état d'une synthèse exhaustive des études et avancées menées dans le cadre de ce travail de thèse au sein de l'Institut d'Électronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie (IEMN) dans le groupe CARBON. Le principal axe de réflexion de ce travail repose sur la conception, la modélisation et la caractérisation des dispositifs actifs et passifs sur substrat souples et rigides en vue du développement de nouveaux composants et de circuits électroniques avec des critères de performances de plus en plus importants. Au cours de ce travail, l'accent a été principalement porté sur les étapes essentielles à la réalisation de circuit intégré en ondes millimétriques utilisant la technologie coplanaire en impression jet d'encre et les transistors à effet de champ à base de graphène (GFETs). Ce mémoire montre en particulier l'intérêt et les potentialités du graphène pour son intégration au sein des circuits électroniques. De plus, une attention particulière a été portée sur la modélisation et les techniques de caractérisations relatives aux dispositifs passifs sur substrat souple. Par conséquent, un banc de caractérisation de ces éléments sur substrat flexibles a été développé au cours de cette thèse afin de vérifier et consolider expérimentalement leurs comportements.

Mots clés : Caractérisation hyperfréquence, Graphène, Conception, Modélisation, Extraction, Transistor à effet de champ, GFET, GNR-FET, Calibrage, VNA, épluchage, CPW, coplanaire.

TITLE

DESIGN AND CHARACTERIZATION OF MICROWAVE DEVICES FOR MANUFACTURING BASED GRAPHENE CIRCUITS

ABSTRACT

This work was carried out under the project involving GRACY IEMN and other research laboratories: CALISTO and IMS Bordeaux. This manuscript reports a comprehensive overview of studies and advanced conducted as part of this thesis in the Institute of Electronics, Microelectronics and Nanotechnology (IEMN) in CARBON group. The main reflection axis of this work is based on the design, modeling and characterization of active and passive devices on flexible and rigid substrateS for the development of new components and electronic circuits with increasingly important performance criteria. During this work, the focus was mainly focused on the essential steps to achieving integrated circuit millimeter wave using coplanar technology by inkjet printing and field effect transistors based on graphene (GFETs). This memory in particular shows the importance and potential of graphene for integration into electronic circuits. In addition, special attention was paid on modeling and characterization techniques related to passive devices on flexible substrates. Therefore, a characterization bench of these elements on flexible substrate has been developed during this thesis to verify and consolidate their behavior experimentally.

Key words: High-frequency characterization, Graphene, Design, Modeling, extraction, Nanoribbons, Field-Effect transistor, GFET, GNR-FET, Calibration, VNA, De-embedding, CPW, Coplanar.