



**HAL**  
open science

# Caractérisation hyperfréquence sous pointes de nano-dispositifs : métrologie et instrumentation

Khadim Daffé

► **To cite this version:**

Khadim Daffé. Caractérisation hyperfréquence sous pointes de nano-dispositifs : métrologie et instrumentation. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université de Lille, 2018. Français. NNT : 2018LILUI080 . tel-03611248

**HAL Id: tel-03611248**

**<https://theses.hal.science/tel-03611248>**

Submitted on 17 Mar 2022

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

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



# THÈSE

Présentée à l'Université de Lille

Pour obtenir le grade de :

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ**

Spécialité : Électronique, Microélectronique, Nanoélectronique et Micro-ondes

## **Caractérisation Hyperfréquence Sous Pointes de Nano Dispositifs : Métrologie et Instrumentation**

Par

**Khadim DAFFÉ**

soutenue le 20 décembre 2018 devant la Commission d'examen

---

**Membres du jury**

---

<b>Pr. Virginie Degardin</b>	Univ. Lille	Présidente
<b>Pr. Tan Phu Vuong</b>	Grenoble INP	Rapporteur
<b>Pr. Valérie Madrangeas</b>	Univ. Limoges	Rapporteur
<b>MCF. Marina Deng</b>	IMS Bordeaux	Examineur
<b>Dr. Cédric Durand</b>	STMicroelectronics	Invité
<b>Pr. Gilles Dambrine</b>	Univ. Lille	Directeur de thèse
<b>MCF-HDR Kamel Haddadi</b>	Univ. Lille	Co-encadrant de thèse



## Remerciements

*Les travaux présentés dans ce mémoire ont été réalisés au sein du groupe Anode (Advanced NanOmeter Devices) de l'Institut d'Electronique de Microélectronique et de Nanotechnologique (IEMN).*

*Je voudrais en premier lieu remercier Monsieur le Professeur **Lionnel Buchaillet** de m'avoir accueilli au sein de ce laboratoire.*

*Je remercie Madame **Valérie Madrangeas**, professeur de l'Université de Limoges et Monsieur **Tan Phu Vuong**, professeur de l'INP à Grenoble de m'avoir fait l'honneur d'être les rapporteurs de mes travaux de thèse.*

*Je remercie Madame **Marina Deng**, maître de conférences à l'IMS de Bordeaux, Madame **Virginie Degardin**, professeur de l'Université de Lille et Monsieur **Cédric Durand**, docteur et ingénieur à STMicroelectronics de l'intérêt qu'ils ont porté à mes travaux en acceptant de participer à la Commission d'examen de cette thèse.*

*Je tiens sincèrement à remercier Monsieur **Gilles Dambrine**, professeur de l'Université de Lille et Monsieur **Kamel Haddadi**, maître de conférences de l'Université de Lille d'avoir co-encadré cette thèse. Grâce aux nombreuses discussions, **Gilles** et **Kamel** m'ont permis d'avancer et leur expertise me fut d'une aide précieuse; Qu'ils trouvent ici l'expression de toute ma gratitude.*

*Je remercie Monsieur **Bernard Legrand**, directeur de recherche au Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes (LAAS) à Toulouse pour m'avoir fait découvrir le monde de la recherche lors d'un stage de fin d'étude et de m'avoir donné l'envie et l'opportunité de poursuivre en thèse.*

*Cette thèse portant principalement sur l'instrumentation hyperfréquence, aucune étude n'aurait été possible sans la collaboration avec le personnel de la Centrale de Caractérisation de l'IEMN. Je tiens à remercier vivement **Sophie Barois**, **Sylvie Lépilliet**, **Vanessa Avramovic**, **Étienne Okada**, **Yoan Turut**...*

*Évidemment il est assez difficile de citer toutes les personnes qui ont contribué au bon déroulement de cette thèse, alors en espérant oublier personne... Je remercie **Steve Arscott**, **Isabelle Roch**, **Christophe Boyaval**, **Walid Aouimeur**, **Emmanuel Dubois**, **Flavie Braud**, **Yannick Coffinier**, **Mohammed Zaknoune**, **David Delcroix**, **Christophe Gaquiere**, **Bruno Grandidier**, **Jaouad Marzouk**, **Abdellatif El Fellahi**, **Faisal Mubarak**, **Fabian Von Kleist-Retzow**, **Marco Spirito**, **Nick Ridler**...*

*Mes remerciements vont également aux thésards et post-docs avec qui j'ai partagé tant de moments conviviaux; en commençant par mes collègues de bureau : **Maximilien**, **Joao**, **Peter** et **Simon**; Je ne saurais oublier **Alex**, **Mohammed S.**, **Matej**, **Vinay**, **Fuanky**, **Michael**,*

***Jaouad, Elias, Kevin, Giuseppe, Thierno, Jean-Marc, Aurélien, Moussa, Alain O., Gabriel, Nathalia, Sara B., Valéria, Kathia, Cybelle, Magatte, Yoan, Yann, Louis...***

*Par cette thèse, je voudrais également remercier l'ensemble du personnel administratif et technique, en particulier **Nora Benbahlouli, Andy Ledent, Sabrina Blanchatte et Jean-François Demeyer** pour leur disponibilité; sans oublier Mesdames **Michelle MIENS** et **Anne Callewaert** du service DAO.*

*« ...aux personnes sans lesquelles  
je ne suis rien : mes parents, mes  
frères et sœurs, ma femme... »*

---



---

## Résumé

---

### **Caratérisation Hyperfréquence Sous Pointes de Nano-dispositifs : Métrologie et Instrumentation**

Dans un contexte de développement spectaculaire des nano-objets, il est nécessaire de développer des moyens de caractérisation électrique haute fréquence sous pointes adaptés aux petites échelles. En particulier, deux verrous instrumentaux doivent être levés. D'une part, la principale difficulté pour caractériser des nano-composants est qu'ils présentent en régime dynamique de fortes valeurs d'impédances comparativement à celles des systèmes de mesure hyperfréquence usuels. D'autre part, Il existe une discontinuité de taille entre les nano-objets et les systèmes de mesure conventionnels. Compte tenu du challenge scientifique et d'un état de l'art relativement limité, plusieurs voies ont été explorées de concert. En premier lieu, dans le cadre d'un projet européen regroupant les acteurs de la métrologie, et du laboratoire commun IEMN-STMicroelectronics®, la traçabilité des mesures hautes impédances de nano-dispositifs est établie. Par ailleurs, il s'agit de développement de nouvelles générations de sondes GSG (Ground-Signal-Ground) en technologie MEMS (Microelectromechanical systems), miniaturisées et adaptées à la taille des nano-dispositifs. Les sondes sont montées sur une plateforme de nano-positionnement robotisée et intégrée dans un microscope électronique à balayage.

**Mots clés :** nano dispositifs, haute fréquence, incertitude, mesures sous pointes, métrologie, nano-positionnement, sondes miniaturisées, varicap sub-ff, analyseur de réseau vectoriel.

---

## Abstract

---

### **On-wafer Microwave Characterization of Nano-devices : Metrology and Instrumentation**

In the frame of the spectacular development of nano-objects, innovative on-wafer electrical measurement methods must be addressed at the nanoscale. In particular, two main issues have been identified. On one hand, nano-devices exhibit very high dynamic impedance in contrast with conventional measuring microwave instruments. On the other hand, there is an inherent size discontinuity between nano-objects and conventional measurement systems. Given the scientific challenge and a relatively limited state of the art, several avenues of investigation have been explored. First, as part of a European project bringing together metrology laboratories, and the joint laboratory IEMN-STMicroelectronics®, the traceability of nano-devices high impedance measurements is established. In a second step, the development of an electrical on-wafer measuring platform for nano-devices is described. This includes the development of new generations of GSG (Ground-Signal-Ground) miniaturized probes in MEMS (Microelectromechanical systems) technology with reduced access pads. The probes are mounted on a robotic nano-positioning platform integrated in a scanning electron microscope.

**Keywords :** nano devices, microwave, uncertainty, on-wafer measurement, metrology, nano-positioning, miniaturized probes, sub-fF varactor, vector network analyzer.





# Table des matières

<b>Table des matières</b>	<b>vii</b>
<b>Liste des figures</b>	<b>xi</b>
<b>Liste des tableaux</b>	<b>xxi</b>
<b>Introduction générale</b>	<b>1</b>
<b>1 Généralités sur la nano-caractérisation hyperfréquence</b>	<b>7</b>
1.1 Paramètres $S$ - Formalisme théorique . . . . .	9
1.1.1 Notion de quadripôle . . . . .	9
1.1.2 Matrice de répartition ou paramètres $S$ . . . . .	10
1.2 Mesures hyperfréquences en technologie coplanaire : Instrumentation et calibrage . . . . .	14
1.2.1 Instrumentation hyperfréquence . . . . .	14
1.2.2 Mesure de paramètre $S$ - Principe de mesure d'un VNA . . . . .	15
1.3 Calibrage vectoriel du banc de mesure . . . . .	17
1.3.1 La méthode SOLT . . . . .	18
1.3.2 La méthode TRL . . . . .	19
1.3.3 La méthode LRRM . . . . .	19
1.4 Épluchage des accès CPW . . . . .	20
1.5 État de l'art de la mesure hyperfréquence de nano dispositifs . . . . .	22
1.5.1 Caractérisation sous pointes large bande de nanofils conducteurs en Platine (Pt) . . . . .	22
1.5.2 Caractérisation sous pointes large bande de nanofils en Aluminium (Al) . . . . .	23
1.5.3 Caractérisation sous pointes large bande de nanotube de carbone . . . . .	25
1.5.4 Caractérisation par pont de Wheatstone intégré dans une configura- tion 1-port d'un nanotube de Carbone simple paroi . . . . .	26

1.5.5	Microscopie champ-proche micro-onde . . . . .	29
1.6	Technologie de quelques sondes RF . . . . .	33
1.7	Conclusion . . . . .	38
1.8	Références . . . . .	39
<b>2</b>	<b>Incertitude de mesure sous pointes de composants très haute impédance</b>	<b>45</b>
2.1	Méthodologie pour la détermination de l'incertitude de mesure sous pointes	49
2.1.1	Méthodologie - Configuration de mesure en réflexion (1-port) . . . . .	51
2.1.2	Méthodologie - Configuration de mesure en transmission (2-port) . . . . .	59
2.2	Application à la caractérisation électrique sous pointes de varicaps sub-fF . . . . .	67
2.2.1	Présentation de la filière technologique BiCMOS 55 nm de STMicroelectronics® . . . . .	67
2.2.2	Varicap sub-fF de la filière technologique BiCMOS 55 nm de STMicroelectronics® . . . . .	69
2.2.3	Description du banc de mesure expérimental . . . . .	71
2.2.4	Incertitudes de mesure sous pointes de capacités sub-fF – Partie simulation . . . . .	76
2.2.5	Incertitudes de mesure sous pointes de capacités sub-fF – Partie expérimentale . . . . .	80
2.2.6	Répétabilité de mesure et variabilité technologique . . . . .	86
2.3	Application à la caractérisation sous pointes de nano-résistances métalliques	88
2.3.1	Fabrication des nano-resistances . . . . .	88
2.3.2	Banc expérimental - Procédure de calibrage . . . . .	91
2.3.3	Mesure des paramètres S des structures de test . . . . .	91
2.3.4	Procédure d'épluchage - extraction des capacités et des conductances apparentes . . . . .	94
2.3.5	Estimation des incertitudes de mesure sur les conductances et les capacités apparentes . . . . .	97
2.4	Nano-positionnement piézoélectrique . . . . .	99
2.4.1	Résultats et discussions . . . . .	101
2.5	Conclusion . . . . .	104
2.6	Références . . . . .	105
<b>3</b>	<b>Contribution à l'élaboration d'un nanoprobeur haute fréquence</b>	<b>109</b>
3.1	Présentation du nouveau système de mesure . . . . .	113
3.1.1	Le système de nano-positionnement . . . . .	113
3.1.2	Le microscope électronique à balayage - Tescan® Mira XMU® . . . . .	116
3.1.3	Les microsondes GSG . . . . .	117
3.2	État des lieux des différents types de microsondes développées à l'IEMN . . . . .	118

3.3	Description des microsondes de génération 1 . . . . .	119
3.3.1	Substrat de calibrage associé aux microsondes $G_1$ . . . . .	121
3.3.2	Performances électriques des microsondes $G_1$ . . . . .	123
3.3.3	Application à la mesure de nanofils d'InAs . . . . .	127
3.3.4	Optimisation de l'intégration des microsondes $G_1$ sur PCB . . . . .	130
3.4	Description des sondes de génération 2 . . . . .	136
3.4.1	Substrat de calibrage associé aux microsondes $G_2$ . . . . .	140
3.4.2	Intégration des sondes . . . . .	140
3.4.3	Performances électriques en régime statique des microsondes $G_2$ . . . . .	141
3.4.4	Étude en régime dynamique HF des sondes de seconde génération . . . . .	150
3.5	Description des microsondes de génération 3 . . . . .	153
3.5.1	Conception et fabrication de nouveaux PCBs . . . . .	153
3.5.2	Performances électriques des PCBs . . . . .	156
3.5.3	Description et performances des sondes $G_3$ . . . . .	158
3.5.4	Performances haute fréquence des sondes $G_3$ - Mesures des structures "Back to Back" . . . . .	161
3.5.5	Intégration des microsondes $G_3$ dans le MEB et campagnes de mesures	163
3.6	Conclusion . . . . .	167
3.7	Références . . . . .	169
	<b>Conclusion générale perspectives</b>	<b>171</b>
	<b>Communications scientifiques</b>	<b>175</b>
	<b>Annexe</b>	<b>177</b>



# Liste des figures

1.1	Quadripôle en représentation courant-tension. . . . .	9
1.2	Graphe de fluence dans le cas d'un quadripôle . . . . .	11
1.3	Relations entre les paramètres $S$ , $Z$ , $Y$ et $ABCD$ . . . . .	13
1.4	Schéma de principe de la mesure on-wafer . . . . .	14
1.5	Architecture de l'analyseur de réseaux vectoriel basée sur une seule source RF [14]. . . . .	15
1.6	Substrat de calibrage (101-190 C) de Cascade Microtech®. . . . .	18
1.7	Principe de l'épluchage dans le cas de la mesure d'un quadripôle . . . . .	20
1.8	(a) Configuration de mesure basée sur une structure de test coplanaire. (b) Image par microscope électronique à balayage d'un nanofil de platine inséré dans une structure de test coplanaire [18] . . . . .	22
1.9	Mesures et Simulations électromagnétiques des paramètres $S$ de nanofils Pt insérés dans des structures de test coplanaires. Diamètres des nanofils (a) 250 nm et (b) 100 nm [18]. . . . .	23
1.10	(a) Imagerie obtenue par microscope à balayage électronique (MEB) d'un nanofil Al inséré dans une structure coplanaire. (b) Circuit équivalent électrique petit signal ADS-MOMENTUM. . . . .	24
1.11	Paramètres $S$ mesurés du nanofils Al de longueurs comprises entre 17 et 492 $\mu\text{m}$ insérés dans des structures de test coplanaires jusque 65 GHz. . . . .	24
1.12	(a) Imagerie par microscope à force atomique de la section montrant la hauteur du SWNT en nm. (b) Image obtenue par microscope à balayage électronique du SWNT inséré entre deux électrodes séparés de 1 $\mu\text{m}$ . . . . .	25
1.13	(a) Mesure de l'atténuation du SWNT inséré dans une structure coplanaire. (b) Impédance complexe extraite de la mesure du coefficient de réflexion. . . . .	26
1.14	(a) Schéma de principe de la mesure par pont de Wheatstone haute impédance; (b) fonction hyperfréquence équivalente [16, 27]. . . . .	26

1.15	Configuration de mesure de nano-dispositifs par pont de Wheatstone haute impédance intégré couplé à un analyseur de réseau vectoriel. . . . .	27
1.16	Photographies optiques de structures de calibrage vectoriel de type SOL. . .	28
1.17	Impédance complexe $Z$ d'un nanotube de carbone unique par pont de Wheatstone intégré jusqu'à 7 GHz. . . . .	28
1.18	Microscope champ-proche hyperfréquence (Keysight Technologies®) [15].	29
1.19	(a) Microscope hyperfréquence champ-proche incorporant un réseau d'adaptation interférométrique de type Mach-Zehnder; (b) Photographie de l'équipement. . . . .	30
1.20	(a) Kit de calibrage basé sur des condensateurs MOS; (b) Imagerie topographique par microscopie à force atomique. . . . .	31
1.21	Imagerie hyperfréquence du kit de calibrage; (a) Module et (b) phase du coefficient de réflexion complexe $\Gamma$ . . . . .	31
1.22	Comparaison entre les capacités calculées et celles mesurées pour une fréquence de 9,95 GHz. . . . .	32
1.23	Conception d'une sonde GSG en technologie coplanaire [37]. . . . .	34
1.24	Évolution technologique des sondes RF [37]. . . . .	34
1.25	Premier substrat d'étalonnage en saphir CAL96 disponible sur le commerce; (b) Sonde RF TMP9600 Tektronix® et (c) Sonde WPH Cascade Microtech® [37]. . . . .	35
1.26	Technologie de sondes GSG : (a) Picoprobe; (b) ACP; (c) Allstron; (d) Infinity et (e)  Z  Probe. . . . .	36
2.1	Différentes configurations associées au VNA pour la mesure d'impédance (a) Méthode du coefficient de réflexion $S_{11}$ . Méthode du coefficient de transmission $S_{21}$ (b) DST connecté en shunt et (c) DST connecté en série. . . . .	49
2.2	Paramètres $S$ en fonction de la partie réelle de l'impédance pour les trois configurations du VNA. . . . .	50
2.3	Modèle Rytting simplifié dans le cas de mesure en sens "direct". . . . .	52
2.4	Coefficient de réflexion et incertitude de mesure associée pour une impédance purement réelle dans la bande de fréquences 10 MHz-20 GHz. (a) et (b) Module et phase du coefficient de réflexion. (c) et (d) Incertitudes de mesure sur le module et sur la phase du coefficient de réflexion. . . . .	55
2.5	Incertitudes de mesure sur les parties réelles de l'impédance $Re(Z)$ et de l'admittance $Re(Y)$ dans la bande de fréquences 10 MHz-20 GHz. (a) et (b) Incertitudes absolue et relative sur $Re(Z)$ ; (c) et (d) Incertitudes absolue et relative sur $Re(Y)$ . . . . .	56

2.6	Coefficient de réflexion et incertitude de mesure associée pour une impédance purement capacitive à 10 GHz. (a) et (b) Module et phase du coefficient de réflexion. (c) et (d) Incertitudes de mesure sur le module et sur la phase du coefficient de réflexion $S_{11}$ . . . . .	58
2.7	Incertitudes de mesure sur la partie imaginaire de l'impédance $Im(Z)$ et sur la capacité à 10 GHz. (a) et (b) Incertitudes absolue et relative estimées sur $Im(Z)$ en fonction de la partie imaginaire. (c) et (d) Incertitudes absolue et relative déterminées sur la capacité $C$ en fonction de la valeur de la capacité. . . . .	58
2.8	Coefficient de transmission et incertitude de mesure associée pour une impédance réelle dans la bande de fréquences 10 MHz-10 GHz. (a) et (b) Module et phase du coefficient de transmission. (c) et (d) Incertitudes de mesure sur le module et sur la phase du coefficient de transmission. . . . .	62
2.9	Incertitudes de mesure (a) absolue et (b) relative sur la partie réelle de l'impédance $Z$ en fonction de la partie $Re(Z)$ dans la bande de fréquences 10 MHz-10 GHz. . . . .	63
2.10	Coefficient de transmission et incertitude de mesure associée pour une impédance purement capacitive à 10 GHz. (a) et (b) Module et phase du coefficient de transmission. (c) et (d) Incertitudes de mesure sur le module et sur la phase du coefficient de transmission, déterminées pour les deux bandes de fréquences (10 MHz - 10 GHz) et (13,5 GHz - 20 GHz). . . . .	64
2.11	Incertitudes de mesure sur la partie imaginaire de l'impédance $Im(Z)$ et sur la capacité à 10 GHz. (a) et (b) Incertitudes absolue et relative sur la partie imaginaire $Im(Z)$ . (c) et (d) Incertitudes absolue et relative sur la capacité $C$ , déterminées pour les deux bandes de fréquences (10 MHz - 10 GHz) et (13,5 GHz - 20 GHz). . . . .	66
2.12	Technologie BiCMOS SiGe de STMicroelectronics® (d'après <a href="https://www.st.com">https://www.st.com</a> ). (a) Nœuds technologiques. (b) Comparaison des performances en termes de fréquences de coupure et de densité d'intégration. . . . .	68
2.13	BEOL de la technologie BiCMOS 55 nm de STMicroelectronics®. . . . .	70
2.14	Photographie de la station sous pointes pour la mesure de paramètres $S$ dans la bande de fréquences 50 MHz - 50 GHz. . . . .	72
2.15	Configuration de mesure dans laquelle la varicap (encadrée) est insérée en série dans une structure de test coplanaire (2-port). . . . .	73
2.16	Modèle électrique équivalent de la structure de test coplanaire intégrant la varicap. . . . .	74
2.17	Modèles électriques équivalents des motifs d'épluchage (a) SHORT et (b) OPEN. . . . .	74
2.18	Schéma électrique illustrant l'admittance variable relative à la capacité idéale insérée entre les ports 1 et 2 du VNA. . . . .	76



2.19 Erreurs résiduelles en fonction de la fréquence (Keysight® E8361A-PNA; $P_{RF} = -10$ dBm, IFBW = 100 Hz, calibrage off-wafer <i>Load-Reflect-Reflect-Mach</i> (LRRM)). . . . .	77
2.20 Incertitudes absolues sur la détermination des capacités $C_{21}$ et $C_{11}$ à 1, 10 et 50 GHz. (a) $\Delta C_{21}$ estimée sur la capacité déterminée à partir du paramètres $S_{21}$ . (b) $\Delta C_{11}$ estimée sur la capacité déterminée à partir du paramètres $S_{11}$ . . . . .	78
2.21 Impact des erreurs résiduelles sur la détermination des capacités à 10 GHz. (a) Incertitude absolue $\Delta C_{21}$ estimée sur la capacité déterminée à partir du paramètres $S_{21}$ . (b) Incertitude absolue $\Delta C_{11}$ estimée sur la capacité déterminée à partir du paramètres $S_{11}$ . . . . .	79
2.22 Modèle électrique équivalent en $\Pi$ purement capacitif. . . . .	80
2.23 Capacité apparente $C_{DST_{21}}$ à 10 GHz en fonction (a) de la tension de polarisation DC pour différentes valeurs de puissance RF (b) de la puissance RF pour $V_{DC} = 2,5$ V. Le système est calibré avec une puissance RF de $-10$ dBm, (calibrage LRRM). . . . .	81
2.24 Modules des coefficients (a)-(b) de réflexion $S_{DST_{ii}}$ et (c)-(d) de transmission $S_{DST_{ij}}$ en fonction de la fréquence pour $V_{DC_{min}}$ et $V_{DC_{max}}$ . . . . .	82
2.25 Paramètres $S$ extraits dans les plans de la varicap en fonction de la tension de polarisation $V_{DC}$ à 10 GHz. . . . .	83
2.26 Capacités apparentes $C_{11}$ et $C_{21}$ en fonction de la fréquence pour $V_{DC} = 2,5$ V. . . . .	85
2.27 Modèle électrique équivalent en $\Pi$ purement capacitif prenant en compte les effets parasites des "pads RF" et du substrat. . . . .	85
2.28 Incertitudes de mesure liées à la reproductibilité du contact (sonde/DST) estimées dans le cas de mesure (a) en réflexion ( $C_{DST_{11}}^r$ ) et (b) en transmission ( $C_{DST_{21}}^r$ ). Variabilité technologique sur les valeurs de capacité évaluée dans le cas de mesure (c) en réflexion ( $C_{DST_{11}}^v$ ) et (d) en transmission ( $C_{DST_{21}}^v$ ). Toutes les mesures sont extraites à 10 GHz. . . . .	87
2.29 Image MEB du wafer composé de motifs de test dédiés sondes RF conventionnelles (partie supérieure) et de motifs de test adaptés micro-sondes RF (partie inférieure) . . . . .	90
2.30 (a) Image MEB d'un motif de test de gap $4\ \mu\text{m}$ (b) Zoom au niveau du gap mettant en évidence la fine couche de Ti ( $500\ \text{nm}$ d'épaisseur). . . . .	90
2.31 Module (a) et phase (b) du coefficient de réflexion $S_{11}$ des différentes structures de test (du gap $4\ \mu\text{m}$ au gap $20\ \mu\text{m}$ ) en fonction de la fréquence. . . . .	92
2.32 Module (a) et phase (b) du coefficient de transmission $S_{21}$ des différentes structures de test (du gap $4\ \mu\text{m}$ au gap $20\ \mu\text{m}$ ) en fonction de la fréquence. . . . .	93
2.33 (a) Modèle électrique équivalent d'une structure de test de gap $L_r=4\ \mu\text{m}$ avec nano-résistance. (b) Structure de test de gap $L_r=20\ \mu\text{m}$ servant de référence pour la procédure d'épluchage. . . . .	94

2.34 (a) Conductances effectives extraites pour plusieurs structures de test (gap avec résistance) en fonction de la fréquence; (b) zoom à 10 GHz; Mesures épluchées par rapport à la structure de test vide (20 µm de gap). . . . .	95
2.35 (a) Réponses fréquentielles des résistances dynamiques (AC) déterminées pour toutes les structures de test. Valeurs comparées aux résistance DC. (b) Évolution des résistances DC et AC en fonction de la longueur du gap. Toutes les mesures sont épluchées par rapport à la structure de test vide (20 µm de gap). . . . .	96
2.36 (a) Capacités apparentes en fonction de la fréquence pour plusieurs structures de test et (b) Zoom sur la bande de fréquence [5 GHz - 10 GHz]. Mesures épluchées par rapport à la structure de test vide (20 µm de gap). . . . .	97
2.37 Incertitudes de mesure sur les conductances liées à la reproductibilité du contact entre sonde/DST; 10 mesures successives sur une structure de test de 4 µm de gap. . . . .	98
2.38 Station de mesure sous pointes sur laquelle est intégré un système de nano-positionnement piézo-électrique pour un contrôle automatisé du contact entre sonde de mesure et DST. . . . .	100
2.39 Écart types ( $2\sigma$ ) sur le module du coefficient de réflexion complexe $S_{11}$ des standard (a) Short et (b) Load mesurés en utilisant les deux systèmes de positionnement. . . . .	102
3.1 (a) Image MEB des contacts d'une sonde haute fréquence commerciale (la surface de chaque contact métallique est de $12 \times 12 \mu\text{m}^2$ ). (b) Aire de contact minimum ( $50 \times 50 \mu\text{m}^2$ ) pour une sonde multi-contacts commerciale pour assurer un contact optimal en tenant compte des erreurs occasionnées par les positionneurs. . . . .	111
3.2 Photo/montage comparant les dimensions d'une sonde conventionnelle et celles d'une sonde miniaturisée. . . . .	112
3.3 Représentation schématique des principales composantes du Nanoprober HF (image SOLIDWORKS®). . . . .	114
3.4 Le système de nano-poisionnement basé sur des nano-manipulateurs à actionnement piézoélectrique. . . . .	114
3.5 MEB Tescan® (MIRA XMU®) – instrument principal du nanoprober HF. . .	116
3.6 Comparaison des capacités parasites relatives à une sonde conventionnelle (surface de plot : $30 \times 30 \mu\text{m}^2$ ) et une microsonde (surface du plot : $3 \times 3 \mu\text{m}^2$ ). . . . .	117
3.7 Photographie du banc de mesure localisé dans la salle de caractérisation de l'IEMN. . . . .	118
3.8 Schéma synoptique (a) et (b) photo MEB d'une microsonde de première génération. . . . .	119

3.9	Partie d'un wafer (a) et (b) le détail des microsondes $G_1$ avec leur système d'ancrage. . . . .	120
3.10	Dimensions transversales des motifs du substrat de calibrage . . . . .	121
3.11	Images MEB du substrat de calibrage dédié aux sondes de première génération; vues d'ensemble (a) et zoomées (b) et (c). . . . .	122
3.12	Image MEB (a) montrant la destruction d'une des résistances après le passage d'une densité de courant trop importante (b) d'un motif "Thru" du substrat de calibrage contacté par une sonde, intégrant les dimensions caractéristiques de la ligne CPW. . . . .	123
3.13	Photographie d'un PCB DC avec la sonde montée au bout. . . . .	124
3.14	Photographie d'une microsonde intégrée sur PCB hyperfréquence; (a) vue d'ensemble du PCB, connecteur et câble;(b) détail de l'intégration de la sonde miniaturisée. . . . .	124
3.15	Résistances normalisées en fonction de l'altitude $Z$ dans les cas d'une descente et d'une remontée de la microsonde. . . . .	125
3.16	(a) Paramètres $S$ en fonction de la fréquences (a) des microsondes en configuration tête-bêche et (b) d'une sonde seule déduits de la mesure des structures tête-bêche. . . . .	126
3.17	Image MEB d'une forêt de nanofils InAs; en détail, une image STM d'un nanofil isolé. . . . .	127
3.18	(a) Image MEB montrant un nanofil intégré dans un micro accès coplanaire en vu de sa caractérisation électrique. (c) Conductance DC du nanofil extraite de la caractéristique de la figure 3.18. b); (d) Conductance RF en fonction de la fréquence extraites des mesure de paramètres $S$ . . . . .	128
3.19	Partie (a) réelle et (b) imaginaire de l'impédance du fil en fonction de la fréquence extraites des mesure de paramètres $S$ . . . . .	130
3.20	Layouts des différents éléments du PCB HF; (a) face avant et (b) face arrière; (c) couvercle en inox . . . . .	131
3.21	(a) Nouveau PCB fabriqué par ablation laser (b) nouvel assemblage microsonde/PCB associé à des câbles et connecteurs 40 GHz. . . . .	132
3.22	photographies de deux sondes intégrées; vue d'ensemble des connections et câbles 2,92 mm du nanoprobe HF . . . . .	133
3.23	Module (a) et (b) phase en fonction de la fréquence de deux motifs "court-circuit". Incertitudes de mesure sur (c) le module et (d) sur la phase pour trois plages de fréquences . . . . .	134
3.24	Exemple d'empreintes laissées par une microsonde $G_1$ sur un motif "Load" . . . . .	135
3.25	Images MEB de sondes $G_1$ après une vingtaine de contacts; (a) repliement des métallisations après 20 contacts, (b) repliement/recharge et court-circuit après une cinquantaine de posés . . . . .	136

3.26 Photographie d'ensemble d'une partie d'un wafer et le détail des microsondes $G_2$ avec leur système d'ancrage ainsi que les dimensions caractéristiques du cantilever basé sur du SOI d'épaisseur, $H = 20 \mu\text{m}$ et de largeur à l'extrémité, $L = 11 \mu\text{m}$ . . . . .	137
3.27 Schéma de principe illustrant un contact optimum entre sonde/DST. . . . .	137
3.28 Image MEB mettant en évidence les dimensions des plots et du pitch au niveau de l'extrémité d'une microsonde de génération 2; $G=2,5 \mu\text{m}$ , $S=2 \mu\text{m}$ et $D$ (pitch) $=4,5 \mu\text{m}$ . . . . .	138
3.29 Photos MEB de trois microsondes de génération 2 avec des plots Ni de surfaces respectives (a) $2 \times 2 \mu\text{m}^2$ (type 1) , (b) $0,6 \times 0,6 \mu\text{m}^2$ (type 2) et (c) $0,2 \times 0,2 \mu\text{m}^2$ (type 3). . . . .	139
3.30 Substrat de test dédié aux microsondes $G_2$ . . . . .	140
3.31 Image MEB de dispositifs "back-to-back" et le détail relatif à la jonction entre les deux microsondes $G_2$ . . . . .	141
3.32 Caractéristique $I(V)$ d'une structure "Back-to-Back" ; mesures effectuées avec deux pointes DC associées à un multimètre de type keithley®. . . . .	142
3.33 Caractéristique $V(I)$ pour la détermination de la résistance d'accès sur la structure "Back-to-Back" en utilisant une alimentation DC - SMU associée à une station HF sous pointes conventionnelle. . . . .	143
3.34 Photographie du banc expérimental associé au Nanoprober HF pour la caractérisation DC des sondes. . . . .	144
3.35 Schéma illustrant le principe de calcul de l'angle de tilt de la sonde. . . . .	145
3.36 (a) Résistance totale du conducteur central d'une microsonde en fonction de l'altitude $Z$ lors des phases de montée et de descente; (b) Image MEB des traces de contacts sur le substrat or après vingt posés (sonde $G_2$ de type 1 à contacts Ni). . . . .	146
3.37 Images MEB d'une sonde de type 1 à contacts Ni; (a) avant posé, (b) après une vingtaine de posés. . . . .	147
3.38 Influence de la taille du plot et du type de métal sur la valeur de la résistance du conducteur central des sondes. . . . .	148
3.39 Image MEB de l'extrémité d'une sonde de type 1 (métallisation Ni). . . . .	149
3.40 Images MEB des contacts de sondes à plots (a) d'or et (b) de nickel. . . . .	149
3.41 Photographie du Nanoprober, de ses câbles semi-rigides 2,92 mm. Nous observons également les câbles souples (bleus) assurant la connexion aux sondes. . . . .	150
3.42 Réponses fréquentielles de plusieurs mesures calibrées d'un standard "Short".	151
3.43 Écart-type sur le module du coefficient de réflexion $S_{11}$ des standard (a) "Short", (b) "Load" et (c) "Open" en fonction de la fréquence; valeurs déterminées pour 7 mesures consécutives. . . . .	152

3.44	Layouts de la structure de propagation du PCB. A gauche : vue d'ensemble; au centre : transition "connecteur – ligne microruban"; à droite : transition "ligne microruban – sonde CPW". . . . .	154
3.45	Coefficients de réflexion simulés (EMPro 3D® sous ADS®), en fonction de la fréquence, du PCB intégrant une ligne microruban et deux transitions. . .	154
3.46	Coefficient de transmission simulé (EMPro 3D® sous ADS®), en fonction de la fréquence, du PCB intégrant une ligne microruban et deux transitions.	155
3.47	Schéma du nouveau support du PCB doté d'un connecteur et câble 2,92 mm pour l'intégration sur le nano-positionneur. . . . .	156
3.48	(a) Comparaison des modules des coefficients de réflexion ( $S_{11}$ ) des deux types de PCB (250 et 480 $\mu$ m. (b) Modules des coefficients de réflexion : du PCB-480 $\mu$ m (courbe en rouge, en haut) et du PCB-480 $\mu$ m + microsonde connectée (courbe en bleu, en bas). . . . .	157
3.49	Wafer des microsondes de troisième génération réalisée par la société Vmicro® . . . . .	158
3.50	Images MEB des deux types de sondes $G_3$ . (a) sondes à doigts (2 $\times$ 2 $\mu$ m <sup>2</sup> ) gravés; (b) sondes sans doigt (même surface de contact). . . . .	159
3.51	Image MEB d'une sonde non libérée de ses deux ancrages de silicium. . . .	159
3.52	Cartographie du wafer avec les défauts observés au microscope optique. . .	160
3.53	Images MEB montrant des microsondes $G_3$ avec les types de défauts : (a) défaut 1 (b) défaut 3 et (c) défaut 4. . . . .	161
3.54	Image MEB du détail central d'une structure "Back to Back" avec gravure à grand rapport d'aspect des doigts sur toute l'épaisseur du cantilever. . . .	162
3.55	Paramètres S en fonction de la fréquence d'une structure "back-to-back". .	162
3.56	Premiers posés effectués sur différents motifs de test; (a) dépôts de métallisations de la sonde sur les plots des motifs sous test; (b) contact fortement prononcé avec repliement des métallisations des motifs. (c) et (d) images MEB des contacts des sondes après posés. . . . .	164
3.57	Microsondes $G_3$ intégrées sur les PCB Rosenberger®, qui eux même sont montés sur les nano-positionneurs du nanoprobe HF (vue de l'intérieur du MEB). . . . .	164
3.58	Images MEB : (a) glissement latéral d'une sonde posée sur une ligne; (b) contacts de la sonde après ce type de posé. . . . .	165
3.59	Images MEB de posés et contacts de sondes sans câble; (a) premier posé; (b) second posé après réglage du tilt; (c) contacts de la sonde après posé. . .	165
3.60	Module du coefficient de réflexion calibré par un calibrage de type SOL d'un motif "court-circuit" en fonction de la fréquence. PCB de type 250 $\mu$ m et sonde $G_3$ . . . . .	166

3.61	Mesure en transmission de la ligne 50 $\mu\text{m}$ ; a) image MEB des sondes posées sur la ligne; b) réponses fréquentielles des 4 paramètres S. . . . .	166
3.62	Nano-manipulation sous MEB d'un nanofil de Silicium non dopé. (a) Prise du nanofil. (b) Alignement du nanofil. (c) dépôt du nanofil. (d) nanofil déposé.	173
3.63	Illustration des différentes étapes de montage d'un connecteur SMP (HUBER+SUHNER®) sur PCB HF fabriqué à l'IEMN par des techniques d'ablation laser. . . . .	177
3.64	Banc utilisé pour l'intégration des sondes sur PCB. . . . .	179
3.65	Photo montrant l'encoche du PCB permettant d'accueillir la microsonde. .	179
3.66	Image optique montrant une microsonde intégrée sur un PCB HF, ainsi que les connexions électriques réalisées avec de la colle bi-composant. . . . .	180



# Liste des tableaux

1.1	État de l'art des méthodes de caractérisation hyperfréquence de nano dispositifs. . . . .	32
1.2	Caractéristiques et performances fréquentielles des sondes GSG [37]. . . . .	37
2.1	Erreurs résiduelles obtenues à partir de 10 calibrations successives (Keysight® E8361A-PNA, $P_{RF} = -10$ dBm, IFBW = 100 Hz, calibrage "off-wafer" LRRM). . . . .	52
2.2	Incertitudes de mesure déterminées par propagation des erreurs résiduelles dans la bande de fréquences 10 MHz-20 GHz (configuration de mesure cf. Tableau 2.1). . . . .	56
2.3	Incertitudes de mesure déterminées par propagation des erreurs résiduelles dans la bande de fréquences 10 MHz - 10 GHz (configuration de mesure cf. Tableau 2.1). . . . .	59
2.4	Erreurs résiduelles obtenues par 10 calibrations successives (Keysight® E8361A-PNA, $P_{RF} = -10$ dBm, IFBW = 100 Hz, calibrage "off-wafer" LRRM) . . . . .	60
2.5	Incertitudes de mesure déterminées par propagation des erreurs résiduelles dans la bande de fréquences 10 MHz - 10 GHz (configuration de mesure cf. Tableau 2.4) . . . . .	63
2.6	Incertitudes de mesure déterminées par propagation des erreurs résiduelles dans la bande de fréquences 10 MHz - 10 GHz (configuration de mesure cf. Tableau 2.4). . . . .	66
2.7	Erreurs résiduelles obtenues par 7 calibrations successives (Keysight® E8361A-PNA, $P_{RF} = -10$ dBm, IFBW = 100 Hz, calibrage "off-wafer" LRRM). . . . .	77
2.8	Variation du module et de la phase du paramètre $S_{DST_{11}}$ en fonction de la tension de polarisation; mesures extraites à 10 GHz. . . . .	84
2.9	Variation du module et de la phase du paramètre $S_{DST_{21}}$ en fonction de la tension de polarisation; mesures extraites à 10 GHz. . . . .	84
2.10	Paramètres géométriques des motifs . . . . .	91



2.11	Incertitudes de mesure estimées sur la détermination de la conductance et de la capacité. Erreurs résiduelles extraites à 5 GHz, 20 GHz et à 50 GHz. . . .	98
2.12	Erreurs relatives sur la mesure du coefficient de réflexion complexe $S_{11}$ des standard Short et Load mesurés en utilisant les deux systèmes de positionnement dans la plage de fréquences 0,05 - 50 GHz. . . . .	103
3.1	Principaux paramètres caractéristiques des microsondes $G_1$ . . . . .	121
3.2	Paramètres caractéristiques des microsondes $G_2$ . . . . .	138
3.3	Résumé des valeurs de résistances des conducteurs des sondes de types 1 et 2 et pour deux métallisations différentes de contacts Ni et Au. . . . .	148

---

## Introduction et contexte de la thèse

### — Contexte.

Les progrès technologiques constants de la nanoélectronique, en termes de réduction d'échelle, d'intégration 3D, d'apport de nouveaux matériaux complexes ont suscité de nombreux efforts dans le domaine du test et de la métrologie hyperfréquence. Un des challenges majeurs est de mesurer sous pointes avec précision les propriétés localisées des composants hautement miniaturisés, de dispositifs et de matériaux de plus en plus complexes, le tout avec des contraintes de test industriel (temps de mesure, réduction de la surface dédiée au test). Les grandes orientations actuelles concernant le test sous pointes adressent la résolution spatiale, l'accroissement de la gamme de fréquences des signaux de test, l'optimisation de la topologie des pointes, le développement d'étalons et les techniques de calibrage.

Les enjeux et défis autour de cette thématique sont au cœur d'initiatives nationales et internationales d'envergure. C'est dans ce contexte très concurrentiel que différentes actions sont menées à l'IEMN pour renforcer la position qui est la sienne sur la scène internationale. Les performances obtenues dans le cadre de ces recherches sont à l'Etat de l'Art. Dans la période 2010-2013, ce travail s'inscrit initialement dans le cadre du Contrat de Plan Etat-Region (CPER) Campus Intelligence Ambiante (CIA) et a trait à l'action transversale CENIA (Caractérisation Electrique de NanoDispositifs et Instrumentation Avancée). En 2011, l'expertise et la reconnaissance du laboratoire dans le domaine de la caractérisation, à différentes échelles de fréquences et de dimensions, ont permis l'obtention de l'EQUIPEX ExCELSIOR (Experimental Center for Large Spectrum prOpeRTies of nanostructures from DC to Mid-Infrared – [www.excelsior-ncc.eu](http://www.excelsior-ncc.eu)). Par ailleurs, un projet ANR/DFG (France/Allemagne) intitulé VACSM (Vacuum Scanning Microwave Microscopy for quantitative Characterization of sub-10 nm and atto-Farad scale Capacitors and Memories) a permis de renforcer l'activité dès 2014. Cette même année, l'IEMN obtient un projet européen EMPIR (European Metrology Programme for Innovation and Research – Euramet) PlanarCal (Microwave measurements for planar circuits and components) regroupant les acteurs de la métrologie hyperfréquence en Europe. Ces actions s'inscrivent également dans le cadre du laboratoire commun IEMN-STMicroelectronics®

dans le thème "Potentialités en gamme millimétrique et photonique des technologies avancées" (NANO 2017).

Ces travaux de thèse s'inscrivent pleinement dans ce contexte. D'une part, les études présentées dans ce mémoire utilisent les moyens expérimentaux de la plate-forme ExCELSiOR. Il s'agit, en particulier, de poursuivre les travaux entrepris depuis 2012 avec pour objectif de développer des solutions de nano-caractérisation dans les domaines des fréquences micro-ondes et millimétriques. D'autre part, ces travaux de thèse sont cofinancés au travers du projet européen EMPIR PlanarCal et du thème NANO 2017 (dans le cadre du laboratoire commun IEMN – STMicroelectronics®).

Dans un contexte de développement spectaculaire des nano-objets, il est nécessaire de développer de nouveaux moyens de caractérisation électrique aux petites échelles. Deux verrous principaux sont alors identifiés :

-La principale difficulté pour caractériser des nano-dispositifs est qu'ils présentent en régime dynamique des impédances élevées par rapport à l'impédance de référence ( $50\Omega$ ) des systèmes de mesure usuels. Cette forte désadaptation d'impédance engendre une insensibilité de la mesure associée à une imprécision.

-Les systèmes de mesure conventionnels nécessitent l'utilisation d'accès qui ont des dimensions disproportionnées ( $50\times 50\mu\text{m}^2$ ) par rapport à celles des nano-objets étudiés (quelques nanomètres). Les effets parasites liés à ces accès deviennent prépondérants devant l'impédance des nano-objets. Le problème affectant les techniques de caractérisation "on-wafer" est ainsi lié aux méthodes de d'épluchage de ces accès. De plus, des techniques de calibrage incluant le développement de standards de calibrage à l'échelle nanométrique doivent être également adressées. Compte tenu du challenge scientifique et d'un état de l'art relativement limité, plusieurs voies ont été explorées de concert.

1-Le développement d'une plate-forme de mesure électrique "on-wafer" pour les nano-dispositifs est envisagé dans le cadre de l'EQUIPEX ExCELSiOR. Il s'agit notamment de développer une nouvelle génération de sondes GSG (Ground - Signal - Ground) en technologie MEMS (Microelectromechanical systems) présentant des accès réduits à  $2\times 2\mu\text{m}^2$  avec un espacement Ground - Signal de  $2,5\mu\text{m}$ . Les sondes sont montées sur une plate-forme robotisée présentant des déplacements nanométriques en  $X$ ,  $Y$  et  $Z$  et téta ( $\theta$ ) (avec une résolution angulaire de l'ordre du  $\mu^\circ$ ). Au sein du laboratoire, ce projet transdis-

---

ciplinaire permet de combiner des compétences complémentaires relatives à la conception de circuits hyperfréquences, l'instrumentation, la microscopie, la technologie MEMS et la nano-robotique.

2- Dans le cadre du projet européen EMPIR PlanarCal (Microwave measurements for planar circuits and components) regroupant les acteurs de la métrologie hyperfréquence en Europe, il s'agit d'établir la traçabilité des mesures hyperfréquences de composants et circuits planaires en gamme de fréquences micro-ondes et millimétriques. En particulier, l'une des actions concerne spécifiquement l'extension de ce type de mesures aux petites dimensions. Il s'agit en particulier d'adresser la conception, la réalisation et la validation de kits de calibrage coplanaires et de structures de test permettant des transitions entre des accès accommodant la géométrie des sondes de mesure commerciales et des accès de dimensions micrométriques (sur lesquels seront reportés des nano-composants). Ces travaux s'intègrent également dans la vision de la nanoélectronique et dans le cadre du laboratoire commun IEMN-STMicroelectronics® car un de ses objectifs est de contribuer à une meilleure connaissance des propriétés, en régime dynamique haute fréquence des futures générations de composants afin d'en proposer des modèles précis. En particulier, la modélisation du comportement électrique des futurs nœuds technologiques est confrontée à la réduction des dimensions, aux architectures de composants de plus en plus complexes et à l'hétérogénéité des matériaux.

— **Structure du manuscrit**

Dans un premier chapitre les outils et les méthodes de caractérisation hyperfréquence sont décrits. En particulier, nous rappelons dans un premier temps les fondements mathématiques basés sur les ondes de puissance et les paramètres de dispersion, grandeurs de base pour la caractérisation hyperfréquences des dispositifs électroniques. Les mesures hyperfréquences en technologie coplanaire requièrent une instrumentation dédiée couplant une station de mesure sous pointes à un analyseur de réseaux vectoriel. A ce titre, nous décrivons l'instrumentation et le principe de mesure des paramètres de dispersion. Des procédures de calibrage vectoriel et d'épluchage des mesures sont nécessaires pour déterminer les paramètres d'intérêt dans les plans de mesure du dispositif sous test. Nous évoquons les principales techniques et outils inhérents à ces procédés de correction. Un état de l'art non exhaustif sur les travaux relatifs à la caractérisation hyperfréquence de nano-dispositifs est ensuite proposé. En particulier, si ces travaux démontrent les potentialités des nano-composants en régime dynamique, la quantification et la modélisation électrique des données mesurées demeurent un challenge. Finalement, un historique retraçant le développement des sondes de mesure hyperfréquence permet de situer le contexte technologique de ces travaux.

Dans un deuxième chapitre, une méthodologie synthétique de mesure sous pointes de composants haute impédance est développée. La technique implémentée sous forme logicielle permet la détermination des incertitudes de mesure sous pointes en considérant les configurations de mesure en réflexion (1-port) et en transmission (2-port). La méthode est appliquée à la caractérisation de varicaps de la filière technologique BiCMOS 55 nm de STMicroelectronics®. En particulier, nous démontrons la pertinence des mesures en transmission pour adresser le verrou des mesures de composants haute impédance avec des précisions de l'ordre de quelques atto farads (aF). L'étude est validée expérimentalement par la mise en œuvre d'une station de mesure sous pointes opérant dans les bandes de fréquences micro-ondes et millimétriques. Nous démontrons que la configuration de mesure en transmission permet une mesure quantitative de capacités sub-fF et permet ainsi de quantifier la variabilité technologique. Un deuxième exemple d'application relatif à la nano caractérisation sous pointes de nano-résistances métalliques est décrit. Ce travail collaboratif regroupant les acteurs de la métrologie européenne (NPL

---

au Royaume-Uni, PTB en Allemagne, METAS en Suisse et VSL aux Pays-Bas) propose une étude complète intégrant les aspects de conception, de fabrication, de mesure et de calibrage de composants résistifs hautes impédances. En particulier, une estimation des incertitudes de mesure sur les conductances et les capacités apparentes extraites supportées par des simulations analytiques et numériques apportent une contribution à la traçabilité des mesures en technologie coplanaire. En fin de chapitre, nous mettons en œuvre une technique de nano-positionnement automatisé pour entrevoir la réduction de l'incertitude de mesure liée au posé manuel des sondes.

Le troisième chapitre décrit un équipement original et unique pour la nano caractérisation hyperfréquence mettant en œuvre une nouvelle génération de sondes GSG miniaturisées en technologie MEMS développées à l'IEMN. L'équipement développé notamment dans le cadre de l'EQUIPEX ExCELSiOR consiste en une station robotisée intégrant des sondes miniaturisées et opérant sous microscope à balayage électronique. Ces travaux regroupent principalement, le développement de sondes miniaturisées et de kits de calibrage dédiés. Ainsi, trois générations de sondes sont fabriquées. Les procédures d'intégration de ces sondes dans leur environnement de mesure ainsi que leurs performances électriques en régime statique et dynamique sont présentées.



# Généralités sur la nano-caractérisation hyperfréquence

## Sommaire

---

<b>1.1 Paramètres <math>S</math> - Formalisme théorique . . . . .</b>	<b>9</b>
1.1.1 Notion de quadripôle . . . . .	9
1.1.2 Matrice de répartition ou paramètres $S$ . . . . .	10
<b>1.2 Mesures hyperfréquences en technologie coplanaire : Instrumentation et calibrage . . . . .</b>	<b>14</b>
1.2.1 Instrumentation hyperfréquence . . . . .	14
1.2.2 Mesure de paramètre $S$ - Principe de mesure d'un VNA . . . . .	15
<b>1.3 Calibrage vectoriel du banc de mesure . . . . .</b>	<b>17</b>
1.3.1 La méthode SOLT . . . . .	18
1.3.2 La méthode TRL . . . . .	19
1.3.3 La méthode LRRM . . . . .	19
<b>1.4 Épluchage des accès CPW . . . . .</b>	<b>20</b>
<b>1.5 État de l'art de la mesure hyperfréquence de nano dispositifs . . . . .</b>	<b>22</b>
1.5.1 Caractérisation sous pointes large bande de nanofils conducteurs en Platine (Pt) . . . . .	22
1.5.2 Caractérisation sous pointes large bande de nanofils en Aluminium (Al) . . . . .	23
1.5.3 Caractérisation sous pointes large bande de nanotube de carbone . . . . .	25
1.5.4 Caractérisation par pont de Wheatstone intégré dans une configuration 1-port d'un nanotube de Carbone simple paroi . . . . .	26



1.5.5	Microscopie champ-proche micro-onde . . . . .	29
<b>1.6</b>	<b>Technologie de quelques sondes RF . . . . .</b>	<b>33</b>
<b>1.7</b>	<b>Conclusion . . . . .</b>	<b>38</b>
<b>1.8</b>	<b>Références . . . . .</b>	<b>39</b>

---

## Introduction

Ce chapitre présente dans un premier temps les outils et les méthodes de caractérisation hyperfréquence. En particulier, nous rappelons, en préambule les fondements mathématiques permettant de décrire les ondes de puissance et les paramètres de dispersion, grandeurs plus faciles à mesurer dans le domaine des hyperfréquences. Dans un deuxième temps, nous décrivons l'instrumentation hyperfréquence et le principe de mesure des paramètres de dispersion ainsi que les procédures de calibrage vectoriel et d'épluchage des mesures. Nous évoquerons les principales techniques et outils inhérents à ces procédures de corrections. Un état de l'art non exhaustif sur les travaux relatifs à la caractérisation hyperfréquence de nano-dispositifs est ensuite proposé. Finalement, un historique retraçant le développement des sondes de mesure hyperfréquence permet de situer le contexte technologique de ces travaux.

## 1.1 Paramètres $S$ - Formalisme théorique

### 1.1.1 Notion de quadripôle

Pour ces travaux, nous nous limiterons au cas des dipôles et quadripôles. Dans le cas général des circuits en régime dynamique linéaire, nous rappelons qu'un quadripôle est complètement caractérisé par sa matrice de paramètres  $Z$  (Impédance),  $Y$  (Admittance),  $H$  (Hybride) ou encore ABCD (Chaîne). Ces paramètres peuvent être identifiés et déterminés grâce aux tensions et courants à ses bornes (figure 1.1).

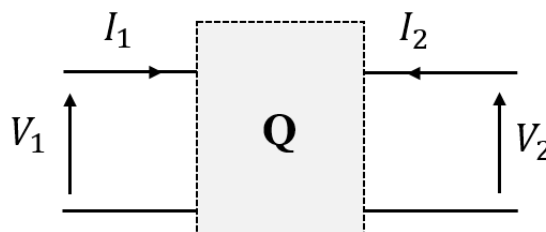


FIGURE 1.1 – Quadripôle en représentation courant-tension.

Concernant la matrice impédance, les tensions sont exprimées en fonction des courants par l'intermédiaire des impédances (relations 1.1 et 1.2). La mesure de ces para-

mètres nécessite des références de charge en circuit ouvert.

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \quad (1.1)$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \quad (1.2)$$

- pour la matrice admittance, les courants sont exprimés en fonction des tensions (relations 1.3 et 1.4). La mesure de ces paramètres nécessite des références de charge en court-circuit.

$$I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 \quad (1.3)$$

$$I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 \quad (1.4)$$

Cependant, aux fréquences micro-ondes (300 MHz - 30 GHz) et millimétriques (30 GHz - 300 GHz), les phénomènes de propagation se traduisent par une variation des tensions et des courants le long des lignes de transmission. Ainsi, la condition circuit ouvert (impédance infinie) et court-circuit (impédance nulle) sont difficiles à réaliser. On recourt alors aux pseudo-ondes relatives à la notion de puissance, grandeurs facilement mesurables en gammes de fréquences micro-ondes et millimétriques. On introduit alors la notion de paramètres de diffraction ou paramètres  $S$  (scattering parameters en anglais), proposés en 1965 par K. Kurokawa [20].

### 1.1.2 Matrice de répartition ou paramètres $S$

Dans le cas d'une propagation monomode, les ondes incidentes et réfléchies sont décrites par les relations suivantes [20] :

$$a_j = \frac{v_j + Z_0 i_j}{2\sqrt{Z_0}} \quad (1.5)$$

$$b_j = \frac{v_j - Z_0 i_j}{2\sqrt{Z_0}} \quad (1.6)$$

Ces pseudo-ondes sont exprimées en fonction des courants et des tensions mais aussi de l'impédance de référence  $Z_0$  du système de mesure [26]. Rappelons, que l'impédance de référence des systèmes de mesure en hyperfréquence est une valeur étalon et pure-

ment réelle égale à  $Z_{REF} = Z_0 = 50 \Omega$ . Cette valeur a été fixée dans les années 1930 aux États-Unis. La conception des câbles coaxiaux présentait alors le meilleur compromis en termes de transfert maximum de puissance, de tension de claquage maximum, de minimum de pertes et de contrainte de dimensions.

Le graphe de fluence dans le cas de la caractérisation d'un quadripôle est donné en figure 1.2.

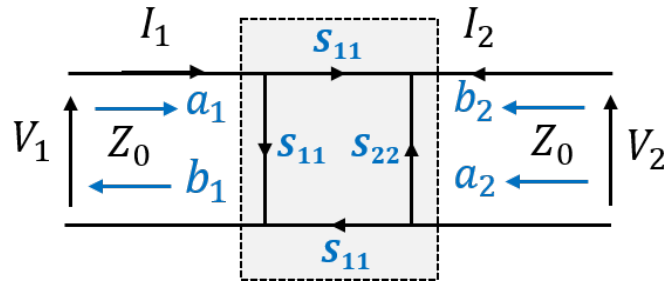


FIGURE 1.2 – Graphe de fluence dans le cas d'un quadripôle

Les paramètres  $S_{ij}$  du quadripôle sont définis par la matrice de répartition  $[S]$  suivante :

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \quad (1.7)$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \quad (1.8)$$

En conséquence,

- si  $a_2 = 0$ , ce qui signifie que la sortie du quadripôle est adaptée, alors  $S_{11} = b_1 / a_1$  est le coefficient de réflexion vu à l'entrée et  $S_{21} = b_2 / a_1$  est le coefficient de transmission de l'entrée à la sortie.
- De même si  $a_1 = 0$ , ce qui signifie que l'entrée du quadripôle est adaptée, alors  $S_{22} = b_2 / a_2$  est le coefficient de réflexion vu à la sortie et  $S_{12} = b_1 / a_2$  est le coefficient de transmission de la sortie vers l'entrée.

Ces quatre paramètres  $S$  suffisent pour caractériser le comportement du quadripôle sous investigation à une fréquence spécifique. En effet, les paramètres  $S$  d'un dispositif hyperfréquence varient avec la fréquence, il est nécessaire de connaître les quatre paramètres  $S$  à chaque point de fréquence. Ainsi, les paramètres  $S$  sont mesurés, en module et en phase au moyen d'un analyseur de réseau vectoriel (Vector Network Analyser (VNA)) dont le principe sera présenté dans la suite de ce chapitre.

Nous devons insister pour la suite de ce travail qu'un VNA mesure des grandeurs relatives aux ondes (incidente et/ou réfléchie) et non pas de rapport de tension/courant (impédance/admittance). Le passage du formalisme onde au formalisme courant/tension se fait à partir de concepts théoriques avec des conditions de validité comme la notion d'impédance caractéristique [20]. Des matrices de passage permettent de passer d'une représentation matricielle ( $S$ ,  $Y$ ,  $Z$ ,  $H$ ,  $ABCD$ ) à une autre et ainsi déterminer des éléments série ou parallèle, ou tout autres calculs rendus possibles par les propriétés de ces matrices. Les relations liant les paramètres de la matrice  $S$ ,  $Z$ ,  $Y$  et chaîne  $ABCD$  sont données en figure 1.3.

	S	Z	Y	ABCD
$S_{11}$	$S_{11}$	$\frac{(Z_{11} - Z_o) \cdot (Z_{22} + Z_o) - Z_{12} Z_{21}}{\Delta Z}$	$\frac{(Y_o - Y_{11}) \cdot (Y_o + Y_{22}) + Y_{12} Y_{21}}{\Delta Y}$	$\frac{A + B/Z_o - CZ_o - D}{A + B/Z_o + CZ_o + D}$
$S_{12}$	$S_{12}$	$\frac{2 \cdot Z_{12} Z_o}{\Delta Z}$	$\frac{-2 \cdot Y_{12} Y_o}{\Delta Y}$	$\frac{2 \cdot (AD - BC)}{A + B/Z_o + CZ_o + D}$
$S_{21}$	$S_{21}$	$\frac{2 \cdot Z_{21} Z_o}{\Delta Z}$	$\frac{-2 \cdot Y_{21} Y_o}{\Delta Y}$	$\frac{2}{A + B/Z_o + CZ_o + D}$
$S_{22}$	$S_{22}$	$\frac{(Z_{11} + Z_o) \cdot (Z_{22} - Z_o) - Z_{12} Z_{21}}{\Delta Z}$	$\frac{(Y_o + Y_{11}) \cdot (Y_o - Y_{22}) + Y_{12} Y_{21}}{\Delta Y}$	$\frac{A + B/Z_o + CZ_o + D}{-A + B/Z_o - CZ_o + D}$
$Z_{11}$	$Z_o \cdot \frac{(1 + S_{11}) \cdot (1 - S_{22}) + S_{12} S_{21}}{(1 - S_{11}) \cdot (1 - S_{22}) - S_{12} S_{21}}$	$Z_{11}$	$\frac{Y_{22}}{ Y }$	$\frac{A}{C}$
$Z_{12}$	$Z_o \cdot \frac{2 \cdot S_{12}}{(1 - S_{11}) \cdot (1 - S_{22}) - S_{12} S_{21}}$	$Z_{12}$	$\frac{-Y_{12}}{ Y }$	$\frac{AD - BC}{C}$
$Z_{21}$	$Z_o \cdot \frac{2 \cdot S_{21}}{(1 - S_{11}) \cdot (1 - S_{22}) - S_{12} S_{21}}$	$Z_{21}$	$\frac{-Y_{21}}{ Y }$	$\frac{1}{C}$
$Z_{22}$	$Z_o \cdot \frac{(1 - S_{11}) \cdot (1 + S_{22}) + S_{12} S_{21}}{(1 - S_{11}) \cdot (1 - S_{22}) - S_{12} S_{21}}$	$Z_{22}$	$\frac{Y_{11}}{ Y }$	$\frac{D}{C}$
$Y_{11}$	$Y_o \cdot \frac{(1 - S_{11}) \cdot (1 + S_{22}) + S_{12} S_{21}}{(1 + S_{11}) \cdot (1 + S_{22}) - S_{12} S_{21}}$	$\frac{Z_{22}}{ Z }$	$Y_{11}$	$\frac{D}{B}$
$Y_{12}$	$Y_o \cdot \frac{-2 \cdot S_{12}}{(1 + S_{11}) \cdot (1 + S_{22}) - S_{12} S_{21}}$	$\frac{-Z_{12}}{ Z }$	$Y_{12}$	$\frac{BC - AD}{B}$
$Y_{21}$	$Y_o \cdot \frac{-2 \cdot S_{21}}{(1 + S_{11}) \cdot (1 + S_{22}) - S_{12} S_{21}}$	$\frac{-Z_{21}}{ Z }$	$Y_{21}$	$\frac{-1}{B}$
$Y_{22}$	$Y_o \cdot \frac{(1 + S_{11}) \cdot (1 - S_{22}) + S_{12} S_{21}}{(1 + S_{11}) \cdot (1 + S_{22}) - S_{12} S_{21}}$	$\frac{Z_{11}}{ Z }$	$Y_{22}$	$\frac{A}{B}$
$A$	$\frac{(1 + S_{11}) \cdot (1 - S_{22}) + S_{12} S_{21}}{2 \cdot S_{21}}$	$\frac{Z_{11}}{Z_{21}}$	$\frac{-Y_{22}}{Y_{21}}$	$A$
$B$	$Z_o \cdot \frac{(1 + S_{11}) \cdot (1 + S_{22}) - S_{12} S_{21}}{2 \cdot S_{21}}$	$\frac{ Z }{Z_{21}}$	$\frac{-1}{Y_{21}}$	$B$
$C$	$\frac{1}{Z_o} \cdot \frac{(1 - S_{11}) \cdot (1 - S_{22}) - S_{12} S_{21}}{2 \cdot S_{21}}$	$\frac{1}{Z_{21}}$	$\frac{- Y }{Y_{21}}$	$C$
$D$	$Z_o \cdot \frac{(1 - S_{11}) \cdot (1 + S_{22}) + S_{12} S_{21}}{2 \cdot S_{21}}$	$\frac{Z_{22}}{Z_{21}}$	$\frac{Y_{21}}{-Y_{11}}$	$D$

$|Z| = Z_{11} Z_{22} - Z_{12} Z_{21}$     $|Y| = Y_{11} Y_{22} - Y_{12} Y_{21}$     $\Delta Y = (Y_{11} + Y_o) \cdot (Y_{22} + Y_o) - Y_{12} Y_{21}$     $\Delta Z = (Z_{11} + Z_o) \cdot (Z_{22} + Z_o) - Z_{12} Z_{21}$     $Y_o = 1/Z_o$

FIGURE 1.3 – Relations entre les paramètres S, Z, Y et ABCD.

## 1.2 Mesures hyperfréquences en technologie coplanaire : Instrumentation et calibrage

### 1.2.1 Instrumentation hyperfréquence

La taille des composants/dispositifs électroniques diminue de façon drastique depuis les années 50 grâce à l'amélioration constante des procédés de fabrication. De plus ces dispositifs sont planaires alors que les structures permettant de guider les ondes des appareils de mesures hautes fréquences sont non planaires (coaxiaux, guides d'onde). Depuis le début des années 80, l'approche alternative largement utilisée est d'effectuer les mesures directement sur les composants ou sur le substrat les supportant ("wafer") en utilisant un système de mesure sous pointes. On introduit alors la notion dite "mesure on-wafer". Après l'apparition sur le marché des premiers analyseurs de réseau vectoriel automatiques à la fin des années 60, ces systèmes de mesures sous pointes ont constitué la seconde révolution technologique dans le domaine de la mesure haute fréquence.

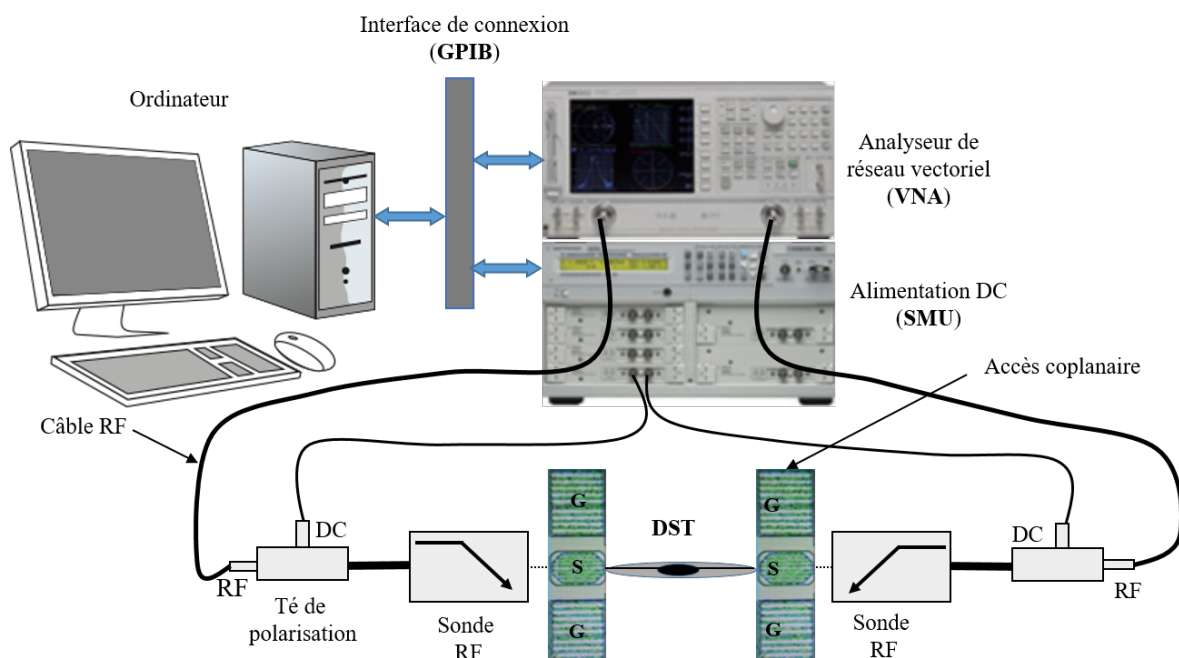


FIGURE 1.4 – Schéma de principe de la mesure on-wafer

Pour qu'un dispositif soit mesurable avec un tel système, il faut qu'il soit au préalable inséré dans des structures de test spécifiques à accès planaires. Les sondes, les plus utilisées, sont constituées de trois contact "masse-signal-masse" [42, 48, 55]. La structure de

test est généralement de type coplanaire (*coplanar waveguide* (CPW)). Cette structure de test, formée par le dispositif sous test (DST) et ses accès CPW est contactée par les sondes, elles-mêmes reliées aux ports d'accès du VNA par l'intermédiaire de câbles coaxiaux ou de guides d'onde. La figure 1.4 présente le schéma de principe d'une caractérisation hyperfréquence sous pointes de composants sur wafer.

### 1.2.2 Mesure de paramètre $S$ - Principe de mesure d'un VNA

Comme évoqué précédemment, l'appareil de mesure classiquement utilisé pour mesurer le facteur de réflexion  $S_{11}$  d'un dipôle ou les paramètres  $S_{ij}$  ( $i = 1, 2$  et  $j = 1, 2$ ) d'un quadripôle est le VNA. Ce dernier est composé en général de trois blocs principaux :

- Module de génération du signal hyperfréquence ; sa bande passante définit la gamme de fréquences de fonctionnement du VNA. Sa puissance de sortie est ajustable. La principale qualité du module de source est sa pureté spectrale.
- Un module de séparation des signaux en diverses voies : Il dirige les signaux RF vers le DST et échantillonne les signaux transmis et réfléchis.
- Un module de détection hétérodyne : analyse les ondes incidentes  $a_i$  ( $i = 1, 2$ ) et réfléchies  $b_i$  ( $i = 1, 2$ ).

La figure 1.5 illustre le principe de prélèvement des différents signaux hyperfréquences basé sur la réflectométrie.

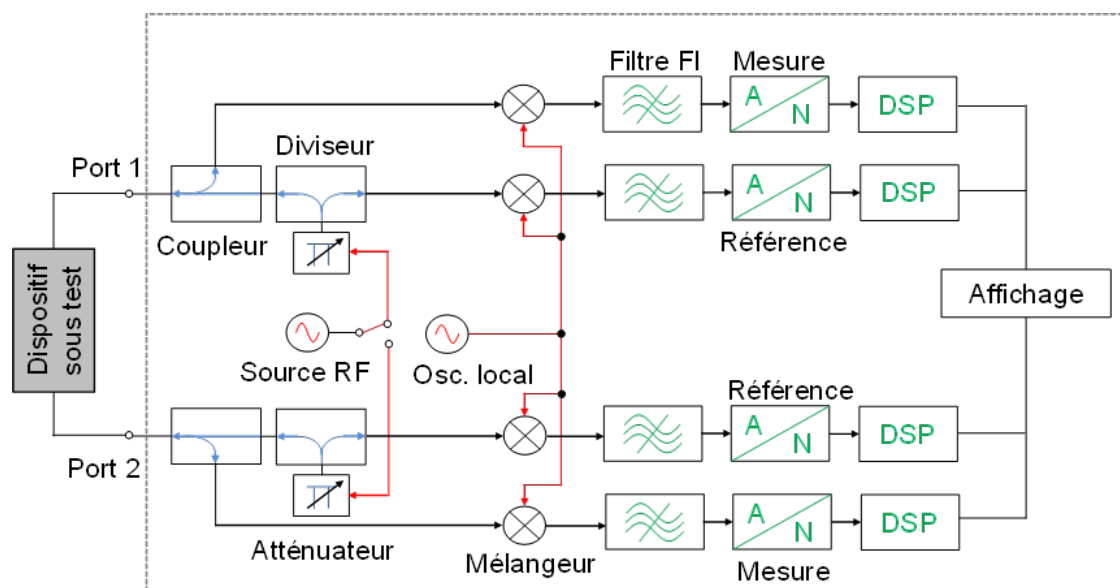


FIGURE 1.5 – Architecture de l'analyseur de réseaux vectoriel basée sur une seule source RF [14].



Afin de déterminer les quatre paramètres  $S$  sans avoir à retourner, le quadripôle étudié, la source peut être dirigée vers l'accès 1 (ou l'accès 2) pour la mesure des paramètres  $S_{11}$  et  $S_{21}$  (ou  $S_{12}$  et  $S_{22}$ ) à l'aide d'un commutateur. L'architecture de l'analyseur de réseaux peut comporter également plusieurs sources hyperfréquences afin de s'affranchir de l'utilisation de commutateurs et augmenter la précision de mesure en garantissant une excellente isolation des ports. Cependant, on peut noter une asymétrie des sources engendrée par la dispersion technologique. Cela se traduit par une légère différence de valeur au niveau des fréquences synthétisées. La puissance injectée est contrôlée au moyen d'un atténuateur de manière à pouvoir ajuster la puissance lors des tests en fonction du dispositif sous test à caractériser. La puissance fournie par la source est séparée en deux au travers d'un diviseur de puissance, une partie est dirigée vers la voie de référence, l'autre partie est dirigée vers le DST. Ainsi, la partie du signal incident réfléchi par le DST et celle qui passe à travers le DST sont prélevées via des coupleurs. Ces signaux RF sont translatés autour d'une fréquence intermédiaire au moyen d'un mélangeur et d'un oscillateur local. Ils sont ensuite échantillonnés, numérisés et traités par un processeur. Les paramètres  $S$  du dispositif sous test sont alors calculés à partir de ces signaux utilisant les relations décrites dans la section 1.1.2.

Cependant, d'inévitables imperfections inhérentes aux éléments constituant l'analyseur de réseaux, apparaissent lors de la mesure des paramètres  $S$ . Conventionnellement, ces imperfections sont classées en trois catégories, notamment les erreurs systématiques (reproductibles), les erreurs aléatoires (non reproductibles) et les erreurs de dérive [38–40].

- Les erreurs systématiques étant caractéristiques du système de mesure et reproductibles, une modélisation permet d'exprimer les paramètres  $S$  mesurés par l'analyseur de réseaux en fonction des paramètres  $S$  vrais et de termes d'erreur complexes. Ces termes d'erreur sont déterminés par une procédure de calibrage vectoriel (appelée également calibration).

- Les erreurs aléatoires sont inhérentes aux variations du système. Ces erreurs sont principalement imputables au bruit de l'instrument, la répétabilité des commutateurs et des connecteurs. Ces variations ne peuvent être prises en compte et donc corrigées de manière logicielle. La diminution de la bande passante de la fréquence intermédiaire du

filtre (*Intermediate Frequency Bandwidth* (IFBW)) et l'utilisation du moyennage permettront de réduire l'impact des erreurs aléatoires au détriment du temps de mesure.

- Les erreurs de dérive se produisent lorsque les performances du système changent après avoir effectué un calibrage vectoriel. Ces erreurs causées principalement par les variations de température peuvent être corrigées par un calibrage additionnel. Bien que les spécifications des analyseurs de réseaux vectoriels permettent des mesures dans la gamme de températures 0 °C à 55 °C, un environnement de mesure contrôlé (25 °C ± 5 °C) permet d'améliorer la précision de mesure en minimisant les erreurs de dérives.

Toutes ces imperfections, en particulier celles relatives à l'instrument de mesure sont les premières causes d'imprécision de mesure de paramètres  $S$ . Il est donc nécessaire de les prendre en compte afin de corriger la mesure. C'est l'objet du calibrage vectoriel que nous présentons dans la section suivante.

### 1.3 Calibrage vectoriel du banc de mesure

Le calibrage consiste en un ensemble d'algorithmes permettant de caractériser le comportement des différents éléments entre l'instrument de mesure (VNA) et le DST sur la plaquette ("wafer"). Dans le cas de la mesure sur wafer comme décrit précédemment, des câbles sont connectés au VNA associés à des transitions coaxiales et des sondes. Cette procédure d'étalonnage corrige les erreurs systématiques du VNA. On parle ainsi de la "correction vectorielle des erreurs de mesure". Rappelons que dans le cas de mesures de paramètres  $S$ , la procédure de calibrage est basée sur un modèle vectoriel d'erreurs dites "systématiques". Par conséquent, la précision de mesure du VNA dépend, entre autres des modèles utilisés pour caractériser les erreurs de mesure, des méthodes de calibrage mises en œuvre pour calculer ces erreurs, et surtout de la définition des étalons de calibration.

Notons que ces termes d'erreurs sont déterminés au moyen d'un substrat de calibrage de type *Impedance Standard Substrate* (ISS). La figure 1.6 montre un exemple de ISS du fabricant Cascade Microtech® comportant des standards de calibrage. Ces derniers sont définis pour un jeu de sondes spécifiques car ils dépendent de l'écartement des doigts ("pitch") de celles-ci, de leur topologie (GSG), et de la gamme de fréquences de mesure.

Plusieurs méthodes de calibrage et leurs algorithmes associés sont présentés dans la

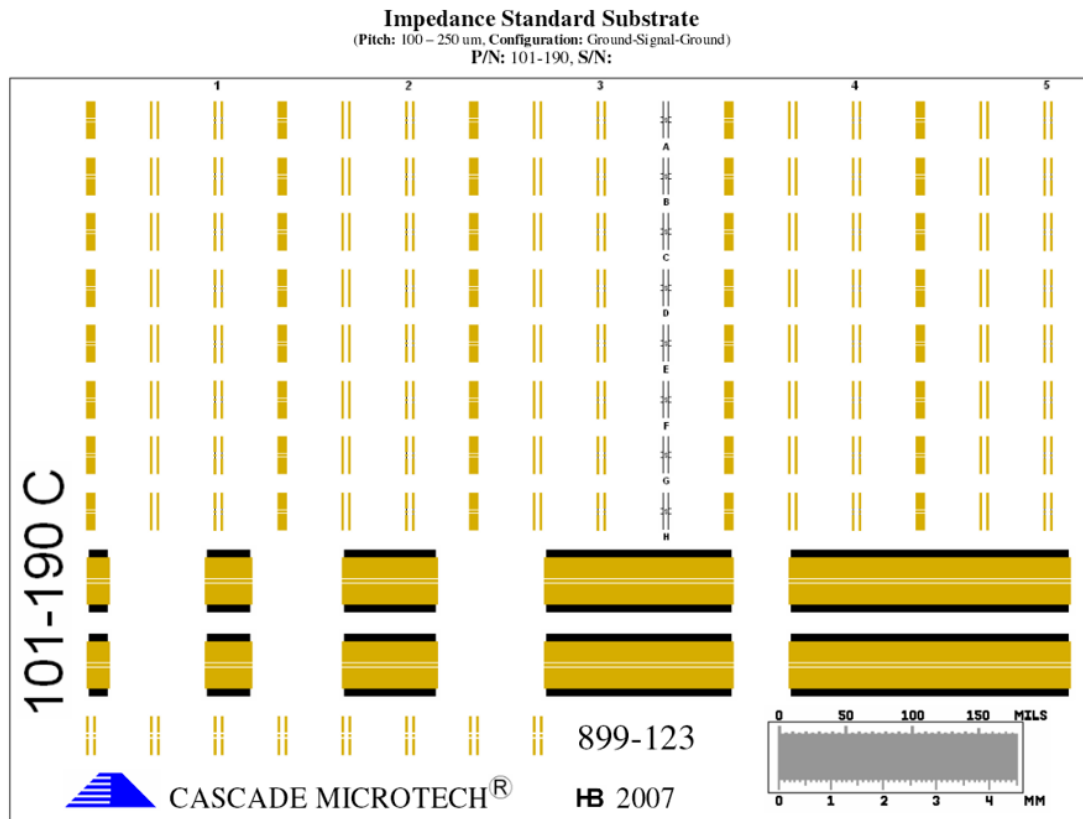


FIGURE 1.6 – Substrat de calibration (101-190 C) de Cascade Microtech®.

littérature [7] depuis l'introduction des systèmes de mesure sous pointes ; notamment les méthodes *Short-Open-Load-Thru* (SOLT), *Thru-Reflect-Line* (TRL), LRRM. Les modèles et algorithmes associés à ces différentes techniques de calibration ne cessent d'être constamment améliorés dans le but de les rendre plus robustes et d'assurer ainsi une meilleure précision de mesure [2, 5, 23, 30, 35, 36, 44].

Dans ce qui suit, nous présentons succinctement, les méthodes de calibration les plus utilisées.

### 1.3.1 La méthode SOLT

La méthode SOLT est basée sur un modèle à 12 termes d'erreur. Ce modèle dit "physique" a été établi dès l'arrivée des premiers VNAs automatiques. De façon très générale, le modèle est basé sur les propriétés de deux coupleurs directs (un pour le port 1 et l'autre pour le port 2) ; à savoir la directivité, les pertes d'insertion et de réflexion. La méthode consiste à résoudre un système de 12 équations reliant les paramètres  $S$  mesurés

aux paramètres  $S$  du dispositif via ces 12 termes d'erreur [33, 39]. Pour résoudre ces équations, il est nécessaire de disposer de plusieurs étalons dont les propriétés sont supposées parfaitement connues. Ces étalons sont 6 dipôles de type "Short", "Open", "Load" (3 pour le port 1 et 3 pour le port 2) et un quadripôle "Thru".

Cette méthode est largement utilisée pour le calibrage sous pointes mais son principal inconvénient est qu'elle nécessite une détermination précise des paramètres caractérisant les étalons de calibrage. Une erreur sur l'estimation de ces paramètres entraîne une forte dégradation de la précision de mesure. Par ailleurs, la méthode SOLT est sensible par rapport au positionnement des sondes de mesure sur les plots d'accès des étalons car il en modifie leurs caractéristiques.

### 1.3.2 La méthode TRL

D'autres méthodes permettent de palier aux défauts de la SOLT, notamment les méthodes d'auto-calibrage telles que TRL, *Line-Reflect-Line* (LRL), *Thru-Reflect-Match* (TRM), *Line-Reflect-Match* (LRM) [10, 11, 21, 56], LRRM [6], et la Multi-lines [24]. La méthode TRL, se base sur un modèle à 8 termes d'erreur. Sa mise en œuvre nécessite trois standards : - Deux lignes de longueurs différentes ("Thru" et "line") - un standard très réfléchif ("Short" ou "Open"). Le premier avantage de la TRL est que c'est une méthode d'auto-calibrage; elle ne nécessite qu'une connaissance partielle des standards. De plus, elle a l'avantage d'être symétrique contrairement à la méthode de calibrage SOLT. Cette symétrie se traduit par une égalité des erreurs de désadaptation de la source et de charge dans les deux sens de mesure ("directe" et "inverse").

Cependant, la validité du modèle suppose une symétrie parfaite du comportement du commutateur interne du VNA.

### 1.3.3 La méthode LRRM

La LRRM [6, 7] utilise les mêmes standards que la SOLT, notamment - une ligne ("Thru"), deux standards très réfléchifs de nature différente ("Short" et "Open") et enfin une charge ("Load"). Elle est basée sur une résolution numérique de la valeur des standards "Short", "Open" et "Match" [32]. Grâce à un algorithme de compensation d'une inductance mise

en série avec la charge, la valeur de celle-ci est calculée à travers de multiples itérations du calibrage; ainsi cette valeur optimisée de l'inductance est considérée dans le calcul des termes d'erreurs plutôt que celle fournie avec la sonde. C'est ce qui confère à cette méthode un algorithme de calibrage très robuste; moins sensible aux variations de l'environnement (erreurs de répétabilité de contacts, erreurs de positionnement et d'alignement des pointes de mesure [28, 41]).

## 1.4 Épluchage des accès CPW

La procédure d'épluchage représente une deuxième étape de correction des mesures après le calibrage vectoriel. Elle consiste à décaler le plan de référence situé à l'extrémité des pointes vers un nouveau plan de référence plus proche du DST (idéalement dans le plan des contacts du DST). Cette procédure permet de soustraire de la mesure globale (paramètre  $S$  de l'ensemble : DST + accès CPW) les contributions parasites engendrées par les accès CPW afin de remonter aux paramètres intrinsèques du DST. La figure 1.7 illustre le principe de l'épluchage dans le cas de mesure d'un quadripôle.

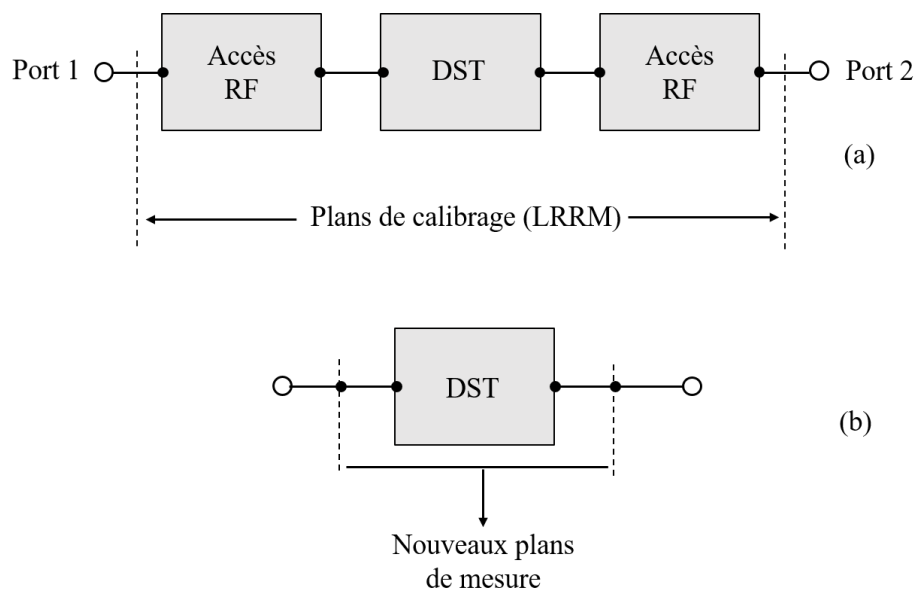


FIGURE 1.7 – Principe de l'épluchage dans le cas de la mesure d'un quadripôle

La première étape de l'épluchage consiste à modéliser les accès, et choisir par la suite la méthode la plus adaptée. La principale difficulté réside dans l'élaboration du modèle électrique équivalent des accès du DST. Une mesure sous pointes de motifs d'épluchage dédiés s'avère indispensable pour supprimer les contributions parasites liées aux accès CPW.

Différentes méthodes d'épluchage associées à la mesure sous pointes de paramètres  $S$  sont présentées dans la littérature [8, 19, 31, 53, 54]. Les techniques d'épluchage classiques couramment utilisées sont la méthode Open et Short-Open. Toutes ces deux techniques s'appuient sur un modèle dipolaire dans lequel les effets parasites des accès du DST sont modélisés par des éléments localisés (résistances, inductances, capacités) parallèles et/ou séries. La technique Open développée par P.J. Van Wijnen [52] est une méthode très basique n'utilisant qu'une seule structure de test de type "Open". Avec cette méthode, seuls les effets capacitifs des accès CPW du DST sont retranchés des mesures.

Cependant, dans certains cas, il est nécessaire de complexifier la technique d'épluchage en vue d'une extraction précise des propriétés intrinsèques du DST. Ainsi, en plus de la structure de test "Open", un autre motif de type "Short" est utilisé. Il s'agit de la méthode Open-Short. Le modèle électrique équivalent associé est de ce fait plus optimisé, il prend en compte les effets parasites parallèles et séries. Cette méthode d'épluchage est largement utilisée pour l'extraction des paramètres du schéma équivalent des dispositifs électroniques sur wafer et la validation de leurs modèles extraits jusqu'à 110 GHz. Au delà de 110 GHz, la méthode Open-Short souffre de manque de précision sur l'extraction du modèle petit signal des dispositifs à cause de la fréquence croissante [9].

Après avoir présenté les principales techniques et outils inhérents aux procédures de correction de mesures sous pointes de paramètres  $S$ , nous donnons dans la suite un état de l'art non exhaustif sur les travaux relatifs à la caractérisation hyperfréquence de nano-dispositifs.

## 1.5 État de l'art de la mesure hyperfréquence de nano dispositifs

Une revue de la littérature relative à la mesure hyperfréquence de nano-composants et nano-dispositifs fait ressortir deux voies exploratoires. La première voie considère une instrumentation conventionnelle pour la mesure de paramètres  $S$  de nano-composants insérés dans des structures de test coplanaires. La deuxième voie regroupe les techniques indirectes visant à contourner le problème de sensibilité de mesure de l'appareillage classique  $50\Omega$  en regard de la nature haute impédance des nano-composants. Un panorama non exhaustif présentant les travaux pionniers est proposé ci-après.

### 1.5.1 Caractérisation sous pointes large bande de nanofils conducteurs en Platine (Pt)

Cette étude, issue du laboratoire de normalisation américain NIST (groupe de M. Wallis) [18], reporte pour la première fois en 2010 une caractérisation large bande de nanofils individuels métalliques insérés dans des structures de test coplanaires. Ainsi, des structures de test spécifiques sont conçues pour accueillir des nanofils conducteurs en Pt de 100 à 250 nm de diamètre (figure 1.8). Les paramètres  $S$  dans le plan des sondes sont obtenus après un calibrage TRL. Une modélisation par éléments finis est également proposée afin de confronter les mesures aux données de simulation jusque 50 GHz.

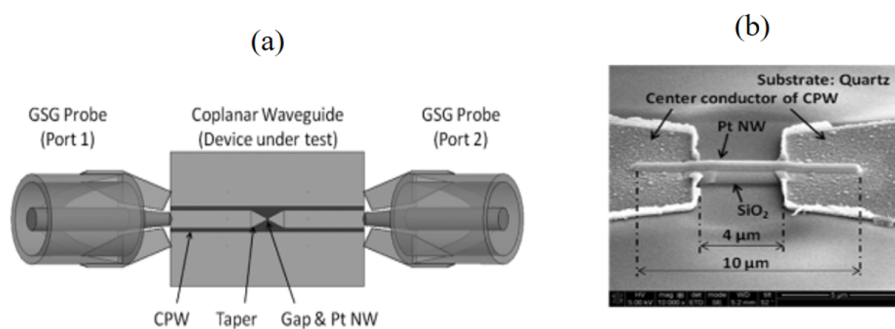


FIGURE 1.8 – (a) Configuration de mesure basée sur une structure de test coplanaire. (b) Image par microscope électronique à balayage d'un nanofil de platine inséré dans une structure de test coplanaire [18]

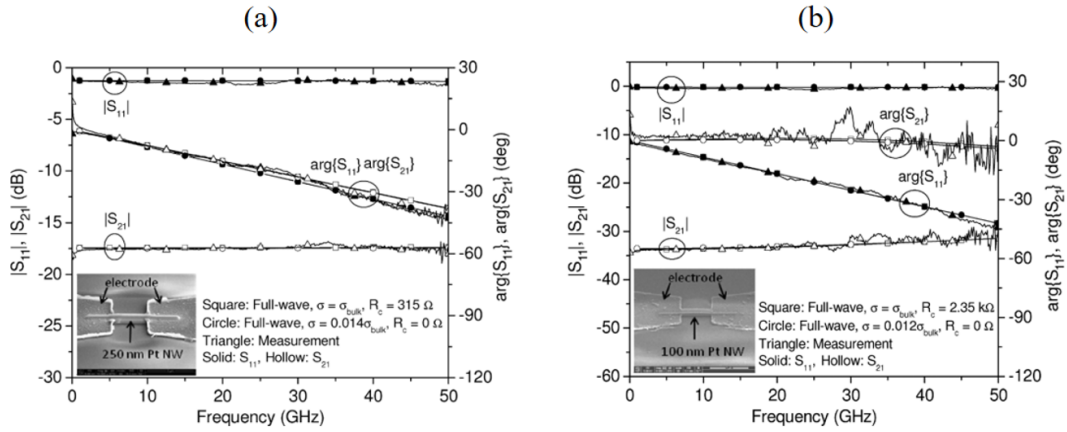


FIGURE 1.9 – Mesures et Simulations électromagnétiques des paramètres  $S$  de nanofils Pt insérés dans des structures de test coplanaires. Diamètres des nanofils (a) 250 nm et (b) 100 nm [18].

Ces mesures ne permettent pas de faire la distinction entre la conductivité des nanofils et celle des résistances de contact mais permettent toutefois de déterminer une plage de valeurs en minimisant l'écart-type entre les mesures et la modélisation (figure 1.9).

### 1.5.2 Caractérisation sous pointes large bande de nanofils en Aluminium (Al)

En 2013 [17], le laboratoire IMEP-LAHC propose une caractérisation hyperfréquence de nanofils métalliques en Aluminium pour des applications d'interconnexion au niveau métallique supérieur (BEOL : Back End Of Line) des structures CMOS. Afin de décorréler les contributions résistives au niveau des contacts et le long du nanofil, cinq fils présentant des longueurs différentes (17, 42, 92, 192 et 492  $\mu\text{m}$ ) sont considérés. Ces derniers sont insérés dans des structures de test coplanaires en Silicium recouvertes d'une couche épaisse de Dioxyde de Silicium ( $\text{SiO}_2$ ) d'impédance caractéristique  $50 \Omega$  (figure 1.10).

Une co-modélisation électrique des contacts sous Keysight® ADS (Advanced Design System) et de la transmission au travers du nanofil sous Keysight® MOMENTUM-ADS est proposée à des fins de comparaison avec les données expérimentales jusque 65 GHz. Les mesures de paramètres  $S$  calibrés (LRRM) sont présentées en figure 1.11. Une variation significative du module du coefficient de réflexion  $S_{11}$  est observée pour les nanofils présentant des longueurs supérieures à 92  $\mu\text{m}$  et ce pour des fréquences supérieures à 25 GHz. Néanmoins, dans cette gamme de fréquences, les effets parasites dominent



et ne permettent pas une mesure quantitative. D'autre part, le module du coefficient de transmission  $S_{21}$  présente une bonne sensibilité et stabilité aux variations de longueur du nanofil, permettant une modélisation électrique de la structure sous investigation [17].

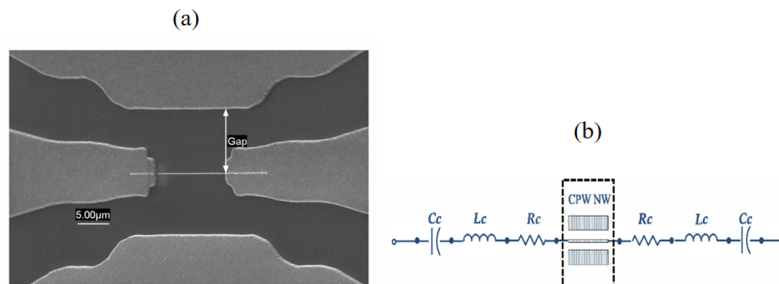


FIGURE 1.10 – (a) Imagerie obtenue par microscope à balayage électronique (MEB) d'un nanofil Al inséré dans une structure coplanaire. (b) Circuit équivalent électrique petit signal ADS-MOMENTUM.

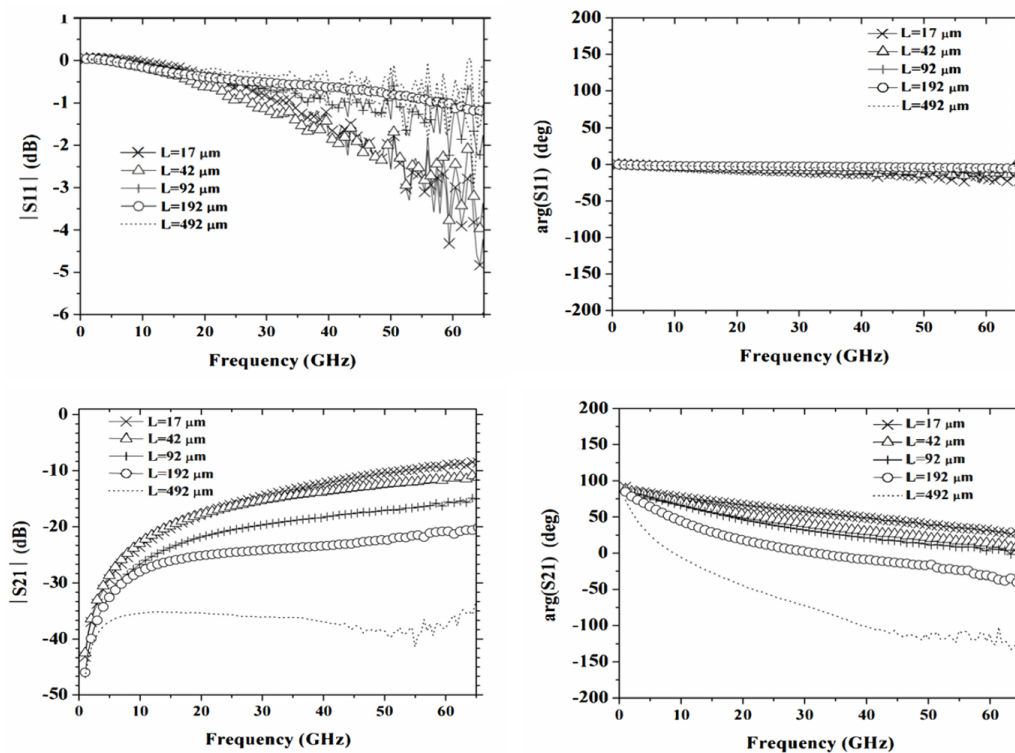


FIGURE 1.11 – Paramètres  $S$  mesurés du nanofil Al de longueurs comprises entre 17 et 492  $\mu\text{m}$  insérés dans des structures de test coplanaires jusque 65 GHz.

### 1.5.3 Caractérisation sous pointes large bande de nanotube de carbone

En 2007, le Centre de Nano-électronique, l'Institut des Technologies Avancées et l'Université de Surrey en Angleterre présentaient la première caractérisation expérimentale sous pointes d'un nanotube de Carbone (C) simple paroi (SWNT – Single Wall NanoTube) dans la bande de fréquences 30 MHz – 6 GHz [13]. L'originalité repose dans la minimisation du couplage entre les électrodes de mesure et la réduction des pertes capacitives au niveau de la couche de SiO<sub>2</sub> déposée sur un substrat de Quartz (figure 1.12).

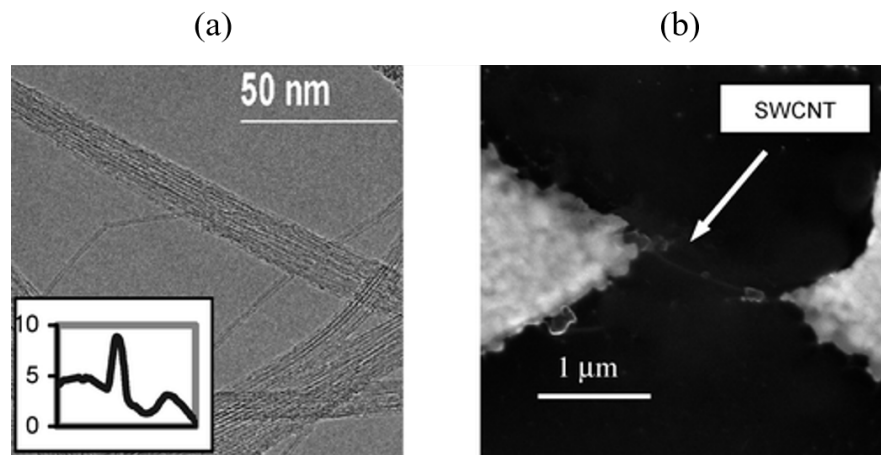


FIGURE 1.12 – (a) Imagerie par microscope à force atomique de la section montrant la hauteur du SWNT en nm. (b) Image obtenue par microscope à balayage électronique du SWNT inséré entre deux électrodes séparés de 1 μm.

Le composant est caractérisé à l'aide d'un VNA HP 4753E. Une puissance hyperfréquence de 0 dBm et une fréquence intermédiaire de la bande passante du filtre (IFBW) de -10 dBm sont considérées pour assurer un niveau de bruit meilleur que -40 dB (correspondant à une erreur de mesure de 0,1 dB sur le module du coefficient de transmission). L'atténuation entre les ports d'entrée et de sortie ainsi que l'impédance complexe correspondante sont illustrées en figure 1.13. Des pertes apparentes relativement importantes comprises entre -28 et -24 dB sont constatées. Dans la partie basse du spectre, ces valeurs traduisent une résistance quantique d'environ 2,25 kΩ (6,75 kΩ si 3 nanotubes sont considérés). Cette valeur de 6,75 kΩ proche de la valeur quantique [57], suggère que les nanotubes fonctionnent en régime quasi-balistique à température ambiante et à haute fréquence. A partir des deux figures 1.13. a) et b), des valeurs de 15 fF et de 2,7 kΩ sont extraites pour l'impédance complexe du SWNT.

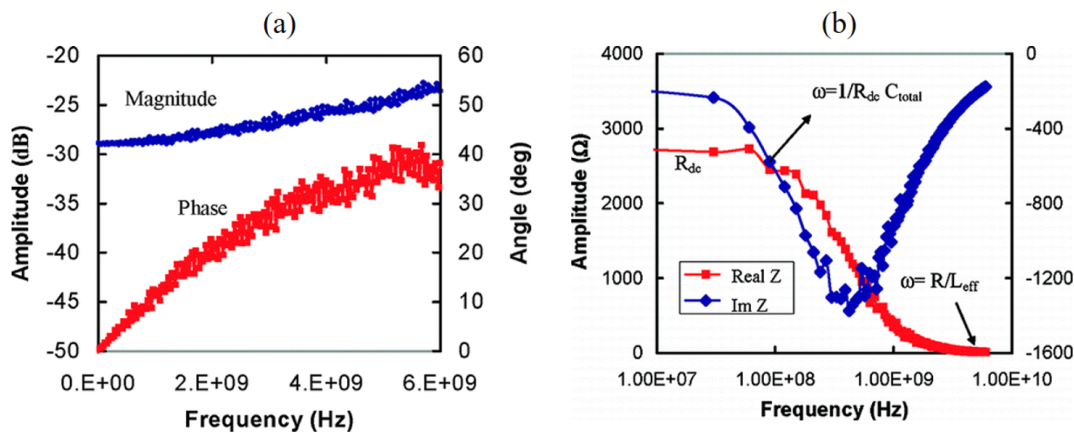


FIGURE 1.13 – (a) Mesure de l’atténuation du SWNT inséré dans une structure coplanaire. (b) Impédance complexe extraite de la mesure du coefficient de réflexion.

### 1.5.4 Caractérisation par pont de Wheatstone intégré dans une configuration 1-port d’un nanotube de Carbone simple paroi

Ce travail original issu de l’IEMN propose d’adapter le système de mesure vectoriel à la nature haute impédance du nano-dispositif [16, 27]. Il s’agit de réaliser un pont de Wheatstone intrinsèquement haute impédance fabriqué par les procédés de microtechnologie sur Silicium. Ainsi, le nanotube est intégré dans le système de mesure comme l’illustre la figure 1.14. a).

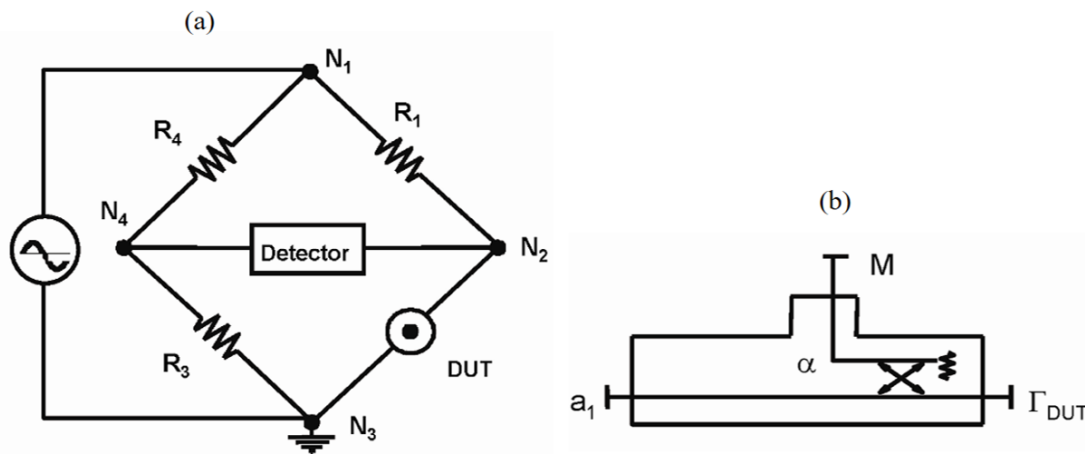


FIGURE 1.14 – (a) Schéma de principe de la mesure par pont de Wheatstone haute impédance; (b) fonction hyperfréquence équivalente [16, 27].

Les résistances localisées du pont (dans la gamme 700  $\Omega$  à 3,5 k $\Omega$ ) contribuent à réduire la désadaptation d’impédance entre l’impédance du nano-dispositif et celle du

VNA. En effet, nous donnons en figure 1.14. b) le schéma équivalent du pont qui s'apparente à un coupleur directionnel haute impédance. La structure du pont de Wheatstone, illustrée en figure 1.15, est un dispositif intégré d'une taille de quelques centaines de micromètres seulement. La structure est fabriquée sur un substrat en Silicium haute résistivité (résistivité  $> 8\,000\ \Omega\text{cm}$ ) recouverte d'un film de SiO<sub>2</sub> déposé par dépôt chimique en phase vapeur à basse pression (LPCVD). Le pont est composé de trois résistances identiques de valeur 1 k $\Omega$  et du nano-dispositif à caractériser (ici un nanotube de carbone à simple paroi (SWNT) - longueur de 1  $\mu\text{m}$ , inséré entre les plots de contact dans la quatrième branche).

Le pont de Wheatstone est connecté au port 1 du VNA à l'aide de sondes Infinity® GSG de Cascade Microtech®. Comme le montre la figure 1.15, une sonde passive HI (Cascade Microtech® FPM $\times$ 100, 5 k $\Omega$  - 50  $\Omega$ ) est connectée au port 2 du VNA via un amplificateur large bande faible bruit (gain de 20 dB). Cet amplificateur compense l'atténuation du signal sur la sonde HI.

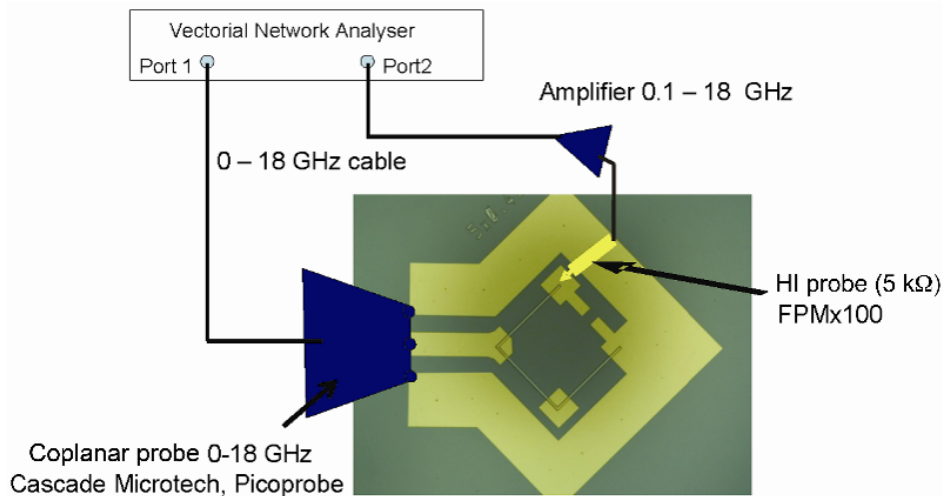


FIGURE 1.15 – Configuration de mesure de nano-dispositifs par pont de Wheatstone haute impédance intégré couplé à un analyseur de réseau vectoriel.

La technique expérimentale du pont de Wheatstone est basée sur une mesure différentielle permettant de déterminer le coefficient de réflexion du dispositif sous test. Le calibrage vectoriel dans le plan du nano-dispositif requière la réalisation de trois ponts de Wheatstone intégrant dans les plans de mesure un court-circuit (CC), un circuit ouvert (CO) ainsi qu'un pont équilibré (Zc) intégrés sur le même wafer que le nano-dispositif à caractériser (figure 1.16).

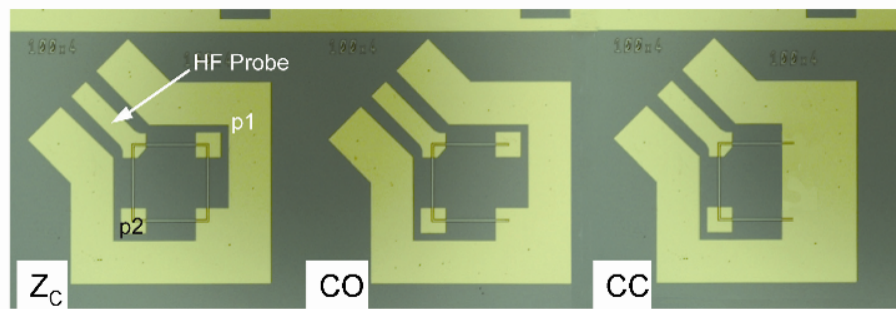


FIGURE 1.16 – Photographies optiques de structures de calibrage vectoriel de type SOL.

Les réponses fréquentielles en module et en phase de l'impédance complexe sont mesurées jusqu'à 7 GHz (figure 1.17).

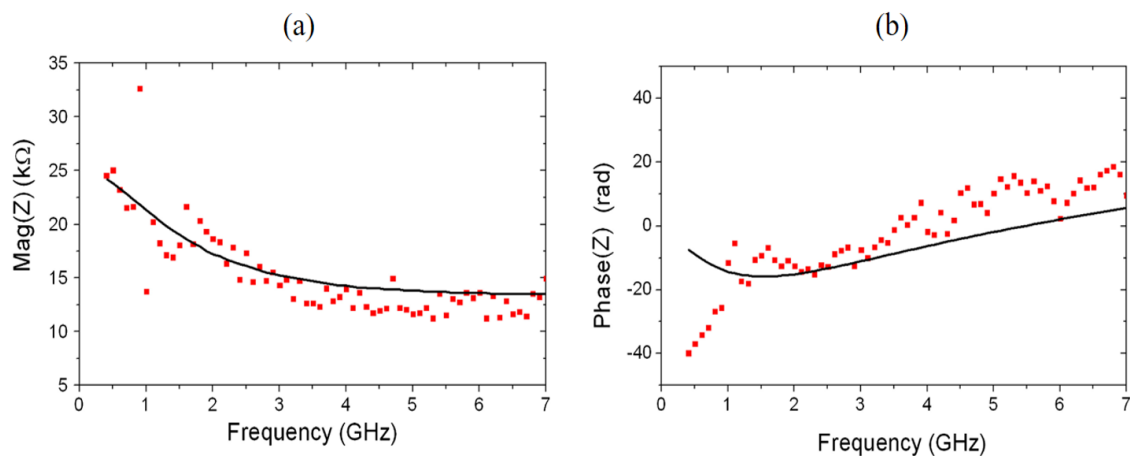


FIGURE 1.17 – Impédance complexe  $Z$  d'un nanotube de carbone unique par pont de Wheatstone intégré jusqu'à 7 GHz.

### 1.5.5 Microscopie champ-proche micro-onde

Proposée par E. H. SYNGE en 1928 [49] et démontrée en 1972 par E. A. ASH et G. NICHOLLS [1], la microscopie hyperfréquence en champ proche permet de vaincre le critère de Rayleigh grâce à une sonde locale qui diffuse et détecte un signal hyperfréquence non radiatif et confiné au voisinage de l'échantillon. La microscopie champ proche hyperfréquence se présente aujourd'hui comme un outil incontournable pour l'établissement de la cartographie et la caractérisation électromagnétique locale de matériaux. Elle est principalement, basée sur l'utilisation des ondes évanescentes. Les champs qui s'atténuent exponentiellement en fonction de la distance et qui ne sont pas affectés par le phénomène de dissipation sont appelés les champs évanescents. Ces champs sont créés comme le résultat de la diffraction des ondes électromagnétiques dans des géométries telles que des lignes de transmission qui opèrent sous la longueur d'onde de coupure ou encore une ouverture sub-longueur d'onde dans une cavité. Ces ondes caractérisées par un vecteur d'onde imaginaire, ne transportent pas d'énergie et décroissent exponentiellement en fonction de  $D$ ;  $D$  représente la dimension de la sonde (pointe, ouverture). Pour créer une zone champ proche ou évanescente autour de l'échantillon, la dimension de la pointe de la sonde doit être beaucoup plus petite que la longueur d'onde.

Keysight Technologies® est la première société à commercialiser un microscope champ-proche hyperfréquence. Le système de mesure est représenté en figure 1.18.

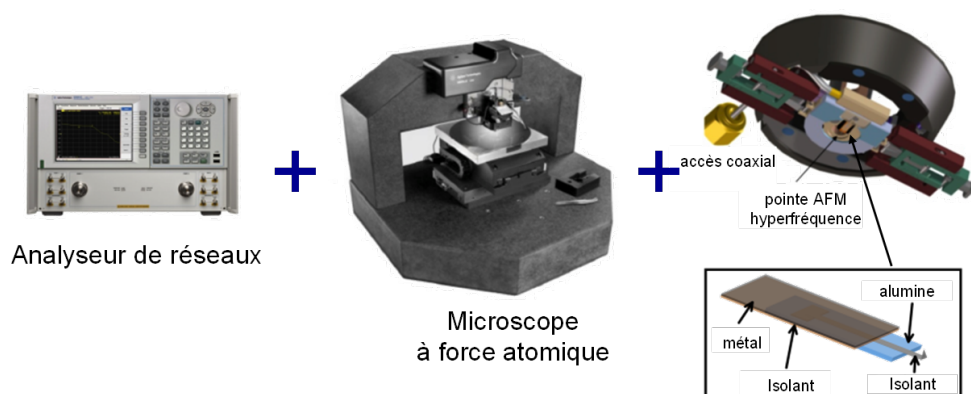


FIGURE 1.18 – Microscope champ-proche hyperfréquence (Keysight Technologies®) [15].

Il se compose d'un AFM LS5600 (Keysight Technologies®) interfacé avec un VNA PNA N522A (Keysight Technologies®). La tête du microscope AFM consiste en une sonde à force atomique dont la dimension de la pointe présente une taille d'environ 50 nm. La

sonde intègre un réseau d'adaptation de type résistif. La sonde est complétée par une transition coaxiale/micro-ruban pour permettre la connexion au système de mesure.

Signalons que l'IEMN est un partenaire historique de Keysight® qui a contribué au développement de techniques de microscopie champ-proche. En particulier, un interféromètre hyperfréquence de type Mach-Zender a été d'abord conçu et réalisé à l'IEMN puis intégré sur l'équipement dans le but d'améliorer la résolution de mesure du système représenté en figure 1.19. Il se compose d'un microscope à force atomique LS5600 (Keysight®) interfacé avec un analyseur de réseaux PNA E8362B (Keysight®) par le réseau d'adaptation interférométrique de type Mach-Zender.

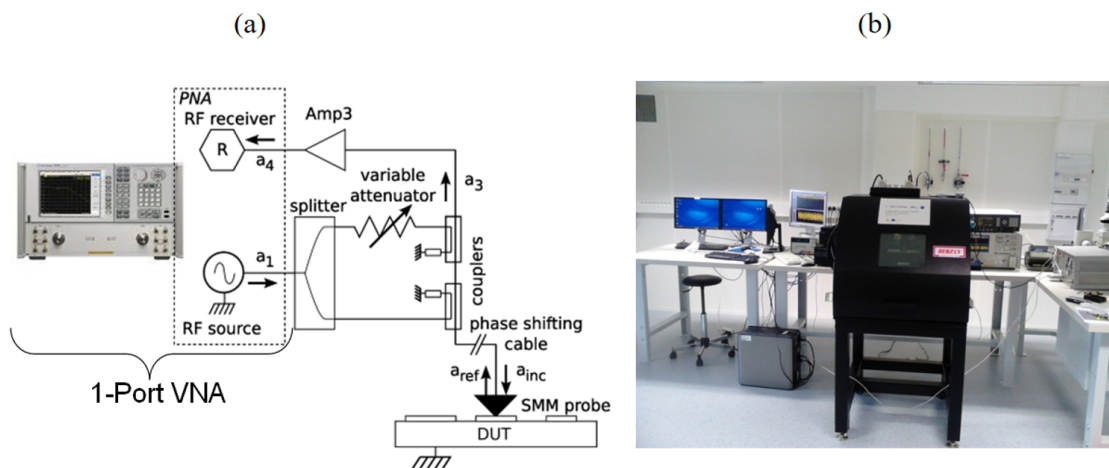


FIGURE 1.19 – (a) Microscope hyperfréquence champ-proche incorporant un réseau d'adaptation interférométrique de type Mach-Zehnder; (b) Photographie de l'équipement.

Les structures de test sont issues d'un kit de calibrage développé par MC2 - Technologies® et constituées de condensateurs MOS dont les valeurs varient de 0,17 à 3,5 fF. Les condensateurs MOS sont composés d'électrodes circulaires en or déposés par évaporation sur un diélectrique en dioxyde de silicium ( $\text{SiO}_2$ ) reposant sur un substrat en silicium de type P (résistivité 1 à 3  $\Omega\text{cm}$ ). Le kit d'étalonnage est représenté sur la figure 1.20. Afin de faire varier les valeurs de capacité, le diamètre de l'électrode supérieure varie de 1 à 4  $\mu\text{m}$  et l'épaisseur de  $\text{SiO}_2$  varie de 50 à 300 nm avec des marches de 80 nm. L'impédance des structures MOS à l'extrémité de la pointe de la sonde est modélisée par une capacité série  $C_{TOT}$  constituée d'une capacité d'oxyde  $C_{ox}$  (modélisée sous COMSOL®) et d'une capacité de déplétion  $C_{depl}$  (interface  $\text{SiO}_2/\text{Si}$  - déterminée théoriquement).

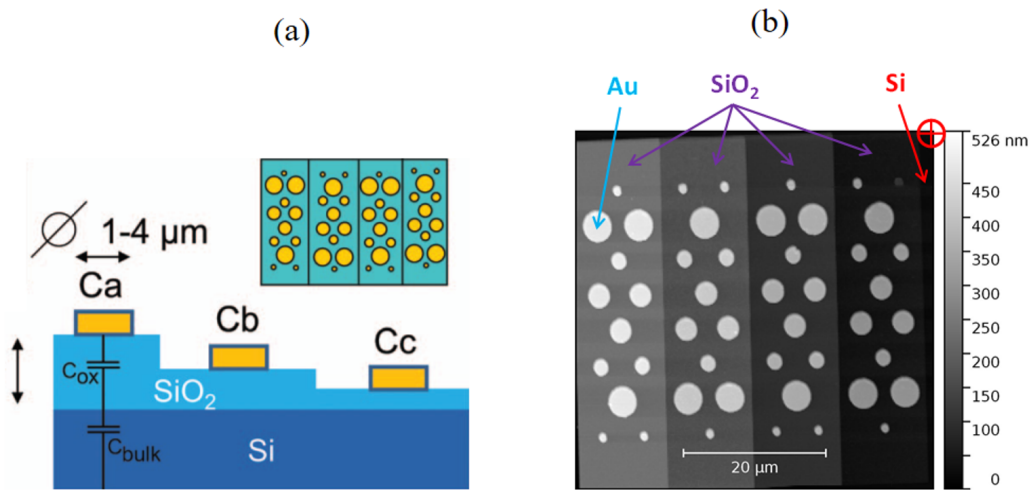


FIGURE 1.20 – (a) Kit de calibrage basé sur des condensateurs MOS; (b) Imagerie topographique par microscopie à force atomique.

Les mesures ont été réalisées autour de 9,95 GHz à l'aide d'une pointe AFM 25PT300A (Rocky Mountain Nanotechnology®). La puissance de source est fixée à 0 dBm et l'IFBW à 100 Hz. Les images sont scannées sur une surface de  $50 \times 50 \mu\text{m}^2$  à une vitesse de balayage de 0.625 ligne/s. En plus de l'image topographique, le système fournit les images en module et phase du coefficient de réflexion  $\Gamma$  (figure 1.21).

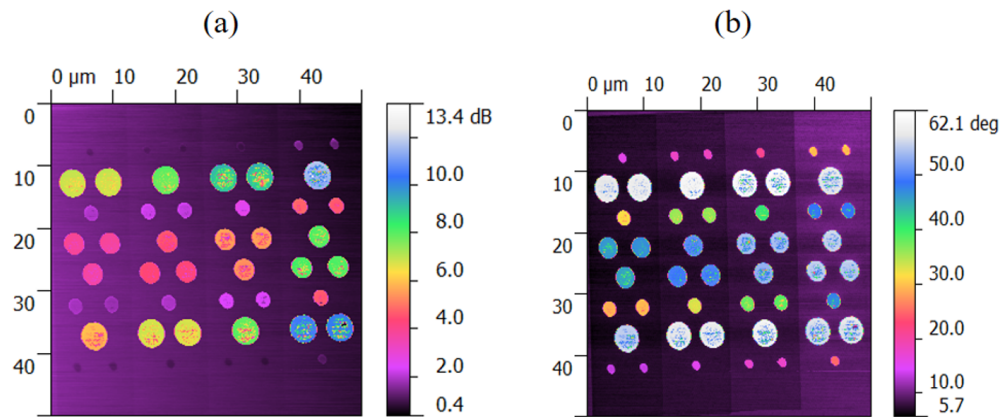


FIGURE 1.21 – Imagerie hyperfréquence du kit de calibrage; (a) Module et (b) phase du coefficient de réflexion complexe  $\Gamma$ .

Une procédure de calibrage vectoriel originale de type "sliding-short" (court-circuit décalé) en considérant une large gamme de capacités distribuées sur l'ensemble des valeurs a été mise en œuvre. La figure 1.22 présente une comparaison entre les valeurs de capacités modélisées et celles mesurées.



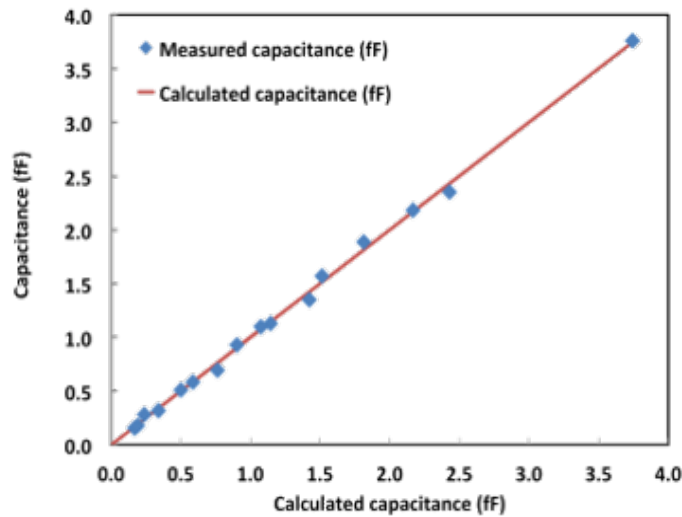


FIGURE 1.22 – Comparaison entre les capacités calculées et celles mesurées pour une fréquence de 9,95 GHz.

Nous avons rappelé dans cette section quelques techniques et méthodes non exhaustives utilisées pour la caractérisation hyperfréquence de nano dispositifs. D’après ces travaux pionniers, nous résumons dans le tableau 1.1 les avantages et des inconvénients de ces différentes méthodes.

TABLEAU 1.1 – État de l’art des méthodes de caractérisation hyperfréquence de nano dispositifs.

Instrument/Approches	Avantages	Inconvénients
Méthode Conventionnelle VNA : (1 et 2-port)	-Mise en œuvre facile -Propagation guidée -Mesures quantitatives -Bonne précision de mesure	-Accès CPW macroscopique/dimensions DST -Nécessite des procédures de cal. et d’épluchage précis
Pont de Wheatstone intégré (1-port)	- $Z_{DST}$ adaptée autour de $50\Omega$ -Bonne précision de mesure -Mesures quantitatives	- Nécessite des structures de test supplémentaires en plus du DST
Microscopie champ-proche (SMM)	-Adaptation dimensionnelle (Apex sonde $\approx$ Dim. DST) -Mesures quantitatives (électromagnétique et topographique)	-Propagation non guidée (ondes évanescentes) - Mesures "verticales" - Procédure de calibrage complexe

Néanmoins, si ces travaux permettent d’adresser la caractérisation électrique en régime dynamique haute fréquence des nano-objets, ils souffrent du manque de traçabilité de la mesure. La quantification des incertitudes de mesures relatives à la caractérisation hyperfréquence des nano-objets est une réelle question scientifique. Dans la littérature

beaucoup de publications sur les incertitudes de mesure des paramètres  $S$  sont proposées [25, 29, 34], cependant très peu de travaux s'intéressent à la quantification des incertitudes liées à la détermination des paramètres impédance/admittance [45]. Or, l'établissement et la validation de modèles hautes fréquences des dispositifs électroniques sont basées sur l'exploitation de paramètres impédances/admittances extraites à partir de mesures de paramètres  $S$ . Il est alors, nécessaire de quantifier les incertitudes de mesure relatives à la détermination de ces quantités. C'est l'un des objectifs de ces travaux de thèse et fera l'objet du prochain chapitre. Cependant, avant d'aborder ce chapitre nous présentons ci-dessous un historique retraçant le développement des sondes de mesure hyperfréquence pour situer le contexte technologique de ces travaux de thèse.

## 1.6 Technologie de quelques sondes RF

En l'espace de cinq décennies seulement, les techniques de mesure sous pointes ont connu une révolution technologique exceptionnelle [22, 43, 48, 50]. Les solutions disponibles sur le marché permettent aujourd'hui des mesures sur des plages de fréquences étendues jusqu'au THz. En outre, elles se sont dotées de nouvelles fonctionnalités intégrées dans l'environnement de la sonde (multiport, différentielle, signal mixte, températures supérieures à 500 ° C [43] et jusqu'à 4 K, mesures de forte puissance jusqu'à 60 W en mode de propagation d'onde continue). L'une des premières mesures hyperfréquences sous pointes jusqu'à 4 GHz était réalisée avec des sondes très différentes de celles utilisées de nos jours [51]. La structure de ces sondes est basée sur une ligne micro-ruban effilée mettant en contact le DST au travers d'un détournage réalisé dans le substrat de la sonde. Compte tenu de la difficulté de réaliser des mesures répétables, il était devenu évident de concevoir des sondes mieux optimisées, en particulier pour assurer une bonne adaptation d'impédance entre les pointes et le DST. Les règles de conception des sondes RF telles qu'elles sont définies aujourd'hui, présentées dans les références [46] et [47], ont constitué une véritable avancée dans le domaine de la technologie des sondes. Depuis, les règles suivantes sont désormais considérées pour la conception et la fabrication des sondes. En particulier, la ligne de transmission de la sonde d'impédance caractéristique  $50\Omega$  doit être mise en contact direct avec les plots de contact du DST sans fils de contact ("boun-

ding" en anglais). L'inclinaison de la sonde doit permettre de contacter simultanément les plots de signal et de masse. Cette procédure est appelée "planarisation de sonde". Le passage du guide d'onde microruban au guide d'onde coplanaire a facilité fortement la fabrication des sondes RF. En particulier, Tektronix® a finalement transformé les sondes "do-it-yourself" en un produit commercial pour l'industrie des semi-conducteurs RF (Figure 1.23) [47]. Cela a marqué le début de l'ère des mesures hyperfréquences sous pointes on-wafer.

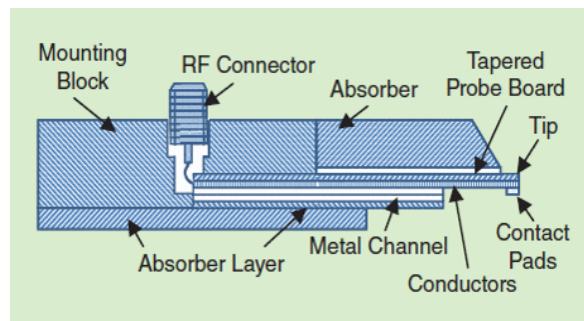


FIGURE 1.23 – Conception d'une sonde GSG en technologie coplanaire [37].

Aujourd'hui, toute une gamme de sondes RF est proposée par différents fournisseurs. L'évolution des technologies de sonde au fil des ans est illustrée en figure 1.24. Les performances en fréquence des sondes RF augmentent de façon exponentielle, de nouvelles technologies de sonde apparaissent et la liste des fabricants s'allonge.

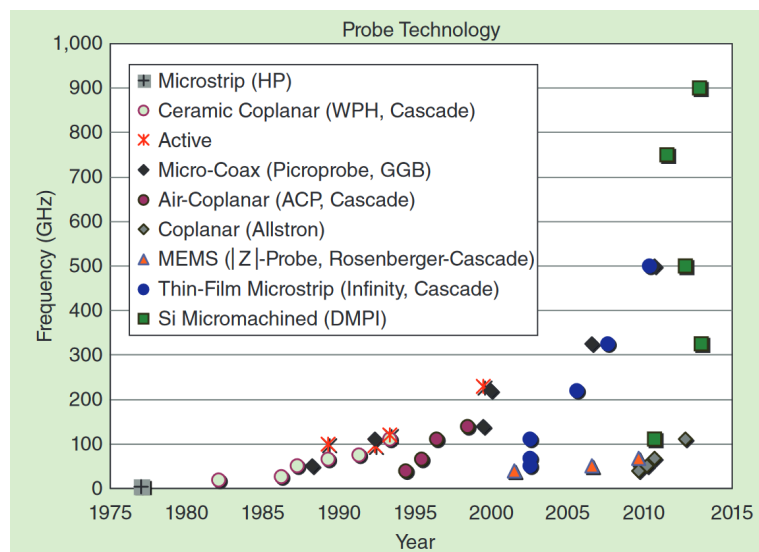


FIGURE 1.24 – Évolution technologique des sondes RF [37].

Au début des années 80, Tektronix® a lancé le tout premier modèle de sonde RF TMP-9600 ainsi que le substrat de calibrage en saphir CAL96 (figure 1.25).

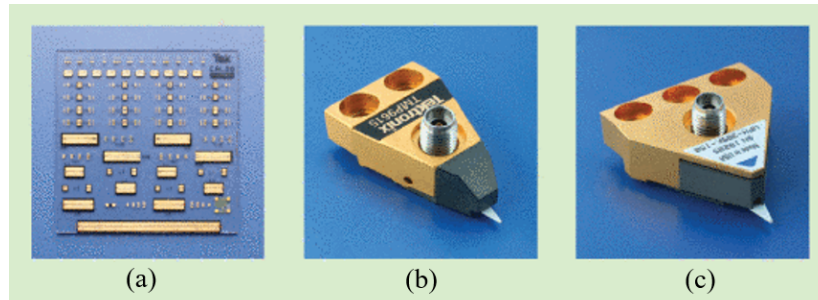


FIGURE 1.25 – Premier substrat d'étalonnage en saphir CAL96 disponible sur le commerce; (b) Sonde RF TMP9600 Tektronix® et (c) Sonde WPH Cascade Microtech® [37].

Afin de répondre aux besoins des circuits intégrés monolithiques hyperfréquences (MMIC), les sondes WPH en bande V et W sont introduites en 1991 et 1993, respectivement. Néanmoins, ces sondes ont souffert de plusieurs limitations techniques. La limite la plus critique était une ligne coplanaire en céramique fragile. Les principaux concepteurs des sondes ont quitté Tektronix® et ont fondé Cascade Microtech® en 1983.

L'année 1988 a été une autre étape importante lorsque GGB Industries® a déposé un brevet sur les sondes RF basées sur un câble micro-coaxial [3, 4]. Ainsi, des améliorations en termes de robustesse des sondes ont permis de prolonger leur durée de vie. Celles qui sont endommagées pouvaient être réutilisées de manière relativement simple et peu coûteuse. À peine quatre ans plus tard, en 1993 GGB Industries® introduisit une sonde en bande W [22]. En 1999, leurs sondes avaient atteint 220 GHz [12], puis 325 GHz en 2006 et 500 GHz en 2012. ACP (Cascade Microtech®) en réponse à Picoprobe de GGB, Cascade Microtech® a présenté la nouvelle sonde air-coplanaire (ACP) à 40 GHz en 1994. En l'espace de quelques années, les sondes ACP ont rapidement atteint des fréquences de 110 GHz et 140 GHz, remplaçant ainsi la gamme de produits WPH. En 2000, un troisième acteur, Rosenberger®, introduit un nouveau concept de sondes RF offrant un certain nombre d'avantages évidents par rapport aux technologies conventionnelles. La sonde dénommée |Z| utilise une transition directe du connecteur coaxial à la ligne de contact coplanaire isolée dans l'air. Cette transition effectuée dans le corps de la sonde permet de minimiser les discontinuités. Les contacts coplanaires ont été fabriqués à l'aide d'un procédé de lithographie UV et d'électro-déposition (UV-LIGA) très similaires à ceux utilisés

pour la fabrication de composants MEMS. Les sondes présentent une excellente durée de vie (plus d'un million de posés sur des surfaces de contact en Aluminium). Au milieu des années 90, le Silicium est devenu populaire pour les applications RF commerciales. Il a soulevé plusieurs défis pour les fabricants de sondes RF. Traditionnellement, les contacts des sondes RF étaient en Cuivre au béryllium (BeCu) peu adaptés aux tests sur contact en Al. Une oxydation rapide et une accumulation d'impuretés sur les pointes ne garantissent pas une bonne répétabilité du contact. Pour résoudre ce problème, les fabricants ont proposé des sondes RF à contacts en tungstène (W) [37]. Les contacts coplanaires ont été finalement fabriqués à partir de nickel (Ni), démontrant des performances de contact optimal aussi bien sur des contacts Al et or. Suite à la demande croissante de caractérisation hyperfréquence de dispositifs MOS et BiCMOS et à la réduction de la taille des pads du DST, Cascade Microtech® a présenté de nouvelles sondes basées sur une technologie en couche mince. En 2009-2011, des sondes micro-usinées sont introduites par DMPI® pour adresser le marché émergent du sub-THz. Les différentes approches de conception des sondes sont données en figure 1.26. Comme nous pouvons le voir sur cette figure, toutes ces sondes sont basées sur une topologie coplanaire (Masse-Signal-Masse). Le bout de la sonde est constitué de trois aiguilles, les deux aiguilles extérieures sont connectées à la masse et celle du milieu au signal. Les paramètres clés qui caractérisent ces sondes notamment, l'écartement entre les pointes (pitch), et la gamme fréquences sont reportés dans le tableau 1.2.

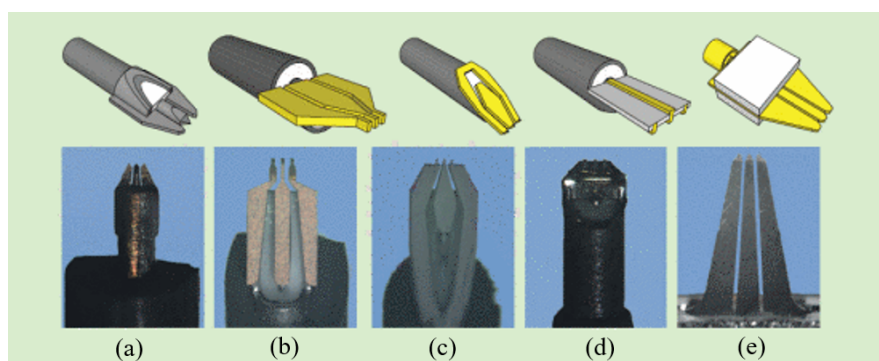


FIGURE 1.26 – Technologie de sondes GSG : (a) Picoprobe; (b) ACP; (c) Allstron; (d) Infinity et (e) |Z| Probe.

TABLEAU 1.2 – Caractéristiques et performances fréquentielles des sondes GSG [37].

Technologie	Écartement des pointes (Pitch) ( $\mu\text{m}$ )	Gamme de fréquences (GHz)
Picoprobe	100	220, 325, 500
ACP	125	40, 110, 140
Allstron	100	110
Infinity	125	40, 50, 67, 110, 220, 325, 500
Z  Probe	125	40
"Micromachined Probes"	25	600, 900
Microsondes (IEMN)	4,5	20-30

Ce tableau renseigne, d'une part, sur les performances fréquentielles des sondes RF usuelles (GSG) et, d'autre part, sur leurs dimensions. Nous pouvons constater que les sondes miniaturisées à l'état de l'art ont des pitch  $\geq 25 \mu\text{m}$  avec des surfaces de contact de l'ordre de  $10 \times 10 \mu\text{m}^2$ . Ces sondes requièrent par conséquent, des plots de test dont les dimensions minimales sont de l'ordre de  $50 \times 50 \mu\text{m}^2$  afin d'assurer un contact optimal. Les effets électriques parasites (capacités...) engendrés par de tels plots deviennent prédominants et sont des causes de premier ordre d'imprécision des mesures HF de nano-dispositifs. La réduction des plots autour de quelques  $\mu\text{m}^2$  s'avère un point incontournable et nécessite un changement radical des dimensions des sondes. Un des principaux objectifs de la thèse est la validation d'une nouvelle instrumentation de mesure hyperfréquence sous pointe de nano-dispositifs mettant en œuvre des sondes miniaturisées basées sur une technologie MEMS sur substrat SOI. Ces travaux constitueront l'objet du dernier chapitre de ce manuscrit.

## **1.7 Conclusion**

Ce chapitre a présenté, dans un premier temps les outils et les méthodes de caractérisation hyperfréquence. Ensuite nous avons décrit l'instrumentation hyperfréquence ainsi que le principe de mesure des paramètres de dispersion ainsi que les procédures de calibrage vectoriel et d'épluchage. Les principales techniques et outils inhérents à ces procédés de correction sont également rappelées. Dans un deuxième temps, une partie de ce chapitre a été consacrée à l'état de l'art de quelques travaux relatifs à la caractérisation hyperfréquence de nano-dispositifs. Différentes approches ont été confrontées en termes d'avantages et d'inconvénients. Finalement, un historique retraçant le développement des sondes de mesure hyperfréquence ont permis de situer le contexte technologique de ces travaux.

## 1.8 Références

- [1] E. A. Ash and G. Nicholls. Super-resolution aperture scanning microscope. 237(5357) :510. 29
- [2] Dave Blackham and Ken Wong. Latest advances in vna accuracy enhancements. *Microwave Journal*, 48(7) :78–87, 2005. 18
- [3] Gregory G. Boll and Harry J. Boll. Integrated circuit probing apparatus. 35
- [4] Gregory G Boll and Harry J Boll. Integrated circuit probing apparatus including a capacitor bypass structure, December 13 1994. US Patent 5,373,231. 35
- [5] HARRY M. Cronson and LEON Susman. A dual six-port automatic network analyzer. In *Microwave symposium Digest, 1980 IEEE MTT-S International*, pages 434–436. IEEE. 18
- [6] Andrew Davidson, Keith Jones, and Eric Strid. LRM and LRRM calibrations with automatic determination of load inductance. In *ARFTG Conference Digest-Fall, 36th*, volume 18, pages 57–63. IEEE. 19
- [7] Andrew Davidson, Eric Strid, and Keith Jones. Achieving greater on-wafer s-parameter accuracy with the LRM calibration technique. In *ARFTG Conference Digest-Winter, 34th*, volume 16, pages 61–66. IEEE. 18, 19
- [8] Marina Deng. Contribution à la caractérisation et la modélisation jusque 325 GHz de transistors HBT des technologies BiCMOS. 21
- [9] Marina Deng, Sylvie Lepilliet, François Danneville, Gilles Dambrine, Daniel Gloria, Nicolas Derrier, and Pascal Chevalier. Benefits and validation of 4-dummies de-embedding method for characterization of sige hbt in g-band. In *Microwave Conference (EuMC), 2013 European*, pages 1359–1362. IEEE, 2013. 21
- [10] 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*, pages 909–914. IEEE, 1988. 19
- [11] H-J Eul and Burkhard Schiek. A generalized theory and new calibration procedures for network analyzer self-calibration. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 39(4) :724–731, 1991. 19
- [12] Todd Gaier, Lorene Samoska, Charles Oleson, and Greg Boll. On-wafer testing of circuits through 220 GHz. In *Ultrafast Electronics and Optoelectronics*, page UThC5. Optical Society of America. 35



- [13] Luis Gomez-Rojas, Somnath Bhattacharyya, Ernest Mendoza, David C Cox, J Mauricio Rosolen, and S Ravi P Silva. Rf response of single-walled carbon nanotubes. *Nano letters*, 7(9) :2672–2675, 2007. 25
- [14] Kamel HADDADI. *Mesure hyperfréquence des propriétés électromagnétiques de matériaux : 300 MHz à 300 GHz*. xi, 15
- [15] Wenhai Han. Introduction to scanning microwave microscopy (AGILENT TECHNOLOGIES). xii, 29
- [16] H. Happy, K. Haddadi, D. Theron, T. Lasri, and G. Dambrine. Measurement techniques for RF nanoelectronic devices : New equipment to overcome the problems of impedance and scale mismatch. 15(1) :30–39. xi, 26
- [17] Chuan-Lun Hsu, Gustavo Ardila, and Philippe Benech. High-frequency characterization and modeling of single metallic nanowires. 63(1). 23, 24
- [18] Kichul Kim, T. Mitch Wallis, Paul Rice, Chin-Jen Chiang, Atif Imtiaz, Pavel Kabos, and Dejan S. Filipovic. A framework for broadband characterization of individual nanowires. 20(3) :178–180. xi, 22, 23
- [19] MCAM Koolen, JAM Geelen, and MPJG Versleijen. An improved de-embedding technique for on-wafer high-frequency characterization. In *Bipolar Circuits and Technology Meeting, 1991., Proceedings of the 1991*, pages 188–191. IEEE, 1991. 21
- [20] Kaneyuki Kurokawa. Power waves and the scattering matrix. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, 13(2) :194–202, 1965. 10, 12
- [21] Stephen Lautzenhiser, Andrew Davidson, and Keith Jones. Improve accuracy of on-wafer tests via lrm calibration. *Microwaves & RF*, 29(1) :105–109, 1990. 19
- [22] S. M. J. Liu and G. G. Boll. A new probe for w-band on-wafer measurements. In *1993 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pages 1335–1338 vol.3. 33, 35
- [23] Roger B. Marks. Formulations of the basic vector network analyzer error model including switch-terms. In *ARFTG Conference Digest-Fall, 50th*, volume 32, pages 115–126. IEEE. 18
- [24] Roger B. Marks. A multiline method of network analyzer calibration. 39(7) :1205–1215. 19
- [25] Roger B Marks. Formulations of the basic vector network analyzer error model including switch-terms. In *ARFTG Conference Digest-Fall, 50th*, volume 32, pages 115–126. IEEE, 1997. 33

- 
- [26] Roger B. Marks and Dylan F. Williams. A general waveguide circuit theory. 97(5) :533-10
- [27] L. Nougaret, G. Dambrine, S. Lepilliet, H. Happy, N. Chimot, V. Derycke, and J.-P. Bourgoïn. Gigahertz characterization of a single carbon nanotube. 96(4) :042109. xi, 26
- [28] J. E. Pence. Verification of LRRM calibrations with load inductance compensation for CPW measurements on GaAs substrates. In *42nd ARFTG Conference Digest*. 20
- [29] Roger D Pollard. Verification of system specifications of a high performance network analyzer. In *ARFTG Conference Digest-Spring, 23rd ARFTG*, volume 5, pages 38–50. IEEE, 1984. 33
- [30] M. Potéreau, M. Deng, C. Raya, B. Ardouin, K. Aufinger, C. Ayela, M. De Matos, A. Curutchet, S. Frégonèse, and T. Zimmer. Meander type transmission line design for on-wafer TRL calibration. In *2016 46th European Microwave Conference (EuMC)*, pages 381–384. 18
- [31] Laurent Poulain. *Développement d'un outil de caractérisation millimétrique de bruit dans la bande de fréquences 110-320 GHz*. 21
- [32] F. Purroy and L. Pradell. New theoretical analysis of the LRRM calibration technique for vector network analyzers. 50(5) :1307–1314. 19
- [33] Stig Rehnmark. On the calibration process of automatic network analyzer systems (short papers). 22(4) :457–458. 19
- [34] Nick M Ridler and Martin J Salter. Evaluating and expressing uncertainty in complex s-parameter measurements. In *ARFTG Conference Digest-Fall, 56th*, volume 38, pages 1–13. IEEE, 2000. 33
- [35] A. Rumiantsev, H. Heuermann, and S. Schott. A robust broadband calibration method for wafer-level characterization of multiport devices. In *2007 69th ARFTG Conference*, pages 1–5. 18
- [36] A. Rumiantsev, P. Sakalas, N. Derrier, D. Celi, and M. Schroter. Influence of probe tip calibration on measurement accuracy of small-signal parameters of advanced BiCMOS HBTs. In *2011 IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting*, pages 203–206. 18
- [37] Andrej Rumiantsev and Ralf Doerner. RF probe technology : History and selected topics. 14(7) :46–58. xii, xxi, 34, 35, 36, 37

- [38] D. Rytting. ARFTG 50 year network analyzer history. In *2008 71st ARFTG Microwave Measurement Conference*, pages 1–8. 16
- [39] D. K. Rytting. Network analyzer accuracy overview. In *58th ARFTG Conference Digest*, volume 40, pages 1–13. 19
- [40] Doug Rytting. Network analyzer error models and calibration methods. 16
- [41] A. M. E. Safwat and L. Hayden. Sensitivity analysis of calibration standards for SOLT and LRRM. In *58th ARFTG Conference Digest*, volume 40, pages 1–10. 20
- [42] Amr ME Safwat, Mike Andrews, Leonard Hayden, K. Reed Gleason, and Eric Strid. A probe technology for 110+ GHz integrated circuits with aluminum pads. In *59th ARFTG Conference Digest*. 14
- [43] Zachary D. Schwartz, Alan N. Downey, Samuel A. Alterovitz, and George E. Ponchak. High-temperature RF probe station for device characterization through 500/spl deg/c and 50 GHz. *54(1)* :369–376. 33
- [44] H. V. Shurmer. Calibration procedure for computer-corrected s parameter characterisation of devices mounted in microstrip. *9(14)* :323–324. 18
- [45] Deniss Stepins, Gundars Asmanis, and Aivis Asmanis. Measuring capacitor parameters using vector network analyzers. *Electronics*, *18(1)* :29–38, 2014. 33
- [46] E. Strid and K. R. Gleason. A microstrip probe for microwave measurements on GaAs FET and IC wafers. In *IEEE Gallium Arsenide Integrated Circuit Symp.* 33
- [47] E. W. Strid and K. Reed Gleason. A DC-12 GHz monolithic GaAsFET distributed amplifier. *29(7)* :1065–1071. 33, 34
- [48] Eric Strid, Doug Dunn, Mohammad Shakouri, Dylan Williams, and Mike Golio. On-wafer testing issues for the 90's and beyond. In *ARFTG Conference Digest-Winter, 38th*, volume 20, pages 139–169. IEEE. 14, 33
- [49] EdwardH Synge. XXXVIII. a suggested method for extending microscopic resolution into the ultra-microscopic region. *6(35)* :356–362. 29
- [50] Tauno Vaha-Heikkila, Jussi Varis, Hannu Hakojarvi, and Jussi Tuovinen. Wideband cryogenic on-wafer measurements at 20-295 k and 50-110 GHz. In *Microwave Conference, 2003. 33rd European*, volume 3, pages 1167–1170. IEEE. 33
- [51] R. Van Tuyl, Charles Liechti, Robert Lee, and Elmer Gowen. 4-GHz frequency division with GaAs MESFET ICs. In *Solid-State Circuits Conference. Digest of Technical Papers. 1977 IEEE International*, volume 20, pages 198–199. IEEE. 33

- [52] Paul J. van Wijnen. A new straightforward calibration and correction procedure for on wafer high frequency s-parameter measurements (45mhz-18ghz). In *Proceedings of the Bipolar Circuits and Technology Meeting, 1987*. 21
- [53] E. P. Vandamme, D. M. M. P. Schreurs, and G. Van Dinther. Improved three-step de-embedding method to accurately account for the influence of pad parasitics in silicon on-wafer RF test-structures. 48(4) :737–742. 21
- [54] Matthieu Vanmackelberg. Contribution à la caractérisation hyperfréquence de composants MOSFET en vue de la conception de fonctions intégrées pour des applications en gamme millimétrique. 21
- [55] Scott A. Wartenberg. Selected topics in RF coplanar probing. 51(4) :1413–1421. 14
- [56] Dylan F Williams and Roger B Marks. Lrm probe-tip calibrations using nonideal standards. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, 43(2) :466–469, 1995. 19
- [57] Z. Yu and P. J. Burke. Microwave transport in metallic single-walled carbon nanotubes. 5(7) :1403–1406. 25



# Modélisation et évaluation de l'incertitude de mesure sous pointes de composants très haute impédance dans le domaine des micro-ondes

## Sommaire

---

<b>2.1 Méthodologie pour la détermination de l'incertitude de mesure sous pointes</b> . . . . .	<b>49</b>
2.1.1 Méthodologie - Configuration de mesure en réflexion (1-port) . . .	51
2.1.2 Méthodologie - Configuration de mesure en transmission (2-port) .	59
<b>2.2 Application à la caractérisation électrique sous pointes de varicaps sub-fF</b>	<b>67</b>
2.2.1 Présentation de la filière technologique BiCMOS 55 nm de STMicroelectronics® . . . . .	67
2.2.2 Varicap sub-fF de la filière technologique BiCMOS 55 nm de STMicroelectronics® . . . . .	69
2.2.3 Description du banc de mesure expérimental . . . . .	71
2.2.4 Incertitudes de mesure sous pointes de capacités sub-fF – Partie simulation . . . . .	76
2.2.5 Incertitudes de mesure sous pointes de capacités sub-fF – Partie expérimentale . . . . .	80
2.2.6 Répétabilité de mesure et variabilité technologique . . . . .	86
<b>2.3 Application à la caractérisation sous pointes de nano-résistances métalliques</b> . . . . .	<b>88</b>

2.3.1	Fabrication des nano-resistances . . . . .	88
2.3.2	Banc expérimental - Procédure de calibrage . . . . .	91
2.3.3	Mesure des paramètres S des structures de test . . . . .	91
2.3.4	Procédure d'épluchage - extraction des capacités et des conductances apparentes . . . . .	94
2.3.5	Estimation des incertitudes de mesure sur les conductances et les capacités apparentes . . . . .	97
<b>2.4</b>	<b>Nano-positionnement piézoélectrique . . . . .</b>	<b>99</b>
2.4.1	Résultats et discussions . . . . .	101
<b>2.5</b>	<b>Conclusion . . . . .</b>	<b>104</b>
<b>2.6</b>	<b>Références . . . . .</b>	<b>105</b>

---

---

## Introduction

Pour valider les modèles haute fréquence de nano composants, il faut atteindre des mesures d'impédance dont la précision sur les partie réelle et imaginaire doivent être quantifiées. Ceci passe nécessairement par la caractérisation électrique haute fréquence de ces composants au travers de mesures de paramètres  $S$ . Il est connu depuis l'avènement des VNAs modernes et de l'invention et la mise sur le marché de pointes haute fréquence (vers les années 80), que les incertitudes de mesure de paramètres  $S$  sont relatives à la procédure de calibrage (associé à un modèle vectoriel d'erreurs dites "systématiques"), à la répétabilité du contact (positionnement, qualité, dégradation), et aux conditions environnementales de la mesure (gradient de température, hygrométrie, différentes sources et types de bruit de l'instrumentation).

La caractérisation électrique en régime petit-signal dans les gammes de fréquences micro-ondes et millimétriques permet, à partir de la mesure des paramètres  $S$  du composant sous investigation, d'établir des modèles électriques sous forme de schémas équivalents pour alimenter les plateformes de conception assistée par ordinateur (CAO). D'autre part, ce type de mesure nous permet de confronter les modèles dits "électriques" aux modèles physiques (HICUM par exemple).

Ce chapitre propose une démarche pour la modélisation, l'évaluation et l'expression des incertitudes associées à la mesure sous pointes d'impédances  $Z$  et/ou admittances  $Y$ . En particulier, l'expression des incertitudes sur les paramètres impédances/admittances constitue l'objet central de ce chapitre. L'étude est basée sur le modèle de calcul d'incertitudes de paramètres  $S$  de Doug Rytting [24]. Nous utilisons, dans un premier temps ce modèle pour évaluer les incertitudes de mesure sur les paramètres  $S$  des impédances/admittances arbitraires choisies comme dispositifs de test. Ensuite, nous propageons ces incertitudes sur les parties réelle et imaginaire de ces impédances/admittances. Pour cela, nous appliquons la loi de propagation des incertitudes [9, 13, 29]. Le chapitre est structuré en deux grandes parties.

- Dans la première partie, nous appliquons l'étude théorique proposée sur des impédances théoriques "purement" résistives et "purement" capacitives dans le cas de mesures en réflexion et en transmission.



- Dans une seconde partie, cette étude analytique est confrontée à une évaluation expérimentale. Ainsi, des varicaps (sub-fF) issues de la technologie BiCMOS 55nm de STMicroelectronics® et des nano-résistances métalliques sont caractérisées sous pointes.
- Enfin, fort de ces deux études, une technique de nano-positionnement automatisé est mise en œuvre pour entrevoir la réduction des incertitudes de mesure liées aux posés manuels des sondes.

## 2.1 Méthodologie pour la détermination de l'incertitude de mesure sous pointes

Nous proposons dans ce paragraphe une méthodologie synthétique pour la propagation de l'incertitude de mesure sous pointes sur des impédances/admittances choisies arbitrairement comme dispositifs sous test. L'objectif visé est la prédiction de l'incertitude de mesure inhérente à l'instrumentation hyperfréquence sur la détermination des paramètres  $S$  ou  $Z$ . En particulier, la méthode implémentée sous MATLAB® requière uniquement les erreurs résiduelles relatives au calibrage vectoriel [15, 23, 28], ainsi que la configuration de mesure du VNA (1-port ou 2-port) pour la détermination de l'incertitude de mesure sur les paramètres  $S$  ou sur l'impédance complexe  $Z$  du DST. Cependant, notons que la sensibilité de mesure dépend entre autres, de la configuration du VNA. Ainsi, avant de présenter l'approche proposée, nous rappelons en figure 2.1 les trois configurations de mesure du VNA utilisées conventionnellement pour caractériser l'impédance des dispositifs électroniques en hyperfréquence.

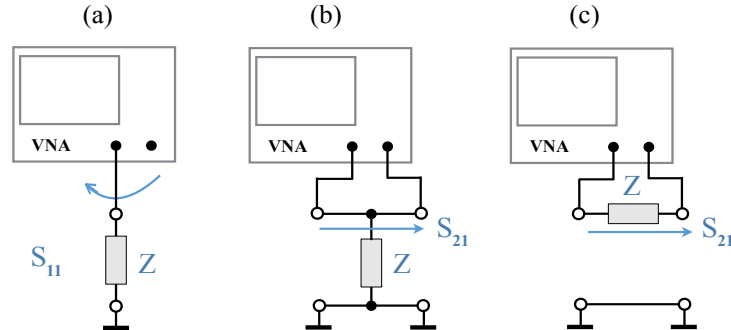


FIGURE 2.1 – Différentes configurations associées au VNA pour la mesure d'impédance (a) Méthode du coefficient de réflexion  $S_{11}$ . Méthode du coefficient de transmission  $S_{21}$  (b) DST connecté en shunt et (c) DST connecté en série.

La configuration de mesure 1-port (figure 2.1. a) permet la mesure du coefficient de réflexion  $S_{11}$  (ou  $\Gamma$ ) du DST représenté ici par un dipôle d'impédance  $Z$ . L'expression de  $S_{11}$  en fonction de l'impédance est donnée par la relation 2.1 ; où  $Z_0$  est l'impédance de référence du VNA.

$$S_{11} = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad (2.1)$$

Dans la configuration de mesure 2-ports, le DST est connecté soit en série, soit en

parallèle (shunt) comme nous pouvons le voir sur les figures 2.1. b) et c). Dans ces deux cas de figure, le DST (dipôle) est connecté dans une configuration de type quadripôle. Les matrices  $[S_{série}]$  et  $[S_{para}]$  (para : pour parallèle) associées à ces deux configurations de mesure sont données par les relations 2.2 et 2.3 respectivement. Dans ces relations,  $Y_0$  est l'inverse de  $Z_0$ , il s'exprime en Siemens (S).

$$\begin{bmatrix} S_{11série} & S_{12série} \\ S_{21série} & S_{22série} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z}{Z+2Z_0} & \frac{2Z_0}{Z+2Z_0} \\ \frac{2Z_0}{Z+2Z_0} & \frac{Z}{Z+2Z_0} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$$\begin{bmatrix} S_{11para} & S_{12para} \\ S_{21para} & S_{22para} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-Y}{Y+2Y_0} & \frac{2Y_0}{Y+2Y_0} \\ \frac{2Y_0}{Y+2Y_0} & \frac{-Y}{Y+2Y_0} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Notons que la sensibilité de mesure du VNA vis-à-vis des paramètres  $S_{ij}$  dépend de la configuration de mesure. La figure 2.2 illustre la relation entre les paramètres  $S_{ij}$  et les impédances.

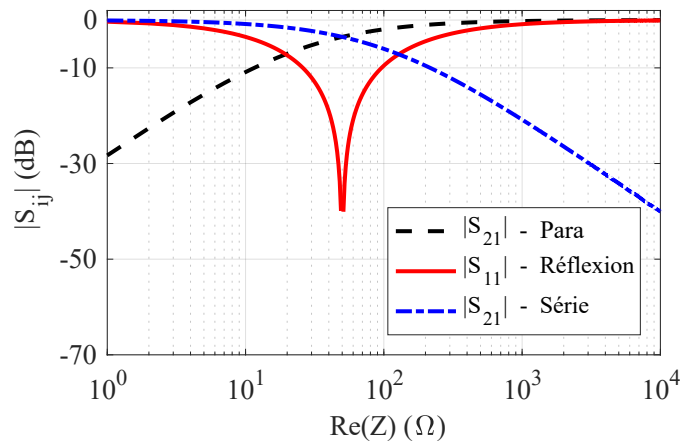


FIGURE 2.2 – Paramètres S en fonction de la partie réelle de l'impédance pour les trois configurations du VNA.

Concernant la mesure du coefficient de réflexion, la sensibilité de mesure est maximale pour des impédances proches de l'impédance caractéristique  $Z_0$  du VNA. Celle-ci se dégrade lorsque la valeur de l'impédance s'éloigne de  $Z_0$ . Par ailleurs, nous pouvons constater que pour des impédance éloignées de  $Z_0$ , la configuration de mesure 2-ports apporte plus de dynamique et de sensibilité de mesure. Par exemple, considérons le cas où le DST est branché en série (courbe bleue - traits rapprochés), nous pouvons constater une dynamique de 40 dB autour d'une impédance de 10 kΩ. La sensibilité de mesure est

très bonne dans la gamme d'impédances [50Ω - 10kΩ].

### 2.1.1 Méthodologie - Configuration de mesure en réflexion (1-port)

Nous rappelons ci-dessous l'expression du coefficient de réflexion complexe  $S_{11}$  du dispositif sous test connecté sur le port de mesure de l'analyseur de réseaux vectoriel.

$$S_{11} = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} = |S_{11}|e^{j\phi_{11}} = |S_{11}|(\cos\phi_{11} + j\sin\phi_{11}) \quad (2.4)$$

où  $Z$  et  $Z_0$  représentent respectivement l'impédance complexe du DST et l'impédance de référence du dispositif de mesure tandis que  $|S_{11}|$  et  $\phi_{11}$  représentent respectivement le module et la phase du coefficient de réflexion complexe  $S_{11}$  du DST.

A partir de la relation 2.4, l'expression de l'impédance  $Z$  est donnée comme suit :

$$Z = Z_0 \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} = Z_0 \frac{1 - |S_{11}|^2 + j2|S_{11}|\sin\phi_{11}}{1 - 2|S_{11}|\cos\phi_{11} + |S_{11}|^2} \quad (2.5)$$

#### — ÉTAPE 1 : Détermination des termes d'erreurs résiduelles

Rappelons qu'il existe dans la littérature, de nombreuses techniques pour la détermination des erreurs résiduelles[23, 28, 32]. Le choix de la méthode est conditionné par le type de calibrage ou encore le support de propagation (guide d'onde métallique, ligne coaxiale, mesure "on-wafer"). Dans notre cas, nous optons pour une méthode statistique consistant à déterminer l'écart type sur les termes d'erreur systématiques en considérant plusieurs calibrages successifs. En effet, en effectuant plusieurs procédures de calibrage, on obtient des termes d'erreur systématiques correspondant à ces différents calibrages; dans le cas de mesure en réflexion (1-port), nous avons l'erreur de directivité  $E_D$ , de réponse en fréquence en réflexion  $E_R$  et de désadaptation de la source  $E_S$ . Une étude statistique permet de quantifier la dispersion de chaque terme d'erreur par rapport à une valeur moyenne définie par le nombre de calibrages. Cette dispersion évaluée en termes d'écart type sur un terme d'erreur systématique donné, représente l'erreur résiduelle associée ce dernier.

A titre d'illustration, nous résumons dans le tableau 2.1 les erreurs résiduelles déterminées pour une configuration de mesure on-wafer dans les bandes de fréquences

10 MHz-10 GHz et 13,5 GHz-20 GHz. Comme on peut le voir dans le tableau, ces erreurs augmentent avec la fréquence.

TABLEAU 2.1 – Erreurs résiduelles obtenues à partir de 10 calibrations successives (Keysight® E8361A-PNA,  $P_{RF} = -10$  dBm, IFBW = 100 Hz, calibrage "off-wafer" LRRM).

Erreurs résiduelles	10 MHz-10 GHz	13,5 GHz-20 GHz
$\delta$	0,0015	0,0032
$\mu_1$	0,0046	0,0163
$\tau_1$	0,0040	0,0121

— **ÉTAPE 2 : Détermination des incertitudes de mesure  $\Delta|S_{11}|$  et  $\Delta\phi_{11}$  sur le module  $|S_{11}|$  et sur la phase  $\phi_{11}$  du coefficient de réflexion  $S_{11}$ .**

La détermination des incertitudes de mesure  $\Delta|S_{11}|$  et  $\Delta\phi_{11}$  est obtenue par propagation des erreurs résiduelles déterminées préalablement en utilisant le modèle de propagation de l'erreur développé par D. Rytting [23]. Le graphe de fluence associé à ce modèle est donné en figure 2.3.

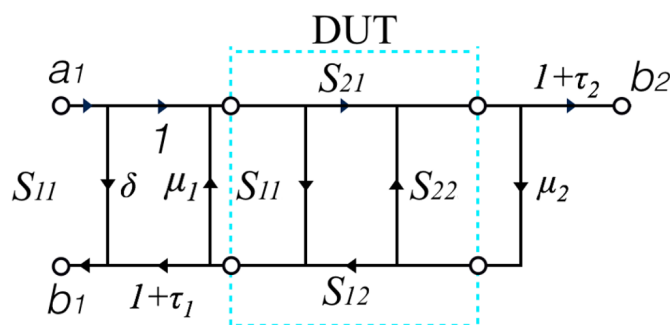


FIGURE 2.3 – Modèle Rytting simplifié dans le cas de mesure en sens "direct".

Les termes  $\delta$ ,  $\mu_1$ ,  $\mu_2$ ,  $\tau_1$  et  $\tau_2$  sont définis comme suit :

- $\delta$  : erreur résiduelle de directivité
- $\mu_1$  : erreur résiduelle de désadaptation de la source
- $\tau_1$  : erreur résiduelle de réponse en fréquence en réflexion
- $\mu_2$  : erreur résiduelle de désadaptation de la charge
- $\tau_2$  : erreur résiduelle de réponse en fréquence en transmission

Rappelons que les erreurs résiduelles sont des quantités complexes. Notons, cependant que dans le modèle Rytting seuls les modules de ces erreurs sont considérés. En effet, les termes d'erreurs résiduelles représentent graphiquement, des vecteurs colinéaires dont les valeurs s'ajoutent afin de déterminer des incertitudes de mesure  $\Delta|S_{11}|$  et  $\Delta\phi_{11}$  maximales (relations 2.6 et 2.7).

$$\Delta|S_{11}| \approx \delta + \tau_1|S_{11}| + \mu_1|S_{11}|^2 + \mu_2|S_{12}||S_{21}| \quad (2.6)$$

$$\Delta\phi_{11} \approx \arcsin\left(\frac{\Delta|S_{11}|}{|S_{11}|}\right) \quad (2.7)$$

Notons que ce graphe de fluence représente le modèle simplifié de Rytting; le modèle complet prend en compte d'autres types d'erreurs [23, 25]; notamment, les erreurs de non linéarité, le bruit électronique, la stabilité des câbles etc. Ces termes d'erreur ne sont pas considérés dans le cas de ces travaux; leurs contributions étant négligeables devant celles des termes d'erreurs décrits précédemment.

— **ÉTAPE 3 : Détermination des incertitudes de mesure  $\Delta Re(Z)$  et  $\Delta Im(Z)$  sur les parties réelle  $Re(Z)$  et imaginaire  $Im(Z)$  de l'impédance  $Z$ .**

A partir de la relation 2.5, nous exprimons les parties réelle et imaginaire de  $Z$  en fonction de  $|S_{11}|$  et  $\phi_{11}$  à l'aide des formulations suivantes :

$$Re(Z) = Z_0 \frac{1 - |S_{11}|^2}{1 - 2|S_{11}|\cos\phi_{11} + |S_{11}|^2} \quad (2.8)$$

$$Im(Z) = Z_0 \frac{2|S_{11}|\sin\phi_{11}}{1 - 2|S_{11}|\cos\phi_{11} + |S_{11}|^2} \quad (2.9)$$

Nous appliquons alors la loi de propagation de l'incertitude composée comme décrite dans le GUM (Guide to the expression of uncertainty in measurement) [3], aux deux relations précédentes en vue d'établir les incertitudes de mesure absolues  $\Delta Re(Z)$  et  $\Delta Im(Z)$  respectivement sur les parties réelle et imaginaire de l'impédance  $Z$  (relations 2.10 et 2.11).

$$\Delta Re(Z) = \sqrt{\left(\frac{\partial Re(Z)}{\partial |S_{11}|} \Delta |S_{11}| \right)^2 + \left(\frac{\partial Re(Z)}{\partial \phi_{11}} \Delta \phi_{11} \right)^2} \quad (2.10)$$

$$\Delta Im(Z) = \sqrt{\left(\frac{\partial Im(Z)}{\partial |S_{11}|} \Delta |S_{11}| \right)^2 + \left(\frac{\partial Im(Z)}{\partial \phi_{11}} \Delta \phi_{11} \right)^2} \quad (2.11)$$

Dans ces expressions, les dérivées partielles sont déterminées analytiquement.

Un code de calcul basé sur les étapes décrites précédemment a été développé sous MATLAB®. Ce dernier requière en entrée uniquement les termes d'erreurs systématiques relatifs au calibrage vectoriel. Ce programme permet de prédire les incertitudes de mesure dans le cas d'une configuration de mesure en réflexion, i.e. dispositif sous test connecté sur le port de mesure de l'analyseur de réseaux. Dans la section suivante, nous distinguons deux cas relatifs à la mesure d'impédances "purement" réelles puis à la mesure d'impédances "purement" capacitives.

### **Incertitudes de mesure - cas d'impédances réelles**

Le premier cas choisi traite des résistances dont les valeurs couvrent la plage 10Ω - 100kΩ. Rappelons que l'objectif de ces travaux vise à adresser la traçabilité d'impédances extrêmes, très éloignés de l'impédance de référence de l'analyseur de réseaux vectoriel, i.e. 50Ω. Dans le cadre de cette étude, nous considérons les valeurs d'erreurs résiduelles présentées dans le Tableau 2.1. La configuration de mesure on-wafer dans la bande de fréquences 10 MHz-20 GHz utilise un calibrage de type SOL. Le programme présenté dans le paragraphe précédent permet de déterminer l'évolution du coefficient de réflexion  $S_{11}$  ainsi que les incertitudes absolues sur le module  $\Delta |S_{11}|$ , sur la phase  $\Delta \phi_{11}$ , sur la partie réelle de l'impédance  $\Delta Re(Z)$  ou encore sur la partie réelle de l'admittance  $\Delta Re(Y)$ .

En premier lieu, nous présentons en figure 2.4. a) et b) les évolutions du module  $|S_{11}|$  et de la phase  $\phi_{11}$  du coefficient de réflexion  $S_{11}$  en fonction de la partie réelle de l'impédance  $Re(Z)$ . Pour des valeurs de  $Re(Z)$  proches de l'impédance de référence du VNA, nous notons une très bonne sensibilité de mesure. Nous voyons clairement sur ce graphe que pour des impédances éloignées de  $Z_0$ , le système de mesure devient insensible. L'onde incidente sur le DST est quasiment entièrement réfléchi.

Par ailleurs, les figures 2.4. c) et d) nous renseignent sur les incertitudes absolues sur le module et sur la phase respectivement. Ainsi, nous constatons une incertitude minimale de l'ordre de  $1,5 \cdot 10^{-3}$  pour une impédance égale à  $Z_0$ . Par contre, l'incertitude sur la phase est infinie mais ne revêt pas d'intérêt, l'onde étant entièrement absorbée par le DST. L'incertitude sur le module augmente lorsque l'impédance s'écarte de  $Z_0$ . Néanmoins, nous notons une saturation de la valeur autour de  $10^{-2} \Omega$ .

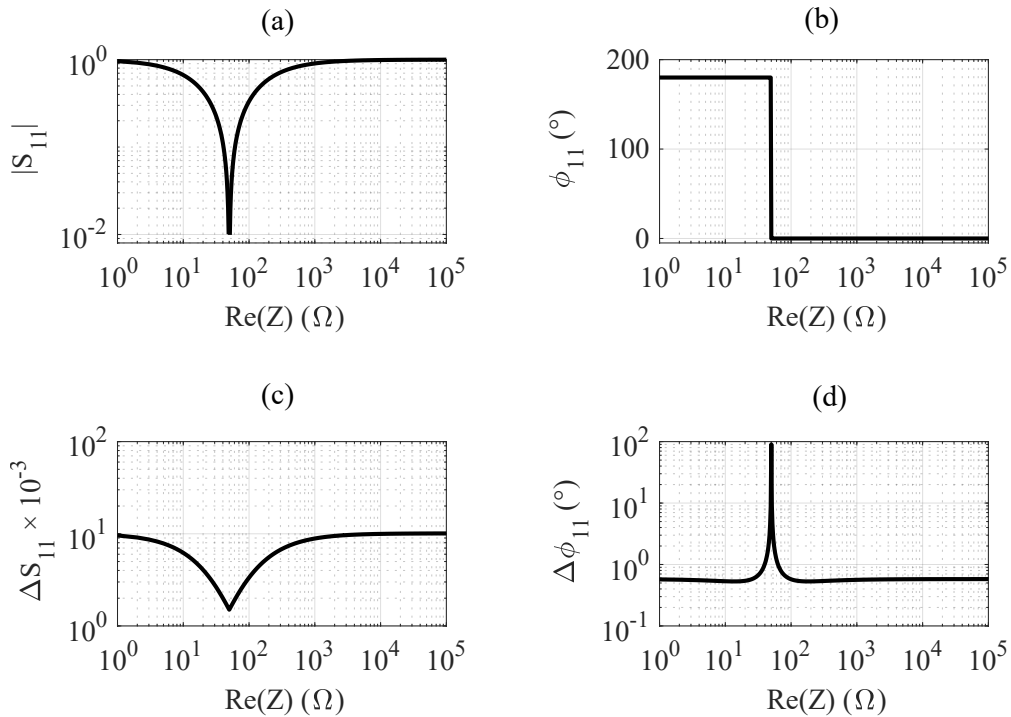


FIGURE 2.4 – Coefficient de réflexion et incertitude de mesure associée pour une impédance purement réelle dans la bande de fréquences 10 MHz-20 GHz. (a) et (b) Module et phase du coefficient de réflexion. (c) et (d) Incertitudes de mesure sur le module et sur la phase du coefficient de réflexion.

Afin de quantifier l'impact sur la détermination de la partie réelle  $Re(Z)$  de l'impédance  $Z$  ou sur la partie réelle  $Re(Y)$  de l'admittance  $Y$ , nous appliquons la procédure comme décrite dans le paragraphe 2.1.1. Les incertitudes absolues et relatives sont données en figure 2.5. Une erreur minimale de  $0,15 \Omega$  est notée à  $Z_0$ , soit 0,3%. Nous notons une incertitude de mesure qui croit de manière linéaire avec la valeur de l'impédance. Ainsi, l'incertitude est multipliée dans un rapport 10 pour une augmentation d'une décade d'impédances. En particulier, l'incertitude atteint 100% pour une impédance de  $10k\Omega$ . Les mêmes conclusions sont observées sur la conductance  $Re(Y)$ . Une analyse



plus fine des contributions respectives des termes d'erreurs résiduelles est proposée dans la suite du manuscrit.

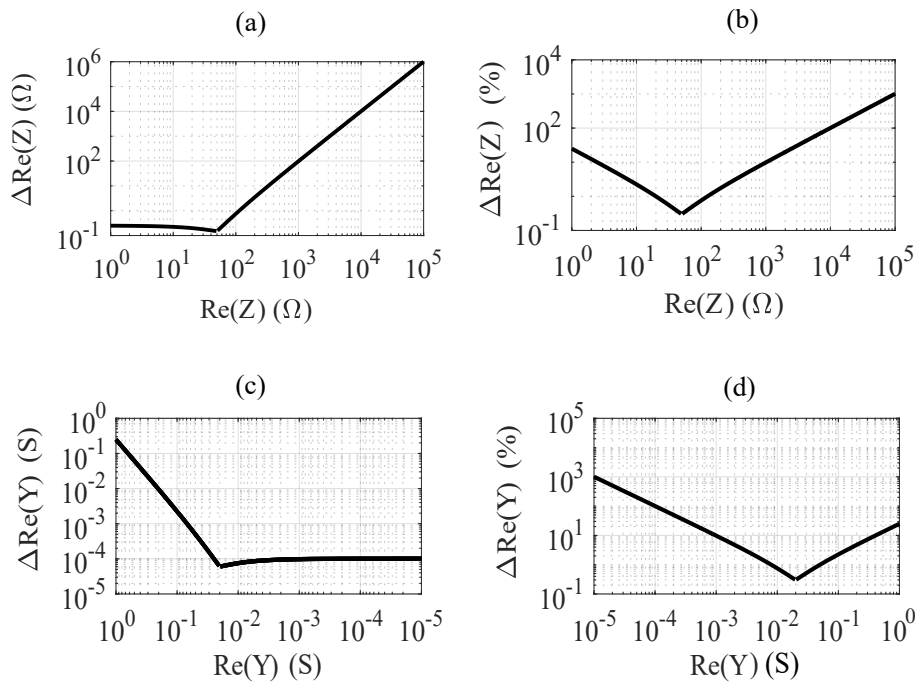


FIGURE 2.5 – Incertitudes de mesure sur les parties réelles de l'impédance  $Re(Z)$  et de l'admittance  $Re(Y)$  dans la bande de fréquences 10 MHz-20 GHz. (a) et (b) Incertitudes absolue et relative sur  $Re(Z)$ ; (c) et (d) Incertitudes absolue et relative sur  $Re(Y)$ .

Nous consignons quelques données dans le tableau ci-dessous pour une lecture quantitative des incertitudes observées.

TABLEAU 2.2 – Incertitudes de mesure déterminées par propagation des erreurs résiduelles dans la bande de fréquences 10 MHz-20 GHz (configuration de mesure cf. Tableau 2.1).

$Re(Z)$	$\Delta S_{11}  \times 10^{-3}$	$\Delta\phi_{11}$ (°)	$\frac{\Delta Re(Z)}{Re(Z)}$ (%)	$\frac{\Delta Re(Y)}{Re(Y)}$ (%)
1Ω	9,58	0,57	25	25
10Ω	6,21	0,53	2,23	2,23
50Ω	1,5	90	0.31	0.31
100Ω	3,34	0,57	0,75	0,75
1kΩ	8,88	0,56	9,79	9,79
10kΩ	9,97	0,57	100,7	100,7

Ce tableau nous indique que l'instrumentation conventionnelle (analyseur de réseaux connecté à une sonde de mesure GSG) s'avère inadaptée pour mesurer de manière repro-

ductible des impédances réelles au-delà de  $1\text{k}\Omega$ .

Nous rappelons ici que les incertitudes considérées sont obtenues en considérant la variation entre plusieurs mesures. Ces variations englobent les erreurs non systématiques (dérives due aux variations de l'environnement, reproductibilité du posé des pointes). Une solution de nano-positionnement automatisé pour palier au problème de reproductibilité du posé des pointes sur le DST est proposée en fin de chapitre.

### **Incertitudes de mesure - Cas d'impédances capacitives**

Le deuxième cas traite des impédances purement réactives présentant des impédances élevées, supérieures au  $\text{k}\Omega$ . A des fins de simplification, nous présentons uniquement les résultats déterminés à la fréquence test de  $10\text{GHz}$ . Les capacités théoriques afférentes variant de  $100\text{aF}$  à  $1\text{pF}$  couvrent la gamme d'impédances  $15\Omega - 159\text{k}\Omega$ . Signalons que le cas considéré correspond à des exemples d'application concrets rencontrés dans différents domaines (biologie, électronique moléculaire ou microélectronique). Nous précisons également que l'incertitude de mesure sur la capacité s'exprime à partir de l'incertitude sur la partie imaginaire de l'impédance  $\Delta\text{Im}(Z)$  par la relation suivante :

$$\Delta C = \left| \frac{\Delta\text{Im}(Z)}{\omega \times \text{Im}(Z)^2} \right| \quad (2.12)$$

où  $\omega$  représente la pulsation angulaire ( $\text{rad/s}$ ). Les résultats simulés à  $10\text{GHz}$  sont donnés en figure 2.6. Comme pour le cas traité précédemment, le système de mesure s'avère insensible aux variations d'impédances (ou de capacités) pour des valeurs supérieures au  $\text{k}\Omega$ . Cette insensibilité de la mesure s'accompagne d'incertitudes de mesure quasi-constantes et environ égales à  $10^{-2}$  et  $0,6^\circ$  respectivement sur le module et la phase du coefficient de réflexion  $S_{11}$ .

Les incertitudes de mesure sur la détermination de la partie imaginaire de l'impédance  $\Delta\text{Im}(Z)$  ou encore sur la capacité sont représentées en figure 2.7. Nous observons, d'après ces courbes une évolution quasi-linéaire de l'incertitude relative pour les faibles valeurs de capacités (figure 2.7. d) avec une erreur qui atteint  $100\%$  dès  $1\text{fF}$ .

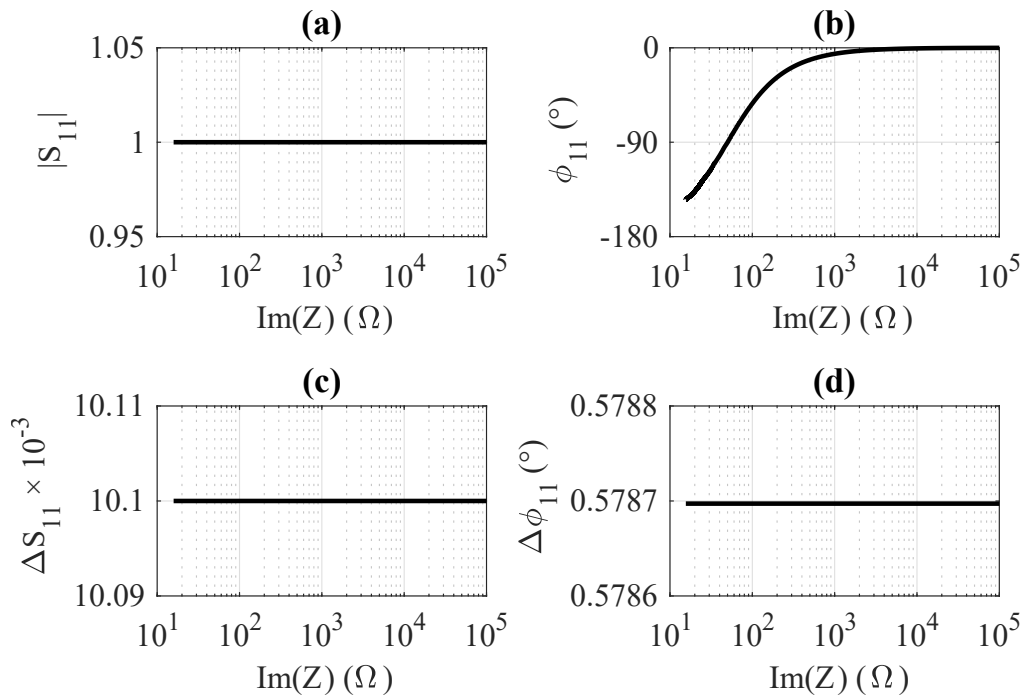


FIGURE 2.6 – Coefficient de réflexion et incertitude de mesure associée pour une impédance purement capacitive à 10 GHz. (a) et (b) Module et phase du coefficient de réflexion. (c) et (d) Incertitudes de mesure sur le module et sur la phase du coefficient de réflexion  $S_{11}$ .

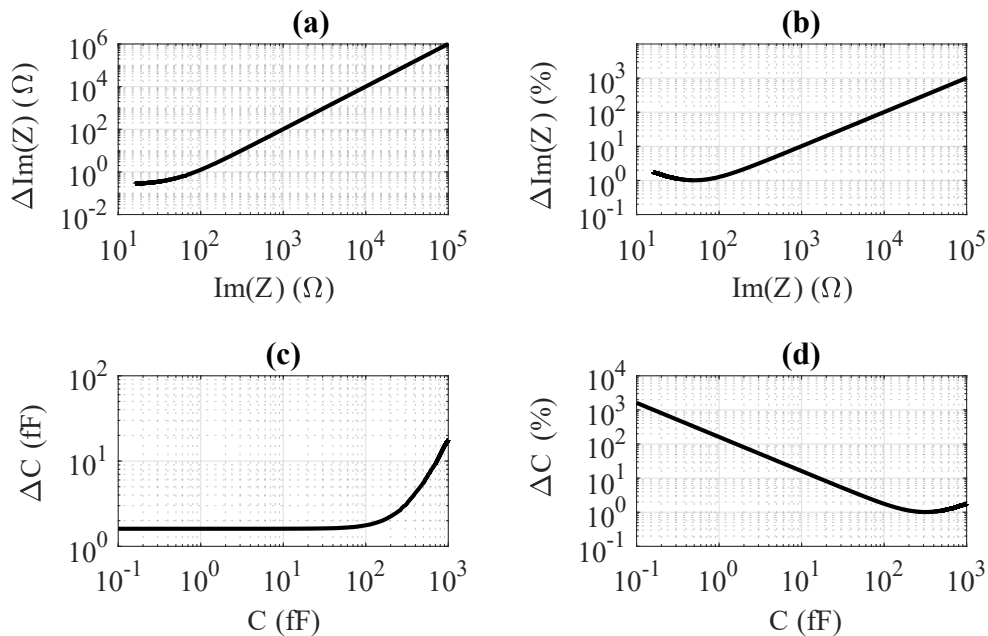


FIGURE 2.7 – Incertitudes de mesure sur la partie imaginaire de l'impédance  $\text{Im}(Z)$  et sur la capacité à 10 GHz. (a) et (b) Incertitudes absolue et relative estimées sur  $\text{Im}(Z)$  en fonction de la partie imaginaire. (c) et (d) Incertitudes absolue et relative déterminées sur la capacité  $C$  en fonction de la valeur de la capacité.

Nous donnons également quelques données dans le tableau 2.3 pour une lecture quantitative des incertitudes observées.

TABLEAU 2.3 – Incertitudes de mesure déterminées par propagation des erreurs résiduelles dans la bande de fréquences 10 MHz - 10 GHz (configuration de mesure cf. Tableau 2.1).

$Im(Z)$ à 10 GHz	C (fF)	$\Delta S_{11}  \times 10^{-3}$	$\Delta\phi_{11}$ (°)	$\frac{\Delta Im(Z)}{Im(Z)}$ (%)	$\frac{\Delta C}{C}$ (%)
160k $\Omega$	0,1	10,1	0,58	-	-
16k $\Omega$	1	10,1	0,58	-	-
10k $\Omega$	1,6	10,1	0,58	-	100
4k $\Omega$	3,98	10,1	0,58	107	41,22
1,6k $\Omega$	10	10,1	0,58	16,09	16,09
159 $\Omega$	100	10,1	0,58	1,76	1,76
50 $\Omega$	320	10,1	0,58	1.01	1.01
16 $\Omega$	1000	10,1	0,58	1,75	1,75

Ce tableau démontre l'impossibilité de mesurer avec précision des valeurs de capacités inférieures à la dizaine de fF. Rappelons tout de même qu'il s'agit dans le cas présent d'incertitudes théoriques maximales [23]. Pour pallier à ce problème, des techniques ingénieuses ont été proposées dans la littérature [6, 10, 19, 20]. Néanmoins, si ces travaux ont permis de mettre en avant les propriétés dynamiques des nano-objets dans le domaine des ondes centimétriques et/ou millimétriques, ils pèchent par le manque de traçabilité de la mesure [12, 14, 21]. D'autre part, ces méthodes s'avèrent difficilement transposables dans un environnement de test industriel, en particulier celui de l'industrie de la microélectronique. Dans le prochain paragraphe, nous proposons d'évaluer les incertitudes de mesure dans une configuration en transmission (2-ports) pour laquelle le DST, est connecté entre les deux ports de mesure du VNA.

### 2.1.2 Méthodologie - Configuration de mesure en transmission (2-port)

Nous nous intéressons dans ce paragraphe à la configuration de mesure qui permet de pallier au manque de sensibilité de la configuration classique dite "mesure directe en réflexion". En particulier, la configuration en transmission ou 2-port s'avère comme particulièrement adaptée à la mesure de composants hautes impédances. Le principe repose

sur l'injection du signal hyperfréquence entre le port d'émission (port 1) et le port de réception (port 2). Le module du coefficient de transmission  $S_{21}$  présente naturellement un niveau très bas en raison de la nature haute impédance du DST. Cependant, une variation de l'impédance en module ou en phase permet de moduler la puissance transmise au port 2, et donc incidemment le module et la phase du coefficient de transmission. Signalons que cette configuration de mesure bénéficie en outre des seuils de sensibilité très bas (meilleurs que  $-140$  dBm) des analyseurs de réseaux vectoriels. Nous rappelons ci-dessous l'expression du coefficient de transmission complexe  $S_{21}$  du dispositif sous test connecté entre les deux ports du VNA.

$$S_{21} = \frac{2Z_0}{Z + 2Z_0} = |S_{21}|e^{j\phi_{21}} = |S_{21}|(\cos\phi_{21} + j\sin\phi_{21}) \quad (2.13)$$

où  $Z$  représente l'impédance complexe du DST tandis que  $|S_{21}|$  et  $\phi_{21}$  représentent respectivement le module et la phase du coefficient de transmission  $S_{21}$  du DST. Nous adoptons une démarche identique à la configuration en réflexion (1-port). La méthode se décompose donc en trois étapes.

— **ÉTAPE 1 : Détermination des termes d'erreurs résiduelles**

Dans le cas présent, seuls les termes d'erreurs résiduelles d'adaptation de source et de charge  $\mu_1$  et  $\mu_2$  ainsi que le terme d'erreur résiduelle de réponse en fréquence en transmission  $\tau_2$  sont nécessaires. A titre d'illustration, nous résumons dans le tableau 2.4 les termes d'erreurs résiduelles déterminés pour une configuration de mesure on-wafer dans les bandes de fréquences 10 MHz - 10 GHz et 13,5 MHz - 20 GHz.

TABLEAU 2.4 – Erreurs résiduelles obtenues par 10 calibrations successives (Keysight® E8361A-PNA,  $P_{RF} = -10$  dBm, IFBW = 100 Hz, calibrage "off-wafer" LRRM)

Erreurs résiduelles	10 MHz-10 GHz	13,5 GHz-20 GHz
$\mu_1$	0,0046	0,0163
$\mu_2$	0,0032	0,0103
$\tau_2$	0,0030	0,0107

— **ÉTAPE 2 : Détermination des incertitudes de mesure  $\Delta|S_{21}|$  et  $\Delta\phi_{21}$  sur le module  $|S_{21}|$  et sur la phase  $\phi_{11}$  du coefficient de transmission  $S_{21}$ .**

La détermination des incertitudes de mesure  $\Delta|S_{21}|$  et  $\Delta\phi_{21}$  est obtenue par propagation des erreurs résiduelles déterminées préalablement. De la même façon que précédemment, nous utilisons le modèle de propagation de l'erreur développé par Doug Rytting. A partir du graphe de fluence donné en figure 2.3 et des règles de MASON, nous établissons l'expression des incertitudes de mesure sur la détermination des paramètres de transmission :

$$\Delta|S_{21}| \approx (\tau_2 + \mu_1|S_{11}| + \mu_2|S_{22}| + \mu_1\mu_2|S_{12}||S_{21}|)|S_{21}| \quad (2.14)$$

$$\Delta\phi_{21} \approx \arcsin\left(\frac{\Delta|S_{21}|}{|S_{21}|}\right) \quad (2.15)$$

— **ÉTAPE 3 : Détermination des incertitudes de mesure  $\Delta Re(Z)$  et  $\Delta Im(Z)$  sur les parties réelle  $Re(Z)$  et imaginaire  $Im(Z)$  de  $Z$ .**

A partir de la relation 2.13, nous exprimons les parties réelle et imaginaire de  $Z$  en fonction de  $|S_{21}|$  et  $\phi_{21}$  à l'aides des formulations suivantes :

$$Re(Z) = 2Z_0 \frac{\cos\phi_{21} - |S_{21}|}{|S_{21}|} \quad (2.16)$$

$$Im(Z) = -2Z_0 \frac{\sin\phi_{21}}{|S_{21}|} \quad (2.17)$$

Comme précédemment, nous appliquons la loi de propagation de l'incertitude composée aux deux relations précédentes en vue d'établir les incertitudes de mesure absolues  $\Delta Re(Z)$  et  $\Delta Im(Z)$  respectivement sur les parties réelle et imaginaire de l'impédance  $Z$  (relations 2.18 et 2.19).

$$\Delta Re(Z) = \sqrt{\left(\frac{\partial Re(Z)}{\partial |S_{21}|} \Delta|S_{21}|\right)^2 + \left(\frac{\partial Re(Z)}{\partial \phi_{21}} \Delta\phi_{21}\right)^2} \quad (2.18)$$

$$\Delta Im(Z) = \sqrt{\left(\frac{\partial Im(Z)}{\partial |S_{21}|} \Delta|S_{21}|\right)^2 + \left(\frac{\partial Im(Z)}{\partial \phi_{21}} \Delta\phi_{21}\right)^2} \quad (2.19)$$

Les développements mathématiques sont également intégrés dans l'environnement MATLAB® afin de confronter les deux configurations de mesure (1-port et 2-port). A des fins de comparaison, les incertitudes de mesure estimées dans cette nouvelle configuration sont discutées dans le paragraphe suivant.

### Incertitudes de mesure - Cas d'impédances réelles

Dans un premier temps, nous présentons en figure 2.8 les évolutions du module  $|S_{21}|$  et de la phase  $\phi_{21}$  du coefficient de transmission  $S_{21}$  ainsi que les incertitudes associées en fonction de la partie réelle de l'impédance  $Re(Z)$  en considérant la même gamme de variation d'impédances que celle utilisée à la section 2.1.1.

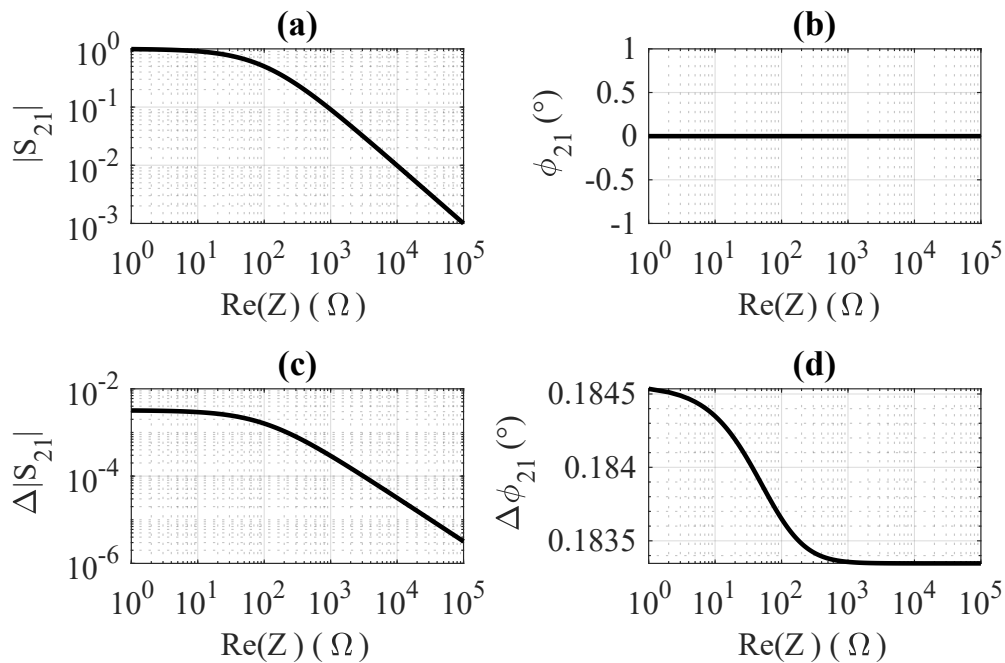


FIGURE 2.8 – Coefficient de transmission et incertitude de mesure associée pour une impédance réelle dans la bande de fréquences 10 MHz-10 GHz. (a) et (b) Module et phase du coefficient de transmission. (c) et (d) Incertitudes de mesure sur le module et sur la phase du coefficient de transmission.

La figure 2.8. a) indique une variation linéaire du module  $|S_{21}|$  en fonction de la partie réelle de l'impédance  $Z$ . En effet, nous notons ici une modulation de la puissance transmise au travers de l'impédance entre les ports 1 et 2 du VNA. On note que la phase du coefficient de transmission  $\phi_{21}$  s'avère insensible aux variations d'impédance (figure 2.8. b). Par ailleurs, l'incertitude de mesure sur le module du coefficient de transmission  $S_{21}$  présente également une évolution linéaire et décroît au fur et à mesure que l'impédance augmente. A titre d'exemple, l'incertitude absolue n'excède pas  $3,2 \cdot 10^{-6}$  pour un dispositif sous test présentant une impédance de  $100\text{k}\Omega$  (figure 2.8. c). Dans cette gamme d'impédances élevées, l'incertitude sur la phase du coefficient de transmission  $\phi_{21}$  reste faible et

n'excède pas 0,2°.

De part ces résultats, nous déduisons les incertitudes absolue et relative sur la partie réelle de l'impédance (figure 2.9). Nous pouvons observer que l'incertitude relative diminue lorsque l'impédance augmente. Pour l'impédance maximale considérée, i.e. 100kΩ, l'incertitude de mesure relative n'excède pas 0,3%. Nous démontrons ainsi que la configuration de mesure en transmission permet de mesurer avec précision des impédances purement réelles de très fortes valeurs.

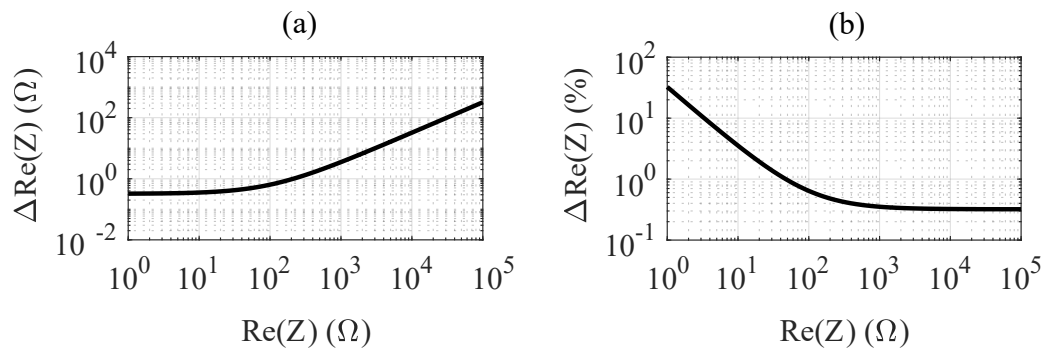


FIGURE 2.9 – Incertitudes de mesure (a) absolue et (b) relative sur la partie réelle de l'impédance  $Z$  en fonction de la partie  $Re(Z)$  dans la bande de fréquences 10 MHz-10 GHz.

A titre d'illustration, nous présentons quelques données dans le tableau ci-dessous pour une lecture quantitative des incertitudes observées.

TABLEAU 2.5 – Incertitudes de mesure déterminées par propagation des erreurs résiduelles dans la bande de fréquences 10 MHz - 10 GHz (configuration de mesure cf. Tableau 2.4 )

$Re(Z)$	$\Delta S_{21}  \times 10^{-3}$	$\Delta\phi_{21}$ (°)	$\Delta Re(Z)$ ( $\Omega$ )	$\frac{\Delta Re(Z)}{Re(Z)}$ (%)
1 $\Omega$	3,19	0,18	0,32	32,53
10 $\Omega$	2,92	0,18	0,35	3,54
50 $\Omega$	2,14	0,18	0,48	0,96
100 $\Omega$	1,68	0,18	0,64	0,64
1k $\Omega$	0,29	0,18	3,52	0,35
10k $\Omega$	$3,17 \cdot 10^{-2}$	0,18	32,38	0,32
100k $\Omega$	$3,19 \cdot 10^{-3}$	0,18	320	0,32

Les résultats de simulation donnés dans ce tableau indiquent que l'analyseur de réseaux vectoriel dans sa configuration de mesure en transmission permet de répondre aux



besoins de caractérisation quantitative d'impédances élevées. Signalons tout de même que cette configuration de mesure n'est pas appropriée pour la mesure de faibles impédances. Pour ce dernier cas, on préférera la configuration en T présentée dans le paragraphe § 2.1.

### Incertitudes de mesure - Cas d'impédances capacitives

Le deuxième cas traite des impédances purement réactives présentant des capacités théoriques variant de 100 aF à 1 pF. Rappelons que l'incertitude de mesure sur la capacité  $\Delta C$  s'exprime comme suit :

$$\Delta C = \left| \frac{\Delta \text{Im}(Z)}{\omega \times \text{Im}(Z)^2} \right| \quad (2.20)$$

Les figures ci-dessous présentent les résultats de simulation du coefficient de transmission et de son incertitude associée en fonction de l'impédance.

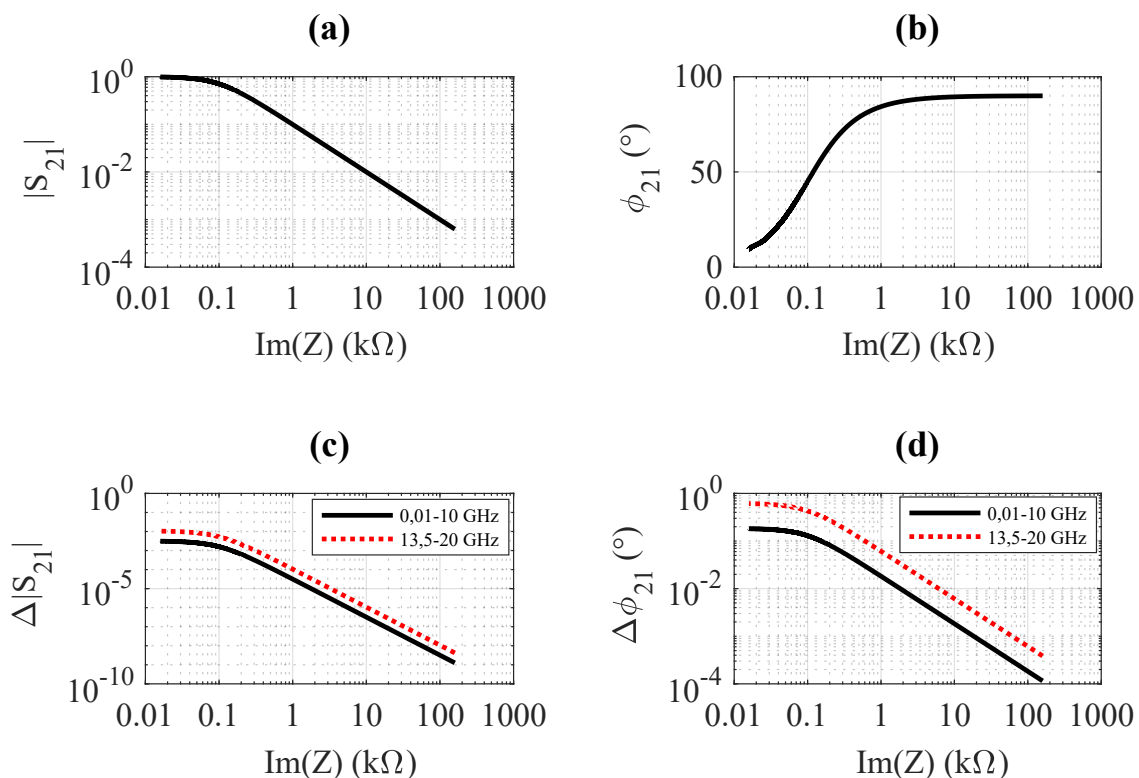


FIGURE 2.10 – Coefficient de transmission et incertitude de mesure associée pour une impédance purement capacitive à 10 GHz. (a) et (b) Module et phase du coefficient de transmission. (c) et (d) Incertitudes de mesure sur le module et sur la phase du coefficient de transmission, déterminées pour les deux bandes de fréquences (10 MHz - 10 GHz) et (13,5 GHz - 20 GHz).

Nous retrouvons un fonctionnement similaire au cas précédent, i.e. le module du coefficient de transmission présente une évolution linéaire pour les faibles valeurs de capacité (impédances élevées : 0.1-100 k $\Omega$ ). L'information sur la valeur de capacité est portée par le module de  $S_{21}$  dans cette gamme d'impédances. Cependant, la phase  $\phi_{21}$  est sensible à la valeur de la capacité seulement pour des impédances comprises entre 0.01-1 k $\Omega$ . Nous notons une diminution de l'incertitude de mesure absolue avec l'augmentation de l'impédance pour le module et la phase du coefficient de transmission.

Précisons que ces incertitudes de mesure augmentent avec la fréquence. Dans le cas présent, nous présentons les résultats obtenus dans les deux sous-bandes fréquentielles 10 MHz - 10 GHz et 13,5 GHz - 20 GHz qui demeurent sensiblement proches. Néanmoins, les phénomènes de dérive de l'environnement de mesure se manifestent beaucoup plus au-delà de 20 GHz [5]. Un autre facteur influant demeure la reproductibilité de la mesure inhérente à l'opérateur. Par conséquent, ces résultats ne sont pas en faveur de la montée fréquentielle tel qu'il l'est généralement envisagé dans le cas de la mesure de faibles capacités. En effet, l'augmentation fréquentielle permet une meilleure résolution électrique sur le déphasage entre l'onde incidente et l'onde réfléchiée mais s'accompagne inéluctablement d'une dégradation des performances de mesure. Les mesures en bandes de fréquences millimétriques et sub-millimétriques doivent être envisagées comme des moyens de vérification des performances à hautes fréquences mais on préférera substituer les mesures en gamme de fréquences micro-ondes pour l'analyse fine et la modélisation.

Les incertitudes de mesure sur la détermination de la partie imaginaire de l'impédance  $\Delta Im(Z)$  ou encore sur la capacité sont représentées en figure 2.11. Ces données démontrent l'intérêt de la configuration de mesure en transmission pour adresser le challenge de la mesure calibrée de capacités inférieures au fF. A titre d'exemple, l'incertitude de mesure présente une valeur absolue de 2 aF pour une capacité test de 1 fF dans la bande de fréquences 10 MHz - 20 GHz, soit 0,2%. Rappelons que dans le cas de la mesure classique en réflexion, l'incertitude de mesure avoisine 100%. Du point de vue technologique et instrumentale, cette configuration de mesure ne présente aucune difficulté. En effet, les mesures 2-port sont répandues dans le cadre de la caractérisation de dispositifs passifs (filtres, atténuateurs, coupleurs) ou actifs (amplificateurs, mélangeurs).

Nous notons également que la montée en fréquence s'accompagne d'une dégradation des performances de mesure. Nous donnons quelques données dans le tableau 2.6 pour une lecture quantitative des incertitudes observées. Ce tableau démontre les performances en terme de niveaux d'incertitudes très bas. Nous pouvons noter une diminution de l'erreur relative lorsque la valeur de la capacité diminue. Dans la suite de ce chapitre il est question de confronter ces résultats analytiques à la mesure expérimentale.

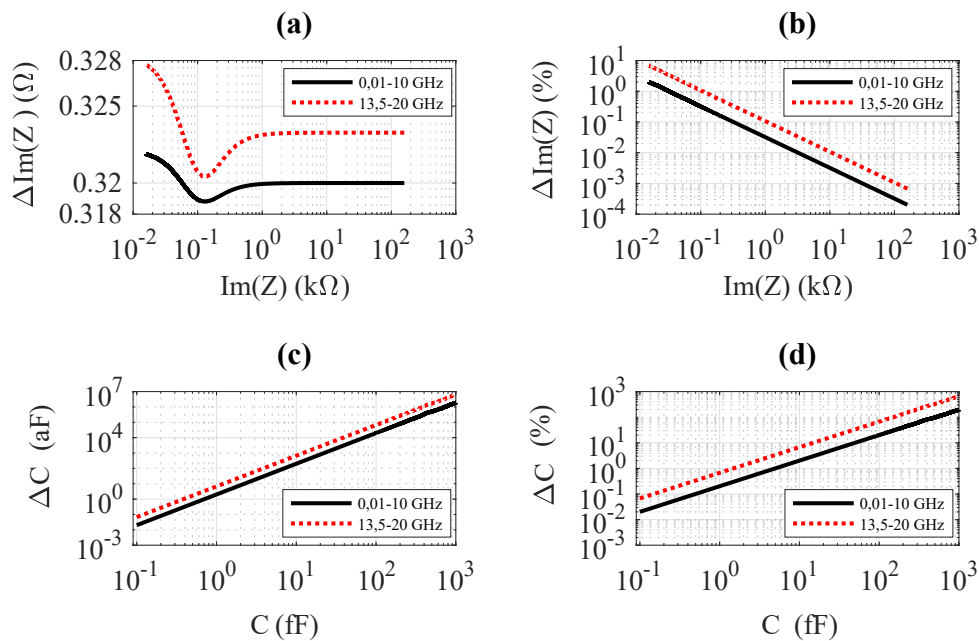


FIGURE 2.11 – Incertitudes de mesure sur la partie imaginaire de l'impédance  $Im(Z)$  et sur la capacité à 10 GHz. (a) et (b) Incertitudes absolue et relative sur la partie imaginaire  $Im(Z)$ . (c) et (d) Incertitudes absolue et relative sur la capacité  $C$ , déterminées pour les deux bandes de fréquences (10 MHz - 10 GHz) et (13,5 GHz - 20 GHz).

TABEAU 2.6 – Incertitudes de mesure déterminées par propagation des erreurs résiduelles dans la bande de fréquences 10 MHz - 10 GHz (configuration de mesure cf. Tableau 2.4).

$Im(Z)$ à 10 GHz	$C$ (fF)	$\Delta S_{21}  \times 10^{-3}$	$\Delta\phi_{21}$ (°)	$\frac{\Delta C}{C}$ (%)
160kΩ	0,1	$1,26 \cdot 10^{-6}$	$115 \cdot 10^{-6}$	0,02
16kΩ	1	$0,12 \cdot 10^{-3}$	$1,15 \cdot 10^{-3}$	0,2
10kΩ	1,6	$0,28 \cdot 10^{-3}$	$1,84 \cdot 10^{-3}$	0,32
1,6kΩ	10	$12,5 \cdot 10^{-3}$	$11,38 \cdot 10^{-3}$	2,01
159Ω	100	0,9	$97 \cdot 10^{-3}$	20
16Ω	1000	3,14	$180 \cdot 10^{-3}$	202,2

## 2.2 Application à la caractérisation électrique sous pointes de varicaps sub-fF

### 2.2.1 Présentation de la filière technologique BiCMOS 55 nm de STMicroelectronics®

La demande croissante de débits associée à une évolution des normes de télécommunication requiert des composants électroniques de plus en plus performants et complexes. D'une part, les nouveaux services à haut débit s'accompagnent de fréquences de fonctionnement plus élevées notamment les systèmes par fibre ou sans fil, nécessitant une plus grande intégration, une consommation réduite et des coûts optimisés. D'autre part, de nouvelles applications hyperfréquences telles que les radars automobiles (24 / 77 GHz), les communications par satellite, les émetteurs-récepteurs RF de réseau local (60 GHz), la radio point à point (bande V/E), la défense, la sécurité ou l'instrumentation sont également des applications extrêmement exigeantes en termes de performances et conditions de fonctionnement.

Pour répondre à cette demande, STMicroelectronics® investit dans la technologie BiCMOS dans l'objectif de répondre de manière optimale à ces besoins. L'acronyme BiCMOS réfère à la combinaison des deux technologies bipolaire et CMOS (pour Complementary metal oxide semi-conductor) en une seule puce. Ainsi, les transistors bipolaires offrent une vitesse et un gain élevés, essentiels pour les fonctions analogiques haute fréquence, tandis que la technologie CMOS permet la réalisation de portes logiques simples à faible consommation. Par conséquent, en intégrant les composants RF, analogiques et numériques sur une seule puce, la technologie BiCMOS SiGe (Silicon-Germanium) de STMicroelectronics® réduit considérablement le nombre de composants externes tout en optimisant la consommation électrique. Ainsi, la technologie BiCMOS permet d'atteindre un niveau de performance comparable à celui des technologies plus coûteuses telle que l'Arséniure de Gallium (GaAs), tout en offrant un avantage significatif en terme de densité d'intégration.

Les nœuds technologiques ainsi que les performances en termes de fréquences de coupure  $F_{MAX}$  et  $F_t$  sont donnés en figure 2.12.

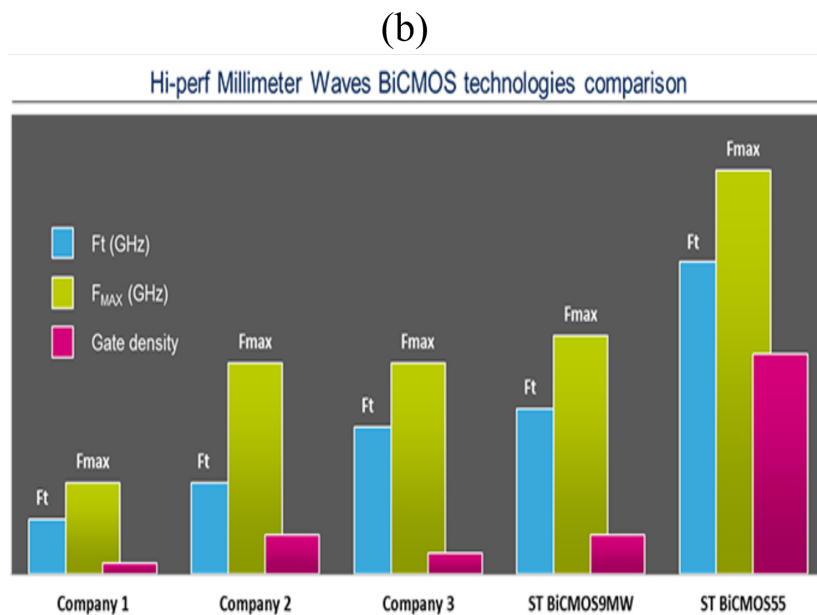
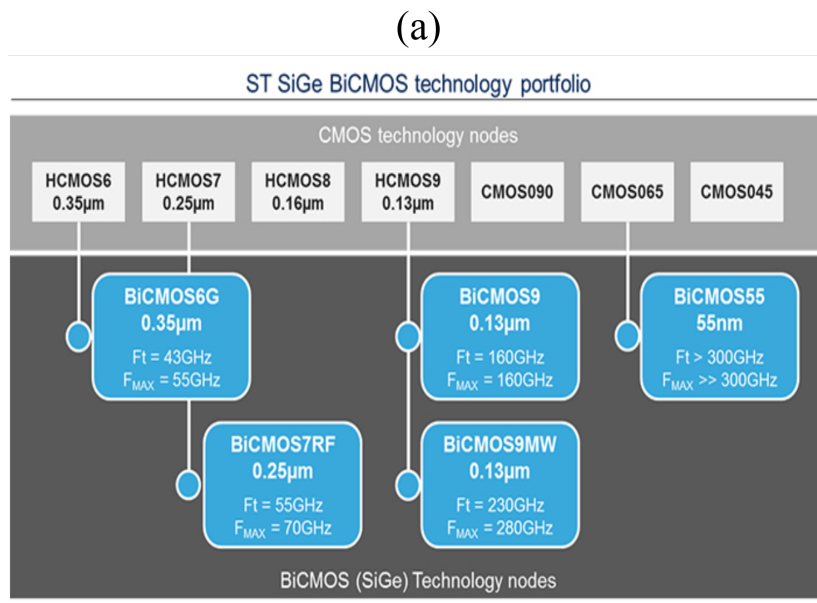


FIGURE 2.12 – Technologie BiCMOS SiGe de STMicroelectronics® (d'après <https://www.st.com>). (a) Nœuds technologiques. (b) Comparaison des performances en termes de fréquences de coupure et de densité d'intégration.

Signalons que par rapport à la technologie traditionnelle CMOS, le transistor bipolaire à hétérojonction BiCMOS (HBT) offre une fréquence de coupure beaucoup plus élevée pour le même nœud technologique. Pour atteindre une fréquence similaire, la technologie CMOS doit faire appel à des nœuds technologiques inférieurs.

La filière BiCMOS offre une famille de composants dont :

- une large gamme de transistors MOS et bipolaires,
- une famille de composants MOS de type V-PNP, DMOS et Dual-Gate,
- une famille de transistors HBT SiGe pour des applications en fréquence et en bruit,
- des couches métalliques épaisses (cuivre épais) pour les inductances à fort coefficient de qualité et des lignes de transmission à faibles pertes en régime de fréquences millimétriques.

En particulier, nous nous intéressons dans le cadre de cette thèse à l'étude de capacités variables commandées en tension appelées communément varicaps en gamme de fréquences micro-ondes et millimétriques.

### 2.2.2 Varicap sub-fF de la filière technologique BiCMOS 55 nm de ST-Microelectronics®

Les varicaps étudiées dans cette thèse sont basées sur la technologie BiCMOS 55 nm<sup>1</sup> de STMicroelectronics®. Cette technologie est issue des nœuds technologiques CMOS 65 nm et B5T<sup>2</sup> [1]. La traçabilité des mesures de la capacité en fonction de la tension est un défi majeur et identifié par STMicroelectronics® pour répondre au besoin grandissant de circuits accordables et reconfigurables dans une large gamme d'applications. En effet, les contraintes de reconfigurabilité pour les modules d'émission/réception doivent répondre à des normes et des standards peu compatibles en terme de fréquences de fonctionnement. De surcroît, l'émergence d'applications en gamme de fréquences millimétriques telles que l'imagerie millimétrique pour la sécurité (60 GHz), les radars à courtes et longues distances (77 GHz) ou encore les applications sans fil à courte distance (60 GHz) s'accompagne du besoin urgent de fonctions hyperfréquences reconfigurables. Dans le

---

1. Contraction de des termes : Bipolar-CMOS, est le nom d'une technique de circuits intégrés combinant les avantages du CMOS et du bipolaire, en termes de densité d'intégration et de vitesse de traitement. 55 nm : longueur de la grille du MOS

2. Technologie exclusivement bipolaire.

domaine de l'instrumentation pour la mesure non-linéaire en régime millimétrique et sub-millimétrique, le besoin de systèmes source-pull et load-pull reconfigurables doit permettre de remplacer les tuners accordables mécaniquement et dont les principales limitations sont les pertes (insertion, transition) et la résolution.

Afin de répondre à ce défi majeur, nous identifions ci-dessous les fonctions hyperfréquences présentant un besoin en accordabilité de l'ordre de quelques aF :

- oscillateur contrôlé en tension de type LC (VCO pour Voltage Control Oscillator),
- oscillateur contrôlé par entrée digitale (DCO pour Digital Control Oscillator),
- antennes agiles,
- déphaseurs,
- tuners d'impédances complexes.

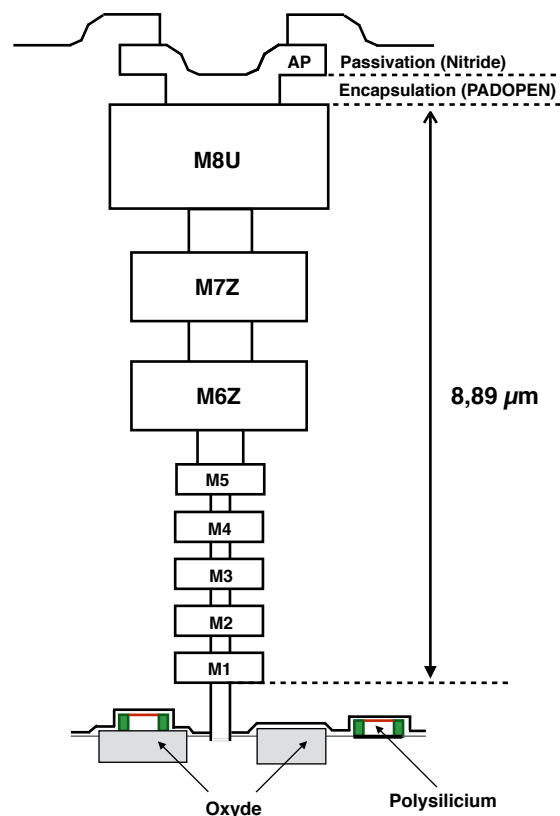


FIGURE 2.13 – BEOL de la technologie BiCMOS 55 nm de STMicroelectronics®.

Le BEOL (Back End Of Line) de la technologie 55 nm est présenté sur la figure 2.13. Ce dernière comprend huit niveaux de métallisation. Le lecteur est invité à se référer à

la référence [1] qui détaille la technologie BiCMOS 55 nm. Précisons que la varicap est implémentée sur un niveau dit "actif", au-dessus duquel sont superposés huit autres niveaux de métallisation (M1 à M8). Le dernier niveau présente l'épaisseur la plus importante (3  $\mu\text{m}$ ) et permet ainsi la réalisation des inductances et des lignes de transmission à faibles pertes. En effet, un BEOL est adapté au millimétrique quand il présente le minimum de perte pour les lignes de transmission d'impédance caractéristique 50  $\Omega$  [2, 27].

La varicap étudiée dans ces travaux présente des valeurs de capacité variant d'environ 0,84 fF à 1 fF pour une gamme de tensions de polarisation comprise entre  $-2,5\text{ V}$  et  $2,5\text{ V}$ . En régime dynamique, cette plage de capacités représente des hautes impédances couvrant la plage 16 - 19k $\Omega$  à la fréquence de 10 GHz. Par conséquent, compte tenu des conclusions du paragraphe précédent, nous mettons en œuvre une campagne de mesure en transmission (configuration de mesure 2-port) avec pour objectif une mesure calibrée et quantitative des valeurs de capacité apparentes en fonction de la tension de polarisation. Ainsi, les capacités apparentes extraites des paramètres  $S_{11}$  et  $S_{21}$  seront confrontées.

### 2.2.3 Description du banc de mesure expérimental

Le banc de mesure expérimental illustré en figure 2.14 comprend une station sous pointes manuelle (MPS150, CascadeMicrotech®). La station est équipée d'une paire de sondes Ground-Signal-Ground (GSG) Infinity® de "pitch" (écartement entre les pointes) 100  $\mu\text{m}$ . Ces sondes GSG sont connectées à un VNA (Keysight® E8361A-PNA) au travers de câbles coaxiaux 2,4 mm à haute stabilité de phase (Gore®). Au préalable, nous configurons l'analyseur de réseaux vectoriel pour la mesure de paramètres  $S$  dans la bande de fréquences 50 MHz - 50 GHz avec un pas fréquentiel de 100 MHz. Nous avons réglé la bande passante du filtre de la fréquence intermédiaire (IFBW) à 100 Hz. Cette valeur représente un compromis entre le niveau du plancher de bruit et le temps de mesure. Par ailleurs, étant donné le caractère "non-linéaire" d'une varicap, nous avons fixé la puissance RF ( $P_{RF}$ ) à  $-10\text{ dBm}$ . Le choix de cette valeur est justifié dans la suite du chapitre en étudiant l'impact de la puissance sur les paramètres  $S$  mesurés, voire les capacités apparentes extraites.



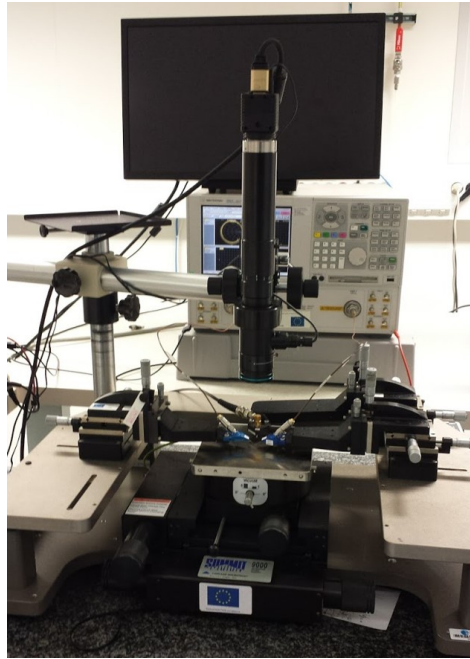


FIGURE 2.14 – Photographie de la station sous pointes pour la mesure de paramètres  $S$  dans la bande de fréquences 50 MHz - 50 GHz.

### Procédures de correction des paramètres $S$ mesurés

La figure 2.15 représente le schéma de principe de la mesure sous pointes de la varicap. Nous pouvons voir sur cette figure la structure 2-port incorporant l'élément actif au milieu correspondant à la varicap (en encadré). Le dispositif étant caractérisé dans un environnement sous pointes dans la bande de fréquences 50 MHz - 50 GHz, la mesure est réalisée hors des accès de la varicap ; deux étapes de correction des paramètres  $S$  mesurés par le VNA sont alors nécessaires.

#### Étape 1 : calibrage vectoriel dans le plan des pointes ( $P_{1,2}$ ) afin de s'affranchir des erreurs systématiques

Rappelons que les principes généraux du calibrage vectoriel sont décrits dans le premier chapitre (section 1.3). Nous optons pour un calibrage "off-wafer" basé sur un substrat de calibrage de type ISS (101-190, Cascade Microtech®) en Alumine. Les standards de calibrage disponibles permettent d'adresser différentes méthodes de calibrage, notamment SOLT, TRL ou encore LRRM. Dans ce travail, un calibrage vectoriel de type LRRM est mis en œuvre en raison de sa robustesse aux variations de l'environnement. De surcroit, cette méthode basée sur une résolution numérique s'avère également plus

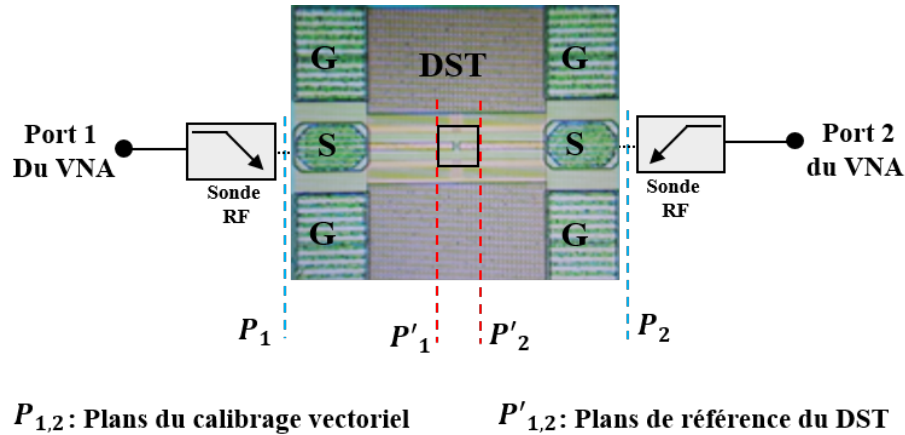


FIGURE 2.15 – Configuration de mesure dans laquelle la varicap (encadrée) est insérée en série dans une structure de test coplanaire (2-port).

robuste aux erreurs de positionnement [18] et d'alignement des pointes [11, 26]. La résolution du problème direct (détermination des termes d'erreurs à partir de la mesure des paramètres  $S$ ) ainsi que la résolution du problème inverse (détermination des paramètres  $S$  dans le plan des sondes à partir de la mesure des paramètres  $S$  du DST et des termes d'erreurs issus du calibrage) sont implémentés dans l'environnement logiciel WINCAL [11].

**Étape 2 : Procédure d'épluchage afin de prendre en compte les accès coplanaires de la structure de test et déterminer les paramètres  $S$  dans le plan de la varicap ( $P'_{1,2}$ )**

Le principe de l'épluchage repose sur une modélisation électrique des accès coplanaires (CPW) par un schéma équivalent basé sur des éléments discrets. Bien qu'une modélisation au premier ordre décrite dans la suite permet de modéliser fidèlement le comportement électrique des accès en gamme de fréquences micro-ondes, la montée fréquentielle s'accompagne naturellement d'effets parasites qui limitent la validité du modèle électrique. Par conséquent, une modélisation à un ordre supérieur requière des mesures complémentaires [8]. Signalons également que la montée en fréquence engendre des erreurs non systématiques (dérive de l'environnement de mesure) qui ne sont pas en faveur d'une mesure quantitative. Ces deux considérations nous amènent à considérer une méthode au premier ordre pour l'épluchage des accès coplanaires. Ainsi, la méthode "OPEN-SHORT" offre un bon compromis entre précision et facilité de mise en œuvre. La technique met en œuvre deux structures OPEN et SHORT à mesurer afin de modéliser les

éléments extrinsèques que sont les plots d'accès, les lignes de propagation coplanaires et les vias d'interconnexion entre le niveau supérieur et les accès de la varicap placée sur le niveau inférieur. Le modèle électrique équivalent de la structure de test complète est donné en figure 2.16.

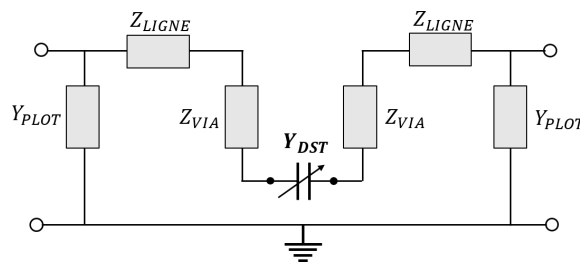


FIGURE 2.16 – Modèle électrique équivalent de la structure de test coplanaire intégrant la varicap.

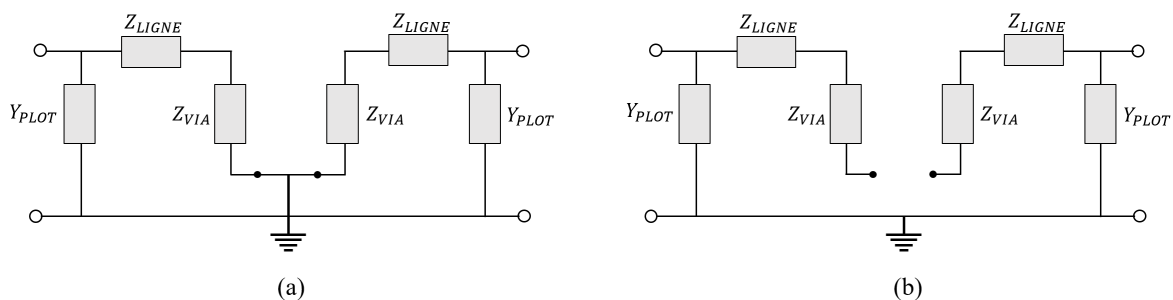


FIGURE 2.17 – Modèles électriques équivalents des motifs d'épluchage (a) SHORT et (b) OPEN.

D'après la figure 2.17, chaque accès est modélisé par un quadripôle en T décrit par une admittance complexe  $Y_{PLOT}$  de plot d'accès, une impédance complexe  $Z_{LIGNE}$  modélisant la ligne de transmission (CPW) et une impédance complexe  $Z_{VIA}$  pour prendre en compte les interconnexions entre les niveaux métalliques.

Les deux structures d'épluchage présentées en figure 2.17. a) et b) doivent être caractérisées afin d'extraire les éléments du schéma équivalent électrique. La première structure SHORT repose sur la structure de test pour laquelle le dispositif sous test est remplacé par un court-circuit. De la même manière, la deuxième structure utilise une structure de test à vide.

En considérant que l'impédance  $Z_{LIGNE} + Z_{VIA}$  est négligeable devant l'impédance de plot  $1/Y_{PLOT}$ , nous décrivons ci-dessous les différentes étapes de la méthode d'épluchage :

- Mesure des paramètres  $S$  des structures d'épluchage (OPEN et SHORT) ainsi que de la structure de test incluant la varicap. Les matrices "Scattering" respectives sont nommées  $[S_{OPEN}]$ ,  $[S_{SHORT}]$  et  $[S_{DST}^M]$ ,
- Conversion des paramètres  $S$  en  $Y$ . Les matrices admittance ainsi obtenues sont nommées  $[Y_{OPEN}]$ ,  $[Y_{SHORT}]$  et  $[Y_{DST}^M]$ ,
- Détermination de la matrice impédance série  $[Z_{SERIE}]$  d'après l'équation 2.21,
- Épluchage des accès de la varicap d'après l'équation 2.22. La matrice admittance ainsi obtenue est nommée  $[Y_{DST}]$ ,
- La matrice de paramètres  $[S_{DST}]$  dans le plan de la varicap est obtenue par conversion de la matrice admittance  $[Y_{DST}]$ .

$$Z_{SERIE} = Z_{LIGNE} + Z_{VIA} = \frac{1}{Y_{SHORT} - Y_{OPEN}} \quad (2.21)$$

$$Y_{DST} = \left( \frac{1}{Y_{DST}^M - Y_{OPEN}} - Z_{SERIE} \right)^{-1} \quad (2.22)$$

La matrice  $[Y_{DST}]$ , après épluchage permet de déterminer la capacité intrinsèque de la varicap. Avant de présenter les résultats expérimentaux, nous proposons au paragraphe suivant une étude des incertitudes sur la détermination des valeurs de capacité utilisant la méthodologie décrite dans la première partie (paragraphe 2.1.2).

## 2.2.4 Incertitudes de mesure sous pointes de capacités sub-fF – Partie simulation

Des valeurs de capacités comprises entre 10 aF et 10 fF dans les configurations 1-port et 2-port sont considérées. Nous rappelons que la méthode fait appel aux erreurs résiduelles obtenues statistiquement à partir de plusieurs calibrations vectorielles, ici de type LRRM. A des fins de simplification, nous considérons le cas d'une capacité idéale insérée entre les ports de mesure 1 et 2 du VNA telle que l'illustre la figure 2.18. En réalité, la modélisation en  $\Pi$  est plus appropriée pour décrire le comportement électrique complet du DST, en modélisant les accès CPW [16]. Dans ce cas, pour s'affranchir des effets de ces accès CPW, une procédure d'épluchage des données est nécessaire [7, 17, 30, 31]. Ce type de modèle est très simplifié mais suffisamment fidèle aux mesures pour des fréquences inférieures à 20 – 30 GHz.

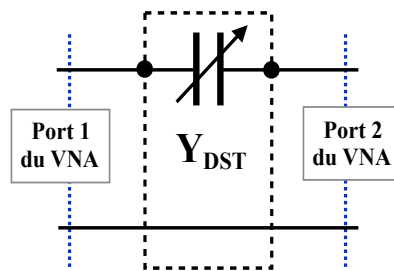


FIGURE 2.18 – Schéma électrique illustrant l'admittance variable relative à la capacité idéale insérée entre les ports 1 et 2 du VNA.

Dans une première étape, nous déterminons les quantités  $\delta$ ,  $\tau_1$ ,  $\tau_2$ ,  $\mu_1$ , et  $\mu_2$  relatives aux écarts-types calculés respectivement à partir des erreurs de directivité, de réponses en fréquence en réflexion et en transmission, d'adaptation de source et de charge obtenues expérimentalement à l'aide de plusieurs calibrages successifs. Néanmoins, il est à préciser que le graphe de fluence associé à l'algorithme de calibrage sous WINCAL® est basé sur un modèle à 16 termes d'erreurs tandis que la méthode de calcul d'incertitudes développée dans ce mémoire utilise un modèle à 12 termes d'erreurs. Une étape de traitement intermédiaire (disponible sous WINCAL) est nécessaire pour convertir le modèle de calibrage de 16 à 12 termes équivalents. Sont considérées dans cette étude, 7 procédures de calibration successives pour la détermination des termes d'erreurs résiduelles. Nous donnons en figure 2.19 les réponses fréquentielles de ces erreurs.

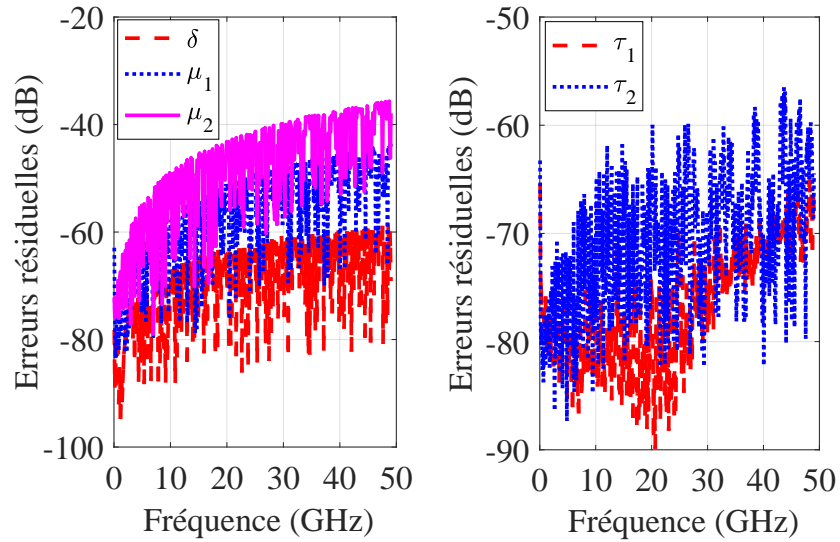


FIGURE 2.19 – Erreurs résiduelles en fonction de la fréquence (Keysight® E8361A-PNA;  $P_{RF} = -10$  dBm, IFBW = 100 Hz, calibrage off-wafer LRRM).

De manière générale, les signatures fréquentielles représentées en figure 2.19 montrent des termes d'erreurs résiduelles qui augmentent avec la fréquence. Nous observons également de fortes variations locales supérieures à 10 dB. Nous résumons dans le tableau ci-dessous les termes d'erreurs résiduelles déterminées à 10 GHz.

TABLEAU 2.7 – Erreurs résiduelles obtenues par 7 calibrations successives (Keysight® E8361A-PNA,  $P_{RF} = -10$  dBm, IFBW = 100 Hz, calibrage "off-wafer" LRRM).

Termes d'erreur	Valeurs à 10 GHz
$\delta$	-65 dB
$\mu_1$	-55 dB
$\tau_1$	-78 dB
$\mu_2$	-58 dB
$\tau_2$	-65 dB

Dans une seconde étape, nous déterminons les incertitudes de mesure sur le module  $\Delta|S_{ij}|$  et la phase  $\Delta\phi_{ij}$  des paramètres  $S$ . Ces incertitudes sont obtenues par propagation des erreurs résiduelles déterminées préalablement. Nous utilisons le modèle de propagation de l'erreur développé par D. Rytting [22, 24]. Les figures 2.20. a) et b) présentent les

incertitudes de mesure  $\Delta C_{11}$  et  $\Delta C_{21}$  sur les capacités  $C_{11}$  et  $C_{21}$  déterminées respectivement à partir des coefficients de réflexion  $S_{11}$  et de transmission  $S_{21}$  pour trois points de fréquence 1, 10 et 50 GHz. Ces figures mettent en évidence l'impact néfaste de la montée en fréquence. Dans les deux cas, l'incertitude relative constatée entre les valeurs obtenues à 1 et 50 GHz est supérieure à un ordre de grandeur. Dans le cas de mesures en réflexion, nous notons des valeurs d'incertitudes quasi-constantes, l'incertitude minimale de 80 aF étant obtenue à 1 GHz. Dans le cas de mesures en transmission, nous notons une incertitude absolue qui augmente avec la valeur de capacité mesurée. Néanmoins, dans tous les cas de figure, l'incertitude de mesure s'avère beaucoup plus réduite dans le cas où la capacité est extraite à partir de  $S_{21}$ . Par exemple, considérons le cas d'une capacité de 1 fF mesurée à 10 GHz; une incertitude de mesure de 3 aF est constatée pour  $C_{21}$  tandis qu'elle avoisine 280 aF dans le cas de  $C_{11}$ .

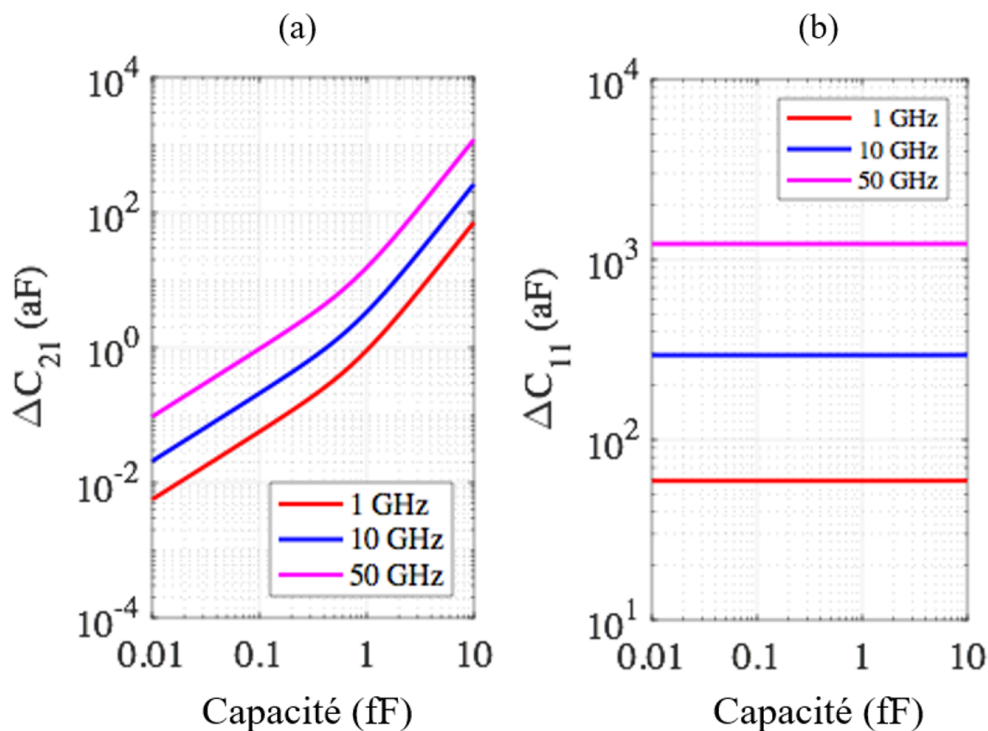


FIGURE 2.20 – Incertitudes absolues sur la détermination des capacités  $C_{21}$  et  $C_{11}$  à 1, 10 et 50 GHz. (a)  $\Delta C_{21}$  estimée sur la capacité déterminée à partir du paramètres  $S_{21}$ . (b)  $\Delta C_{11}$  estimée sur la capacité déterminée à partir du paramètres  $S_{11}$ .

Par ailleurs, l'impact de chacun des termes d'erreurs résiduelles sur la détermination des capacités est mis en évidence sur les figures 2.21. a) et b) en considérant une fréquence test de 10 GHz. Ces figures montrent que les incertitudes déterminées sur les capacités ( $\Delta C_{11}$ ,  $\Delta C_{21}$ ), sont principalement causées par les erreurs résiduelles de désadaptation de source/charge ( $\mu_1$ ,  $\mu_2$ ). Les termes de réponse en fréquence en réflexion/transmission ( $\tau_1$ ,  $\tau_2$ ) sont moins influents sur la détermination des capacités. Ces résultats de simulation nous permettent d'envisager avec optimisme la campagne de mesures décrite au paragraphe suivant.

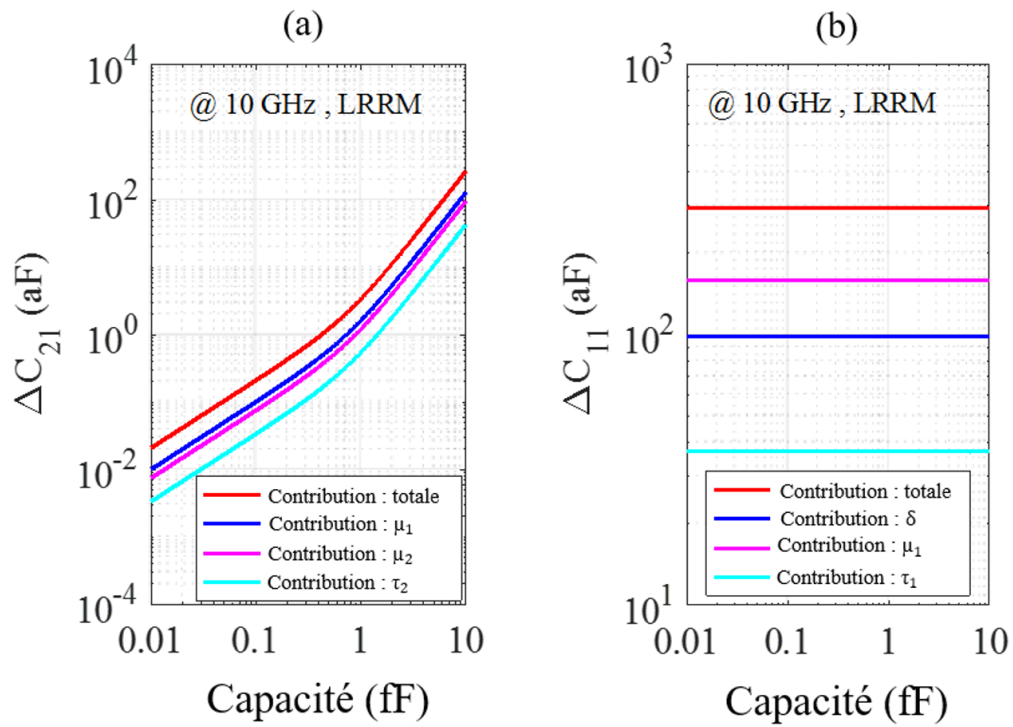


FIGURE 2.21 – Impact des erreurs résiduelles sur la détermination des capacités à 10 GHz. (a) Incertitude absolue  $\Delta C_{21}$  estimée sur la capacité déterminée à partir du paramètres  $S_{21}$ . (b) Incertitude absolue  $\Delta C_{11}$  estimée sur la capacité déterminée à partir du paramètres  $S_{11}$ .



### 2.2.5 Incertitudes de mesure sous pointes de capacités sub-fF – Partie expérimentale

Le banc de mesure expérimental est décrit au paragraphe 2.2.3. Afin de s’assurer d’une opération en régime petit-signal, une étude préliminaire consistant à étudier l’impact de la puissance microonde délivrée par le VNA sur les paramètres  $S$  mesurés est entreprise. En effet, la varicap constituée d’une jonction PN présente des caractéristiques courant-tension  $I(V)$  et capacité-tension  $C(V)$  non linéaires. Nous devons alors nous assurer que le signal hyperfréquence est suffisamment faible pour ne pas dépolariser le composant. Nous fixons préalablement la puissance d’entrée à  $-10$  dBm pour un IFBW de 100 Hz. Les paramètres  $S$  mesurés dans la bande de fréquence 50 MHz – 50 GHz à différents points de polarisation sont corrigés par les procédures de calibrage puis d’épluchage telles qu’elles sont décrites dans les sections précédentes. La matrice  $[S_{DST}]$  ainsi obtenue est convertie en matrice admittance  $[Y_{DST}]$ . Les capacités apparentes  $C_{DSTij}$  sont déterminées à partir de la matrice  $[Y_{DST}]$ . Pour cela, nous utilisons également un modèle électrique équivalent en  $\Pi$  comme on peut le voir en figure 2.22.

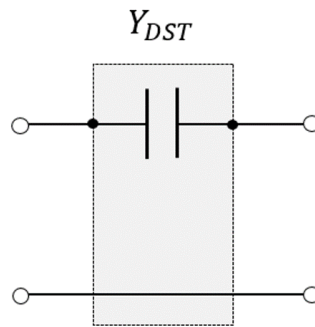


FIGURE 2.22 – Modèle électrique équivalent en  $\Pi$  purement capacitif.

L’écriture matricielle associée au modèle de la figure 2.22, est donnée par la relation 2.23.

$$[Y_{DST}] = \begin{bmatrix} Y_{DST11} & -Y_{DST12} \\ -Y_{DST21} & Y_{DST22} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Nous déduisons de cette matrice les expressions des capacités apparentes  $C_{DSTii}$  (en

réflexion) et  $C_{DST_{ij}}$  (en transmission) comme suit :

$$C_{DST_{12}} = \frac{-Im(Y_{DST_{12}})}{\omega} \quad (2.24)$$

$$C_{DST_{21}} = \frac{-Im(Y_{DST_{21}})}{\omega} \quad (2.25)$$

$$C_{DST_{11}} = \frac{Im(Y_{DST_{11}})}{\omega} \quad (2.26)$$

$$C_{DST_{22}} = \frac{Im(Y_{DST_{22}})}{\omega} \quad (2.27)$$

Nous illustrons en figure 2.23. a) les caractéristiques  $C_{DST_{21}}$  (fF) à la fréquence de 10 GHz pour 5 valeurs de puissance RF d'entrée comprises entre  $-15$  dBm et  $5$  dBm. D'après ces courbes, la capacité extraite augmente avec la puissance injectée. La figure 2.23. b) donne ainsi l'évolution de la capacité apparente en fonction de la puissance d'entrée et pour une tension de polarisation DC fixée à  $2,5$  V. D'après cette courbe, une puissance RF inférieure ou égale à  $-10$  dBm permet de garantir le régime petit signal. Dans le cadre de nos expériences, la puissance RF est ainsi fixée à  $-10$  dBm.

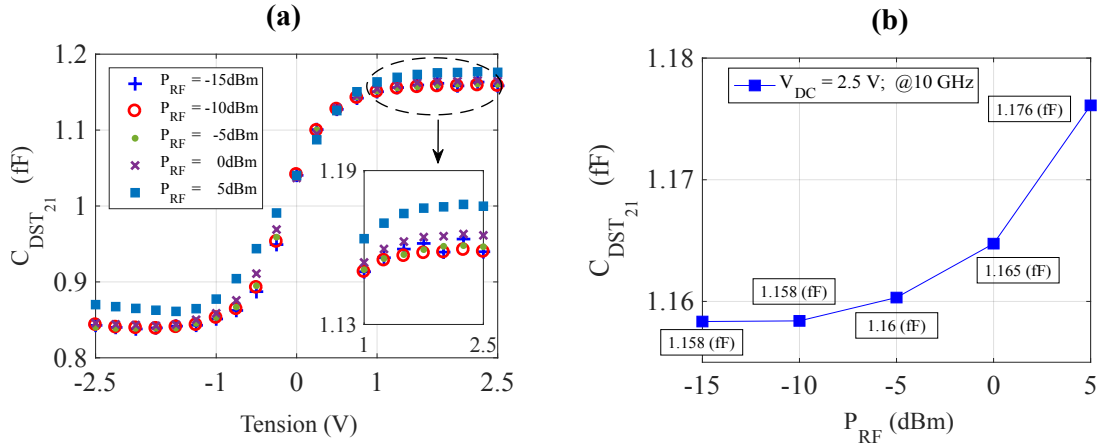


FIGURE 2.23 – Capacité apparente  $C_{DST_{21}}$  à 10 GHz en fonction (a) de la tension de polarisation DC pour différentes valeurs de puissance RF (b) de la puissance RF pour  $V_{DC} = 2,5$  V. Le système est calibré avec une puissance RF de  $-10$  dBm, (calibrage LRRM).

Suite à cette étude préliminaire, nous représentons en figure 2.24 les modules des quatre paramètres  $S$  extraits dans les plans de la varicap en fonction de la fréquence. Les mesures sont extraites pour les deux tensions de polarisation  $V_{DC}$  limites :  $-2,5\text{ V}$  et  $2,5\text{ V}$ . Dans le cas des paramètres en réflexion (figure 2.24. a) et b)), le caractère haute impédance engendre un module du coefficient de réflexion autour de l'unité quelque soit la valeur de tension de polarisation  $V_{DC}$ . La majeure partie du signal incident sur le composant étant réfléchi, le système de mesure est insensible aux variations de capacités induites par le changement de polarisation. En d'autres termes, ces paramètres ne sont pas sensibles à la valeur de la capacité (ou en tout cas peu sensibles). Dans le cas de mesures en réflexion, l'information sur la capacité est évidemment contenue dans la phase du coefficient de réflexion.

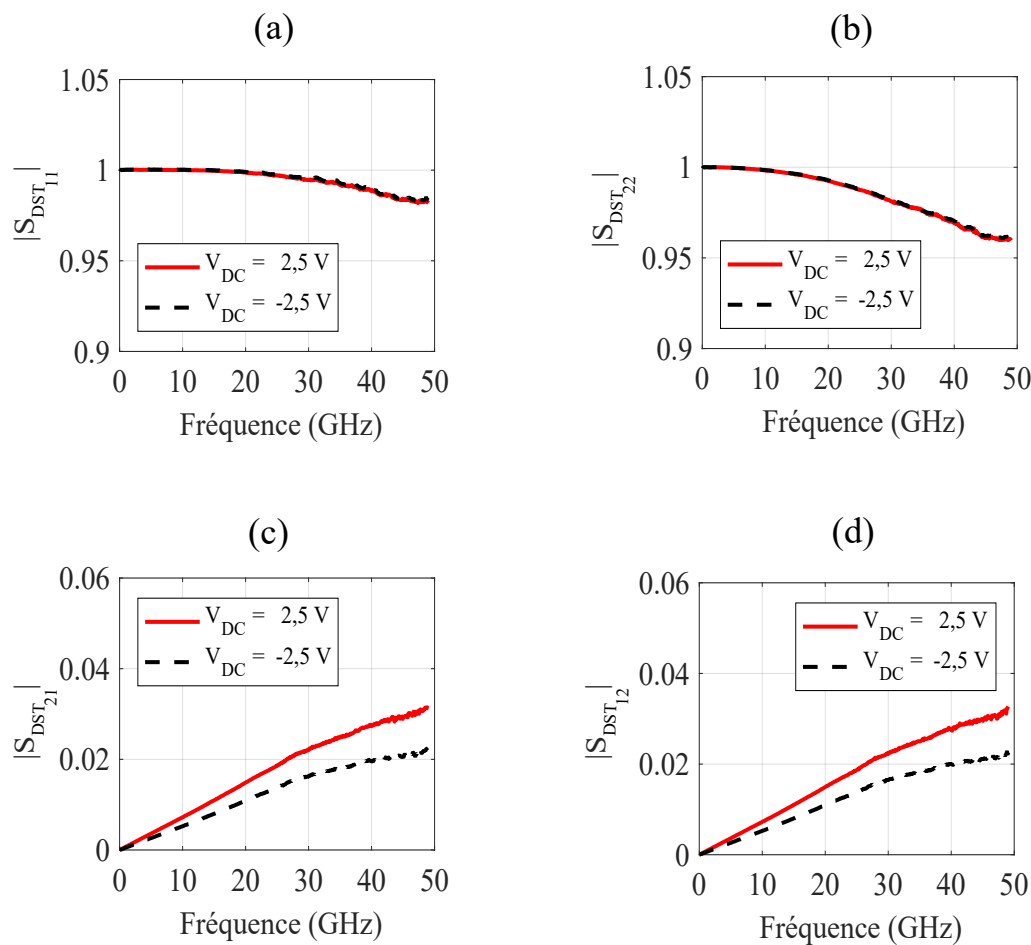


FIGURE 2.24 – Modules des coefficients (a)-(b) de réflexion  $S_{DST_{ii}}$  et (c)-(d) de transmission  $S_{DST_{ij}}$  en fonction de la fréquence pour  $V_{DC_{min}}$  et  $V_{DC_{max}}$ .

Par contre, en observant les figure 2.24. c) et d), nous constatons que les module des coefficients de transmission  $S_{DST_{21}}$  et  $S_{DST_{12}}$  sont sensibles à la tension de polarisation et donc à la valeur de la capacité. Ces résultats sont en accord avec l'étude théorique présentée au paragraphe 2.1.2. Nous notons également que la sensibilité de mesure augmente avec la fréquence. En effet, les variations de module de coefficients de transmission augmentent sensiblement avec la fréquence.

Dans la suite de cette étude, à des fins d'illustration, nous représentons en figure 2.25, les évolutions des paramètres  $S$  en module et en phase en fonction de la tension de polarisation  $V_{DC}$  pour une fréquence test de 10 GHz.

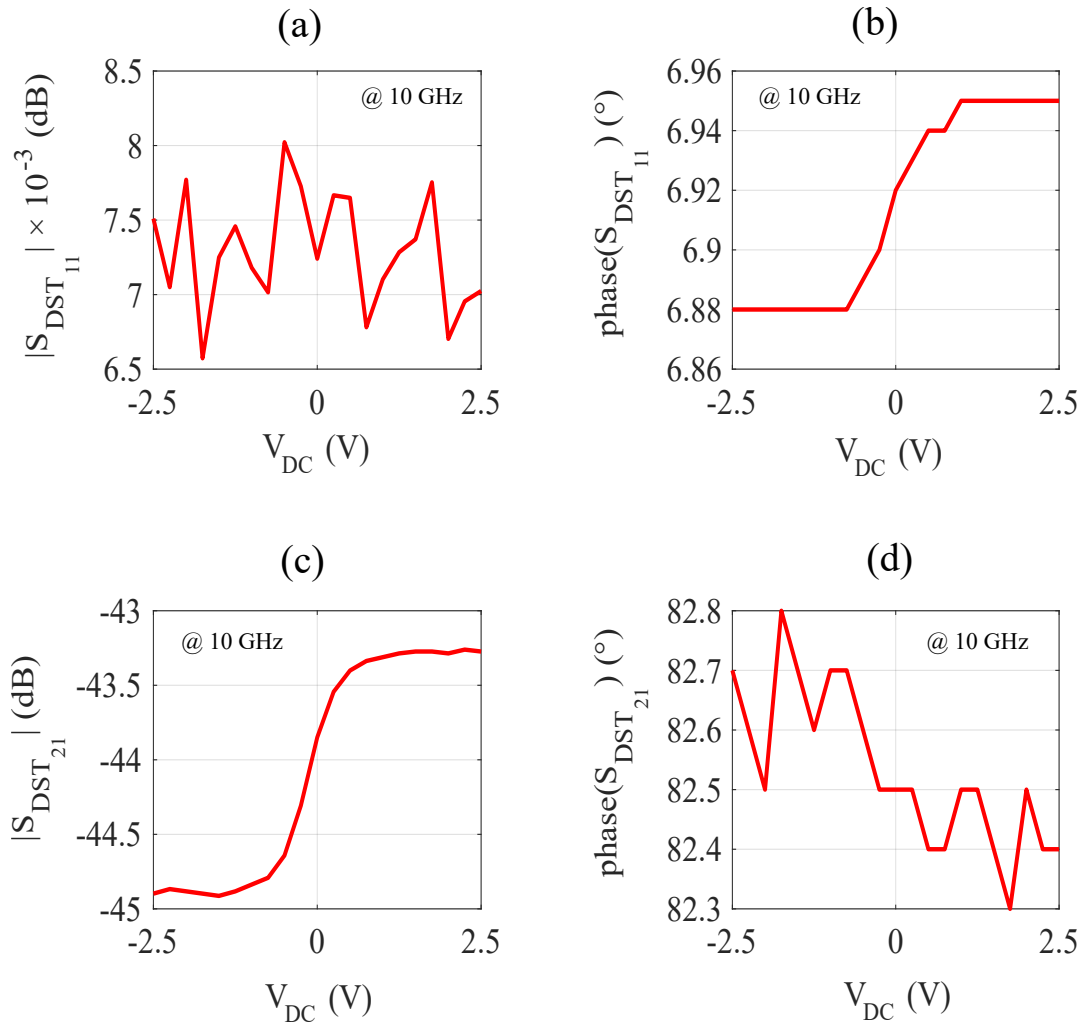


FIGURE 2.25 – Paramètres  $S$  extraits dans les plans de la varicap en fonction de la tension de polarisation  $V_{DC}$  à 10 GHz.

Le coefficient de réflexion complexe  $S_{DST_{11}}$  demeure quasiment constant lorsque la tension de polarisation varie de  $-2,5$  V à  $2,5$  V. Les valeurs moyennes reportées dans le tableau 2.8 sont de  $7.10^{-3}$  dB et de  $0,07^\circ$  respectivement sur le module et la phase du coefficient de réflexion. Rappelons que dans le cas d'une mesure en réflexion d'une capacité, l'information est portée par la phase de  $S_{DST_{11}}$ . Le module du coefficient de transmission  $S_{DST_{21}}$  présente quant à lui une bonne sensibilité aux variations de la tension de polarisation. Ainsi, nous observons une diminution du module de  $S_{DST_{21}}$  de  $44,80$  à  $43,25$  dB sur la plage de tensions considérée (tableau 2.9).

TABLEAU 2.8 – Variation du module et de la phase du paramètre  $S_{DST_{11}}$  en fonction de la tension de polarisation ; mesures extraites à 10 GHz.

$V_{DC}$ (V)	$ S_{DST_{11}} $ (dB)	$\varphi_{S_{DST_{11}}}$ ( $^\circ$ )
$V_{DC_{min}} = -2,5$	0,0075	6,88
$V_{DC_{max}} = 2,5$	0,007	6,95
$\Delta S_{DST_{11}}  = 0,0005$		$\Delta\varphi_{S_{DST_{11}}} = 0.07$

TABLEAU 2.9 – Variation du module et de la phase du paramètre  $S_{DST_{21}}$  en fonction de la tension de polarisation ; mesures extraites à 10 GHz.

$V_{DC}$ (V)	$ S_{DST_{21}} $ (dB)	$\varphi_{S_{DST_{21}}}$ ( $^\circ$ )
$V_{DC_{min}} = -2,5$	$-44,80$	$82,73$
$V_{DC_{max}} = 2,5$	$-43,25$	$82,43$
$\Delta S_{DST_{21}}  = 1,55$ dB		$\Delta\varphi_{S_{DST_{21}}} = 0,3$

Rappelons que l'objectif est de déterminer la valeur des capacités apparentes de la varicap à partir de mesure de paramètres  $S$ , puis d'évaluer les incertitudes associées. Ainsi, à partir des paramètres  $S_{DST_{ij}}$ , nous présentons en figure 2.26 les capacités apparentes en fonction de la fréquence pour une tension de polarisation maximale  $V_{DC} = 2,5$  V.

Nous remarquons que la réponse fréquentielle de la capacité apparente  $C_{DST_{11}}$  est beaucoup plus bruitée que celle de  $C_{DST_{21}}$ . De plus, nous observons une variation de la réponse sur la plage de fréquences considérée. Par contre, la capacité apparente  $C_{DST_{21}}$  présente une réponse plate jusque 28 GHz environ. Au-delà, nous observons une décroissance de la réponse fréquentielle. Le modèle électrique équivalent en  $\Pi$  (figure 2.22) considéré précédemment ne permet plus de rendre compte des mesures observées.

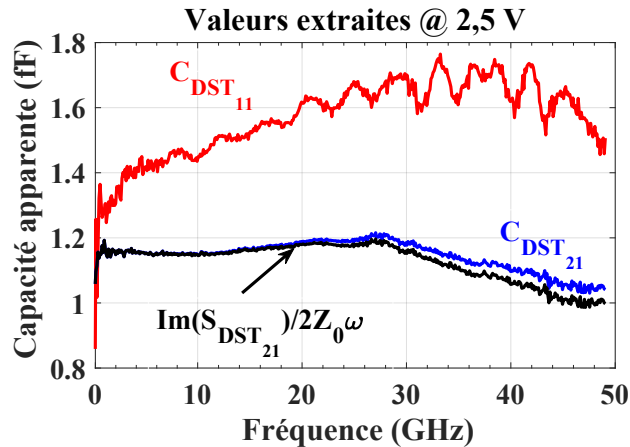


FIGURE 2.26 – Capacités apparentes  $C_{11}$  et  $C_{21}$  en fonction de la fréquence pour  $V_{DC} = 2,5$  V.

En effet, dans ce modèle, à des fins de simplicité, nous considérons une capacité équivalente unique. Cependant, notons que le modèle en  $\Pi$  d'une capacité apparente est la résultante d'effets plus complexes modélisés généralement par le schéma donné en figure 2.27. Les capacités  $C_1$  et  $C_2$  prennent en compte les effets parasites capacitifs liés aux plots RF et au substrat.

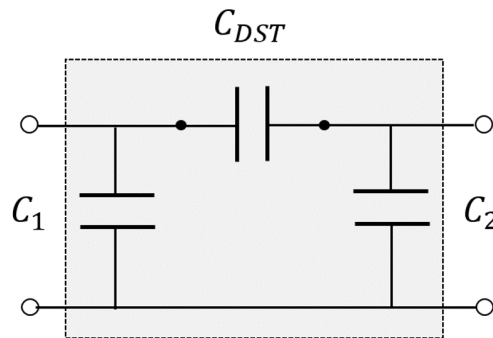


FIGURE 2.27 – Modèle électrique équivalent en  $\Pi$  purement capacitif prenant en compte les effets parasites des "pads RF" et du substrat.

Par ailleurs, nous représentons sur cette même figure la partie imaginaire du coefficient de transmission  $S_{DST_{21}}$  normalisée par rapport à  $2Z_0\omega$ . Nous obtenons une réponse fréquentielle identique à celle de la capacité apparente  $C_{DST_{21}}$  jusqu'à environ 28 GHz. Au-delà de 28 GHz, nous constatons que les courbes s'écartent traduisant ainsi les limites du modèle simplifié évoqué précédemment. A partir de ces résultats, nous démontrons qu'une mesure en transmission ( $S_{21}$ ) dans le cas de dispositifs très localisés (dimen-

sions physiques du DST petites devant la longueur d'onde de la fréquence d'investigation) donne une mesure quasi-directe de l'impédance et/ou de admittance.

### 2.2.6 Répétabilité de mesure et variabilité technologique

Nous nous intéressons dans cette partie à l'incertitude de mesure relative à la reproductibilité de la mesure, en particulier liée au positionnement des sondes sur le DST. Rappelons que le posé de la sonde est assuré manuellement au travers de l'utilisation de vis micrométriques présentant une résolution de l'ordre du  $\mu\text{m}$  en  $X$ ,  $Y$  et  $Z$ . Le protocole de mesure consiste à effectuer 6 mesures successives de la même varicap. Afin de minimiser les erreurs inhérentes à la dérive de l'instrument, le temps entre chaque mesure est fixé à moins de 3 minutes. Nous présentons en figures 2.28. a) et b) les capacités apparentes  $C_{DST11}^r$  et  $C_{DST21}^r$  en fonction de la tension de la polarisation. Ces valeurs sont extraites respectivement des coefficients de réflexion et de transmission à 10 GHz. En particulier, pour une tension  $V_{DC} = 2,5\text{ V}$ , les écarts maximums sur la valeur des capacités  $C_{DST11}^r$  et  $C_{DST21}^r$  sont de 130 aF et 2 aF respectivement. Nous pouvons voir que l'incertitude de mesure est plus faible dans le cas où la capacité est extraite à partir du coefficient de transmission  $S_{DST21}$ . Ces résultats confortent l'étude analytique présentée dans la sous-section 2.2.4. En effet, pour une capacité théorique de 1 fF à 10 GHz, les incertitudes de mesure estimées dans le cas de mesures en réflexion et en transmission sont respectivement de l'ordre de quelques centaines d'aF et quelques aF.

Par ailleurs, pour évaluer la variabilité technologique (ou dispersion technologique), nous avons mesuré différentes varicaps sur le même "wafer" de test. Un exemple de caractéristique "capacité apparente-tension" est donné en figure 2.28. c) et d) pour six réticules différents à la fréquence de 10 GHz. La variabilité sur les capacités apparentes notées  $C_{DST11}^v$ , et  $C_{DST21}^v$ , déterminées à partir de  $S_{DST11}$  et  $S_{DST21}$  sont respectivement de 430 aF et 20 aF.

Par ailleurs, en considérant le cas de mesure en transmission (figure 2.28. b) et d)), nous pouvons noter que la variabilité technologique est 10 fois supérieure aux incertitudes relatives à la reproductibilité du contact et au positionnement des sondes ( $C_{DST21}^v = 10 \times C_{DST21}^r$ ). Par conséquent, la variabilité technologique de la varicap peut être quantifiée en mettant en œuvre des mesures en transmission. De plus, ces résultats montrent

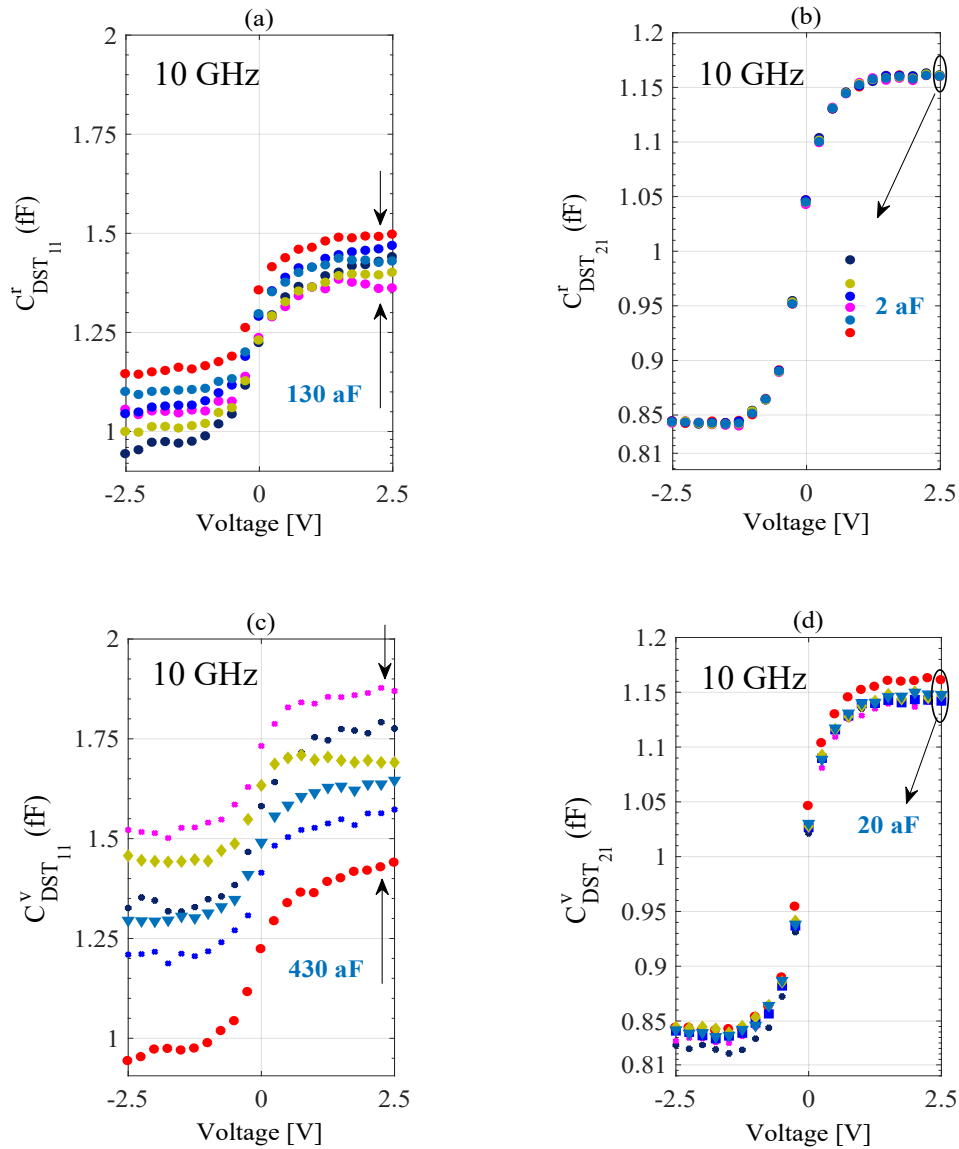


FIGURE 2.28 – Incertitudes de mesure liées à la reproductibilité du contact (sonde/DST) estimées dans le cas de mesure (a) en réflexion ( $C_{DST_{11}}^r$ ) et (b) en transmission ( $C_{DST_{21}}^r$ ). Variabilité technologique sur les valeurs de capacité évaluée dans le cas de mesure (c) en réflexion ( $C_{DST_{11}}^v$ ) et (d) en transmission ( $C_{DST_{21}}^v$ ). Toutes les mesures sont extraites à 10 GHz.



la possibilité de mesurer avec précision de très petites valeurs de capacités au moyen des techniques de mesure sous pointes conventionnelles.

Comme nous l'avons annoncé dans l'introduction du chapitre, à travers cette étude nous avons adressé la caractérisation hyperfréquence d'éléments hautes impédances réactifs. Dans la suite, nous nous intéressons à des impédances résistives, notamment la caractérisation de nano-résistances en titane (Ti) insérées dans des accès coplanaires.

## **2.3 Application à la caractérisation sous pointes de nano-résistances métalliques à base de Titane (Ti)**

Dans cette partie, l'étude porte sur la caractérisation de dispositifs hautes impédances purement résistifs. Pour cela, nous avons fabriqué des nano-résistances dont les valeurs théoriques varient de  $2\text{k}\Omega$  à  $10\text{k}\Omega$ . Elles sont fabriquées en déposant une fine couche de titane (Ti) sur un substrat d'Arséniure de Gallium (GaAs). En vue de leur caractérisation électrique, les nano-résistances sont intégrées dans des accès coplanaires. Nous utilisons une station de mesure sous pointes composée d'un VNA et de sondes hyperfréquences pour les caractériser. Dans un premier temps, nous présentons les différentes étapes technologiques. Puis dans un deuxième temps, nous détaillerons les mesures hyperfréquences réalisées jusque 40 GHz, ainsi que les procédures de calibrage et d'épluchage des accès coplanaires. Enfin, comme dans le cas de la varicap, nous étudierons l'influence des erreurs résiduelles sur la précision des valeurs des conductances et des capacités apparentes extraites des mesures de paramètres  $S$ .

### **2.3.1 Fabrication des nano-résistances**

Les nano-résistances sont fabriquées sur une substrat d'Arséniure de Gallium (AsGa) d'épaisseur  $625\ \mu\text{m}$  ( $\pm 25\ \mu\text{m}$ ). Le procédé de fabrication est divisé en deux grandes étapes. La première étape concerne la définition des nano-résistances (largeur 100 nm). Par la suite, une couche résistive est déposée par centrifugation et grâce à l'utilisation d'un nanomasker EBPG5000 (Vistec®) une étape de lithographie (e-beam) s'en est suivie. Ensuite, 31 nm de Ti est obtenue par évaporation pour former un ensemble de nano-résistances

dont les valeurs de résistance théoriques varient de  $2\text{k}\Omega$  à  $10\text{k}\Omega$ . La deuxième étape est consacrée à la définition des lignes coplanaires et des plots d'accès. Pour cela, 25 nm de Ti servant de couche d'adhérence et de 500 nm d'or (Au) ont été déposées et révélées. On peut voir sur la figure 2.29 l'image MEB (Microscope Électronique à Balayage) du wafer divisé en deux parties. La partie inférieure regroupe les motifs de test adaptés aux micro-sondes (partie grisée). La caractérisation de ces micro-sondes feront l'objet du prochain chapitre. Sur la partie supérieure du wafer, on peut voir les motifs de test dites "structures de test classiques" pouvant être mesurées avec des sondes Radio-Fréquence (RF) conventionnelles dont l'écartement entre les doigts (pitch) est de l'ordre de  $100\ \mu\text{m}$ .

Notons que deux types de structure de test sont fabriqués; à savoir des accès CPW intégrant des nano-résistances et des accès CPW sans nano-résistance dites "structures de test à vide". Ces derniers motifs seront utilisés pour les procédures d'épluchage (de-embedding) des accès. L'image MEB de la figure 2.29 montre un exemple de structure de test comportant deux accès CPW (cadre rouge). Une vue détaillée sur ce motif (figure 2.30) met en évidence la taille nanométrique de la couche de Ti déposée sur de l'AsGa correspondant à la nano-résistance. L'espacement entre les deux accès CPW correspond à un gap de  $4\ \mu\text{m}$ , donc à la longueur de la élaborée. En plus de ces structures de test, d'autres motifs sont également fabriqués notamment des :

- motifs "charges adaptées" : "Parallèle Load" et "Série Load"
- motifs "circuit-ouvert" : "OPEN"
- motifs "court-circuit" : "SHORT"
- des motifs "THRU" et des lignes "LIGNE-1 mm"

Après la fabrication, les dimensions géométriques des dispositifs sont mesurées en utilisant un MEB (Tescan<sup>TM</sup> Mira XMU). Les paramètres géométriques importants pour notre étude sont reportés dans le tableau 2.10.

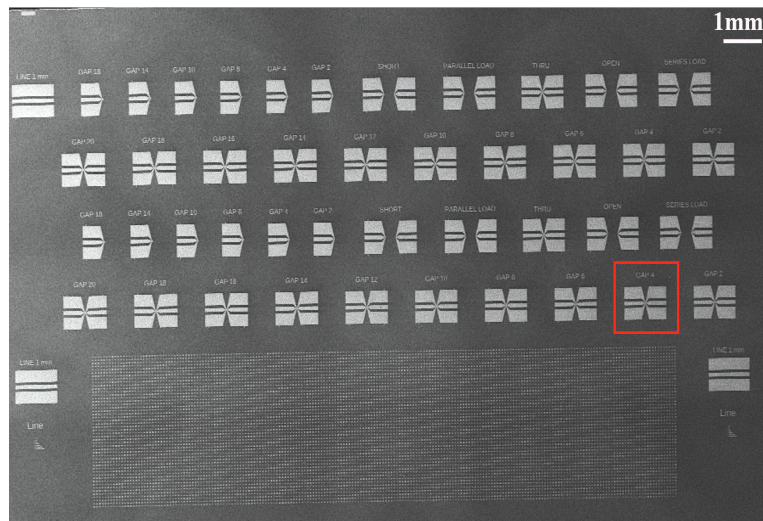


FIGURE 2.29 – Image MEB du wafer composé de motifs de test dédiés sondes RF conventionnelles (partie supérieure) et de motifs de test adaptés micro-sondes RF (partie inférieure)

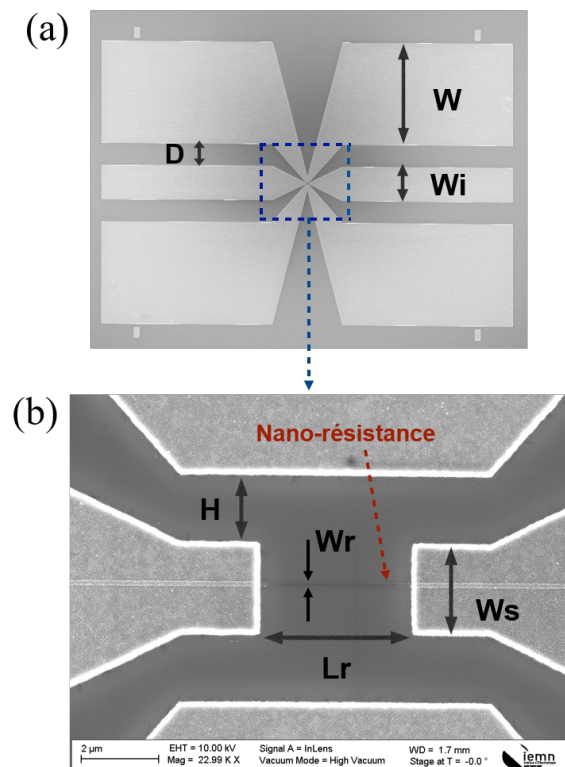


FIGURE 2.30 – (a) Image MEB d'un motif de test de gap 4  $\mu\text{m}$  (b) Zoom au niveau du gap mettant en évidence la fine couche de Ti (500 nm d'épaisseur).

TABEAU 2.10 – Paramètres géométriques des motifs

Paramètres	Gap 4 $\mu\text{m}$	Gap 20 $\mu\text{m}$
$W_i(\mu\text{m})$	102[100]	102[100]
$W(\mu\text{m})$	299[300]	299[300]
$D(\mu\text{m})$	65[66]	65[66]
$H(\mu\text{m})$	1,7[1,8]	1,7[1,8]
$W_s(\mu\text{m})$	2,4[2,3]	2,4[2,3]
$L_r(\mu\text{m})$	3,9[4]	19[20]
$W_r(\text{nm})$	110[100]	115[100]

### 2.3.2 Banc expérimental - Procédure de calibrage

Le banc expérimental est composé d'une station de mesure hyperfréquence sous pointes MPS150 de Cascade Microtech® équipée d'une paire de sondes GSG Infinity® de 125  $\mu\text{m}$  de pitch, de câbles coaxiaux 2,4 mm très stable en phase (Gore®) et d'un VNA E8361A 10 MHz-67 GHz du fabricant Keysight®. Le système est configuré pour effectuer des mesures dans la bande de fréquences 50 MHz - 40 GHz. La puissance RF et l'IFBW sont respectivement de -10 dBm et 100 Hz. Le système est préalablement calibré en utilisant un substrat de calibrage de type ISS avec comme référence 101-190 de Cascade Microtech®. Le calibrage utilisé est de type LRRM.

### 2.3.3 Mesure des paramètres S des structures de test

Après la procédure de calibrage, nous avons effectué des mesures hyperfréquences des structures de test (du gap 4  $\mu\text{m}$  au gap 20  $\mu\text{m}$  avec nano-résistance) sur la bande de fréquence 50 MHz - 20 GHz. Sur la même bande de fréquences, nous avons également mesuré la structure de test 20  $\mu\text{m}$  "vide" (sans nano-résistance). Nous présentons sur les figures 2.31 le module et la phase du coefficient de réflexion  $S_{11}$  en fonction de la fréquence pour les différentes structures de test. Sur la figure 2.31. a) nous pouvons constater que par rapport à la longueur du gap (valeur de la résistance), le module du paramètre  $S_{11,4\mu\text{m}}$  mesuré pour le gap 4  $\mu\text{m}$  par exemple, est bien distinct de celui du gap 20  $\mu\text{m}$  ( $S_{11,20\mu\text{m}}$ ). En d'autres termes, le module est sensible à la variation de la résistance. Cepen-

dant la déviation est très faible. De plus, les modules  $|S_{11_i}|$  sont proches de 0 dB ce qui traduit une désadaptation entre l'impédance de référence  $Z_0$  du VNA et l'impédance des nano-résistances (2k $\Omega$  à 10k $\Omega$ ).

Concernant la phase de  $S_{11}$  (figure 2.31 (b)), la signature fréquentielle est la même pour toutes les structures de test considérées. La phase de  $S_{11}$  n'est donc pas sensible à la valeur de la résistance. Par conséquent, elle n'apporte pas d'informations sur les paramètres intrinsèques des nano-résistances, notamment la conductance et la capacité apparentes.

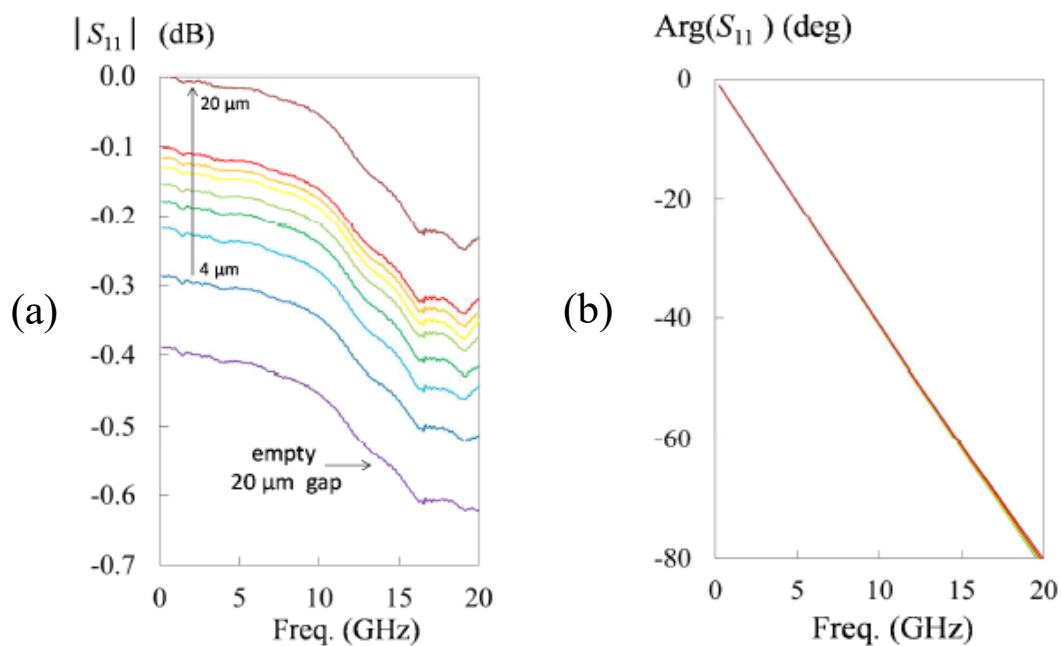


FIGURE 2.31 – Module (a) et phase (b) du coefficient de réflexion  $S_{11}$  des différentes structures de test (du gap 4  $\mu\text{m}$  au gap 20  $\mu\text{m}$ ) en fonction de la fréquence.

Par ailleurs, les figures 2.32. a) et b) présentent le module et la phase du coefficient de transmission  $S_{21}$  en fonction de la fréquence pour différentes structures de test. La figure 2.32. a) montre une bonne sensibilité de mesure sur le module du coefficient de transmission  $S_{21}$ . Les réponses fréquentielles sont relativement plates en basses fréquences (50 MHz-2,5 GHz). La déviation sur les modules est de 15 dB (du gap 4  $\mu\text{m}$  au gap 20  $\mu\text{m}$ ). Cependant, nous observons un effet fréquentiel au delà 2,5 GHz dû aux contributions capacitives.

Concernant la phase, elle est proche de 0° en basses fréquences (50 MHz-2,5 GHz) quelque soit la valeur de la résistance (longueur du gap). Par contre, dans la bande de

fréquences 8-12 GHz, la phase devient très sensible par rapport à la valeur de la résistance. Elle atteint une valeur maximale de  $25^\circ$  avant de décroître avec la fréquence pour tendre théoriquement vers une valeur de  $-90^\circ$ . Ce comportement fréquentiel est attribué principalement aux éléments parasites introduites par les accès coplanaires, et aux couplages capacitifs entre les ports d'entrée et sortie. Ces résultats montrent que le module et la phase du coefficient de transmission  $S_{21}$  sont très sensibles par rapport à la valeur de la résistance. Comme nous le verrons juste après, cette description qualitative montre expérimentalement que le paramètre  $S_{21}$  est sensible à la variation de fortes valeurs d'impédances tel que démontré dans la première partie de ce chapitre (section 2.1.2).

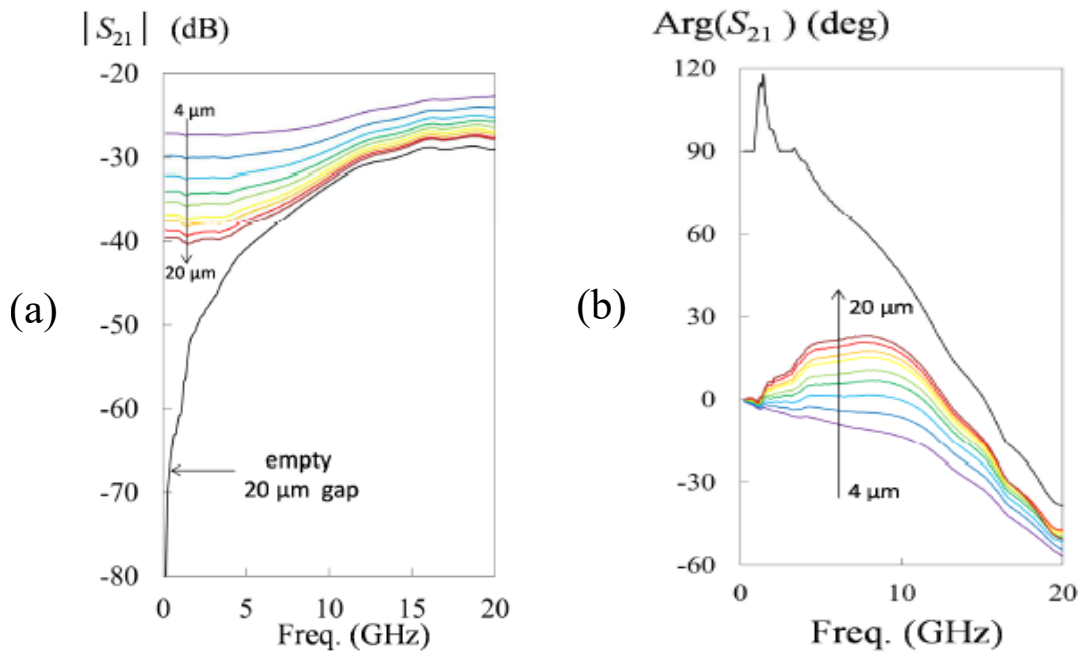


FIGURE 2.32 – Module (a) et phase (b) du coefficient de transmission  $S_{21}$  des différentes structures de test (du gap  $4\ \mu\text{m}$  au gap  $20\ \mu\text{m}$ ) en fonction de la fréquence.

### 2.3.4 Procédure d'épluchage - extraction des capacités et des conductances apparentes

Nous proposons une procédure d'épluchage des accès coplanaires (de-embedding) pour extraire les capacités et les conductances intrinsèques présentes au niveau des différents gaps. Nous présentons sur la figure 2.33 un exemple de structure de test de  $4\ \mu\text{m}$  de gap avec nano-résistance (DST) et une structure de test sans nano-résistance ( $20\ \mu\text{m}$  de gap) utilisée pour l'épluchage des accès coplanaires.

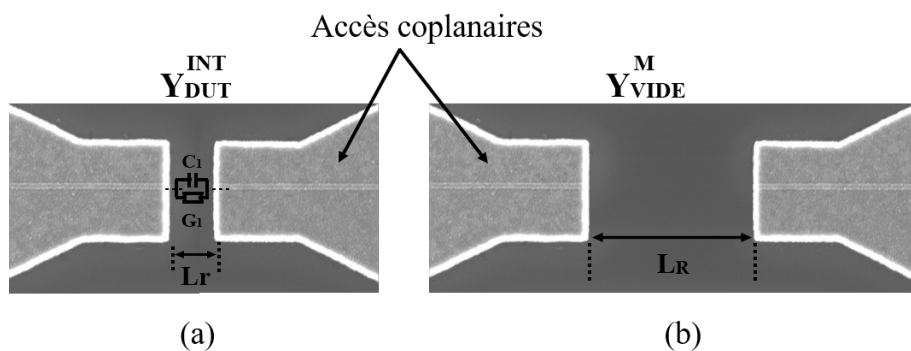


FIGURE 2.33 – (a) Modèle électrique équivalent d'une structure de test de gap  $L_r=4\ \mu\text{m}$  avec nano-résistance. (b) Structure de test de gap  $L_R=20\ \mu\text{m}$  servant de référence pour la procédure d'épluchage.

La procédure consiste à soustraire à partir de la mesure d'une structure de test avec nano-résistance (DST), les contributions parasites relatives aux accès coplanaires. Pour cela, nous supposons d'une part, que les structures de test avec nano-résistance et que la structure d'épluchage ( $20\ \mu\text{m}$ ) sont identiques. D'autre part, nous choisissons comme motif d'épluchage, la structure de test sans nano-résistance de gap  $20\ \mu\text{m}$  (figure 2.33. b)). En effet, vu la longueur du gap nous faisons l'hypothèse que cette structure de test présente la plus petite valeur de capacité que nous supposons négligeable devant celle des autres structures.

Ainsi pour déterminer les paramètres intrinsèques (capacité, conductance) des différentes structures des test, nous procédons comme suit :

- Nous effectuons des mesures de paramètre  $S$  du DST sur la bande de fréquences  $50\ \text{MHz} - 20\ \text{GHz}$ . Nous obtenons une matrice de paramètres  $S$  notée  $[S_{DUT}^M]$ .
- Puis, nous effectuons des mesures de paramètre  $S$  du motif d'épluchage sur la même

bande de fréquences. Nous obtenons une matrice de paramètres  $S$  notée  $[S_{VIDE}^M]$ .

— Par la suite, les paramètres  $S$  sont convertis en paramètres  $Y$  (admittance). Finalement, nous déterminons la matrice  $Y$ , notée  $[Y_{DST}^{INT}]$  en utilisant la relation 2.28.

$$[Y_{DST}^M] = [Y_{DST}^{INT}] + [Y_{VIDE}^M] \quad (2.28)$$

Cette matrice  $[Y_{DST}^{INT}]$  caractérise l'admittance intrinsèque du DST. Cependant, pour des raisons de simplicité d'écriture, nous adoptons la notation suivante :  $[Y]$ .

A partir de cette matrice, nous déterminons les capacités  $C_{21}$  et les conductances apparentes  $G_{21}$  du DST en utilisant les relations ci-dessous :

$$C_{21} = \frac{Im(Y_{21})}{\omega} \quad (2.29)$$

$$G_{21} = Re(Y_{21}) \quad (2.30)$$

Dans la relation 2.29,  $\omega$  est la pulsation angulaire ( $rad.s^{-1}$ ). Notons que le principal avantage de cette méthode d'épluchage est sa grande simplicité de mise en œuvre. De plus, elle permet de retrancher les effets parasites dus aux accès coplanaires. Néanmoins, vu que nous utilisons la structure de test  $20\mu m$  comme référence pour la procédure d'épluchage, les valeurs des admittances extraites sont des valeurs relatives.

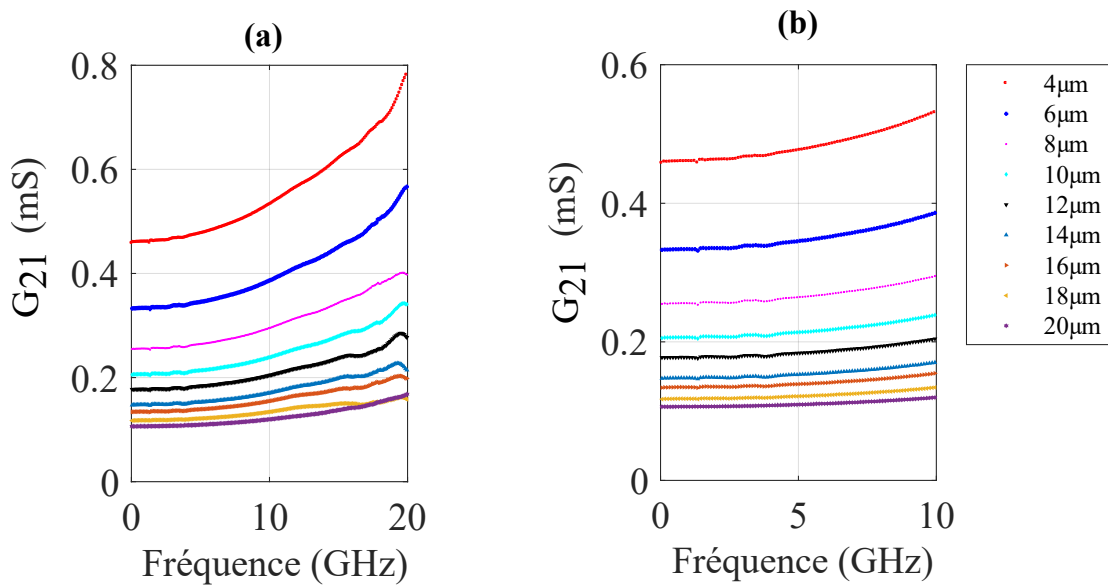


FIGURE 2.34 – (a) Conductances effectives extraites pour plusieurs structures de test (gap avec résistance) en fonction de la fréquence; (b) zoom à 10 GHz; Mesures épluchées par rapport à la structure de test vide ( $20\mu m$  de gap).



La figure 2.34. a) donne la valeur des conductances extraites  $Re(Y)$  en fonction de la fréquence pour les différentes structures de test. En basses fréquences (zoom : figure 2.34. b), les valeurs des conductances varient de 0,1 à environ 0,5 mS. Nous pouvons observer des réponses fréquentielles quasi-plates jusqu'à 10 GHz pour les grandes structures de test notamment les gap 20  $\mu\text{m}$ , 18  $\mu\text{m}$ , 16  $\mu\text{m}$  et 14  $\mu\text{m}$ . Pour les petites structures de test, les réponses fréquentielles présentent des effets légèrement inductives que nous attribuons à la procédure d'épluchage. Nous présentons sur la figure 2.35. a) les réponses fréquentielles des parties réelles des impédances correspondantes. Les impédances réelles extraites pour les structures de test de gap 4  $\mu\text{m}$  et 20  $\mu\text{m}$  sont respectivement de 2,2 k $\Omega$  et 94,1 k $\Omega$ . Nous superposons les valeurs des résistances DC sur le même graphe; nous observons une parfaite concordance des valeurs entre résistances DC et AC, traduisant ainsi une bonne précision de mesure. Pour illustrer cela, nous présentons en figure 2.35. b) l'évolution des résistances DC et AC en fonction de la longueur du gap. Par ailleurs,

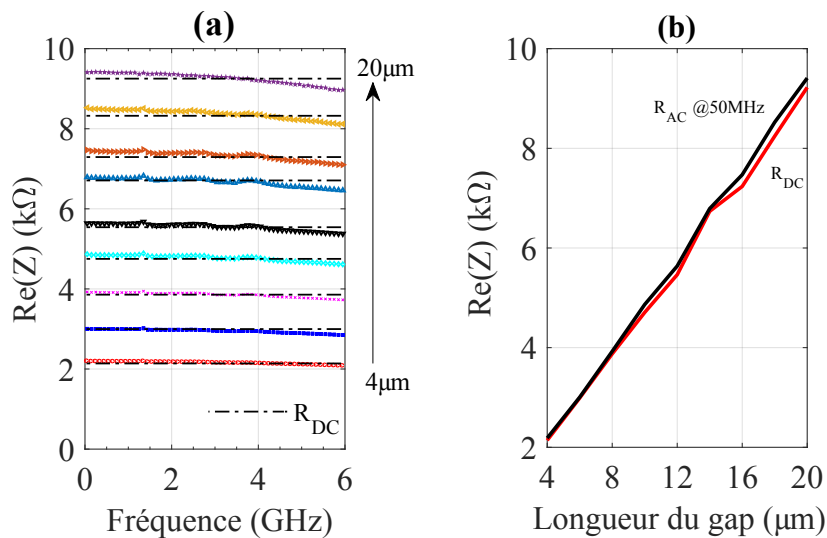


FIGURE 2.35 – (a) Réponses fréquentielles des résistances dynamiques (AC) déterminées pour toutes les structures de test. Valeurs comparées aux résistance DC. (b) Évolution des résistances DC et AC en fonction de la longueur du gap. Toutes les mesures sont épluchées par rapport à la structure de test vide (20  $\mu\text{m}$  de gap).

nous présentons sur la figure 2.36. a) les capacités apparentes en fonction de la fréquence pour différentes structures de test. Un zoom sur la bande de fréquences 0,05-10 GHz (figure 2.36. b)) montre des réponses quasi-plates. Cependant, nous constatons des effets

fréquentiels dans les bandes de fréquences 0,05-10 GHz et 10-20 GHz attribués principalement aux accès CPW et à la procédure d'épluchage.

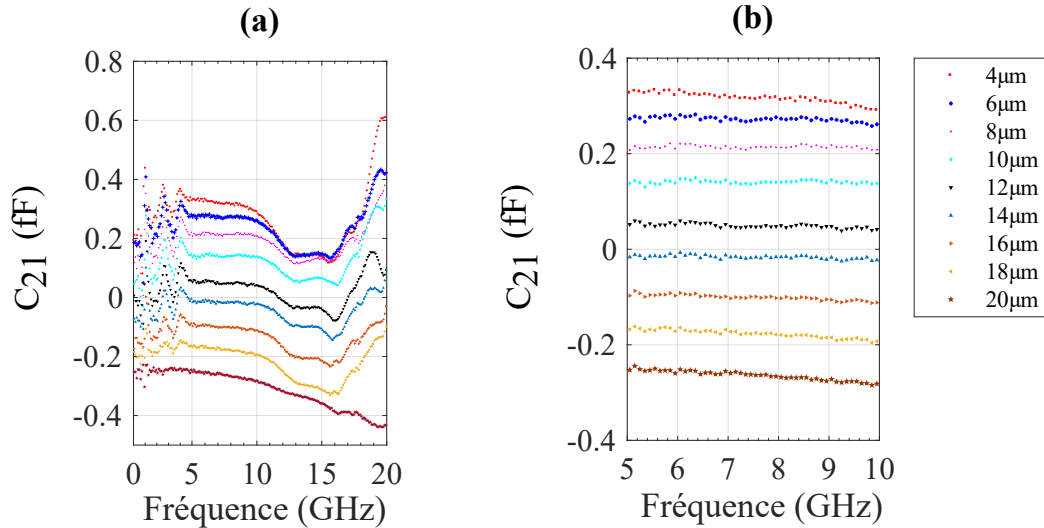


FIGURE 2.36 – (a) Capacités apparentes en fonction de la fréquence pour plusieurs structures de test et (b) Zoom sur la bande de fréquence [5 GHz - 10 GHz]. Mesures épluchées par rapport à la structure de test vide (20  $\mu\text{m}$  de gap).

### 2.3.5 Estimation des incertitudes de mesure sur les conductances et les capacités apparentes

Dans un premier temps, comme dans le cas de la varicap nous avons évalué analytiquement les incertitudes de mesure associées à la détermination des conductances et des capacités apparentes. Les valeurs de conductance (0,48 mS) et de capacité (0,3 fF) sont extraites en basse fréquence (5 GHz). Nous considérons uniquement le cas de la mesure en transmission. Nous reportons sur le tableau 2.11 les incertitudes de mesure absolues estimées sur la détermination des conductances et des capacités apparentes en appliquant la méthodologie présentée précédemment. Les erreurs résiduelles considérées sont extraites pour trois points de fréquence 5 GHz, 20 GHz et 50 GHz.

En considérant le point de fréquence 5 GHz sur le tableau 2.11, nous pouvons noter que l'incertitude de mesure associée à une capacité de 0,3 fF est de 2,4 aF, soit 0,8 % en termes d'incertitudes relatives. Ceci atteste une bonne précision de mesure comme démontré précédemment dans le cas de la varicap.

TABLEAU 2.11 – Incertitudes de mesure estimées sur la détermination de la conductance et de la capacité. Erreurs résiduelles extraites à 5 GHz, 20 GHz et à 50 GHz.

	Fréquence	5 GHz	20 GHz	50 GHz
Valeur de C	$C_{12}$ (fF)	0,3	0,3	0,3
Incertitude	$\Delta C_{12}$ (aF)	2,4	4,5	21,2
Valeur de G	$G_{12}$ (mS)	0,48	0,48	0,48
Incertitude	$\Delta G_{12}$ ( $\mu$ S)	0,2	0,7	1,78

Par ailleurs, nous avons réalisé des mesures de répétabilité afin d'évaluer cette fois-ci, les incertitudes relatives au positionnement des sondes sur le DST. Le protocole de mesure consiste à effectuer 10 mesures successives de la même structure de test (gap = 4  $\mu$ m). Nous présentons sur la figure 2.37 les réponses fréquentielles des conductances apparentes  $G_{21}$  correspondant à ces 10 mesures. On note une variabilité sur la valeur des conductances de 0,3  $\mu$ S. Cette valeur est comparable à celle estimée analytiquement et consignée dans le tableau 2.11. En effet, dans ce tableau nous pouvons noter que pour une conductance de 0,48 mS, l'incertitude de mesure associée est de 0,2  $\mu$ S à 5 GHz.

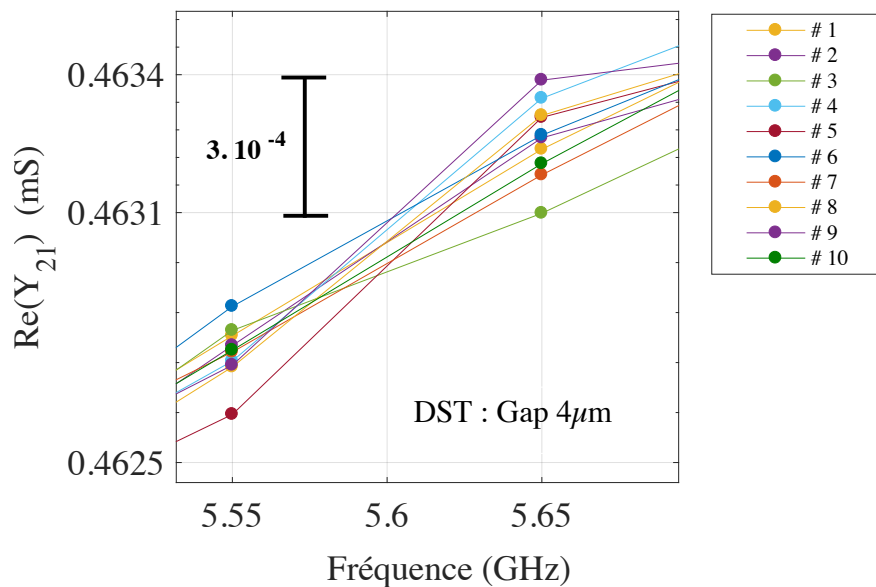


FIGURE 2.37 – Incertitudes de mesure sur les conductances liées à la reproductibilité du contact entre sonde/DST; 10 mesures successives sur une structure de test de 4  $\mu$ m de gap.

D'après ces résultats, l'une des principales causes d'imprécision rencontrée lors des mesures hyperfréquences concerne les incertitudes de mesure liées à la répétabilité de

la mesure. En particulier, l'utilisation d'une station de micro-déplacements mécaniques s'accompagne inéluctablement d'imprécisions dépendant de l'opérateur. Afin de palier à ce problème, une plateforme de mesure intégrant un porte échantillon monté sur un nano-positionneur piézo-électrique a été développée au sein de l'IEMN. La section suivante décrit la plateforme de mesure et donne quelques résultats issus de ces expériences.

## **2.4 Développement d'un banc de mesure hyperfréquence sous pointes basé sur le nano-positionnement piézo-électrique en boucle fermé**

Forts des compétences acquises depuis 2012 sur le développement d'équipements de nano-caractérisation électrique dans le cadre de l'EQUIPEX ExCELSiOR, mais également au travers d'une collaboration avec l'Université d'Oldenburg, spécialisée en nanorobotique, une station de mesure sous pointes est modifiée pour accueillir un porte-échantillon se déplaçant dans les trois axes sur des distances centimétriques avec des précisions nanométriques. En particulier, une étude sur la reproductibilité du contact en  $Z$  décrite dans la suite et considérant un kit de calibrage commercial a permis de mettre en avant l'intérêt de cette approche.

L'étude a consisté à comparer les performances en terme de précision de mesure liée à la répétabilité du contact entre la sonde de mesure GSG et les accès du DST pour les configurations classique (positionneur mécanique à déplacement micrométrique) et basée sur le nano-positionnement. Ainsi, les coefficients de réflexion de standards de calibrage (court-circuit : "short" et charge adaptée : "Load") sont mesurés dans la bande de fréquence 0,05-50 GHz par positionnement manuel (axe  $Z$  :  $\pm 2,5 \mu\text{m}$ ) et par nano-positionnement piézo-électrique (axe  $Z$  :  $\pm 25 \text{ nm}$ ). Le banc expérimental présenté sur la figure 2.38, inclut une station de mesure hyperfréquence sous pointes MPS150 de Cascade Microtech® équipée d'une paire de sondes GSG Infinity® de "pitch"  $100 \mu\text{m}$ , de câbles coaxiaux (2,4 mm) à haute tenue en phase de Gore® et d'un analyseur de réseaux vectoriel N5225A PNA (PNA) de Keysight®. Le dispositif est configuré pour effectuer des mesures dans la bande de fréquences 0,05-50 GHz (pas = 100 MHz). La bande passante

de la fréquence intermédiaire (IFBW) et la puissance RF sont respectivement de 100 Hz et -10 dBm. Le système est préalablement calibré au travers de l'emploi d'un substrat de calibrage de type (ISS) 101-190 de Cascade Microtech®. La référence du système de nano-positionnement est *XYZ – SLC1720s – SBP* de SmarAct GmbH®. Le positionneur comprend trois bras de déplacement (*X*, *Y* et *Z*) présentant des capacités de positionnement très fines (résolution = 1 nm; répétabilité = 25 nm). Ce positionneur est contrôlé par un PC via une interface. Un système de zoom optique ( $5\times / 0,14$ ) équipé d'une caméra vidéo complète le banc expérimental.

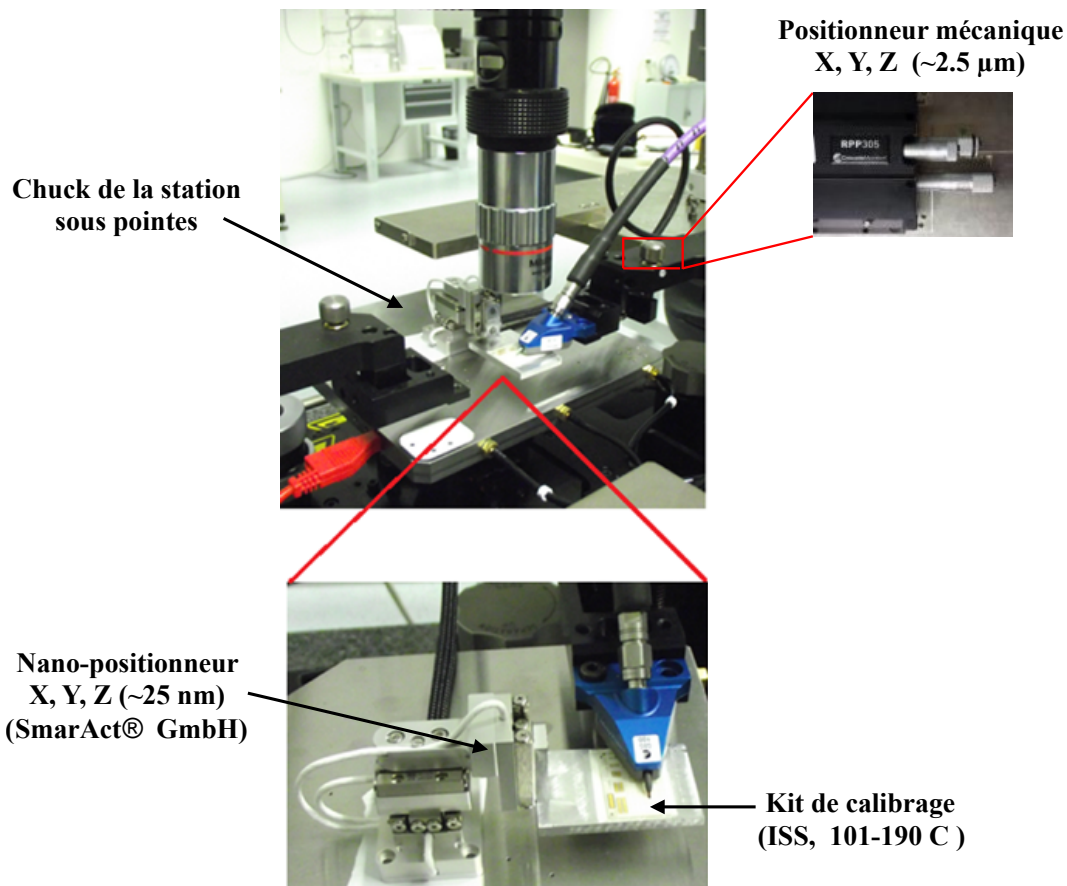


FIGURE 2.38 – Station de mesure sous pointes sur laquelle est intégré un système de nano-positionnement piézo-électrique pour un contrôle automatisé du contact entre sonde de mesure et DST.

### 2.4.1 Résultats et discussions

Notons que nous nous sommes intéressés uniquement au déplacement de la sonde suivant la direction  $Z$ . Dans le but d'évaluer les performances du système automatisé, en termes de précision et de répétabilité de mesure, comparé au système manuel, nous avons effectué 15 mesures pour chacun des standards de calibrage ("Short" et "Load"). Nous établissons par la suite des analyses statistiques afin d'évaluer la dispersion des mesures relatives à chaque système. Des calculs d'écart type ( $2\sigma$ ) sur le module du coefficient de réflexion complexe  $S_{11}$  des charges considérées sont ainsi mis en œuvres. Les expressions de la moyenne et de l'écart type sont données ci-dessous :

$$\overline{|S_{11}|} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |S_{11i}| \quad (2.31)$$

$$\sigma_X = \left( \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n \left( |S_{11i}| - \overline{|S_{11}|} \right)^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.32)$$

Concernant, le standard "short" (figure 2.39.a)), avec le système automatisé, la valeur de l'écart ( $2\sigma$ ) est améliorée d'un facteur 4 en termes de précision et de répétabilité de mesure, par rapport au système manuel sur la gamme de fréquences 0,05-20 GHz. Par conséquent, dans cette plage de fréquences, on voit que la précision de mesure dépend fortement de la qualité du posé. A partir des résultats, nous pouvons déduire que la plage de fréquence 0,05-20 GHz se prête bien aux mesures de nano-dispositifs. Par contre, au-delà de 20 GHz, le gain obtenu avec le nano-positionneur devient négligeable. Ceci s'explique, par le fait qu'en hautes fréquences, l'influence des autres sources d'erreurs notamment, de type aléatoire, de dérives etc. devient prédominante. Pour un système de mesure donné, celles-ci dépendent de la fréquence, et constituent la source principale des erreurs observées au-delà de 20 GHz. L'influence de ces erreurs est mise en évidence en représentant l'écart type ( $2\sigma$ ) pour le standard "short" en considérant cette fois-ci, deux cas de mesures réalisées avec le nano-positionneur :  $n = 4$  mesures (courbe bleue) et  $n = 15$  mesures (courbe rouge). En effet, plus on regarde la dispersion dans le temps (entre des mesures extrêmes par exemple), plus les erreurs liées aux dérives de l'instrumentation sont importantes. Par contre, entre deux mesures consécutives, l'influence de ces erreurs est faible.

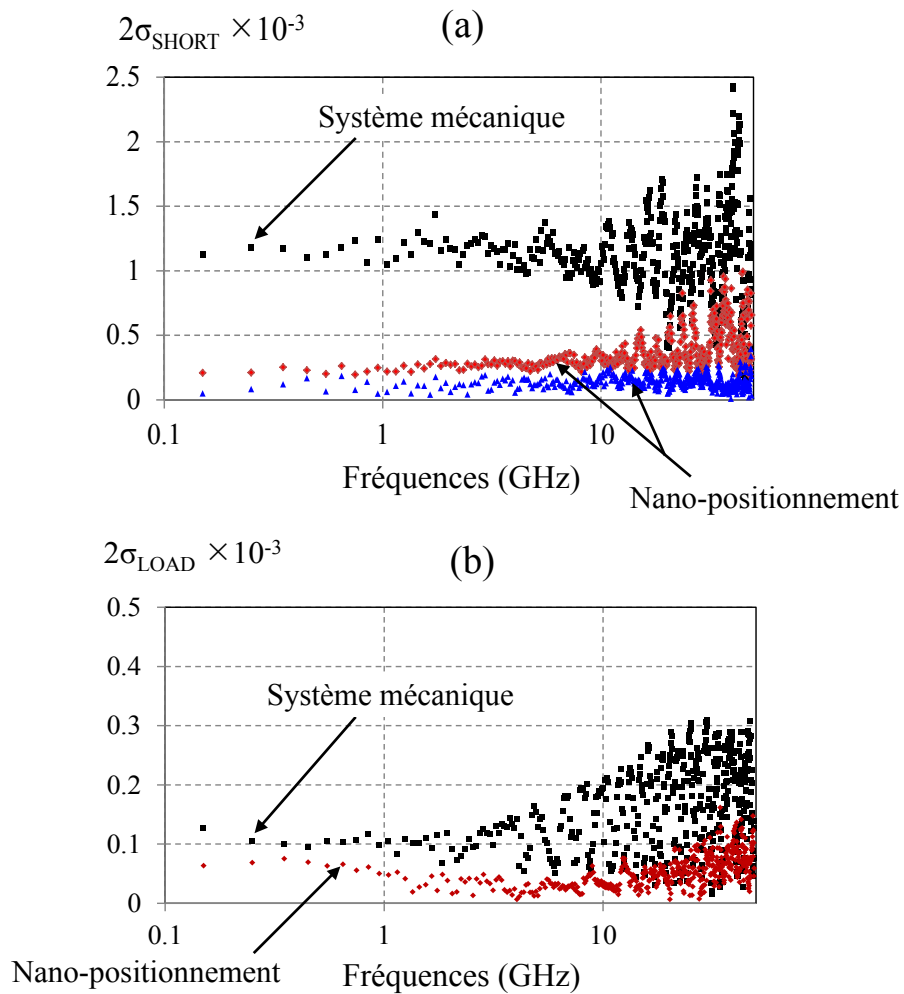


FIGURE 2.39 – Écart types ( $2\sigma$ ) sur le module du coefficient de réflexion complexe  $S_{11}$  des standard (a) Short et (b) Load mesurés en utilisant les deux systèmes de positionnement.

Par ailleurs, pour ce qui concerne la charge adaptée "Load", la précision et la répétabilité des mesures sont également améliorées jusqu'à 20 GHz en utilisant le système de nano-positionnement (figure 2.39.b)). Pour mieux apprécier ces résultats, nous reportons dans le tableau 2.12 les erreurs relatives associées à la mesure du coefficient de réflexion des charges considérées.

TABLEAU 2.12 – Erreurs relatives sur la mesure du coefficient de réflexion complexe  $S_{11}$  des standard Short et Load mesurés en utilisant les deux systèmes de positionnement dans la plage de fréquences 0,05 - 50 GHz.

Fréquence	0,05 - 20 GHz		20 - 50 GHz	
	Mécanique	Piezo.	Mécanique	Piezo.
SHORT	0,23%	0,06%	0,44%	0,18%
LOAD	0,35%	0,1%	0,42%	0,16%

Ces résultats s'avèrent être très instructifs en mettant en avant deux comportements. D'une part, en deçà de 20 GHz, une diminution sensible de l'erreur dans un rapport 4 est observée. D'autre part, dans la bande de fréquences 20-50 GHz, bien qu'une amélioration soit observée, les erreurs demeurent relativement élevées. Une observation fine entre chaque mesure montre qu'un phénomène de dérive, imputable à l'instrumentation hyperfréquence, en est la cause. Une des conséquences majeures implique que la bande de fréquences d'investigation ne doit pas excéder 20 GHz [4]. En particulier, la richesse spectrale offerte par les analyseurs de réseaux modernes (avec une fréquence de mesure minimale autour de 5 Hz pour certains équipements) permet de garantir au moins 10 décades de fréquences ( $10$  à  $10^{10}$  Hz) en vue de l'établissement de modèles électriques issus de la mesure. En d'autres termes, la bande de fréquences 20-50 GHz n'apporte, en fait, pas ou peu d'informations électriques et s'avère relativement imprécise. Les caractérisations en gamme de fréquences millimétriques doivent donc être considérées uniquement comme des moyens de vérification du comportement électrique haute fréquence.



## 2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une méthodologie synthétique pour la détermination des incertitudes de mesure liées à la caractérisation sous pointes d'impédances réelles et imaginaires de fortes valeurs. L'objectif visé est la prédiction de l'incertitude de mesure inhérente à l'instrumentation hyperfréquence conventionnelle sur la détermination des paramètres  $S$  ou  $Z$ . Pour cela, nous avons effectué des évaluations analytiques dans lesquelles nous avons choisi des éléments de test arbitraires (résistances, capacités). Les incertitudes de mesures déterminées analytiquement ont été, par la suite, confortées par une évaluation expérimentale. Ainsi, des varicaps (sub-ff) issues de la technologie BiCMOS 55nm de STMicroelectronics® et des nano-résistances métalliques ont été caractérisées sous pointes. Dans les deux cas, des tests de répétabilité ont été réalisés afin d'évaluer les incertitudes relatives à la reproductibilité du contact et au positionnement des pointes sur le DST. Ces résultats montrent la pertinence des mesures en transmission conduisant aux plus petites incertitudes.

De plus en mettant en œuvre des mesures en transmission, nous avons quantifié la dispersion technologique des varicaps étudiées. Nous avons montré que cette dispersion est 10 fois supérieure aux incertitudes relatives à la reproductibilité du contact et au positionnement des sondes ( $C_{DST_{21}}^v = 10 \times C_{DST_{21}}^r$ ). Ceci met en évidence les potentialités du VNA (en configuration de mesure en transmission) à fournir des données quantitatives et précises quant à l'évaluation de la dispersion technologique relative à la fabrication des composants. Par ailleurs, nous avons montré qu'une mesure en transmission dans le cas d'éléments très localisés (dimensions physiques du DST très petites devant la longueur d'onde de la fréquence d'investigation) donne une mesure quasi-directe de l'impédance/admittance à une constante près.

Enfin, nous avons mis en œuvre une technique de nano-positionnement automatisé pour entrevoir la réduction de l'incertitude de mesure liée au posé manuel des sondes.

## 2.6 Références

- [1] P Chevalier, G Avenier, G Ribes, A Montagné, E Canderle, D Céli, N Derrier, C Deglise, C Durand, T Quémerais, et al. A 55 nm triple gate oxide 9 metal layers sige bicomos technology featuring 320 ghz f t/370 ghz f max hbt and high-q millimeter-wave passives. In *Electron Devices Meeting (IEDM), 2014 IEEE International*, pages 3–9. IEEE, 2014. 69, 71
- [2] P. Chevalier, B. Barbalat, M. Laurens, B. Vandelle, L. Rubaldo, B. Geynet, S. P. Voinescu, T. O. Dickson, N. Zerounian, S. Chouteau, D. Dutartre, A. Monroy, F. Aniel, G. Dambrine, and A. Chantre. High-speed SiGe BiCMOS technologies : 120-nm status and end-of-roadmap challenges. In *2007 Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, pages 18–23. 71
- [3] A Chunovkina and A Chursin. " guide to the expression of uncertainty in measurement"(gum) and" mutual recognition of national measurement standards and of calibration and measurement certificates issued by national metrology institutes"(mra) : Some problems of data processing and measurement uncertainty evaluation. In *Advanced Mathematical And Computational Tools In Metrology V*, pages 55–66. World Scientific, 2001. 53
- [4] Khadim Daffé, Gilles Dambrine, Fabian von Kleist-Retzow, and Kamel Haddadi. Rf wafer probing with improved contact repeatability using nanometer positioning. In *Microwave Measurement Conference (ARFTG), 2016 87th ARFTG*, pages 1–4. IEEE, 2016. 103
- [5] K. Daffé, G. Dambrine, F. von Kleist-Retzow, and K. Haddadi. RF wafer probing with improved contact repeatability using nanometer positioning. In *2016 87th ARFTG Microwave Measurement Conference (ARFTG)*, pages 1–4. 65
- [6] T Dargent, K Haddadi, T Lasri, N Clément, D Ducatteau, B Legrand, H Tanbakuchi, and D Theron. An interferometric scanning microwave microscope and calibration method for sub-ff microwave measurements. *Review of Scientific Instruments*, 84(12) :123705, 2013. 59
- [7] Marina Deng. Contribution à la caractérisation et la modélisation jusque 325 GHz de transistors HBT des technologies BiCMOS. 76
- [8] Marina Deng, Sylvie Lepilliet, François Danneville, Gilles Dambrine, Daniel Gloria, Nicolas Derrier, and Pascal Chevalier. Benefits and validation of 4-dummies de-embedding method for characterization of sige hbt in g-band. In *Microwave Conference (EuMC), 2013 European*, pages 1359–1362. IEEE, 2013. 73

- [9] Stephen LR Ellison. Using validation data for iso measurement uncertainty estimation part 1. principles of an approach using cause and effect analysis. *Analyst*, 123(6) :1387–1392, 1998. 47
- [10] K Haddadi, MM Wang, D Glay, and Tuami Lasri. A 60 ghz six-port distance measurement system with sub-millimeter accuracy. *IEEE microwave and wireless components letters*, 19(10) :644–646, 2009. 59
- [11] L. Hayden. An enhanced line-reflect-reflect-match calibration. In *2006 67th ARFTG Conference*, pages 143–149. 73
- [12] Chuan-Lun Hsu, Gustavo Ardila, and Philippe Benech. High-frequency characterization and modeling of single metallic nanowires. 63(1). 59
- [13] IEC ISO and BIPM OIML. Guide to the expression of uncertainty in measurement. *Geneva, Switzerland*, 1995. 47
- [14] Kichul Kim, T. Mitch Wallis, Paul Rice, Chin-Jen Chiang, Atif Imtiaz, Pavel Kabos, and Dejan S. Filipovic. A framework for broadband characterization of individual nanowires. 20(3) :178–180. 59
- [15] Roger B Marks. Formulations of the basic vector network analyzer error model including switch-terms. In *ARFTG Conference Digest-Fall, 50th*, volume 32, pages 115–126. IEEE, 1997. 49
- [16] These Yvan MORANDINI. Evaluation de nouvelles varicaps en technologie silicium. 76
- [17] Laurent Poulain. *Développement d'un outil de caractérisation millimétrique de bruit dans la bande de fréquences 110-320 GHz*. 76
- [18] F. Purroy and L. Pradell. New theoretical analysis of the LRRM calibration technique for vector network analyzers. 50(5) :1307–1314. 73
- [19] Sujitha Puthukodan, Ehsan Dadrasnia, Vinod VK Thalakkatukulathil, Horacio Lamela Rivera, Guillaume Ducournau, and Jean-Francois Lampin. Free space material characterization of carbon nanotube thin films at sub-terahertz frequencies. *Journal of Electromagnetic Waves and applications*, 30(5) :589–598, 2016. 59
- [20] A Raj, WS Holmes, and SR Judah. Wide bandwidth measurement of complex permittivity of liquids using coplanar lines. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 50(4) :905–909, 2001. 59

- 
- [21] Arijit Raychowdhury and Kaushik Roy. A circuit model for carbon nanotube interconnects : comparative study with cu interconnects for scaled technologies. In *Proceedings of the 2004 IEEE/ACM International conference on Computer-aided design*, pages 237–240. IEEE Computer Society, 2004. 59
- [22] D. Rytting. ARFTG 50 year network analyzer history. In *2008 71st ARFTG Microwave Measurement Conference*, pages 1–8. 77
- [23] Doug Rytting. Network analyzer error models and calibration methods. 49, 51, 52, 53, 59
- [24] Doug Rytting. Network analyzer error models and calibration methods. *White Paper, September, 1998*. 47, 77
- [25] Douglas Kent Rytting. Network analyzer accuracy overview. In *ARFTG Conference Digest-Fall, 58th*, volume 40, pages 1–13. IEEE, 2001. 53
- [26] A. M. E. Safwat and L. Hayden. Sensitivity analysis of calibration standards for SOLT and LRRM. In *58th ARFTG Conference Digest*, volume 40, pages 1–10. 73
- [27] Ayssar Serhan. Conception et réalisation de fonctions millimétriques en technologie BiCMOS 55nm. 71
- [28] J. Stenarson and K. Yhland. Residual error models for the SOLT and SOLR VNA calibration algorithms. In *ARFTG Conference, 2007 69th*, pages 1–7. 49, 51
- [29] John R. Taylor. *Introduction To Error Analysis : The Study of Uncertainties in Physical Measurements*. University Science Books. 47
- [30] E. P. Vandamme, D. M. M. P. Schreurs, and G. Van Dinther. Improved three-step de-embedding method to accurately account for the influence of pad parasitics in silicon on-wafer RF test-structures. 48(4) :737–742. 76
- [31] Matthieu Vanmackelberg. Contribution à la caractérisation hyperfréquence de composants MOSFET en vue de la conception de fonctions intégrées pour des applications en gamme millimétrique. 76
- [32] G. Wubbeler, C. Elster, T. Reichel, and R. Judaschke. Determination of the complex residual error parameters of a calibrated one-port vector network analyzer. 58(9) :3238–3244. 51



# Contribution à l'élaboration d'un nanoprobeur haute fréquence

## Sommaire

---

<b>3.1</b>	<b>Présentation du nouveau système de mesure</b>	<b>113</b>
3.1.1	Le système de nano-positionnement	113
3.1.2	Le microscope électronique à balayage - Tescan® Mira XMU®	116
3.1.3	Les microsondes GSG	117
<b>3.2</b>	<b>État des lieux des différents types de microsondes développées à l'EMN</b>	<b>118</b>
<b>3.3</b>	<b>Description des microsondes de génération 1</b>	<b>119</b>
3.3.1	Substrat de calibrage associé aux microsondes $G_1$	121
3.3.2	Performances électriques des microsondes $G_1$	123
3.3.3	Application à la mesure de nanofils d'InAs	127
3.3.4	Optimisation de l'intégration des microsondes $G_1$ sur PCB	130
<b>3.4</b>	<b>Description des sondes de génération 2</b>	<b>136</b>
3.4.1	Substrat de calibrage associé aux microsondes $G_2$	140
3.4.2	Intégration des sondes	140
3.4.3	Performances électriques en régime statique des microsondes $G_2$	141
3.4.4	Étude en régime dynamique HF des sondes de seconde génération	150
<b>3.5</b>	<b>Description des microsondes de génération 3</b>	<b>153</b>
3.5.1	Conception et fabrication de nouveaux PCBs	153
3.5.2	Performances électriques des PCBs	156
3.5.3	Description et performances des sondes $G_3$	158
3.5.4	Performances haute fréquence des sondes $G_3$ - Mesures des structures "Back to Back"	161

3.5.5	Intégration des microsondes G3 dans le MEB et campagnes de mesures . . . . .	163
<b>3.6</b>	<b>Conclusion . . . . .</b>	<b>167</b>
<b>3.7</b>	<b>Références . . . . .</b>	<b>169</b>

---

## Introduction du chapitre

Comme cela a été évoqué au tout début du manuscrit, le développement et la validation de nouveaux instruments de mesure hyperfréquences sur wafer sont incontournables pour adresser les défis spécifiques à la caractérisation électrique de nano-dispositifs. Le chapitre 2 aborde le verrou lié à la nature haute impédance des nano-dispositifs; ce chapitre est quant à lui relatif à l'autre verrou lié aux différences de plusieurs ordres de grandeurs des dimensions d'un nano-dispositif et celles des structures d'accès CPW. Ces structures permettent de réaliser une transition topologique entre les pointes et le nano-composant. Les dimensions des sondes HF usuelles [7, 9, 15–17] (écartement entre contacts  $> 30 \mu\text{m}$ ; surface de contact  $\sim 10 \times 10 \mu\text{m}^2$ ; voir figure 3.1. a)) requièrent des plots de test dont les dimensions minimales sont de l'ordre de  $50 \times 50 \mu\text{m}^2$  afin d'assurer un contact optimal (voir figure 3.1. b). Les effets électriques parasites (capacités...) engendrés par de tels plots deviennent prédominants et sont des causes de premier ordre d'imprécisions des mesures HF de nano-dispositifs. La réduction des plots autour de quelques  $\mu\text{m}^2$  s'avère un point incontournable et nécessite un changement radical des dimensions des sondes [14].

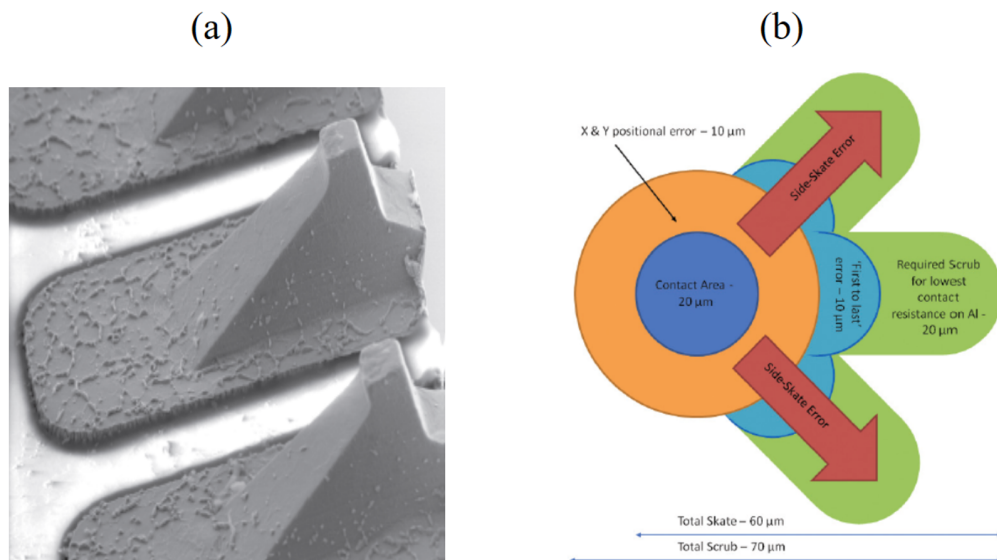


FIGURE 3.1 – (a) Image MEB des contacts d'une sonde haute fréquence commerciale (la surface de chaque contact métallique est de  $12 \times 12 \mu\text{m}^2$ ). (b) Aire de contact minimum ( $50 \times 50 \mu\text{m}^2$ ) pour une sonde multi-contacts commerciale pour assurer un contact optimal en tenant compte des erreurs occasionnées par les positionneurs.



La photo/montage (figure 3.2) illustre bien la comparaison d'échelle entre une sonde conventionnelle contactant les plots ( $50 \times 50 \mu\text{m}^2$ ) d'une structure de test (transistor sub- $\mu\text{m}$ ) et une sonde miniaturisée.

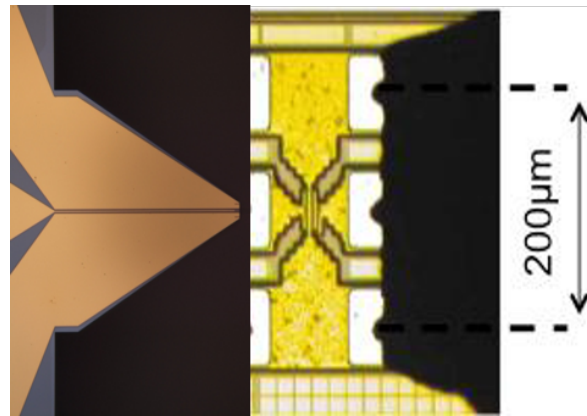


FIGURE 3.2 – Photo/montage comparant les dimensions d'une sonde conventionnelle et celles d'une sonde miniaturisée.

La technologie, en particulier MEMS sur substrat SOI, permet de réaliser des sondes miniaturisées avec des contacts micrométriques mais ce n'est pas une fin en soi. En effet, c'est tout le concept de la station sous pointes qui doit être repensé. La vision optique doit être remplacée par une microscopie électronique et les positionneurs micrométriques par des positionneurs piézoélectriques à précision nanométrique. Un aspect important concerne également le contrôle et la fiabilité des posés; les contacts micrométriques des sondes MEMS miniaturisées ont été conçus pour supporter des forces de quelques dizaines de mN. Des techniques de nano-robotiques existent en particulier en assurant l'asservissement du posé soit par la vision [8] soit par la mesure de la contrainte directement sur la sonde à l'aide de capteurs de force [1, 18, 20].

Dans ce contexte, une station de mesures HF sous pointes miniaturisées, que nous dénommons dans la suite "Nanoprober HF", a été conçue et réalisée à l'IEMN dans le cadre de l'EQUIPEX ExCELSIOR ([www.excelsior-ncc.eu](http://www.excelsior-ncc.eu)). Les travaux antérieurs à ma thèse concernaient la réalisation de deux générations technologiques de sondes miniaturisées [12, 13] et de tests préliminaires [3] jusqu'à quelques GHz qui ont abouti à la preuve de concept de ce Nanoprober HF. Mes objectifs étaient : - de confirmer la viabilité de ce nouveau et unique système de mesure en l'appliquant sur la mesure d'un nano-dispositif, d'accroître la gamme de fréquence jusqu'à 30 GHz en améliorant les technologies d'intégration des

sondes et de quantifier les incertitudes de mesures sur les paramètres  $S$  et enfin de concevoir de nouvelles sondes optimisées.

Dans ce chapitre, nous présenterons succinctement le nanoprobe HF. Nous enchaînerons sur la mesure de coefficient de réflexion d'un nanofil InAs (arséniure d'indium) jusqu'à 6 GHz à l'aide de la première génération de sondes ( $G_1$ ). Nous détaillerons ensuite les améliorations apportées sur l'optimisation de l'intégration de ces sondes pour accroître la gamme de fréquences à 30 GHz. Nous présenterons les sondes de seconde génération en étudiant plus particulièrement l'influence de la géométrie et de la nature des métallisations des contacts. A partir de ces études et des expériences acquises, nous avons conçu une troisième génération de sondes dont nous détaillerons les résultats expérimentaux préliminaires.

### 3.1 Présentation du nouveau système de mesure

La figure 3.3 illustre les principaux éléments du Nanoprober HF, notamment, le système de nano-positionnement (résolution mécanique  $< 10$  nm), et les sondes GSG à contacts micrométriques ("microsondes"). Ces sondes miniaturisées sont reportées sur un système de nano-positionnement via l'utilisation de PCB HF dédiés. Un MEB (Microscope Électronique à Balayage) est utilisé pour contrôler le positionnement des microsondes sur le DST. Pour caractériser ce dernier, des câbles RF permettent de relier les microsondes à un VNA. Dans la section suivante, nous allons donner une brève description des différents éléments qui constituent le Nanoprober HF; plus de détails existent dans la littérature [3, 5, 12].

#### 3.1.1 Le système de nano-positionnement

Le système de nano-positionnement est basé sur des nano-manipulateurs du fabricant SmarAct GmbH® reportés sur une platine mécanique (figure 3.4) qui peut recevoir jusqu'à 4 nano-positionneurs (par exemple 2 DC et 2 HF). Ces nano-positionneurs, permettent des déplacements latéraux maximum de 16 mm dans les directions  $X$  et  $Y$  et de 12 mm dans la direction  $Z$ . Deux nano-positionneurs dit "HF" sont également dotés d'un moteur piézoélectrique permettant la rotation de la sonde ("tilt") avec une préci-

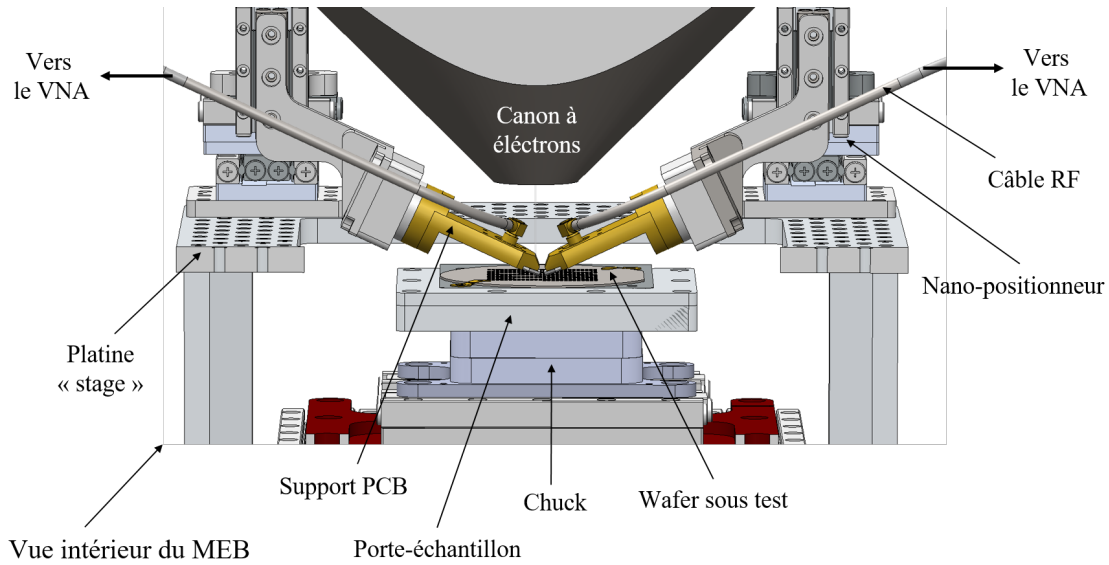


FIGURE 3.3 – Représentation schématique des principales composantes du Nanoprober HF (image SOLIDWORKS®).

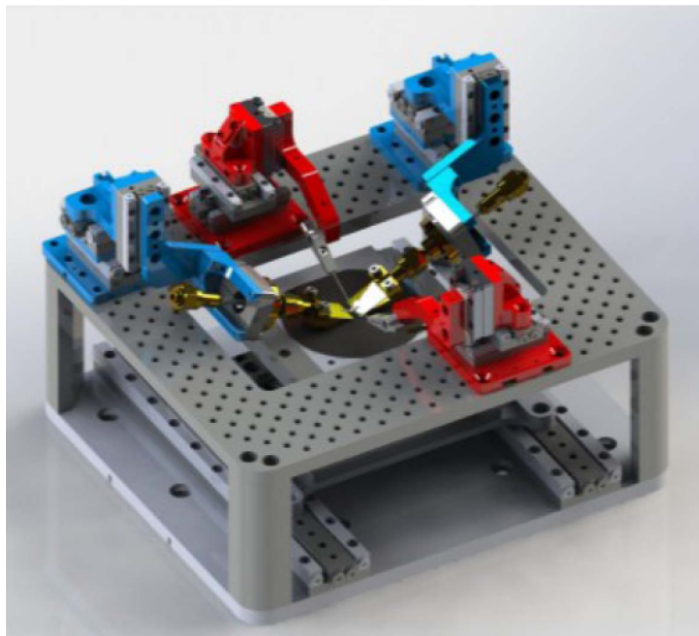


FIGURE 3.4 – Le système de nano-positionnement basé sur des nano-manipulateurs à actionnement piézoélectrique.

sion de l'ordre du  $\mu^\circ$ . Ce degré de liberté supplémentaire est indispensable pour assurer la planéité des 3 contacts des sondes miniaturisées GSG. Le porte-échantillons est équipé d'actionneurs à déplacements piézoélectriques dans les directions  $X$  et  $Y$  avec une précision de positionnement inférieure à 10 nm (fonctionnement en boucle fermée) et d'un contrôle de la rotation avec une précision de l'ordre du  $m^\circ$ . Le tout est reporté sur le plateau ("Stage") du MEB qui permet des grands déplacements de 49 mm dans les directions  $X$ ,  $Y$  et de 103 mm dans la direction  $Z$ .

Le pilotage des nano-positionneurs est réalisé à l'aide d'un boîtier de commandes des moteurs piézoélectriques relié à un PC. La programmation des différents déplacements ( $X$ ,  $Y$ ,  $Z$  et  $\theta$  des positionneurs et du porte-échantillons) a été effectuée dans l'environnement Labview®. Pour le contrôle des déplacements, les positionneurs sont équipés d'un système intégré de lecture optique (réglette); le déplacement vers une position de consigne peut être effectué en boucle ouverte (déplacement de 10 nm) ou en boucle fermée par asservissement de la position finale par la lecture optique. La vitesse de déplacement peut être également modifiée en contrôlant le nombre d'impulsions électriques soumises aux moteurs. Dans le programme, deux modes de déplacement sont possibles : le mode pas à pas, la consigne est alors la variation de distance, et le mode continu, dans ce cas la vitesse de déplacement est ajustable. Par exemple, ce dernier mode est privilégié pour les phases finales du posé des sondes en réduisant au maximum la vitesse. Par contre, nous ne pouvons pas contrôler l'accélération des déplacements qui dépend entre autres des propriétés dynamiques (non-linéaires) du positionneurs, et de l'inertie mécanique liée en particulier à la charge (masse des sondes/PCB/Connecteurs/Câbles). Ce manquement est un point délicat pour les déplacements dans la direction  $Z$  des sondes.

Nous devons à ce stade préciser que les déplacements ne sont pas asservis par d'autres grandeurs telles que celles pouvant provenir de la vision MEB (distance focale ou reconnaissance de contraste, de formes etc.) ou par d'autres capteurs comme par exemple un capteur donnant la force appliquée aux contacts des sondes [8]. La descente et le posé des sondes ne sont contrôlés que par l'imagerie MEB et éventuellement par une mesure DC du contact à l'aide d'un ohmmètre. Des collaborations avec des équipes de robotique (Université de Lille dans le cadre d'un stage de master et d'une équipe de l'Université d'Oldenburg) ont été engagées mais les systèmes d'automatisation n'ont pas pu être mis en

place dans le cours de cette thèse. Ce manque d'automatisation (domaine de la robotique que nous avons expliqué brièvement dans l'introduction de ce chapitre) est une cause indéniable de contreperformance du système actuel et principalement pour le contrôle du posé des sondes qui reste dépendant de l'utilisateur. Ce manquement causera de nombreux problèmes sur la durée de vie des sondes et sur la qualité des mesures comme nous le verrons ultérieurement.

### 3.1.2 Le microscope électronique à balayage - Tescan® Mira XMU®

Le nanoprobeur HF est principalement constitué d'un MEB à émission de champ à cathode chaude de la marque Tescan®, modèle MIRA XMU®. L'image est obtenue via la détection des électrons secondaires. Il est équipé de passages étanches pour de la connectique de type BNC (DC) et pour des connecteurs 2,92 mm (40 GHz) (accès HF). En fonctionnement normal, le niveau du vide secondaire dans la chambre du MEB est de l'ordre de  $10^{-2}$  Pa. Le porte échantillon électriquement isolé peut être relié à la masse pour évacuer au besoin les charges électriques déposées sur l'échantillon sous investigation. Ce microscope a l'avantage de posséder une chambre de grand volume permettant d'intégrer les nano-positionneurs mais aussi des câbles d'accès semi-rigides (connecteurs 2,92 mm). Le MEB permet d'atteindre une résolution ultime d'environ 5 nm dans les conditions de réglages optimaux tout en disposant d'une distance focale importante permettant d'avoir également une vision d'ensemble. La mesure de la distance focale avec une précision estimée à quelques dixièmes de microns est un atout important pour les phases préliminaires d'approches des sondes. La figure 3.5 montre la photo du MEB à l'intérieur duquel on peut apercevoir le système de nano-positionnement.

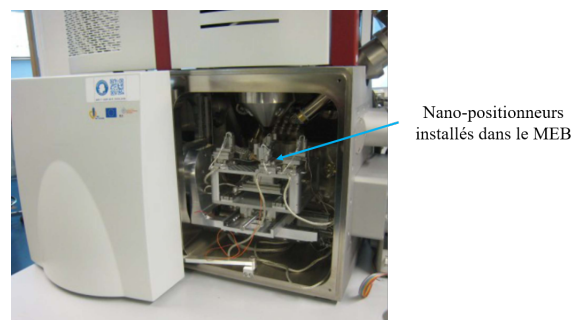


FIGURE 3.5 – MEB Tescan® (MIRA XMU®) – instrument principal du nanoprobeur HF.

### 3.1.3 Les sondes GSG

Les sondes sont conçues pour contacter des structures de test coplanaires de quelques  $\mu\text{m}^2$  pour le plot central (au lieu de 100 - 1000  $\mu\text{m}^2$  min dans le cas de sondes conventionnelles [6, 17]). D'une part, cette réduction de deux à trois ordres de grandeurs de la surface du plot engendre une diminution importante de la capacité parasite du plot (0,01 fF à 0,1 fF au lieu de 1 à 10 fF) comme il est illustré sur la figure 3.6 [4]. D'autre part, cette réduction favorise significativement l'intégration des dispositifs de test sur wafer également par une réduction de la surface utile de 2 à 3 ordres de grandeur. Cet avantage intéresse particulièrement les fondeurs, Silicium en l'occurrence. En effet les surfaces utilisées pour le test, au détriment de la surface utile, sont de plusieurs  $\text{mm}^2$  et couteuses. De plus, la nature des contacts de ces nouvelles sondes et leur topologie permettent d'assurer une faible résistance de contact ( $<0,1\Omega$ ) sur plots en or et une reproductibilité des posés.

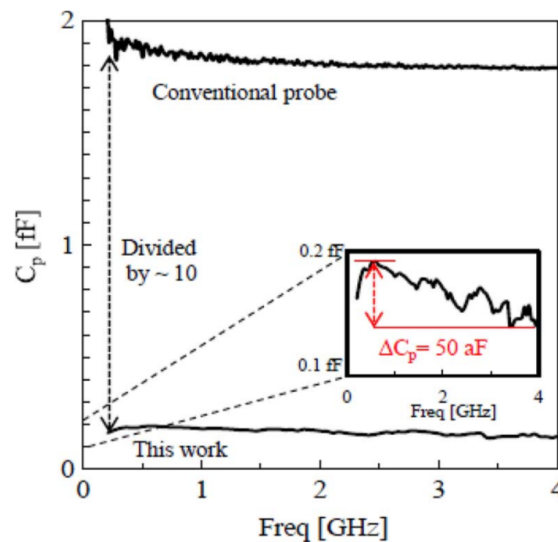


FIGURE 3.6 – Comparaison des capacités parasites relatives à une sonde conventionnelle (surface de plot :  $30 \times 30 \mu\text{m}^2$ ) et une microsonde (surface du plot :  $3 \times 3 \mu\text{m}^2$ ).

Le Nanoprober HF ainsi décrit est associé à un VNA, à des alimentations continues ou d'autres instruments. L'acquisition et le traitement des mesures (paramètres S, DC, etc.), via un bus GPIB relié au PC, s'effectue à l'aide du logiciel ICCAP® (Keysight®). Par ailleurs, pour garantir une caractérisation optimale, le Nanoprober HF est placé dans la salle de caractérisation de l'IEMN (figure 3.7) où les conditions environnementales en termes de température ( $\pm 1^\circ$  de variation), d'humidité ou encore de vibrations mécaniques sont bien contrôlées.



FIGURE 3.7 – Photographie du banc de mesure localisé dans la salle de caractérisation de l'IEMN.

### 3.2 État des lieux des différents types de microsondes développées à l'IEMN

Au cours du développement du Nanoprober HF, trois générations de sondes miniaturisées ont été fabriquées. Les deux premières générations ( $G_1$  et  $G_2$ ) ont été développées avant le début de la thèse dans le cadre des travaux post-doctoraux de Jaouad Marzouk [12]. La troisième génération de microsondes ( $G_3$ ) conçues au cours de la thèse, ont été fabriquées par la startup Vmicro®. Cette troisième génération de microsondes a été conçue et fabriquée en tenant compte des avantages et défauts des deux générations précédentes.

Une première démonstration de la preuve de concept du Nanoprober HF intégrant des microsondes  $G_1$  a consisté en la caractérisation électrique de nanofils d'InAs insérés dans des micro-accès coplanaires. Ces premiers résultats ont montré la viabilité de ce nouveau système de mesure bien que les performances fréquentielles étaient limitées à 6 GHz par la technologie d'intégration des sondes associée à une connectique rudimentaire. Par conséquent, un des premiers objectifs de la thèse était d'améliorer la technologie d'intégration des sondes de première génération en visant des performances fréquentielles jusqu'au moins 20 GHz. Dans un deuxième temps, mes travaux ont concerné l'intégration et la caractérisation DC et HF des sondes de seconde génération. L'objectif était plus particulièrement focalisé sur l'étude de la nature métallique et la géométrie des contacts. Forts de ces expériences, nous avons par la suite conçu une troisième généra-

tion de sondes; l'objectif était de démontrer la fonctionnalité complète du Nanoprober HF à savoir des mesures de nano-quadripôles jusqu'à 30 GHz.

### 3.3 Description des microsondes de génération 1

Les figures 3.8. a) et 3.8. b) illustrent respectivement le schéma de principe et une photo MEB d'une microsonde de première génération développée et fabriquée par Jaouad Marzouk dans le cadre de son postdoctorat. Les détails relatifs à la conception, la technologie de fabrication, et l'optimisation des microsondes basée sur des simulations électromagnétiques et mécaniques sont présentés dans les article référencés [10, 11].

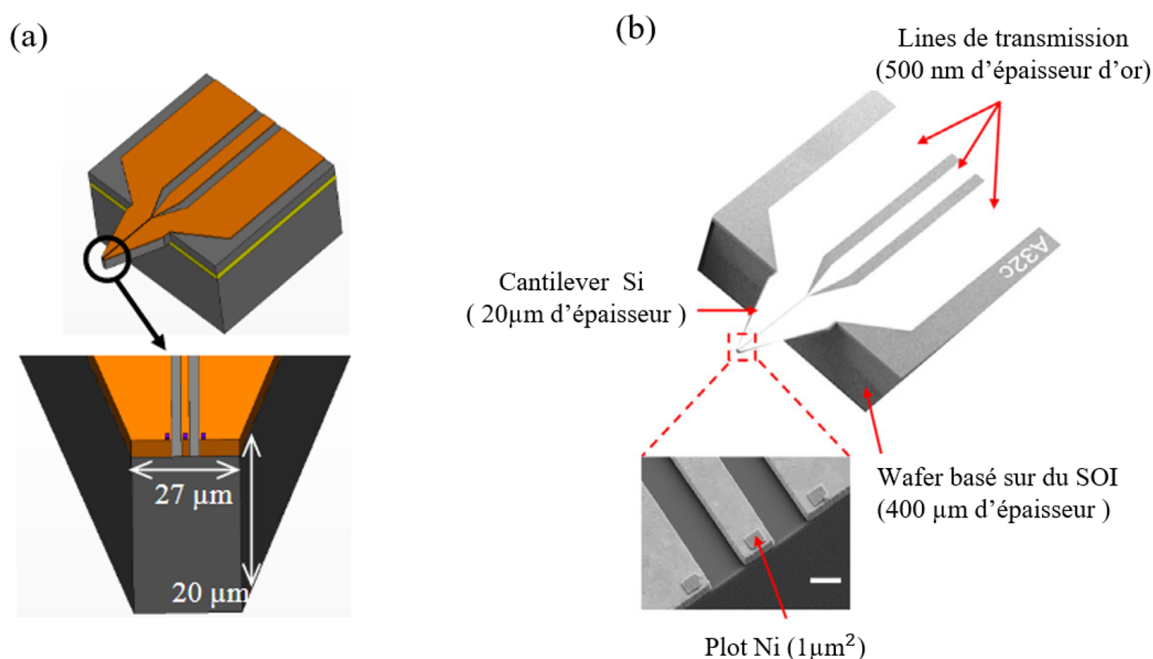


FIGURE 3.8 – Schéma synoptique (a) et (b) photo MEB d'une microsonde de première génération.

Des photographies d'ensemble d'une partie d'un wafer et le détail des sondes avec leur système d'ancrage avant clivage sont montrés à la figure 3.9. Nous rappelons que la conception des microsondes repose sur une topologie coplanaire masse-signal-masse (GSG). La fabrication réalisée dans la salle de micro et nano-fabrication de l'IEMN est basée sur une technologie MEMS (Microelectromechanical systems). Les sondes sont réalisées sur un substrat SOI (Silicon On Insulator) d'épaisseur  $400 \mu\text{m}$  à haute résistivité ( $1\text{k}\Omega\cdot\text{cm}$ ).



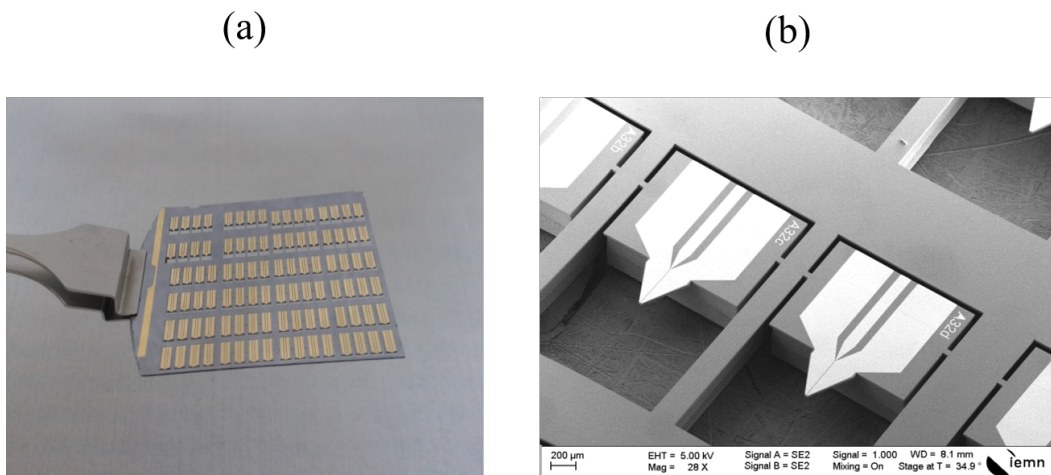


FIGURE 3.9 – Partie d'un wafer (a) et (b) le détail des microsondes  $G_1$  avec leur système d'ancrage.

Les lignes de transmissions sont constituées de 500 nm d'épaisseur d'or (Au) déposées sur le substrat SOI par évaporation. La taille de la puce est d'environ  $1 \times 1 \text{ mm}^2$ . La partie triangulaire de la puce, basée sur une épaisseur de substrat réduite à  $20 \mu\text{m}$ , représente le cantilever. La forme et les dimensions de celui-ci ont été optimisées par des modélisations mécaniques (COMSOL®) [10] afin, lors de la flexion, de réduire les contraintes au niveau des contacts et de les localiser à l'interface corps de sonde/cantilever. Nous disposons de trois longueurs de cantilever  $100 \mu\text{m}$ ,  $200 \mu\text{m}$  et  $400 \mu\text{m}$ . Pour assurer le contact électrique entre la microsonde et le DST, des plots en nickel (Ni) de  $100 \text{ nm}^2$  d'épaisseur et de  $1 \mu\text{m}^2$  de surface sont formés au niveau des contacts à l'extrémité du cantilever (zoom de la figure 3.8. b)). Nous devons noter que ces contacts en Ni se sont avérés inefficaces en disparaissant dans l'épaisseur d'or dès le premier contact. Cela n'a pas eu d'incidence majeure sur les performances des sondes comme nous le verrons plus loin, mais ce problème a fait l'objet d'une étude amenant à la deuxième génération de sondes. Les dimensions transversales de la ligne coplanaire au niveau du cantilever sont de  $2 \mu\text{m}$  pour le ruban et  $2,5 \mu\text{m}$  pour la fente. La largeur des plans de masse est de  $10 \mu\text{m}$ . L'écartement des plots (pitch) est de  $3,5 \mu\text{m}$ . Ces sondes sont donc capables de contacter une structure CPW ayant un plot de  $3 \times 3 \mu\text{m}^2$  et une distance plot-masse de  $3 \mu\text{m}$ . Les paramètres technologiques et géométriques des microsondes sont résumés dans le tableau 3.1.

TABLEAU 3.1 – Principaux paramètres caractéristiques des microsondes  $G_1$ .

Paramètres caractéristiques des microsondes $G_1$	Valeurs
Surface de la puce	1 mm <sup>2</sup>
Épaisseur substrat (SOI HR)	400 $\mu\text{m}$
Épaisseur cantilever (SOI HR)	20 $\mu\text{m}$
Largeur du conducteur central	2 $\mu\text{m}$
Largeur du gap	2,5 $\mu\text{m}$
Épaisseur des métallisations des lignes (Au)	500 nm
Impédance caractéristique des lignes CPW	50 $\Omega$

### 3.3.1 Substrat de calibrage associé aux microsondes $G_1$

Un kit de calibrage dédié aux microsondes est fabriqué sur un substrat semi-isolant d'arséniure de gallium (AsGa) d'épaisseur 380  $\mu\text{m}$ . Ce substrat comporte plusieurs motifs de test miniaturisés, tels que des lignes de transmission, des motifs de type "dipôle" - "court-circuit", - des motifs "circuit-ouvert" et - des charges résistives composées de 2 résistances d'environ 100  $\Omega$  en parallèle. Ces motifs sont basés sur des micro-accès coplanaires dont la largeur du conducteur central ( $W_S$ ), des masses ( $W_G$ ) et du gap ( $W_C$ ) sont respectivement 2,3  $\mu\text{m}$ , 50  $\mu\text{m}$  et 1,8  $\mu\text{m}$  (figure 3.10). Les dimensions géométriques de ces accès sont définies par simulations électromagnétiques pour une impédance caractéristique théorique de 50  $\Omega$ .

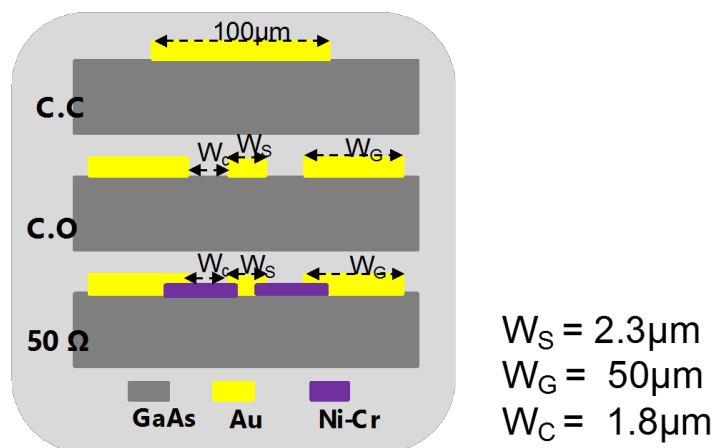


FIGURE 3.10 – Dimensions transversales des motifs du substrat de calibrage

Les images MEB (figure 3.11. a), b) et c)) montrent des vues d'ensemble et détaillées du substrat de calibrage; à la figure 3.11. b) nous avons une idée de la forte intégration des structures de test. Le corps de la sonde fait environ  $1 \times 1 \text{ mm}^2$ ; cette surface reportée de façon approximative sur la figure 3.11. b) correspond à  $20 \times 20$  sous-ensembles (1 sous-ensemble = "CC, CO et Charge") soit un total d'environ 600 structures élémentaires; sur la même surface on pourrait disposer de 10-20 structures de calibrage équivalentes pour des sondes conventionnelles.

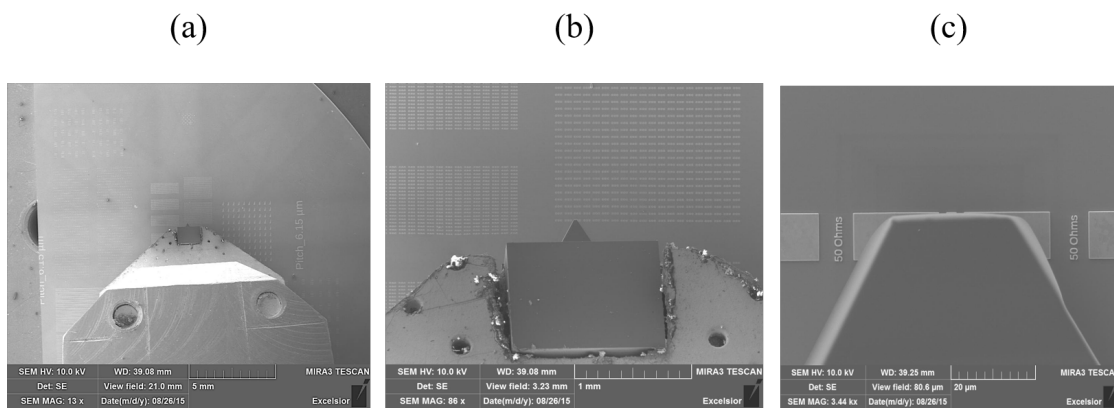


FIGURE 3.11 – Images MEB du substrat de calibrage dédié aux sondes de première génération; vues d'ensemble (a) et zoomées (b) et (c).

La figure 3.12. a) montre un autre avantage du Nanoprober HF disposant d'un MEB. Nous observons une dégradation de la zone résistive de gauche après une injection d'un courant trop important lors de la mesure DC de cette résistance. Ce défaut n'aurait pas été aussi facilement détecté dans le cas d'une station conventionnelle. Le nanoprobeur HF est donc un instrument hybride permettant d'obtenir plusieurs types d'information simultanément (DC, paramètres  $S$ , image MEB). Pour un autre exemple, la figure 3.12. b) illustre l'intérêt de bénéficier d'une image MEB en direct de la mesure d'un dispositif. Nous voyons sur cette image une déformation de la largeur de la ligne liée à des effets de proximité lors des procédés de lithographie électronique. Les outils du MEB permettent d'obtenir les dimensions caractéristiques de cette ligne CPW qui pourraient être des données d'entrée d'une simulation électromagnétique pour comparaison aux mesures électriques effectuées simultanément.

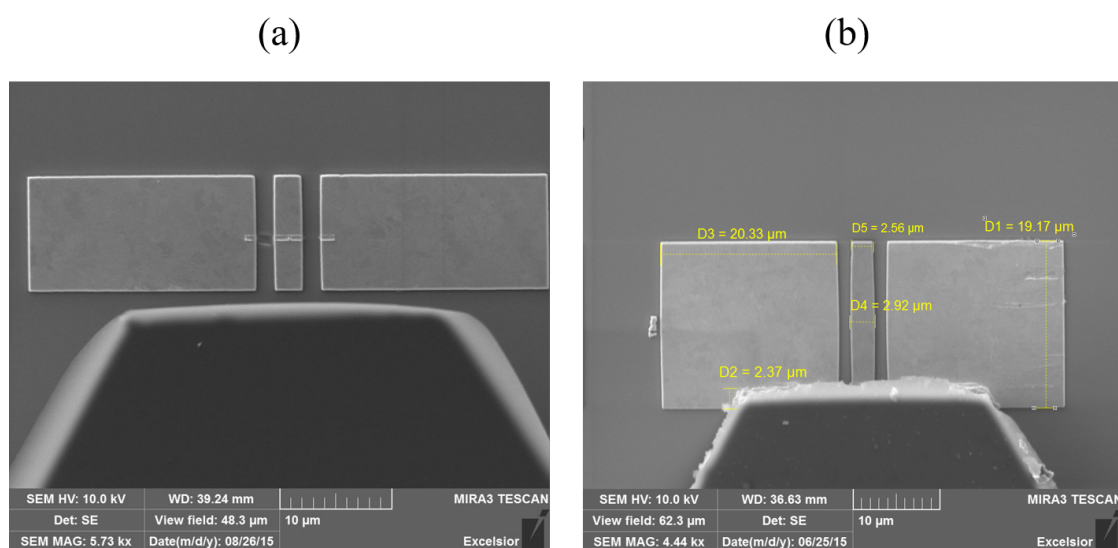


FIGURE 3.12 – Image MEB (a) montrant la destruction d'une des résistances après le passage d'une densité de courant trop importante (b) d'un motif "Thru" du substrat de calibrage contacté par une sonde, intégrant les dimensions caractéristiques de la ligne CPW.

### 3.3.2 Performances électriques des microsondes $G_1$

Les microsondes ont été caractérisées en régimes continu et dynamique haute fréquence. Ainsi, pour chaque type de caractérisation, elles sont intégrées sur des PCBs spécifiques. Pour le test DC, les sondes sont intégrées sur des PCBs (époxy 254  $\mu\text{m}$  d'épaisseur) telles que le montre la figure 3.13; les trois rubans métalliques sont reliés sur les contacts masse – signal - masse des sondes par des fils d'or thermos-soudés ("bonding"); des fils soudés sur ces métallisations sont connectés aux connecteurs BNC du MEB. Avec ce montage simple, il est possible d'obtenir la valeur des résistances des 3 contacts masse-signal-masse séparément.

La figure 3.14. a) illustre l'intégration d'une microsonde sur un PCB hyperfréquence. Ce PCB est constitué d'une ligne microruban d'une largeur de 200  $\mu\text{m}$ , fabriquée sur substrat de duroid (RT/6010,2) d'épaisseur 254  $\mu\text{m}$  et d'un connecteur de type U.FL-R-SMT mâle. Le PCB est connecté à l'intérieur du nanoprobeur par l'intermédiaire d'un câble coaxial souple possédant d'un côté un connecteur de type U.FL femelle et de l'autre d'un connecteur SMA. Nous devons noter que ce type de connecteur a une limitation fréquentielle de quelques GHz. De plus ce type de câble n'est pas optimisé pour effectuer des mesures de paramètres  $S$  mais plutôt utilisé dans des systèmes sub-GHz. C'est la raison majeure de la limitation en fréquence comme nous le décrirons par la suite.

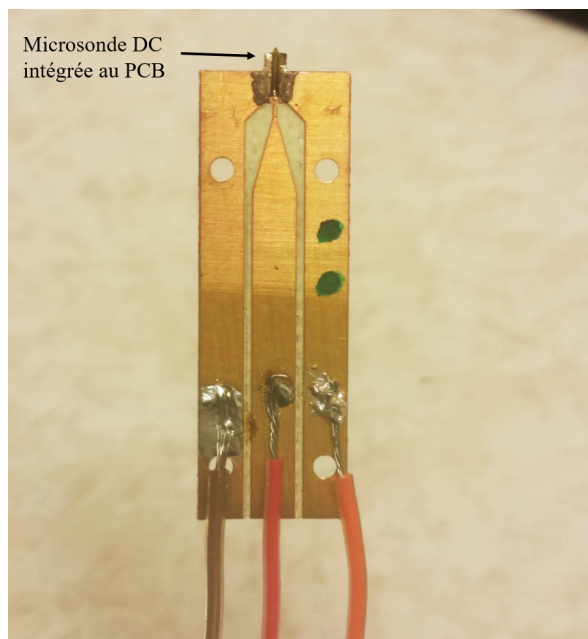


FIGURE 3.13 – Photographie d'un PCB DC avec la sonde montée au bout.

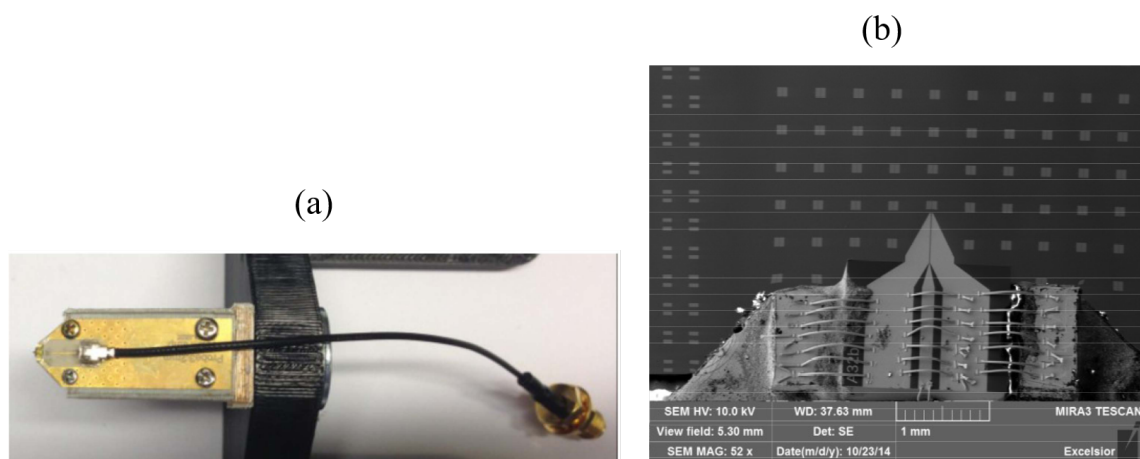


FIGURE 3.14 – Photographie d'une microsonde intégrée sur PCB hyperfréquence; (a) vue d'ensemble du PCB, connecteur et câble; (b) détail de l'intégration de la sonde miniaturisée.

Après le report de la microsonde sur le PCB et sa connexion par thermos-soudure de fils d'or (figure 3.14. b), l'ensemble est monté sur un support adapté au bras des nanopositionneurs 3.14. a)). L'assemblage formé par "microsonde/PCB/support" est placé à l'intérieur du Nanoprober HF.

### Étude Statique

La résistance de contact est l'un des paramètres important pour évaluer les performances des sondes RF. Les tests DC consistent à déterminer la résistance de contact en fonction de l'altitude  $Z$  ou indirectement de la force appliquée sur le motif de test. Nous avons utilisé un substrat de test dont la fabrication est basée sur un dépôt uniforme d'une couche d'or de 250 nm d'épaisseur sur un wafer de silicium (Si).

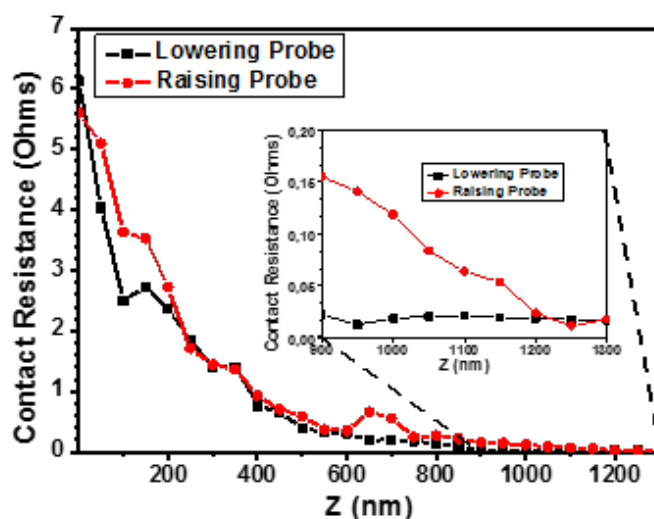


FIGURE 3.15 – Résistances normalisées en fonction de l'altitude  $Z$  dans les cas d'une descente et d'une remontée de la microsonde.

La figure 3.15 montre la valeur de la résistance "normalisée" en fonction de la position  $Z$  dans les cas de la descente et de la remontée de la sonde. Nous devons noter que la valeur non normalisée de la résistance totale est d'environ  $12\Omega$ ; cette résistance est principalement liée à la résistance de la ligne centrale de  $2\mu\text{m}$  de large et  $500\text{ nm}$  d'épaisseur d'or. La valeur  $Z=0$  correspond au contact initial dès qu'une valeur de résistance est mesurable. Nous constatons qu'une descente d'environ  $700\text{--}800\text{ nm}$  est nécessaire pour assurer un contact stable. De ces mesures nous déduisons que la résistance du contact signal est de  $0,02\Omega$  (La figure 3.15)). Nous précisons qu'il s'agit d'un contact de type or-or.

Cette faible valeur est comparable à celle des sondes du commerce. Par exemple, la valeur typique de la résistance de contact des sondes Infinity® est inférieure à 20mΩ. (spécifications Cascade Microtech®).

### Étude en régime hyperfréquence

Le but est de déterminer les paramètres  $S$  d'une sonde miniaturisée seule (sans PCB, connecteur etc). Pour cela, nous avons réalisé sur le même wafer des sondes dites "back-to-back" (figure 3.16. a)). Les accès coplanaires de ce type de structures (largeur du ruban = 100 μm et largeur de la fente = 60 μm) sont compatibles pour le test on-wafer utilisant des sondes commerciales. La caractérisation hyperfréquence de ces structures a été effectuée jusqu'à 30 GHz. Les mesures de paramètres  $S$  sont effectuées à l'aide d'un VNA PNA-X (N5245A, Agilent®) associé à une paire de sondes GSG du commerce (SUSS MicroTec®) avec un pitch de 125 μm. La figure 3.16. a) présente le module (en dB) des paramètres  $S$  en fonction de la fréquence. Nous pouvons noter, des pertes en réflexion inférieures à 15 dB sur toute la bande de fréquences d'intérêt et des pertes d'insertion de l'ordre de 5 dB à 30 GHz pour les deux microsondes. A partir de ces mesures et celles d'une autre structure ("Through Line" qui concatène les accès coplanaires des sondes hors cantilever); nous avons pu estimer les performances d'une sonde seule avec un module du coefficient de réflexion mieux que -20 dB et des pertes d'insertion de 2,5 dB à 30 GHz (figure 3.16. b)).

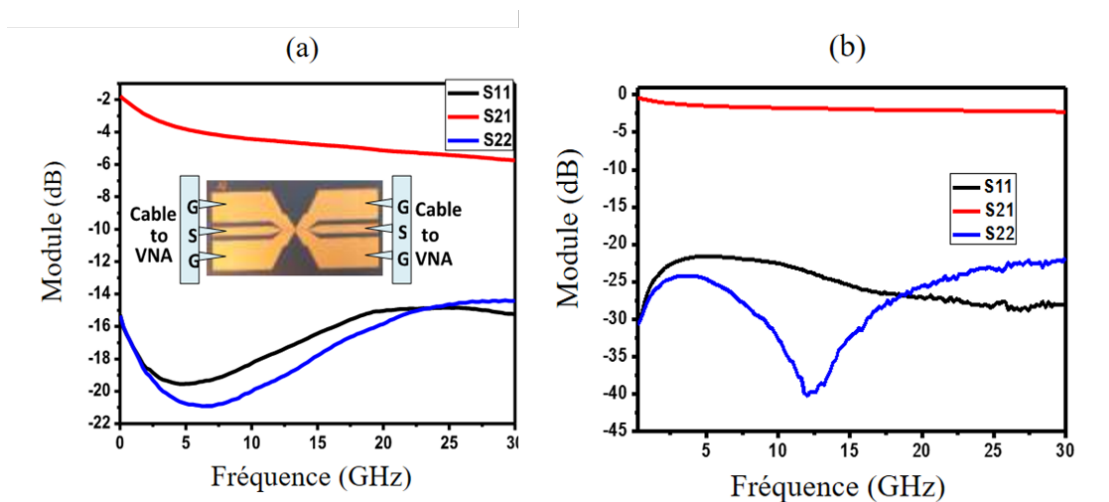


FIGURE 3.16 – (a) Paramètres  $S$  en fonction de la fréquences (a) des microsondes en configuration tête-bêche et (b) d'une sonde seule déduits de la mesure des structures tête-bêche.

### 3.3.3 Application à la mesure de nanofils d'InAs

Application à la mesure de nanofils d'arséniure d'indium InAs La première démonstration de ce nouvel instrument a consisté en la caractérisation électrique (DC et HF) d'un nanofil d'InAs inséré dans une structure coplanaire miniaturisée [2]. Ces nanofils d'un diamètre d'environ 70 nm et quelques  $\mu\text{m}$  de longueur ont été élaborés par un mécanisme VSL (vapeur-liquide-solide) à partir d'un catalyseur d'or [19].

La Figure 3.17 montre une image MEB de la forêt de nanofils ainsi qu'une image STM (Scanning Tunelling Microscope) d'un nanofil isolé. Des nanofils ont été mis en solution puis déposés en gouttes sur les structures coplanaires d'un substrat de calibrage miniaturisé. Nous espérons avec cette technique hasardeuse qu'un fil unique puisse être disposé entre les métallisations de ces structures. Nous avons recensé plusieurs cas par microscopie électronique; nous avons ensuite réalisé les contacts électriques en déposant par évaporation une couche d'or de 500 nm d'épaisseur.

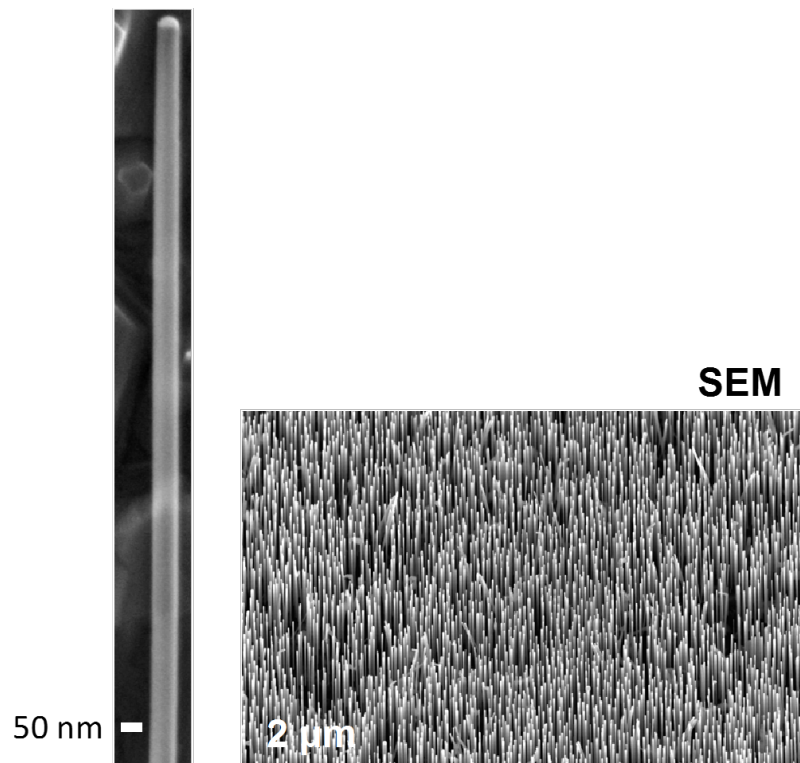


FIGURE 3.17 – Image MEB d'une forêt de nanofils InAs; en détail, une image STM d'un nanofil isolé.



Sur la figure 3.18. a) nous pouvons voir un nanofil suspendu entre deux couches d'or à travers le gap d'un micro-access coplanaire. La longueur totale du fil est de  $7,32\ \mu\text{m}$  et sa longueur "suspendue" est de  $1,11\ \mu\text{m}$ . La fente de la ligne coplanaire est initialement de  $2,5\ \mu\text{m}$  mais des effets de désalignement lors de la reprise des contacts métalliques ont réduit fortement cet espacement. Nous devons préciser que ces nanofils ne sont pas intentionnellement dopés.

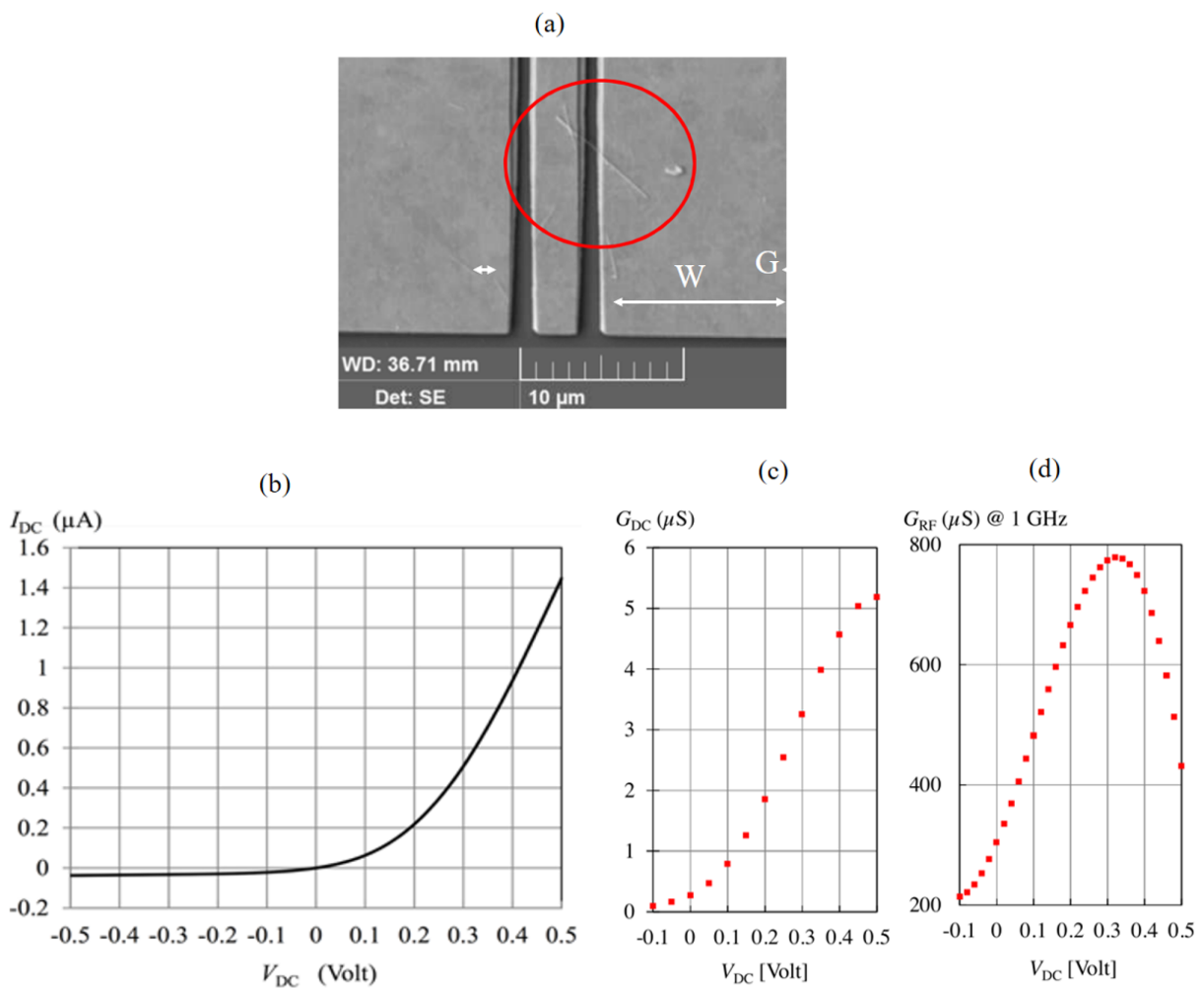


FIGURE 3.18 – (a) Image MEB montrant un nanofil intégré dans un micro accès coplanaire en vue de sa caractérisation électrique. (c) Conductance DC du nanofil extraite de la caractéristique de la figure 3.18. b); (d) Conductance RF en fonction de la fréquence extraites des mesure de paramètres S.

La figure 3.18. b) présente la caractéristique  $I(V)$  du nanofil. Il s'agit d'une caractéristique non-linéaire (de type diode); nous pouvons nous attendre plutôt à une caractéris-

tique linéaire de type fortement résistif d'un fil non dopé. Nous ne souhaitons pas ici décrire en détails les phénomènes physiques mis en jeu car pour cela il aurait été indispensable de faire d'autres types d'investigations. Quelques hypothèses peuvent néanmoins être avancées; ce résultat inattendu peut être du à la nature asymétrique des contacts électriques entre le nanofil et l'or du contact avec la présence d'un côté du fil du catalyseur (particule d'or) ayant servi à son élaboration.

A partir de cette caractéristique  $I(V)$ , la conductance DC est extraite et présentée sur la figure 3.18. c). Cette conductance présente une valeur maximale de  $5 \mu\text{S}$  pour une tension de polarisation d'environ  $0,5 \text{ V}$ .

Les mesures hyperfréquences quant à elles, sont réalisées en utilisant un VNA (PNA-X N5245A). La puissance RF et la bande passante de la fréquence intermédiaire (IFBW) sont définies respectivement à  $-10 \text{ dBm}$  et  $100 \text{ Hz}$ . Le système de mesure est calibré en utilisant la méthode SOL ("Short-Open-Load") à l'aide du substrat de calibrage dédié aux microsondes. La définition du standard "Load" est déterminée à partir de mesures DC; la valeur de la résistance de la charge est estimée en retranchant la valeur du standard "Short" de la résistance totale mesurée. Par ailleurs, le coefficient de réflexion est mesuré pour différentes valeurs de la tension de polarisation. Les figures 3.18. c) et 3.18. d) donnent une comparaison entre la conductance DC et la conductance RF. Cette dernière correspond à la partie réelle de l'admittance de l'ensemble nanofil-structure coplanaire extraite à  $1 \text{ GHz}$ . La valeur maximale de cette conductance HF est de  $780 \mu\text{S}$  pour une tension de polarisation de  $0,35 \text{ V}$ . Entre les courbes DC et HF, nous constatons un déplacement de  $0,5$  à  $0,35 \text{ V}$  de la tension correspondante au maximum de conductance et une valeur de 2 ordres de grandeur plus élevée de la conductance HF. Encore une fois, nous ne pouvons qu'émettre des hypothèses rapides par faute d'investigations alternatives, mais cette tendance montre que la conduction en régime dynamique, meilleure qu'en régime statique, ne se fait pas majoritairement à l'intérieur du fil non dopé; la raison est également liée à la nature non-ohmique des contacts.

Par ailleurs, les figures 3.19. a) et 3.19. b) correspondent aux réponses fréquentielles des parties réelle et imaginaire de l'impédance du nanofil extraites à partir du coefficient de réflexion complexe. La partie réelle est de l'ordre de quelques  $k\Omega$  et une partie imaginaire variant entre  $-5$  et  $-1k\Omega$  et traduisant la nature capacitive liée en partie aux accès coplanaires.

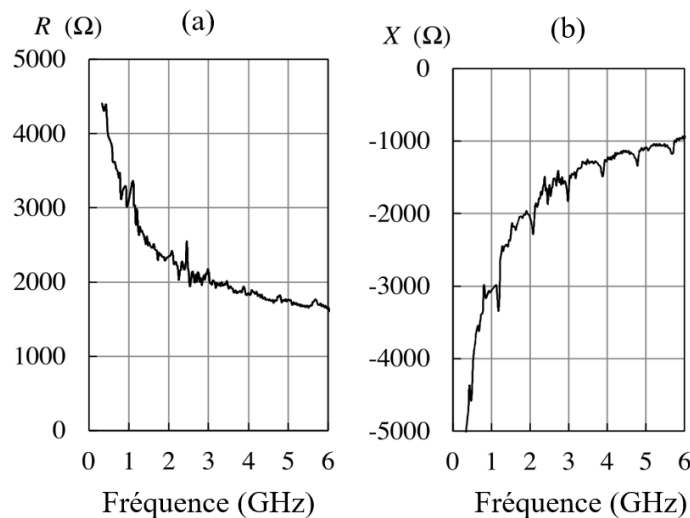


FIGURE 3.19 – Partie (a) réelle et (b) imaginaire de l'impédance du fil en fonction de la fréquence extraites des mesure de paramètres S.

La conclusion, la plus importante pour nos objectifs, est la mise en évidence des potentialités du nanoprobeur HF pour la mesure d'un nano-dispositif.

### 3.3.4 Optimisation de l'intégration des sondes $G_1$ sur PCB

Ces premiers résultats, bien qu'intéressants, montrent des performances fréquentielles limitées à quelques GHz. Cette limitation fréquentielle est due aux performances faibles des connecteurs et câble utilisés mais aussi en partie à l'intégration des sondes. Par ailleurs, une autre limitation vient du fait que le connecteur est soudé directement sur la ligne microruban du PCB, elle-même connectée à la sonde via des fils thermo-soudés. De ce fait, lorsque le PCB est placé sur le nano-positionneur, le connecteur et le câble associé se retrouvent tête en bas; la longueur du PCB doit être suffisamment importante pour éviter que le connecteur touche l'échantillon sous test avant les contacts des sondes sur le DST. Cette longueur du PCB engendre des pertes et surtout des causes de résonances.

Pour atteindre cet objectif, nous avons conçu de nouveaux PCBs optimisés pour une nouvelle connectique 40 GHz. Nous avons choisi les connecteurs miniatures de type SMP de HUBER+SUHNER®. Ces connecteurs sont associés à un câble semi-souple équipé d'un connecteur SMP d'un côté et d'un connecteur 2,92 mm de l'autre permettant la connexion dans le nanoprober. Le layout du PCB composé d'une face avant et d'une face arrière est présenté à la figure 3.20.

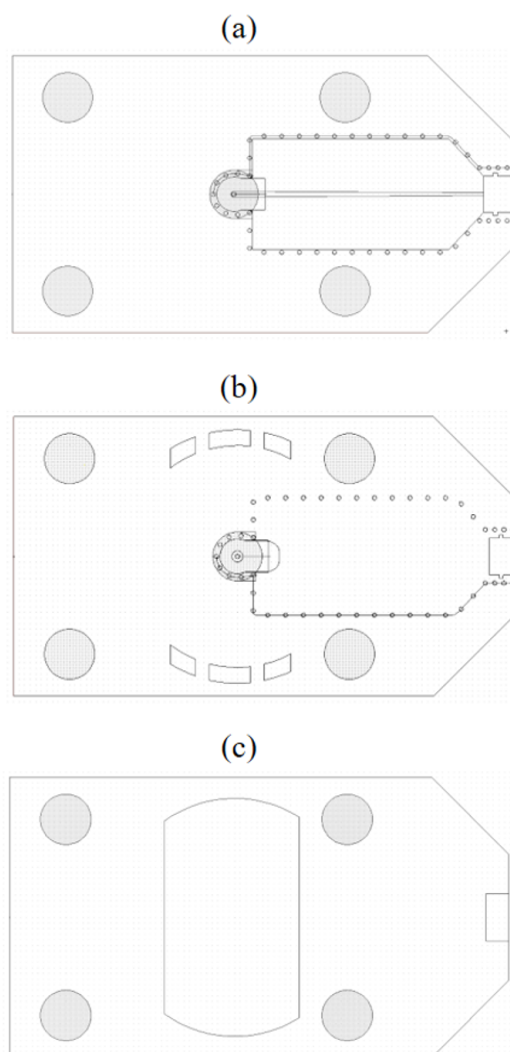


FIGURE 3.20 – Layouts des différents éléments du PCB HF; (a) face avant et (b) face arrière; (c) couvercle en inox

Le substrat est toujours du duroid (RT/6010,2  $\mu\text{m}$ ) d'épaisseur 254  $\mu\text{m}$ ; la ligne micro-ruban ayant une largeur moyenne de 200  $\mu\text{m}$  est élargie du côté du connecteur et réduite du côté de la sonde. Le connecteur est disposé sur l'autre face (plan de masse); il sera

ainsi tête en haut lors des mesures. Une ouverture du plan de masse permet de placer l'empreinte du contact central du connecteur; un trou métallisé permet la connexion à la ligne microruban sur l'autre face. Une encoche permet de recevoir et de faciliter le montage de la microsonde. De nombreux trous métallisés sont disposés à équidistance autour de cette encoche afin d'optimiser la transition du mode microruban du PCB au mode coplanaire de la sonde. L'optimisation de ce layout a été faite par des simulations électromagnétiques. Enfin, une feuille d'inox de 200  $\mu\text{m}$  d'épaisseur et de même géométrie que le PCB permet de faciliter le maintien de la sonde dans son encoche lors du montage et de rigidifier le PCB dans son ensemble. La fabrication des PCBs et couvercles en inox a été réalisée à l'IEMN par des techniques d'ablation laser développées dans le cadre de l'EQUIPEX LEAF (<https://leaf-equipex.iemn.univ-lille1.fr>). Nous ne détaillerons pas ici les étapes de montage des sondes sur les PCB et la mise en œuvre d'un banc facilitant ce montage. Toutes les informations et détails sont reportés dans l'annexe.

Une photographie du PCB réalisé et de la sonde tout intégrée sur son support et son câble associé sont présentées en figure 3.21. a) et b) respectivement.

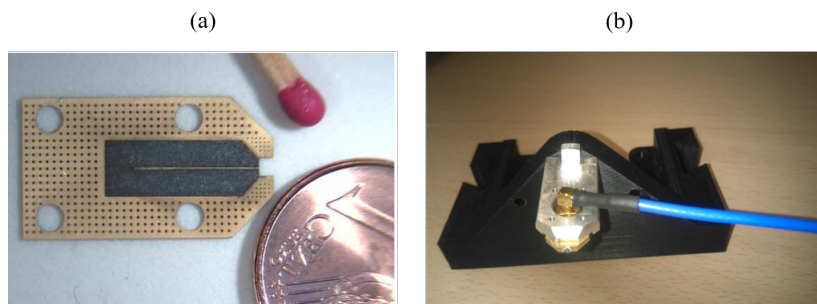


FIGURE 3.21 – (a) Nouveau PCB fabriqué par ablation laser (b) nouvel assemblage microsonde/PCB associé à des câbles et connecteurs 40 GHz.

La figure 3.22 représente des vues d'ensemble et détaillée des sondes intégrées dans le Nanoprober HF et les connections hautes fréquences. Avec cette nouvelle solution d'intégration des microsondes, nous avons effectué des mesures hyperfréquences des motifs de test du substrat de calibrage décrit précédemment. L'objectif est double : - vérifier l'accroissement de la plage de fréquences et - quantifier l'incertitude de la mesure du coefficient de réflexion à partir de posés multiples. Les conditions du VNA sont identiques à celles décrites précédemment ( $P=-10\text{dBm}$ ,  $\text{IFBW}=100\text{Hz}$ ), la plage de fréquences est fixée de 50 MHz à 40 GHz.



FIGURE 3.22 – photographies de deux sondes intégrées ; vue d'ensemble des connexions et câbles 2,92 mm du nanoprober HF.

Nous effectuons dans un premier temps un calibrage deux ports de type SOLT dans le plan des câbles semi-rigides du Nanoprober HF à l'aide d'un calkit 2,92  $\mu\text{m}$ . Nous précisons que la longueur de ces câbles est d'environ 60 cm à l'intérieur du nanoprober à laquelle nous devons ajouter la longueur des câbles extérieurs reliés au VNA soit environ 1,2 m au total. Les paramètres  $S$  non-calibrés et mesurés au travers de ces câbles ne sont donc pas exploitables. Ce premier calibrage nous permet de ramener les plans de mesure plus proche des sondes et de vérifier rapidement s'il n'y a pas un défaut majeur de ces sondes après leur intégration. Dans un second temps, nous effectuons un calibrage on-wafer à l'aide du calkit dédié et décrit précédemment.

Nous devons noter que, par manque d'automatisation, le temps nécessaire à un tel calibrage peut s'avérer très important en particulier pour assurer le premier posé fiable avec trois contacts homogènes en optimisant la descente puis le tilt. Le compromis se situe entre le nombre de posés nécessaire à l'obtention du bon contact et la dégradation potentielle des contacts lors de posés mal maîtrisés. Une erreur irrémédiable d'un posé se traduit par l'intégration d'une nouvelle sonde. Les résultats suivants, même s'ils sont peu nombreux, ont nécessité une campagne de mesures de plusieurs journées. Nous donnerons par la suite plus de détails sur le protocole de posé que nous utilisons. Une fois l'obtention d'un contact optimal, nous avons effectué par posés/relevés successifs, une dizaine de mesures des standards "Short" et "Load" du calKit. La mesure du standard "Open" est effectuée lorsque la pointe est relevée. A partir de ces différentes mesures et tel qu'il est décrit dans le chapitre II, nous avons extrait les termes d'erreur résiduelles

(liées essentiellement à la dispersion des posés) en appliquant plusieurs calibrages SOL. A partir de ces termes d'erreur, nous calculons l'incertitude sur le module et la phase du coefficient de réflexion en utilisant le modèle proposé par D. Rytting. Les figures 3.23. a) et b) représentent le module et la phase du coefficient de réflexion calibré pour le cas du standard "Short" et pour 10 posés/relevés.

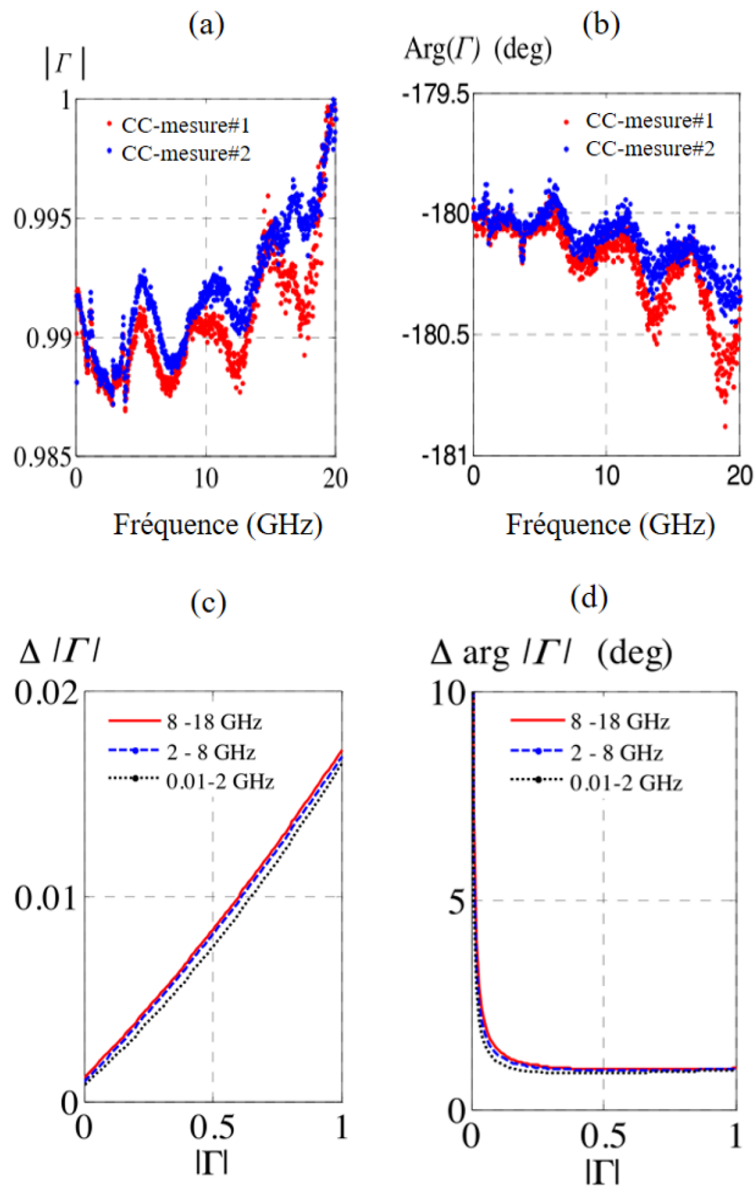


FIGURE 3.23 – Module (a) et (b) phase en fonction de la fréquence de deux motifs "court-circuit". Incertitudes de mesure sur (c) le module et (d) sur la phase pour trois plages de fréquences

Les figures 3.23. c) et d) illustrent les incertitudes en module et en phase du coefficient de réflexion en fonction du module de celui-ci pour trois gammes de fréquences. L'écart

maximal sur le module est de quelques  $10^{-3}$  et de  $1^\circ$  sur la phase à 18 GHz. Ces incertitudes sont comparables à ce que l'on obtient avec une station sous pointes classique.

La limitation majeure de la première génération de sondes est liée à la nature du contact. En effet le contact des rubans en or de la sonde ne sont pas pénétrants et se limitent aux dispositifs sur des motifs à plots d'or. Cette caractéristique ne facilite pas le contrôle de la qualité du contact comme le montre la figure 3.24; les empreintes sont caractérisées par un écrasement puis un repliement de la métallisation des motifs. Ce deuxième effet provient principalement du bord en silicium de la sonde que l'on a nommé "effet de rabot"; il est principalement lié à l'angle d'attaque. Nous avons étudié l'influence de cet angle en réalisant plusieurs supports de sonde avec différents angles d'inclinaison (de  $10^\circ$  à  $30^\circ$ ). Nous avons déduit de cette étude qu'un angle de  $25^\circ$  présentait le meilleur compromis entre la qualité électrique du contact et ses effets invasifs limités.

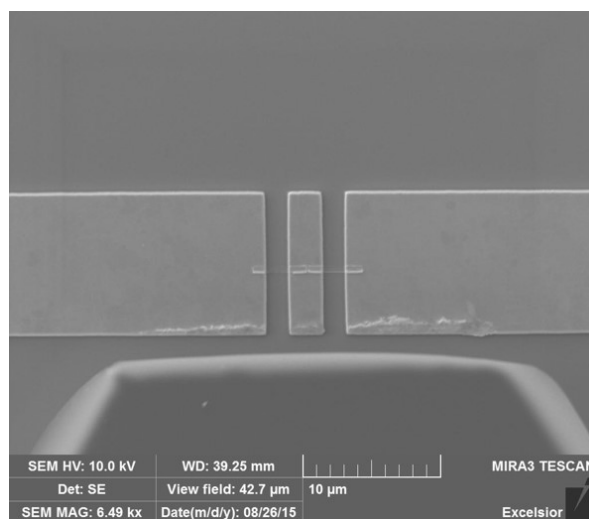


FIGURE 3.24 – Exemple d'empreintes laissées par une microsonde  $G_1$  sur un motif "Load"

Les figures 3.25. a) et b) sont des images des sondes après plusieurs posés; un effet de repliement des métallisations est également observé puis la dégradation s'accroît, avec un ajout probable d'or provenant du motif, pour aboutir au court-circuit de la sonde.

La première génération de sondes a permis de faire la preuve de concept du Nano-prober HF et d'obtenir des mesures de paramètre  $S$  (1-port) avec la précision comparable jusqu'à 20 GHz à une station conventionnelle. Le gain obtenu entre ces deux systèmes est surtout la réduction de l'influence des accès coplanaires sur la mesure et donc une mesure "plus proche" et plus précise du composant sous test [2].



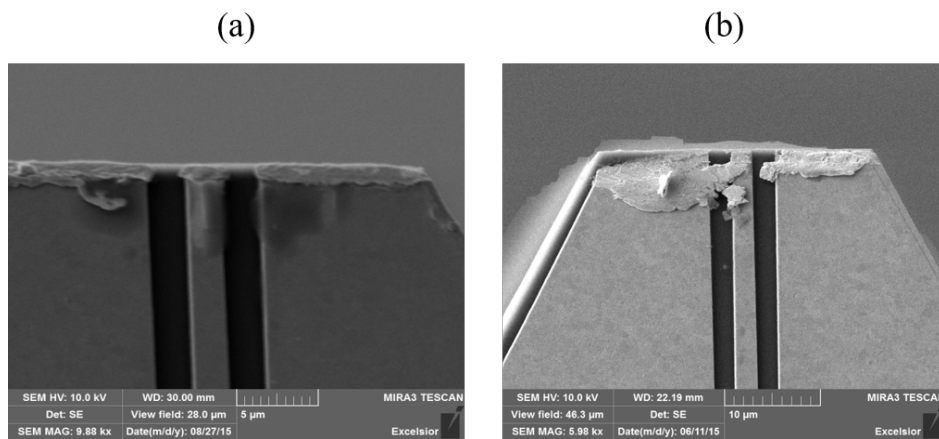


FIGURE 3.25 – Images MEB de sondes  $G_1$  après une vingtaine de contacts ; (a) repliement des métallisations après 20 contacts, (b) repliement/recharge et court-circuit après une cinquantaine de posés

### 3.4 Description des sondes de génération 2

L'objectif de la seconde génération de sondes a été de modifier la nature métallique et la géométrie de contacts. Les grandes étapes technologiques basées sur une technologie MEMS sur SOI sont quasiment identiques à celles de la première génération. Comme pour la génération 1, la mise au point de cette seconde technologie a été faite par J. Marzouk dans le cadre de son postdoctorat au sein du groupe NAM6 de l'IEMN. Les principales différences sont :

- dépôt d'une couche d'accrochage de 20 nm de Chrome (Cr) sur toute la surface de la sonde (côté métallisation). Lithographie + lift-off pour définir les lignes.
- dépôt sur les extrémités de métaux "durs" d'environ 100-200 nm d'épaisseur selon les métaux choisis : soit or, nickel, molybdène et chrome. Un quart de wafer a été dédié pour un type de métal donné. Lithographie + lift-off pour définir les contacts.
- par rapport à la première génération, des doigts ont été réalisés par gravure profonde au niveau des contacts.

La figure 3.26 illustre une photographie d'ensemble d'une partie d'un wafer et le détail des sondes avec leur système d'ancrage ainsi que les dimensions caractéristiques du cantilever. Une métallisation d'or d'épaisseur 500 nm recouvre l'ensemble des lignes sauf au niveau des extrémités. Nous observons sur l'image MEB en bas à droite, une zone de 5  $\mu\text{m}$  de longueur sur le ruban central (2  $\mu\text{m}$  de large) non recouvert d'or mais uniquement du

chrome initialement déposé comme couche d'accroche. La raison est que l'épaisseur des contacts de métaux durs est au maximum de 100 à 200 nm selon le type de métal et que l'épaisseur de l'or est de 500 nm; cette zone de 5  $\mu\text{m}$  de long a été choisie, en considérant l'inclinaison de 25° de la sonde, pour que les plots de métaux "durs" touchent le dispositif et non les métallisations plus épaisses des lignes.

La figure 3.27 illustre le schéma de principe dans le cas d'un posé optimal où le métal dur contact le substrat sous test sans que la couche de 500 nm d'or touche. Nous verrons par la suite que cette zone de chrome (environ 12,5 $\Omega$ /carreau avec 2,5 carreaux) induit une résistance élevée.

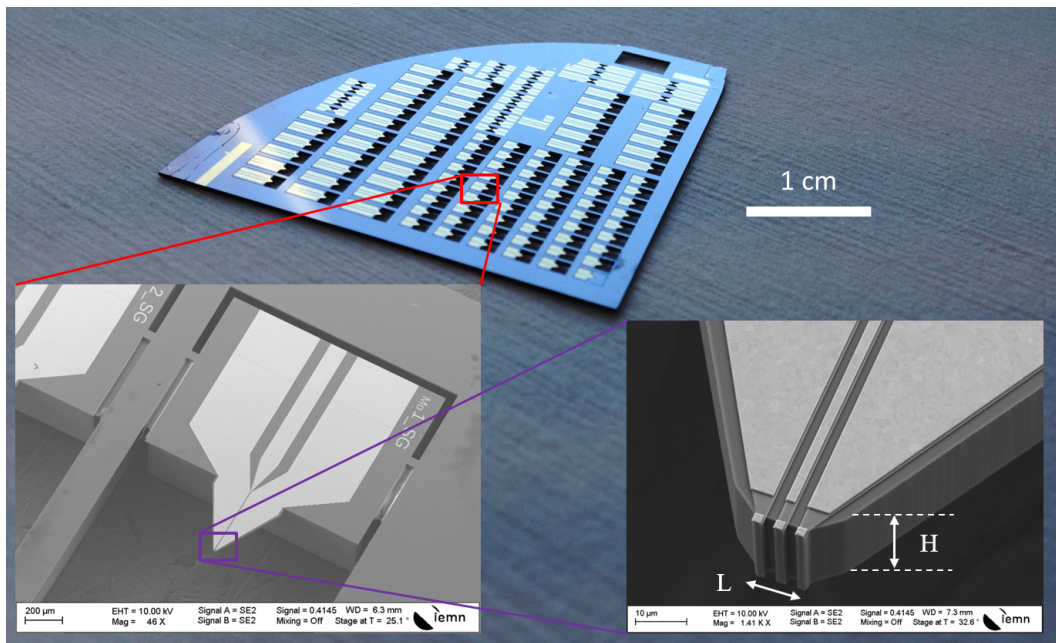


FIGURE 3.26 – Photographie d'ensemble d'une partie d'un wafer et le détail des microsondes G<sub>2</sub> avec leur système d'ancrage ainsi que les dimensions caractéristiques du cantilever basé sur du SOI d'épaisseur, H = 20  $\mu\text{m}$  et de largeur à l'extrémité, L = 11  $\mu\text{m}$ .

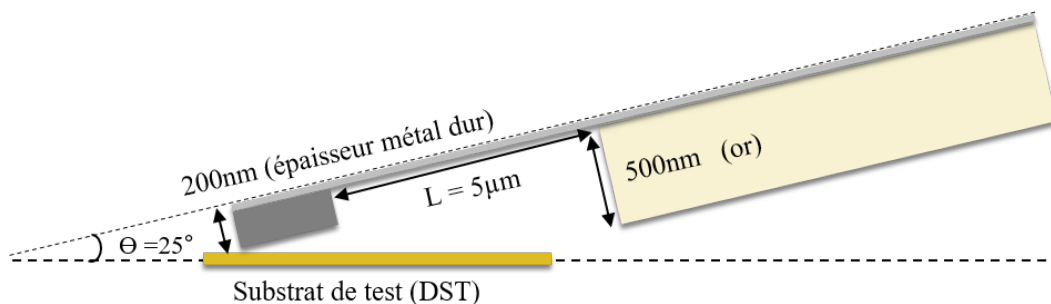


FIGURE 3.27 – Schéma de principe illustrant un contact optimum entre sonde/DST.

Même si la géométrie de la ligne coplanaire reste identique à la génération 1 pour obtenir une impédance caractéristique proche de  $50\Omega$ , la forme et la dimension de l'extrémité de la sonde ont été modifiées comme on peut le voir sur la figure 3.28, pour améliorer le contrôle visuel lors des posés. La largeur de la sonde à son extrémité ( $L$ ) (voir figure 3.26) est de  $11\mu\text{m}$  (respectivement de  $27\mu\text{m}$  pour la  $G_1$ ). Les paramètres caractéristiques des microsondes sont reportées au tableau 3.2.

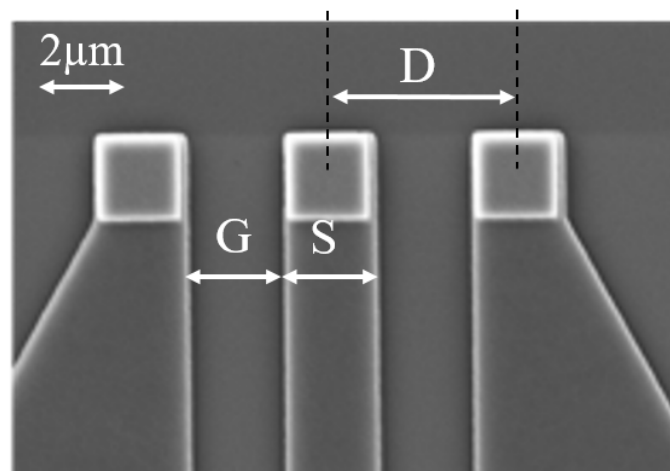


FIGURE 3.28 – Image MEB mettant en évidence les dimensions des plots et du pitch au niveau de l'extrémité d'une microsonde de génération 2 ;  $G=2,5\mu\text{m}$ ,  $S=2\mu\text{m}$  et  $D$  (pitch)= $4,5\mu\text{m}$ .

TABLEAU 3.2 – Paramètres caractéristiques des microsondes  $G_2$ .

Paramètres caractéristiques des microsondes $G_2$	
Surface de la puce :	$1\text{ mm}^2$
Épaisseur substrat (SOI HR) :	$400\mu\text{m}$
Épaisseur cantilever (SOI HR) :	$20\mu\text{m}$
Largeur du conducteur central :	$2\mu\text{m}$
Largeur du gap :	$2,5\mu\text{m}$
Épaisseur des métallisations des lignes (Au) :	$500\text{ nm}$
Épaisseur des métallisations des contacts (Au, Cr, Mo, Ni) :	$100\text{-}200\text{ nm}$
Impédance caractéristique des lignes CPW :	$50\Omega$

Pour chaque type de métallisation d'extrémité, il a été réalisé trois géométries différentes. Nous dénommerons les sondes en fonction de la surface du plot comme suit :

- microsonde de type 1 : Surface des plots  $2 \times 2 \mu\text{m}^2$ .
- microsonde de type 2 : Surface des plots  $0,6 \times 0,6 \mu\text{m}^2$ .
- microsonde de type 3 : Surface des plots  $0,2 \times 0,2 \mu\text{m}^2$ .

Les images MEB de ces trois types de sondes sont représentées à la figure 3.29.

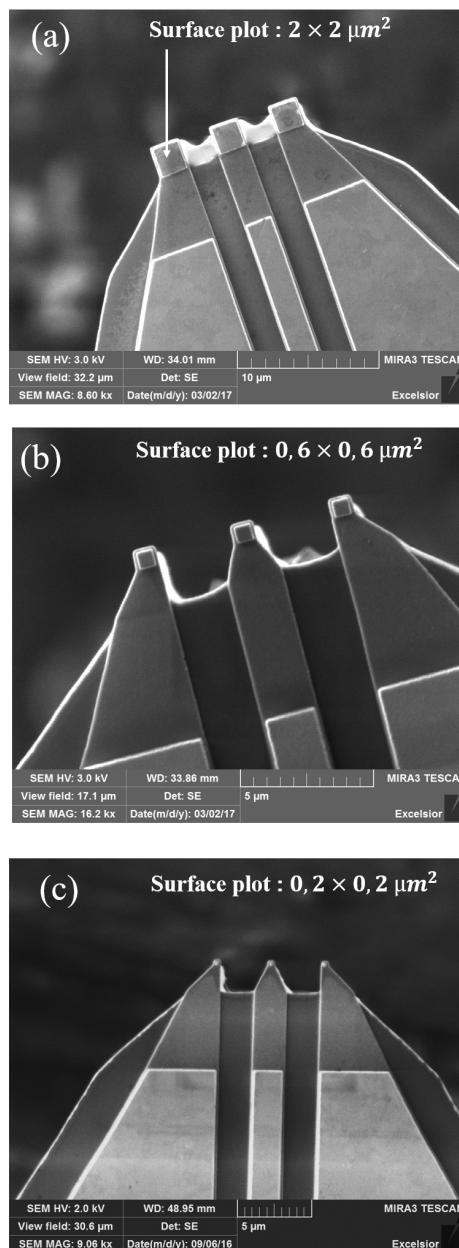


FIGURE 3.29 – Photos MEB de trois microsondes de génération 2 avec des plots Ni de surfaces respectives (a)  $2 \times 2 \mu\text{m}^2$  (type 1) , (b)  $0,6 \times 0,6 \mu\text{m}^2$  (type 2) et (c)  $0,2 \times 0,2 \mu\text{m}^2$  (type 3).

### 3.4.1 Substrat de calibrage associé aux microsondes $G_2$

Nous avons également conçu et fabriqué un nouveau substrat de calibrage adapté aux nouvelles dimensions des sondes  $G_2$ . Des motifs adaptés aux sondes  $G_1$  ont été également placés sur le même substrat. Comme nous pouvons le constater sur la figure 3.30, la densité d'intégration est encore plus grande comparativement à la première génération; à titre d'illustration un sous-ensemble "Short-Open-Load" occupe une surface d'environ  $10 \times 10 \mu\text{m}^2$ . Des lignes CPW de différentes longueurs ont également été intégrées.

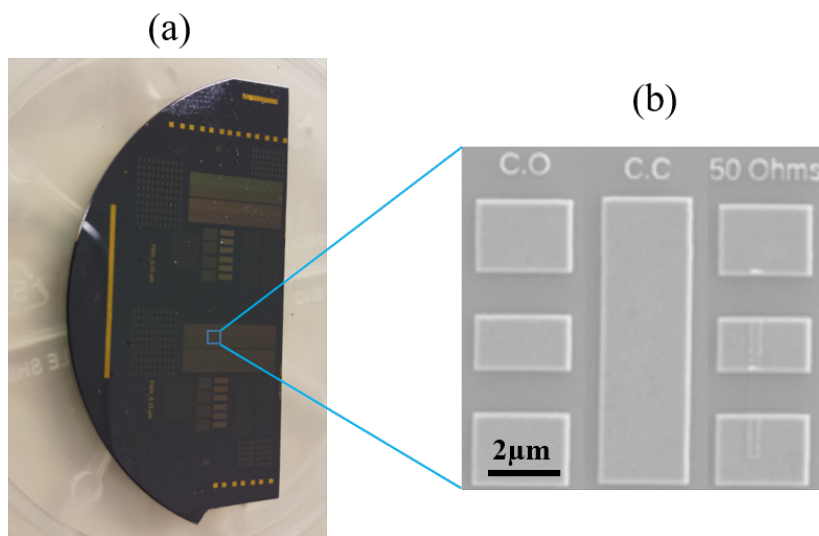


FIGURE 3.30 – Substrat de test dédié aux microsondes  $G_2$ .

### 3.4.2 Intégration des sondes

Un temps important de ce travail a été consacré à la mise au point des procédés d'intégration des sondes sur les PCB/connecteurs HF. Nous disposons à l'IEMN de quelques moyens d'intégration tel qu'un système semi-automatique de report de puces de type "Pick and Place". L'adaptation de cet équipement à notre problématique était trop complexe et la disponibilité limitée a fait que nous n'avons pas retenu cette solution. Nous avons développé un banc manuel spécifique permettant le report des sondes sur les PCBs, le soudage des connecteurs etc. Nous avons également élaboré une méthodologie d'intégration liée à ce banc de montage. Les détails de cette partie liée à l'intégration des sondes sont donnés en annexe.

### 3.4.3 Performances électriques en régime statique des microsondes $G_2$

#### — Détermination de la résistance intrinsèque des microsondes

Le but de cette étude est de déterminer la résistance liée aux différentes métallisations et géométries des sondes telles qu'elles sont décrites précédemment. Nous disposons pour cela de structures dites "back to Back" (figure 3.31) pour tous les types de sondes et de métallisation de contacts associée. Nous pouvons observer à la figure 3.31 que le substrat de silicium est gravé sous les cantilevers ( $20\ \mu\text{m}$  d'épaisseur) comme pour les sondes seules.

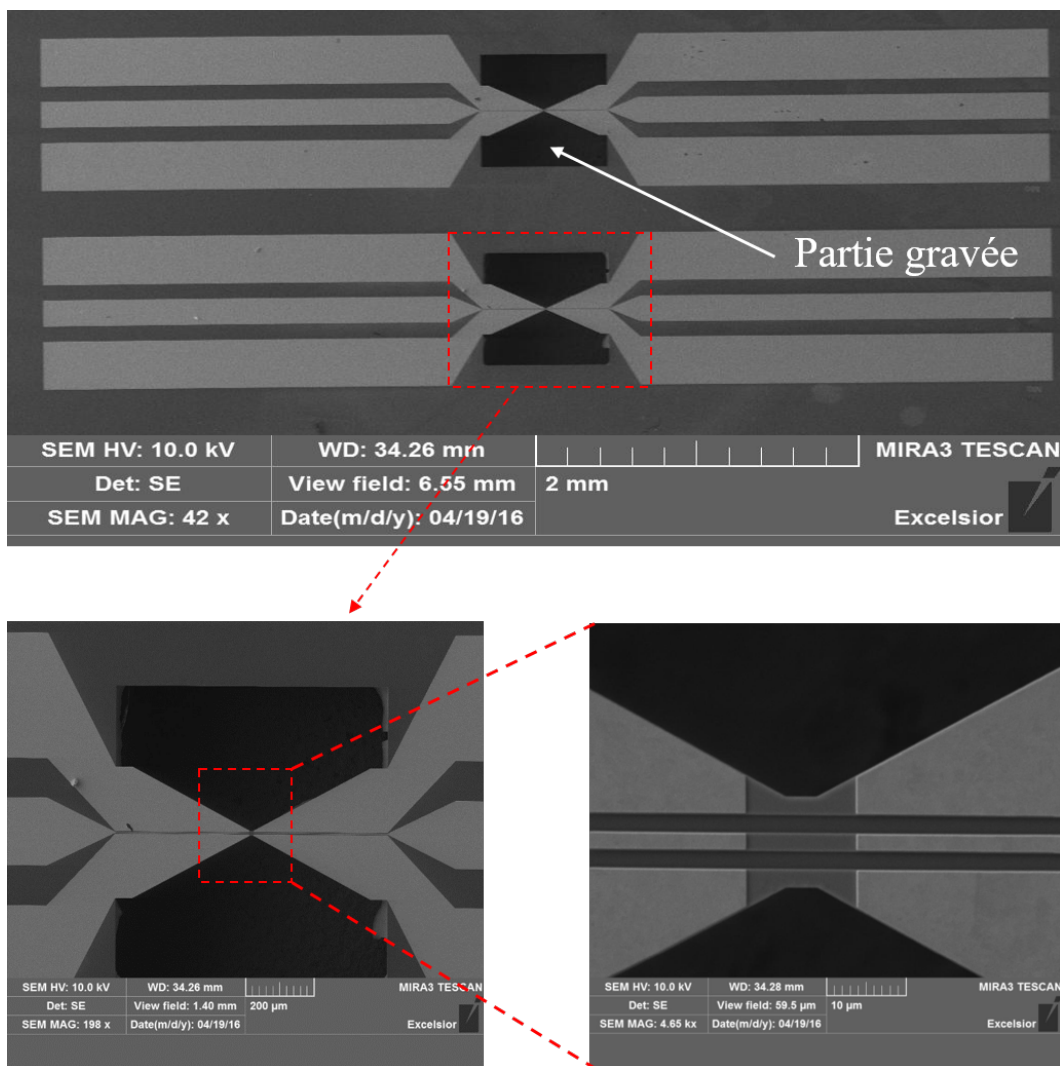


FIGURE 3.31 – Image MEB de dispositifs "back-to-back" et le détail relatif à la jonction entre les deux microsondes  $G_2$ .

Dans un premier temps, nous avons effectué une caractérisation à l'aide de 2 pointes DC (aiguilles) associées à un multimètre de type Keithley®. La figure 3.32 montre la ca-

ractéristique  $I(V)$  mesurée dans le cas d'une sonde "back-to-back" de type 1 avec des contacts Molybdène. La résistance déduite de cette mesure est de  $85\Omega$  soit  $42,5\Omega$  pour une microsonde  $G_2$  en supposant des caractéristiques identiques pour les deux sondes.

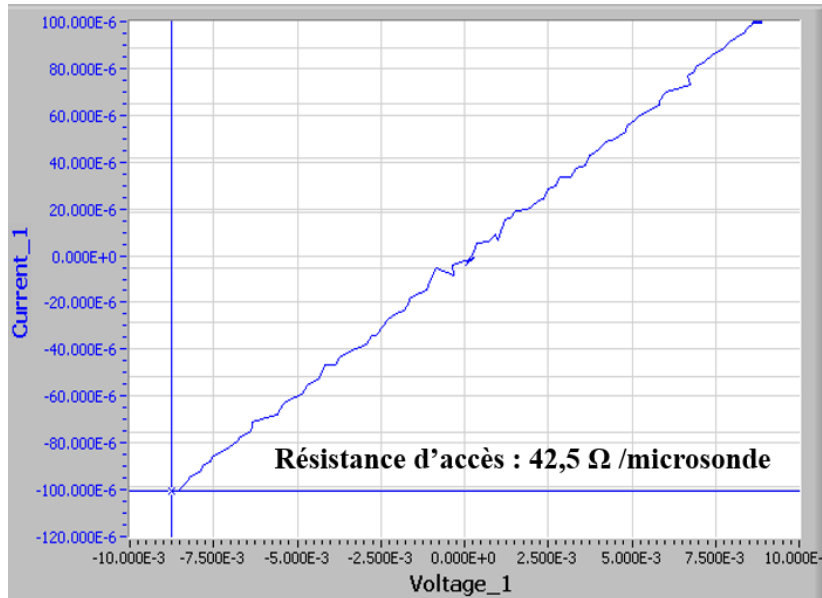


FIGURE 3.32 – Caractéristique  $I(V)$  d'une structure "Back-to-Back"; mesures effectuées avec deux pointes DC associées à un multimètre de type keithley®.

Dans un second temps, nous avons mené ce type de caractérisation sur une station sous pointes HF conventionnelle, équipée de sondes Picoprobes  $450\mu\text{m}$  de pitch, et associée à un générateur de signaux DC (SMU) contrôlé par le logiciel ICCAP®. Pour ne pas démonter ce banc, nous devons préciser que ce générateur DC est connecté aux sondes via les tés de polarisation d'un VNA. Dans une première étape les pointes sont posées en court-circuit sur une métallisation d'or d'un Calkit Picoprobes CS 9® afin de déterminer les résistances liées au tés de polarisation, aux câbles, et aux sondes. Cette résistance liée majoritairement aux tés de polarisation est de  $1,2\Omega$ ; elle est retranchée systématiquement pour l'ensemble des mesures ci-après. La figure 3.33 représente la caractéristique  $V(I)$  mesurée. Le générateur DC est commandé en courant de 0 à  $100\mu\text{A}$  afin de ne pas dégrader les métallisations les plus résistives de la sonde. On en déduit une résistance d'accès totale de  $85,75\Omega$  pour la structure complète. La résistance correspondante pour une microsonde est par conséquent de  $42,875\Omega$ . Cette valeur proche de celle obtenue par la technique précédente confirme la nature fortement résistive des microsondes  $G_2$ .

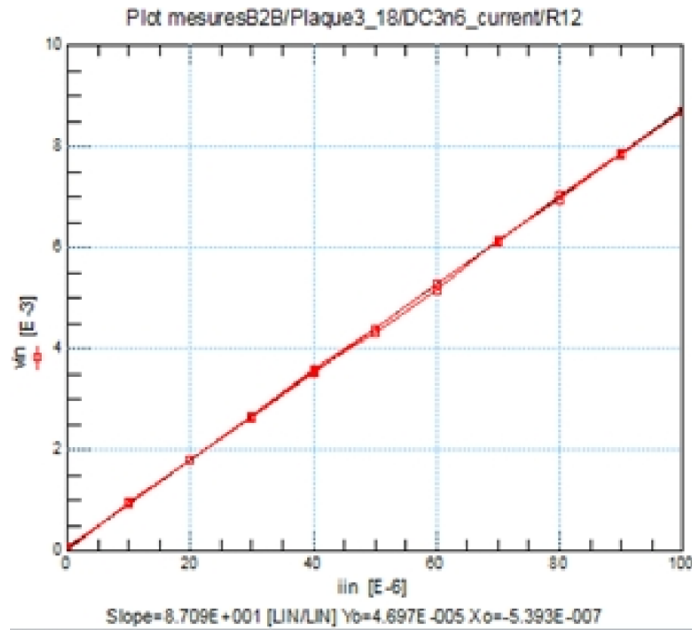


FIGURE 3.33 – Caractéristique  $V(I)$  pour la détermination de la résistance d'accès sur la structure "Back-to-Back" en utilisant une alimentation DC - SMU associée à une station HF sous pointes conventionnelle.

Pour les sondes  $G_1$ , la résistance d'accès est en moyenne de  $12\Omega$ ; elle correspond majoritairement au ruban d'or de  $2\mu\text{m}$  de large et de  $400\mu\text{m}$  de long (épaisseur  $500\text{nm}$ ). Pour le cas de ces sondes  $G_2$ , la différence majeure avec  $G_1$  est due au ruban de chrome de  $5\mu\text{m}$  de long ( $2\mu\text{m}$  de large soit 2,5 carreaux) et décrit précédemment. Pour avoir une idée de la résistivité de cette zone de chrome, nous déduisons  $12\Omega$  de la résistance totale d'une microsonde ( $42,875\Omega$ ) pour obtenir une résistivité d'environ  $12,5\Omega/\text{carreau}$ .

#### — Détermination de la résistance d'accès des sondes installées dans le MEB

Pour cette étape, nous avons intégré plusieurs sondes de type et de métallisation de contacts différents sur des PCB dédiés au test DC identiques à ceux utilisés pour les sondes  $G_1$ . Les sondes sont observées au MEB avant montage. Nous notons que peu de sondes à contacts Molybdène et Chrome étaient viables; pour la plupart, les contacts ont disparu ou ont été dégradés lors des étapes de lift-off. Par conséquent, nous avons investigué les sondes de type 1 ( $2 \times 2\mu\text{m}^2$ ) et de type 2 ( $0,6 \times 0,6\mu\text{m}^2$ ) à contacts d'or et de nickel. Le banc expérimental utilisé pour la caractérisation DC des microsondes est représenté sur la figure 3.34. Pour déterminer la résistance d'accès d'une sonde nous avons utilisé un substrat de silicium recouvert uniformément d'une couche d'or de  $200\text{nm}$  d'épaisseur.



Le porte-échantillons est électriquement isolé. La face métallisée du substrat de test est reliée par les pinces métalliques de maintien au point (-) d'un multimètre (Keithley®) et sert de potentiel de référence. Les 3 accès des PCB (correspondant aux 3 contacts GSG des sondes) sont soudés sur 3 connecteurs BNC à l'intérieur du MEB; à l'extérieur les connections sont réalisées par des câbles coaxiaux reliés à une boîte de connexion.

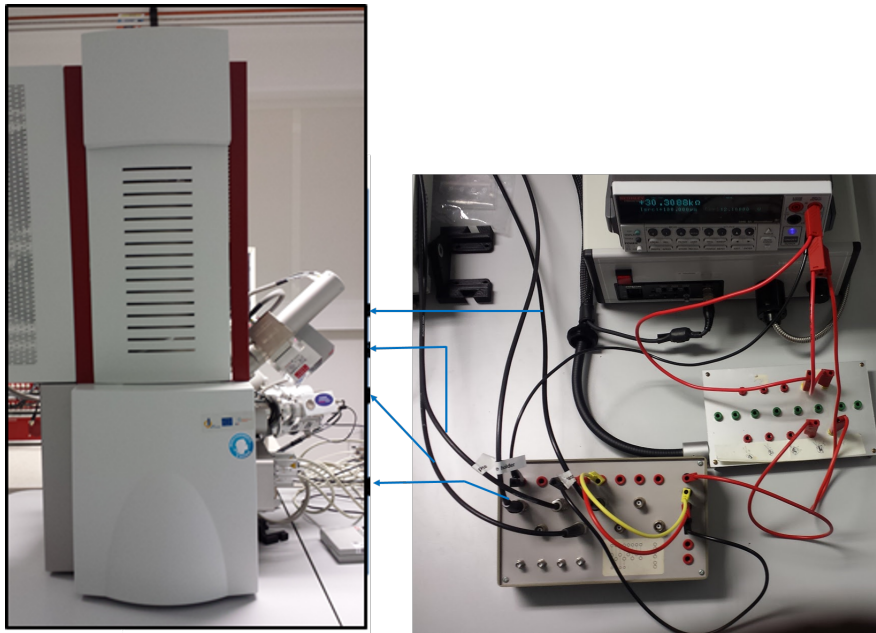


FIGURE 3.34 – Photographie du banc expérimental associé au Nanoprober HF pour la caractérisation DC des sondes.

Nous avons placé une résistance de  $6\text{ k}\Omega$  en série pour limiter le courant afin de ne pas endommager les zones les plus résistives des sondes. Nous notons que cette limitation est également faite au niveau du multimètre en imposant un courant maximum de  $100\mu\text{A}$ . Néanmoins ce type de multimètre a la fâcheuse tendance à se remettre dans une configuration autre lors des acquisitions automatiques à l'aide d'un PC; d'où l'intérêt de la résistance de protection. Dans la phase initiale de la mesure, les trois conducteurs (GSG) sont reliés entre eux et tous connectés à l'entrée (+) du Keithley® via cette résistance. Lors du premier posé, dès que l'un d'eux touche la métallisation du substrat de test, une valeur de résistance est lue sur l'ohmmètre. Lors de ce premier "touché", nous pouvons vérifier parmi les contacts masse-signal-masse celui (ou ceux) qui ont contacté le substrat métallisé. Cela nous donne également une indication sur la planéité des contacts (ou "tilt" de la sonde).

### — Réglage du tilt de la sonde

Pour garantir des résultats optimaux sur la mesure des résistances, il faut assurer un contact uniforme et donc une planéité idéale entre la sonde et le substrat au moment du contact. Comme nous l'avons déjà précisé, c'est un point crucial pour assurer la qualité mais surtout éviter la dégradation des contacts. Nous décrivons ici une méthode qualitative permettant un réglage à minima du tilt de la sonde; il ne s'agit pas d'un réglage optimum. A l'aide des outils du MEB, nous réglons la netteté de l'image, pour un facteur de grossissement donné, en modifiant la distance focale appelée "Work Distance" (WD). Nous notons que cette distance est monitorée en permanence et acquise par le programme Labview® de commande des nano-positionneurs.

Nous relevons la différence de profondeur de champ  $\Delta WD$  entre les bords gauche et droite du corps de la sonde (figure 3.35). Cette distance focale peut être obtenue avec une précision du dixième de  $\mu\text{m}$  pour un zoom permettant d'avoir un champ de l'image de quelques  $10\mu\text{m}^2$  sur un bord du corps de la sonde.

L'arc sinus du rapport entre  $\Delta WD$  et la largeur  $L$  du corps de la sonde représente l'angle de tilt  $\varphi$  en théorie une rotation, dans le bon sens, de la moitié de cet angle permet d'ajuster la planéité de la sonde. Il est nécessaire d'itérer ce type de réglage de tilt avec des zooms de plus en plus importants pour affiner de proche en proche.

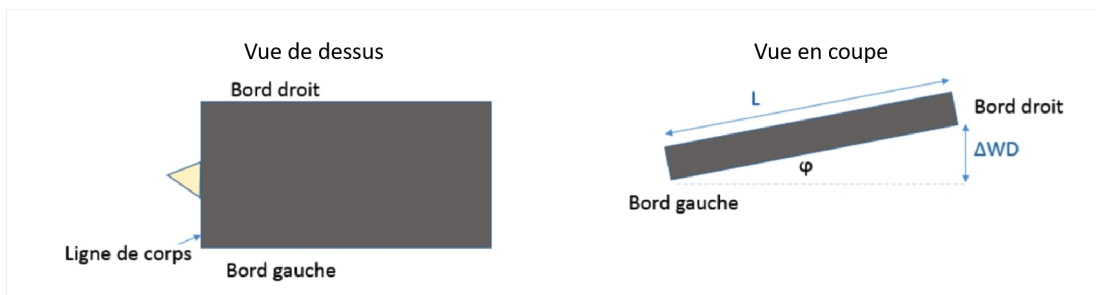


FIGURE 3.35 – Schéma illustrant le principe de calcul de l'angle de tilt de la sonde.

### — Automatisation du posé.

Pour ces tests en DC, nous avons opté pour une technique de posé automatisée. L'optimisation du posé est effectuée par l'établissement d'un protocole et le développement d'un programme sous LabView® qui permet de détecter le premier contact de la sonde avec un

substrat métallisé par une mesure en continu de la résistance de contact sonde/métallisation lors de la descente de la sonde. La descente s'effectue en mode pas à pas (consigne modifiable dans ce programme). Le programme interroge l'ohmmètre et si la valeur n'est pas modifiée par rapport à une valeur de référence et une tolérance associée (consignes initiales), le programme maintient la descente d'un pas dont nous fixons la valeur initialement. Cette technique bien que pratique est loin d'être optimale; le choix du pas de descente est important : un pas très petit (exemple : 10 nm) engendre plusieurs heures de descente même si la sonde est initialement à quelques centaines de microns de l'échantillon. A contrario, si nous choisissons un pas de 100 nm, la sonde peut donc rentrer en contact avec l'échantillon à 100 nm près; le marquage des plots de contact peut dans ce cas être important voire destructif. A titre d'exemple, nous présentons sur la figure 3.36. a) l'évolution de la résistance totale du conducteur central d'une sonde  $G_2$  en fonction de l'altitude  $Z$  pour les phases de montée et de descente.

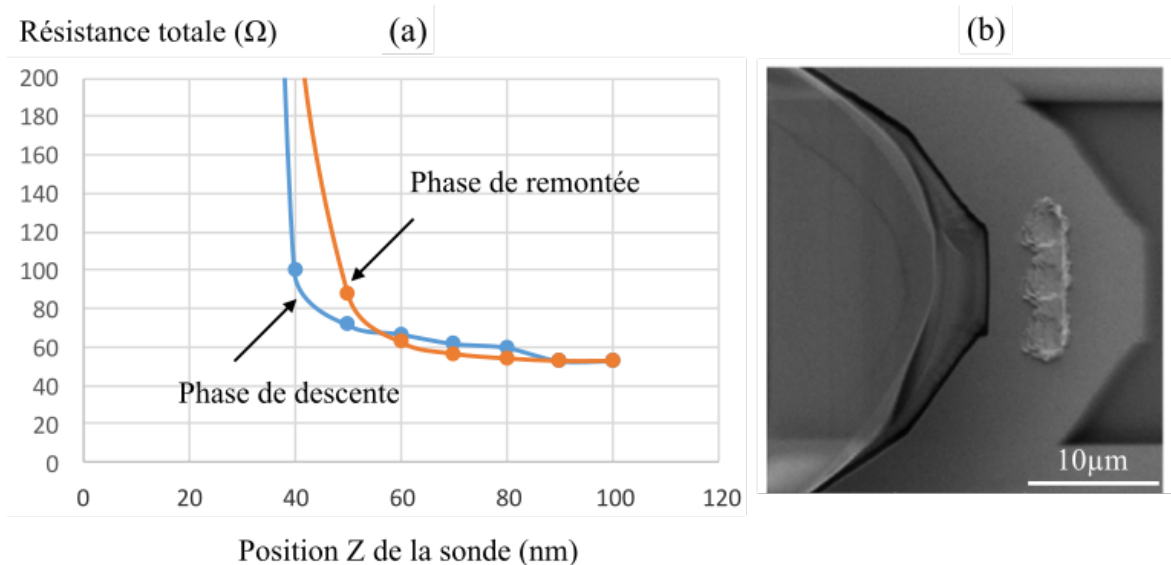


FIGURE 3.36 – (a) Résistance totale du conducteur central d'une microsonde en fonction de l'altitude  $Z$  lors des phases de montée et de descente; (b) Image MEB des traces de contacts sur le substrat or après vingt posés (sonde  $G_2$  de type 1 à contacts Ni).

Il s'agit d'une sonde de type 1 avec des contacts Ni. Nous confirmons une valeur élevée d'environ  $53\Omega$ . Nous observons également que le contact s'établit sur seulement quelques dizaines de nm au lieu de quelques centaines de nm dans le cas des sondes  $G_1$ . La raison principale, comme le montre la figure 3.36. b), est que les contacts de type Ni sont pénétrants; nous observons distinctement les empreintes de  $2 \times 2 \mu\text{m}^2$ ; le bord des

doigts en silicium ont également un effet invasif avec un repliement de la métallisation de l'échantillon. Cette image a été prise après 20 posés de la sonde.

La figure 3.37 montre les images MEB de la sonde de type 1 à contacts Ni avant et après plusieurs posés. Nous notons que le zoom est malheureusement très différent entre ces 2 images mais nous pouvons apercevoir la présence distincte des contacts après une vingtaine de posés ; leurs qualités prouvent la fiabilité et l'intérêt des contacts en Nickel.

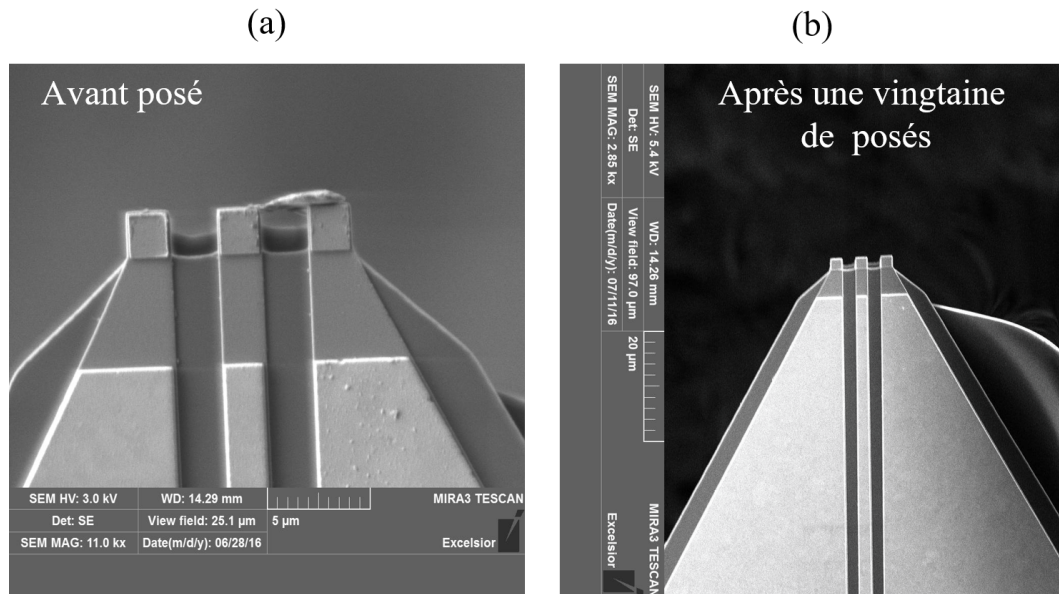


FIGURE 3.37 – Images MEB d'une sonde de type 1 à contacts Ni; (a) avant posé, (b) après une vingtaine de posés.

Plusieurs campagnes de mesures ont été nécessaires pour caractériser en régime statique toutes les variétés de sondes disponibles (3 géométries, 4 métaux, environ 40 sondes par quart de wafer). Les premières campagnes ont eu pour objectif de mettre au point le protocole de mesure et alignement/posé des pointes décrit précédemment. Ces premières campagnes se sont soldées par de nombreuses pertes de sondes et/ou de dégradation des contacts avec à chaque fois un temps conséquent passé à l'intégration de nouvelles sondes. Par ailleurs, les sondes viables à contacts Chrome et Molybdène et les sondes de type 3 ( $0,2 \times 0,2 \mu\text{m}^2$ ) étaient insuffisantes en nombre pour obtenir des résultats reproductibles et significatifs.

Nous avons néanmoins obtenu des mesures fiables et reproductibles en particulier pour les sondes à contacts or et nickel. A titre d'exemple, nous présentons sur la figure 3.38 les variations des résistances du conducteur central de quatre sondes de géométries

et de natures différentes (types 1 et 2; contacts Au et Ni) en fonction de la distance de descente. Les valeurs minimales de ces résistances pour les 3 conducteurs masse-signal-masse des sondes investiguées sont reportées au tableau 3.3.

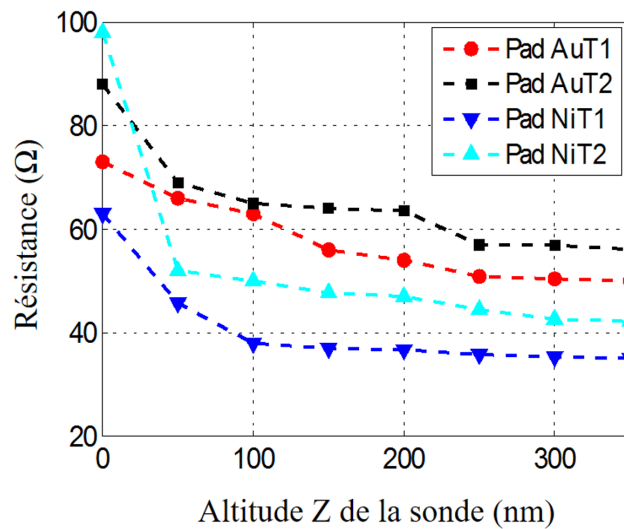


FIGURE 3.38 – Influence de la taille du plot et du type de métal sur la valeur de la résistance du conducteur central des sondes.

TABLEAU 3.3 – Résumé des valeurs de résistances des conducteurs des sondes de types 1 et 2 et pour deux métallisations différentes de contacts Ni et Au.

Type de sondes	Résistance des conducteurs ( $\Omega$ )		
	Masse	Central	Masse
Plot : Au T1	26	50	26
Plot : Au T2	29	55	28
Plot : Ni T1	16	35	16
Plot : Ni T2	25	42	25

Nous avons fait le choix de ne pas effectuer des modélisations précises à partir de concepts physiques des sondes et des contacts sur une surface métallisée pour valider ces mesures afin de nous consacrer aux nombreux aspects expérimentaux restants mais nous pouvons donner quelques estimations à partir de considérations géométriques des conducteurs des sondes.

Revenons aux résistances mesurées (tableau 3.3) : pour un même type de métallisation, la résistance diminue logiquement de 5-7 $\Omega$  lorsque la section du contact augmente

de  $0,36\mu\text{m}^2$  (type 2) à  $4\mu\text{m}^2$  (type 1); la différence de résistances entre les contacts or et nickel pour une même géométrie est de  $15\Omega$  plus faible pour le nickel (type 1) et de  $13\Omega$  plus faible pour le nickel (type 2).

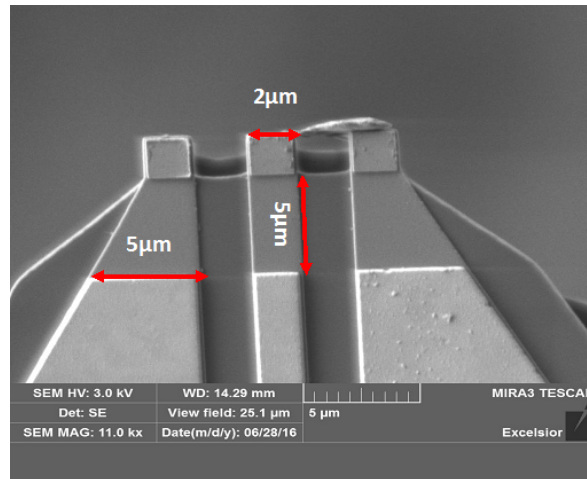


FIGURE 3.39 – Image MEB de l’extrémité d’une sonde de type 1 (métallisation Ni).

L’explication de ces écarts n’est pas aisée sans modélisation performante; cette différence est certainement liée au caractère pénétrant des contacts en nickel qui a pour effet d’accroître la surface du contact entre le plot de la sonde et la métallisation de l’échantillon sous test. La figure 3.40 montre la différence de la nature des contacts - plutôt un marquage en surface pour une sonde à plots d’or et - pénétrant pour une sonde à plots de nickel.

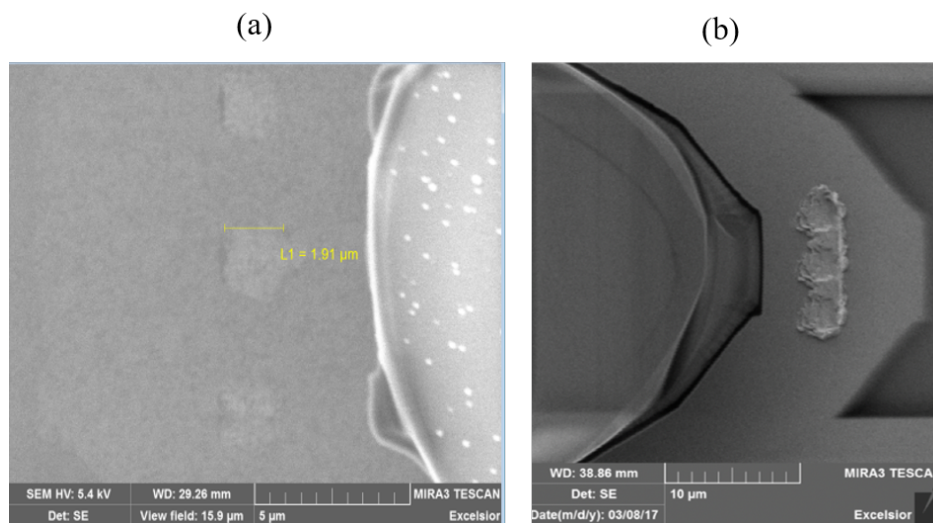


FIGURE 3.40 – Images MEB des contacts de sondes à plots (a) d’or et (b) de nickel.

Il est également envisageable qu'en pénétrant, la flexion du cantilever est accrue par la force de frottement exercée en réaction par l'échantillon, cet effet peut court-circuiter partiellement la zone de chrome du conducteur central et donc réduire la résistance totale.

En conclusion, ces résultats montrent indéniablement l'intérêt des sondes à plots de nickel qui permettent un contact fiable et de qualité même pour de petites surfaces de plots ( $<1 \mu\text{m}^2$  pour le type 2).

### 3.4.4 Étude en régime dynamique HF des sondes de seconde génération

Nous avons monté des sondes  $G_2$  sur des PCB HF tel qu'il est décrit dans le paragraphe précédent afin de vérifier leur fonctionnement en haute fréquence et leur capacité à effectuer des mesures reproductibles. Nous souhaitons également définir la gamme de fréquences de ces sondes où nous serions capables d'effectuer un calibrage précis car le caractère résistif du conducteur central de  $40\text{-}60 \Omega$  ne nous semblait pas favorable. Comme précédemment, nous avons effectué dans un premier temps un calibrage coaxial 2,92 mm au niveau des câbles semi-rigides du Nanoprober HF (figure 3.41).

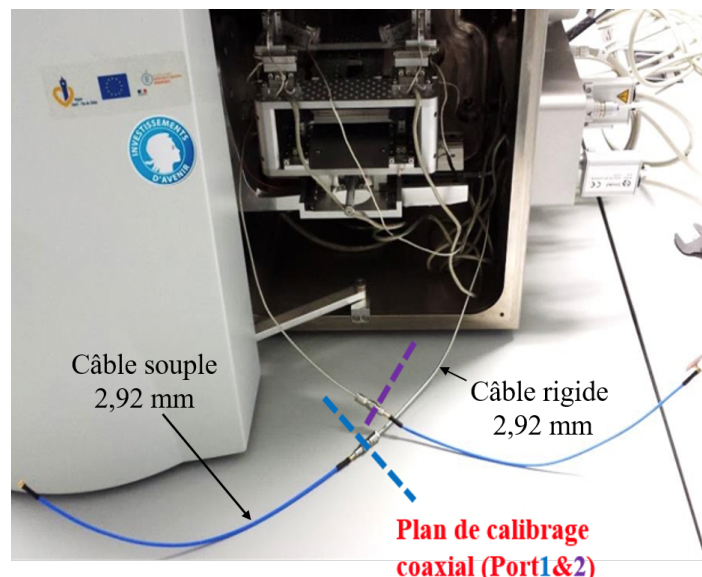


FIGURE 3.41 – Photographie du Nanoprober, de ses câbles semi-rigides 2,92 mm. Nous observons également les câbles souples (bleus) assurant la connexion aux sondes.

Nous effectuons dans un second temps un calibrage 1-port à l'aide du calkit dédié. La figure 3.42 représente à titre d'exemple la réponse fréquentielle du facteur de réflexion calibré dans le cas de mesures multiples d'un standard "Short". Nous observons une faible dispersion des mesures ( $< 2.10^{-3}$ ) jusque 8 GHz et inférieure à  $4.10^{-3}$  jusque 18 GHz. Au-delà la dispersion est beaucoup plus importante. Elle traduit la limitation de l'efficacité du calibrage à cause du caractère résistif de la sonde et des pertes fréquentielles engendrées. En effet la distinction des mesures entre les trois standards "Short", "Open" et "Load" devient de plus en plus faible lorsque la fréquence augmente.

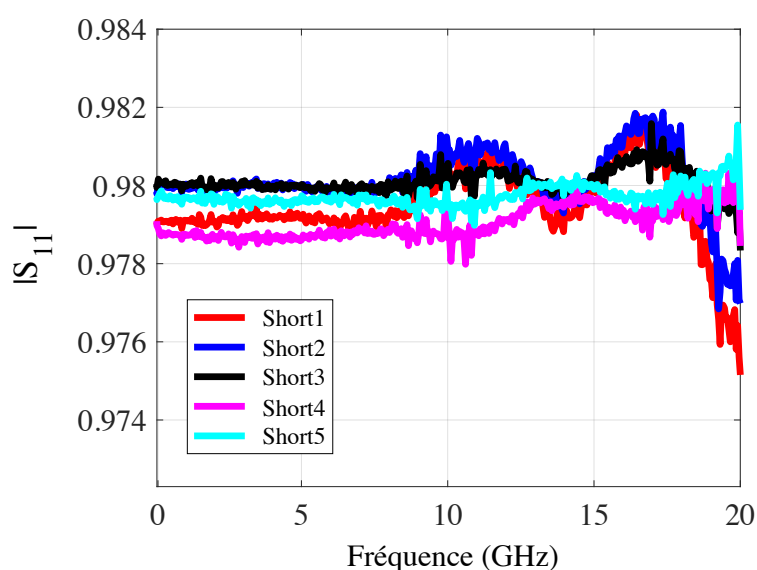


FIGURE 3.42 – Réponses fréquentielles de plusieurs mesures calibrées d'un standard "Short".

Lors de cette campagne de mesures, nous nous sommes aperçus sans doute avec beaucoup de retard que le nano-positionneur de droite nous posait beaucoup de difficultés pour contrôler le posé avec "douceur". Une défaillance a été confirmée lors d'une évaluation de ce dernier. Il a été renvoyé au fabricant pour réparation. Ce fut un moment difficile à accepter en considérant la perte de temps engendrée et ... de sondes mais c'est aussi le lot de ce type de recherche expérimentale qu'il faut bien accepter. C'est la cause également de n'avoir jamais réussi notre objectif tant recherché de réaliser des calibrages sous pointes 2 ports. Suite à ce constat, nous avons entrepris une dernière campagne de mesures en utilisant le nano-positionneur valide et une des dernières sondes (type 1 à contact or) restante. Nous avons à nouveau effectué un test de reproductibilité des mesures hautes fréquences.



Les figures 3.43. a) - c) donnent les écarts types ( $2\sigma$ ) sur les standards "Short", "Load" et "Open" (ce dernier n'étant pas significatif car il s'agit de mesures pointes en l'air). Cette fois, nous démontrons la reproductibilité des mesures jusqu'au moins 30 GHz avec des écarts types inférieurs à  $10^{-3}$ . Une résonance liée au montage sur PCB est toutefois observable sur le standard "Load" autour de 15 GHz.

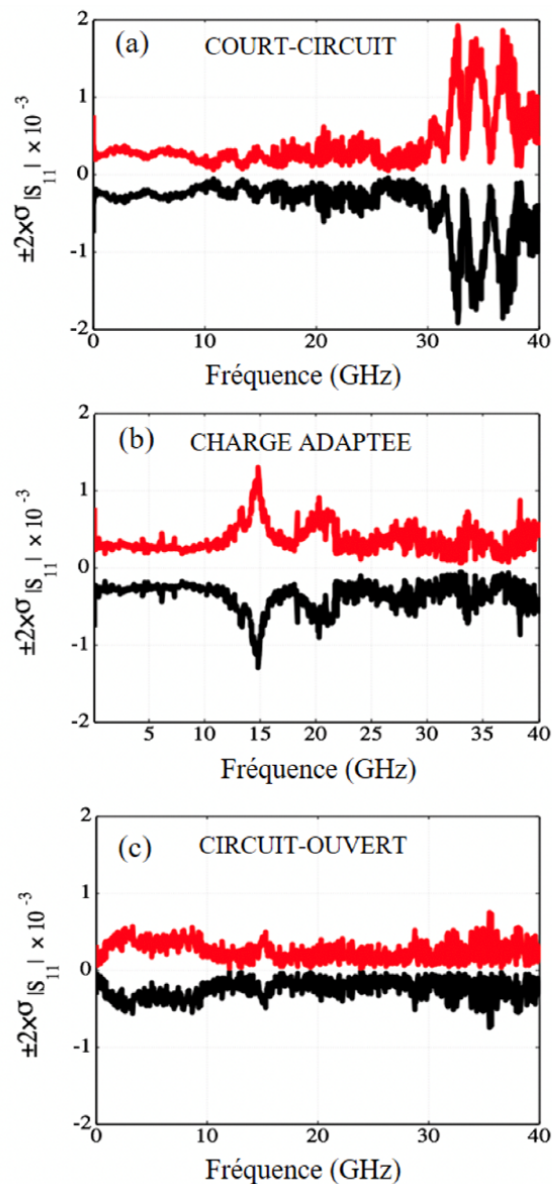


FIGURE 3.43 – Écart-type sur le module du coefficient de réflexion  $S_{11}$  des standard (a) "Short", (b) "Load" et (c) "Open" en fonction de la fréquence; valeurs déterminées pour 7 mesures consécutives.

Ces études expérimentales sur la seconde génération de sondes ont mis en évidence l'intérêt d'utiliser des plots en métaux "durs" et plus particulièrement en nickel afin d'as-

surer une pénétration et améliorer la fiabilité des contacts. Une étude non présentée dans ce mémoire a été concluante pour des contacts sur une métallisation d'aluminium pour ce type de sondes. Ceci ouvre des perspectives importantes pour le test de composants de la filière silicium. Enfin, nous avons également fait la preuve de concept de la possibilité de mesures HF reproductibles 1-port jusqu'à 30 GHz. Fort de ces expériences sur les sondes de première et seconde génération, nous avons décidé de fabriquer une troisième génération de sondes.

### 3.5 Description des microsondes de génération 3

Nous visions deux objectifs : - améliorer encore les performances fréquentielles de l'ensemble PCB/câble et les procédés d'intégration des sondes associées; - réaliser de nouvelles sondes en utilisant la topologie des sondes  $G_2$  (plus intégrée, doigts à l'extrémité) mais uniquement à contacts or comme ceux de la  $G_1$  pour éviter la zone résistive de chrome de la seconde génération.

#### 3.5.1 Conception et fabrication de nouveaux PCBs

L'objectif est d'obtenir de meilleures performances fréquentielles de l'ensemble connecteur-PCB-sonde. Nous avons choisi une connectique de type 2,92 mm (40 GHz) de Rosenberger® fixée par pression sur une ligne microruban à l'aide d'une semelle métallique vissée. Nous avons commencé par effectuer quelques simulations électromagnétiques en particulier pour optimiser les transitions "connecteur-ligne microruban" et "ligne microruban-sonde CPW". La figure 3.44 montre le layout de la structure de propagation du PCB. Les simulations électromagnétiques ont été réalisées en utilisant le logiciel EMPro 3D® sous ADS®. Les figures 3.45 et 3.45 représentent le module en dB des paramètres S jusqu'à 35 GHz après optimisation principalement de la géométrie des deux transitions; il s'agit d'une ligne microruban de 250  $\mu\text{m}$  de large du côté du connecteur et réduite à 100  $\mu\text{m}$  du côté de la sonde. Le substrat est toujours du duroid ( $\epsilon_r = 10$ ) de 254  $\mu\text{m}$  d'épaisseur; les métallisations de cuivre ont une épaisseur de 18  $\mu\text{m}$ . Les modules des coefficients de réflexion sont inférieurs à -20 dB jusque 20 GHz et inférieurs à -15 dB jusque 35 GHz. Les pertes d'insertion sont inférieures à 2 dB à 35 GHz.

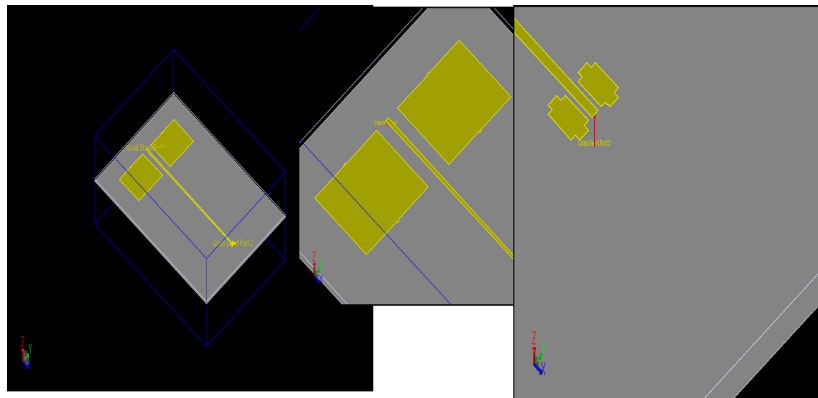


FIGURE 3.44 – Layouts de la structure de propagation du PCB. A gauche : vue d'ensemble; au centre : transition "connecteur – ligne microruban"; à droite : transition "ligne microruban – sonde CPW".

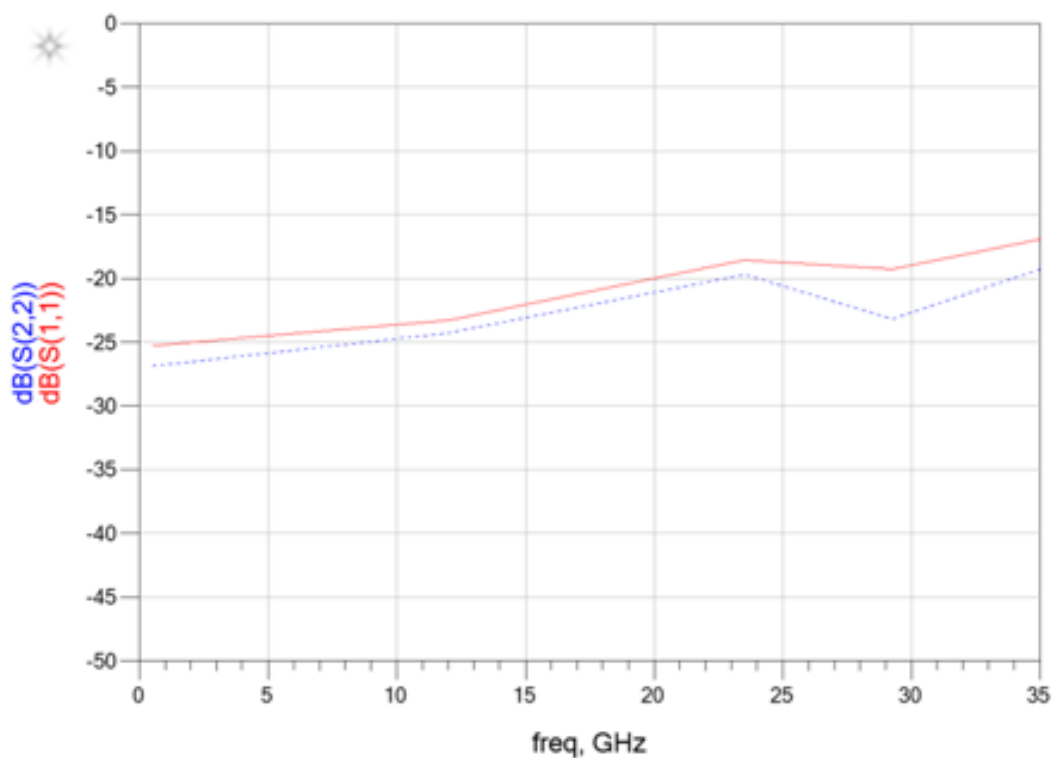


FIGURE 3.45 – Coefficients de réflexion simulés (EMPro 3D® sous ADS®), en fonction de la fréquence, du PCB intégrant une ligne microruban et deux transitions.

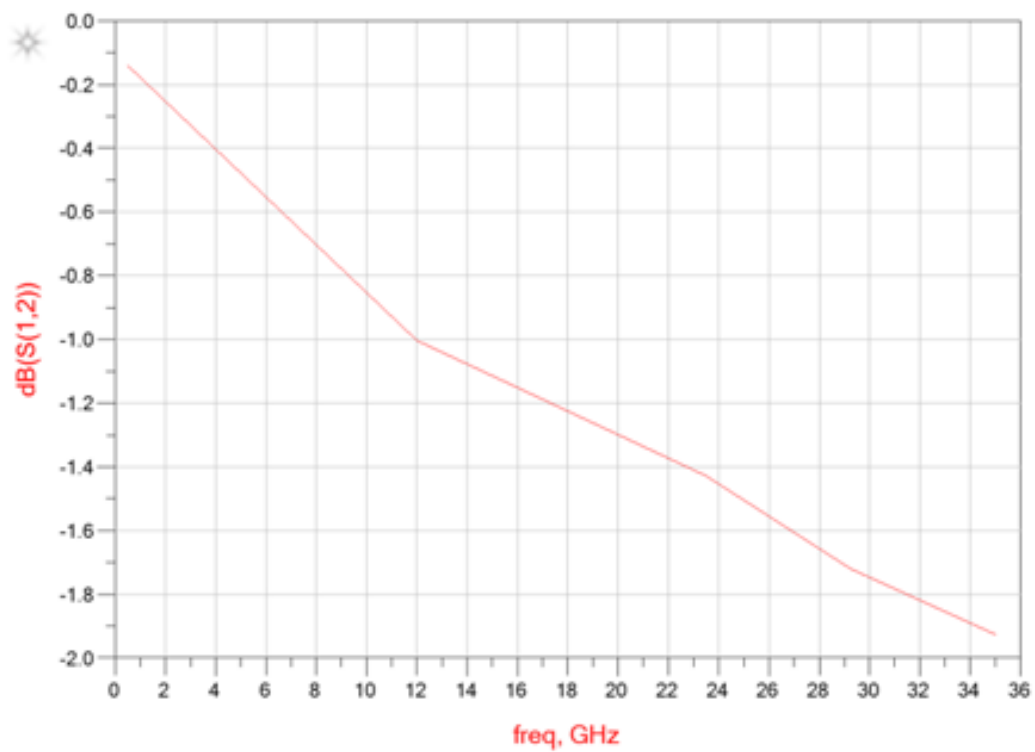


FIGURE 3.46 – Coefficient de transmission simulé (EMPro 3D® sous ADS®), en fonction de la fréquence, du PCB intégrant une ligne microruban et deux transitions.

Le support du PCB doté de son nouveau connecteur et l'intégration de celui-ci au nano-positionneur a nécessité également des modifications. La figure 3.47 montre un schéma (SolidWorks®) de ce nouveau support. Une mécanique adaptée au positionneur permet de fixer un câble semi-souple doté d'un connecteur 2,92 mm coudé à 90° relié au connecteur Rosenberger® du PCB.

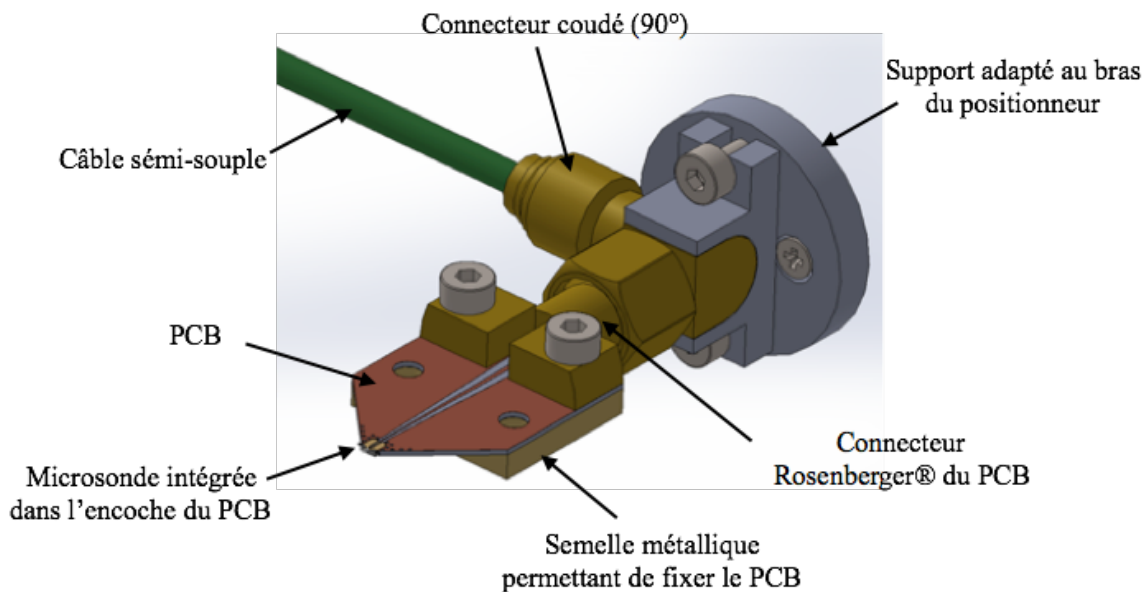


FIGURE 3.47 – Schéma du nouveau support du PCB doté d'un connecteur et câble 2,92 mm pour l'intégration sur le nano-positionneur.

### 3.5.2 Performances électriques des PCBs

Deux types de PCB (avec des connecteurs de type Rosenberger® 2.92mm) ont été fabriqués; - un lot de PCBs possédant une ligne microruban de largeur de 250µm du côté du connecteur en conformité avec la simulation électromagnétique et un autre avec une largeur de ligne de 480µm qui correspond aux recommandations du constructeurs des connecteurs et correspondant à la largeur du conducteur central.

Ces premiers tests sont effectués directement dans les plans coaxiaux du VNA après un calibrage 1-port de type 2,92 mm.

Les conditions de mesure sont les suivantes :

- Calibrage coaxial VNA (E8364 B; 10 MHz - 50 GHz;  $P_{RF} = -10$  dbm; IFBW = 100 Hz),

- $F_{START} = 50 \text{ MHz}$ ,
- $F_{STEP} = 50 \text{ MHz}$  (799 points de fréquence),
- $F_{STOP} = 40 \text{ GHz}$ .

Les coefficients de réflexion ( $S_{11}$ ) des deux types de PCB (250  $\mu\text{m}$  et 480  $\mu\text{m}$ ) sont alors mesurés; leurs modules sont représentés en figure 3.48. a); l'extrémité des PCBs est en circuit-ouvert. Les pertes correspondant à un aller et retour de l'onde sont d'environ 5 dB à 20 GHz, ce qui correspond à 2.5 dB pour un aller de l'onde.

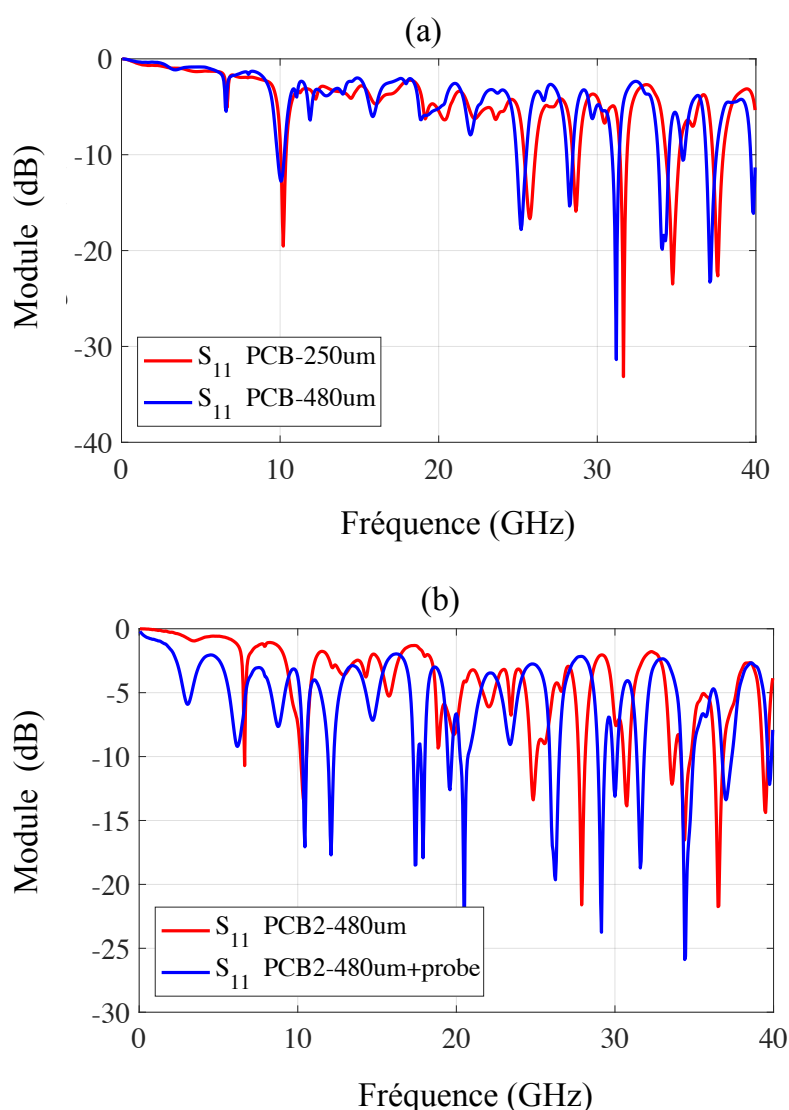


FIGURE 3.48 – (a) Comparaison des modules des coefficients de réflexion ( $S_{11}$ ) des deux types de PCB (250 et 480  $\mu\text{m}$ ). (b) Modules des coefficients de réflexion : du PCB-480  $\mu\text{m}$  (courbe en rouge, en haut) et du PCB-480  $\mu\text{m}$  + microsonde connectée (courbe en bleu, en bas).

Néanmoins, de nombreuses résonances sont présentes sur toute la bande avec une première autour de 6 GHz et une deuxième autour de 10 GHz pour les deux PCBs. Ces résonances sont liées aux différentes discontinuités et à longueur électrique d'ordre centimétrique de l'ensemble. La présence de ces résonances est également très sensible au positionnement du contact central et au serrage du connecteur Rosenberger®.

Nous avons intégré une micro-sonde de troisième génération que nous détaillerons ensuite en utilisant la procédure décrite dans l'annexe. La figure 3.48. b) représente les modules des coefficients de réflexion du PCB-480 $\mu$ m sans et avec la microsonde intégrée. Les pertes (aller-retour) minimum (valeurs crêtes des résonances) sont de l'ordre de 7 dB à 20 GHz donc un ajout de 2 dB par la sonde. Nous observons dans la gamme de fréquences basses (quelques GHz) l'influence de la résistance du conducteur central de la sonde (autour de la dizaine d' $\Omega$  comme pour la première génération).

### 3.5.3 Description et performances des sondes $G_3$

Le microsondes  $G_3$  ont été fabriquées par la société Vmicro® qui a fourni deux wafers 3". Une photo d'un de ces wafers est présentée sur la figure 3.49.

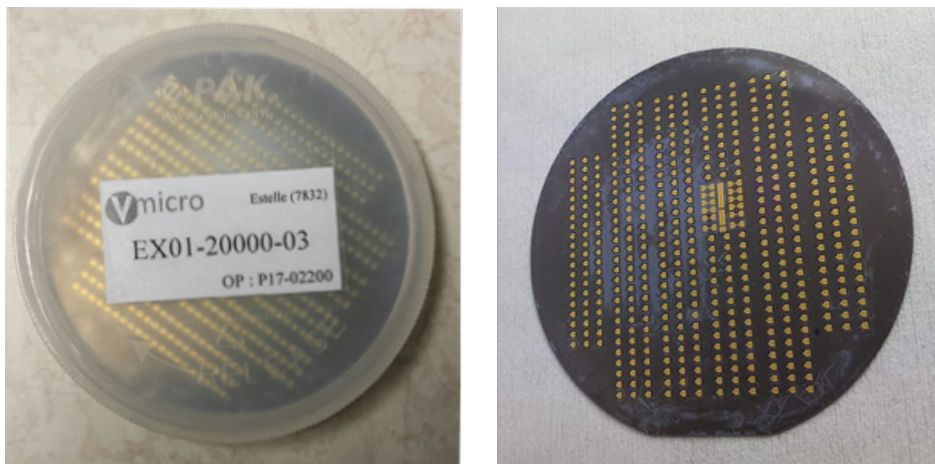


FIGURE 3.49 – Wafer des microsondes de troisième génération réalisée par la société Vmicro®

La campagne de tests a été effectuée sur un seul wafer. Sur ce dernier, il existe deux types de microsondes : - sondes à doigts gravés sur toute l'épaisseur du cantilever (du même type que  $G_2$ ) et - sondes sans doigt. Sur le même wafer, il existe également des structures "Back to Back" pour la caractérisation HF des sondes. Des images MEB de ces deux types de sondes sont montrées à la figure 3.50 et démontrant la qualité des gravures

en particulier. La figure 3.51 représente une image MEB de vue d'ensemble d'une sonde non libérée de ses systèmes d'ancrage.

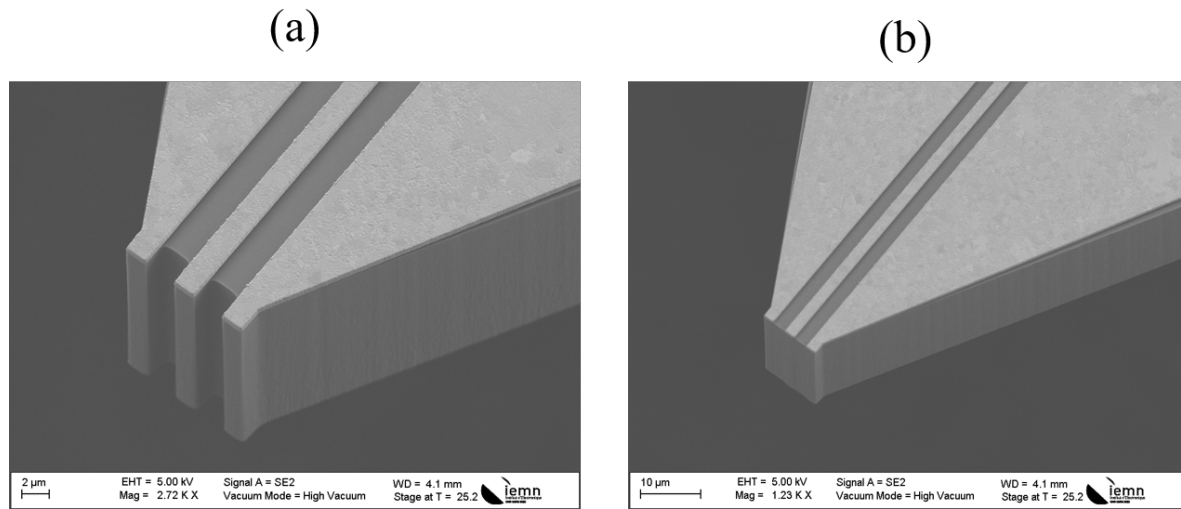


FIGURE 3.50 – Images MEB des deux types de sondes  $G_3$ . (a) sondes à doigts ( $2 \times 2 \mu\text{m}^2$ ) gravés; (b) sondes sans doigt (même surface de contact).

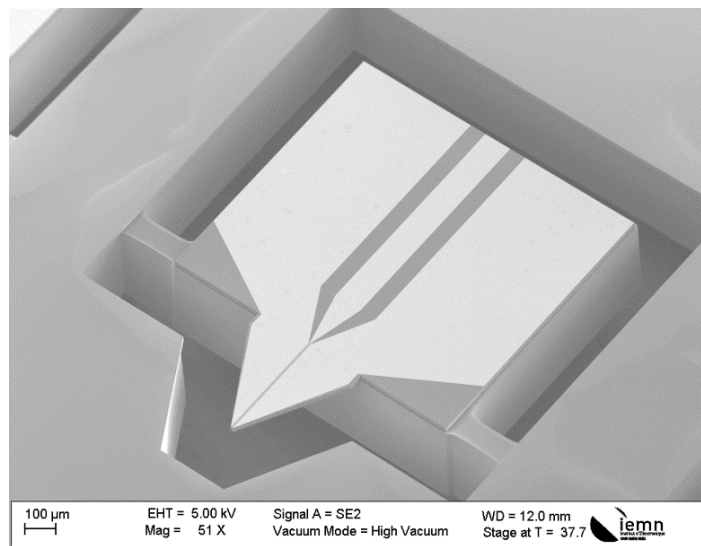


FIGURE 3.51 – Image MEB d'une sonde non libérée de ses deux ancrages de silicium.

— **Évaluation visuelle des microsondes réalisées :**

La première étape de caractérisation a consisté à effectuer des contrôles sous microscope optique pour l'ensemble des sondes. Par la suite, des image MEB de quelques sondes ont été effectuées et ont permis de mettre en évidence quelques défauts relatifs à



la technologie de fabrication. La cartographie des défauts et leurs types associés est donnée en figure 3.52. La technologie présente un très bon rendement de 87% de sondes parfaites avec seulement 4% de l'ensemble des motifs ayant un défaut majeur (de type 4 et X).

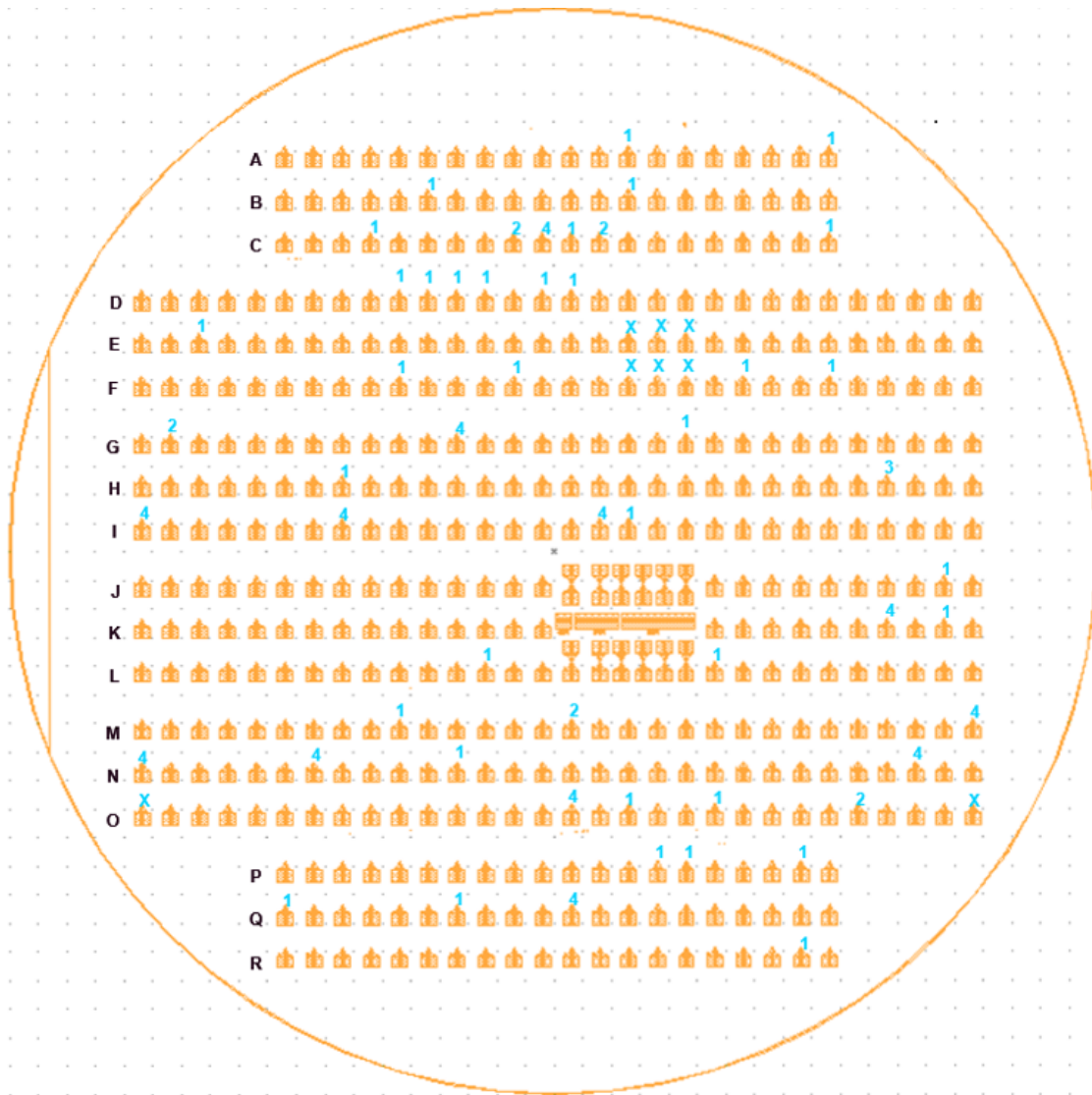


FIGURE 3.52 – Cartographie du wafer avec les défauts observés au microscope optique.

Les numéros suivants correspondent aux différents types de défauts observés :

- 1 : défauts observés sur un doigt,
- 2 : défauts observés sur deux doigts,
- 3 : défauts observés sur trois doigts,
- 4 : ligne non centrée,
- X : puce non fonctionnelle.

Nous donnons en figure 3.53 quelques images MEB de sondes  $G_3$  illustrant les différents types de défauts décrits ci-dessus.

(a) (b) (c)

FIGURE 3.53 – Images MEB montrant des microsondes  $G_3$  avec les types de défauts : (a) défaut 1 (b) défaut 3 et (c) défaut 4.

### 3.5.4 Performances haute fréquence des sondes $G_3$ - Mesures des structures "Back to Back"

Comme pour les générations précédentes, nous disposons de structures "Back to Back" (figure 3.54) permettant de mesurer les paramètres  $S$  des sondes à l'aide d'une station sous pointes conventionnelle en utilisant les configurations de mesure suivantes :

- Sondes infinity® (125  $\mu\text{m}$  de pitch),
- VNA (E8364 B; 10 MHz - 50 GHz;  $P_{RF} = -10$  dbm; IFBW = 100 Hz),
- $F_{START} = 50$  MHz,
- $F_{STEP} = 50$  MHz,
- $F_{STOP} = 50$  GHz.

Le système de mesure sous pointes conventionnel est calibré au niveau des pointes par la méthode LRRM. Les paramètres  $S$  mesurés sont représentés sur la figure 3.55. Les pertes d'insertion sont d'environ 4 dB à 50 GHz (par hypothèse : 2 dB pour une seule sonde) et les pertes en réflexion sont au pire de 14 dB sur toute la gamme de fréquences. De telles performances sont excellentes et prouvent la potentialité d'utiliser de telles sondes jusqu'au moins 50 GHz.

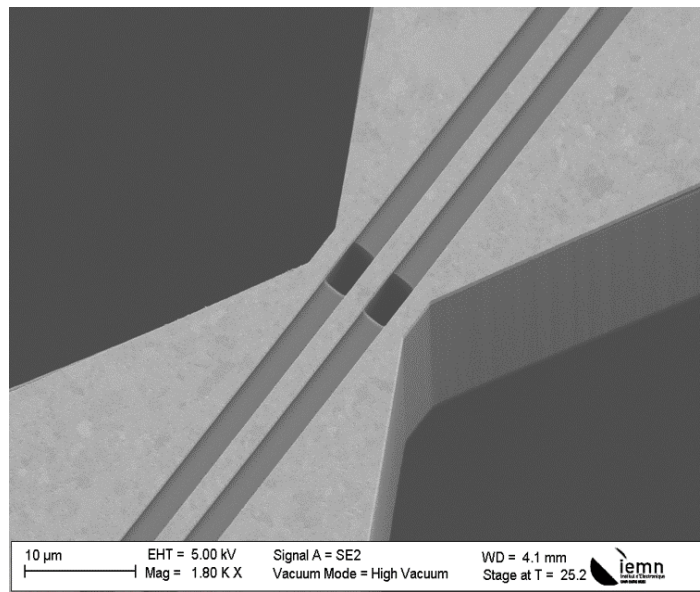


FIGURE 3.54 – Image MEB du détail central d'une structure "Back to Back" avec gravure à grand rapport d'aspect des doigts sur toute l'épaisseur du cantilever.

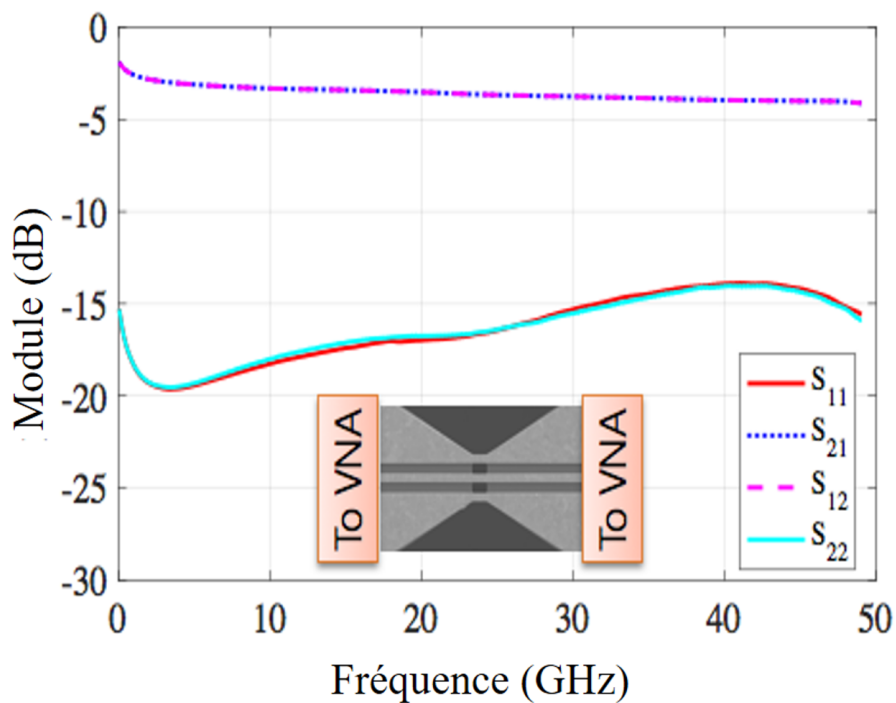


FIGURE 3.55 – Paramètres S en fonction de la fréquence d'une structure "back-to-back".

### 3.5.5 Intégration des microsondes G3 dans le MEB et campagnes de mesures

Deux PCBs et leur support intégrant des microsondes  $G_3$  sont installés dans le MEB. Les objectifs de cette campagne avaient clairement pour visée finale, la mesure calibrée dans le plan des pointes de paramètres  $S$  (2-ports). La figure 3.57 présente une photographie des nouvelles sondes intégrées dans l'environnement du nanoprobe HF. La méthodologie de mesure est identique à celle développée dans les paragraphes précédents. Les sondes intégrées sur les PCB sont vérifiées par imagerie MEB afin de s'assurer d'absence de défaut après montage et/ou manipulations diverses. Nous précisons que le nano-positionneur de droite est à nouveau fonctionnel pour cette campagne de mesures. Les sondes sont initialement positionnées au-dessus d'un calkit identique à celui des sondes  $G_2$ . La hauteur initiale entre les contacts de sondes et les échantillons est de quelques centaines de micromètres. Mais nous devons garder à l'esprit que le contact s'établit sur quelques dizaines de nm soit 4 ordres de grandeur plus petit. Pour le poser, nous avons opté pour une descente en continue (à vitesse réduite constante) en mode manuel. Le VNA est en mode de balayage rapide permettant de détecter rapidement un changement des réponses fréquentielles, preuve d'un contact. Les premiers posés sont montrés aux figures 3.56. a) et b); la figure 3.56. a) montre clairement un dépôt métallique sur les plots des échantillons sous test; la figure 3.56. b) montre quant à elle un exemple de repliement/suppression des métallisations des plots. Ces effets sont corroborés par les images MEB des contacts des sondes après ces posés (figure 3.56. c) et d)). Nous avons identifié plusieurs causes de ces posés problématiques. La principale cause est liée au retour de force exercée par le câble de pression semi-souple 2,92 mm fourni avec les connecteurs Rosenberger®. On les distingue au premier plan de la figure 3.57. Cette force exercée engendre une rotation, au fur et mesure de la descente, de l'axe permettant le réglage du tilt du nano-positionneur.

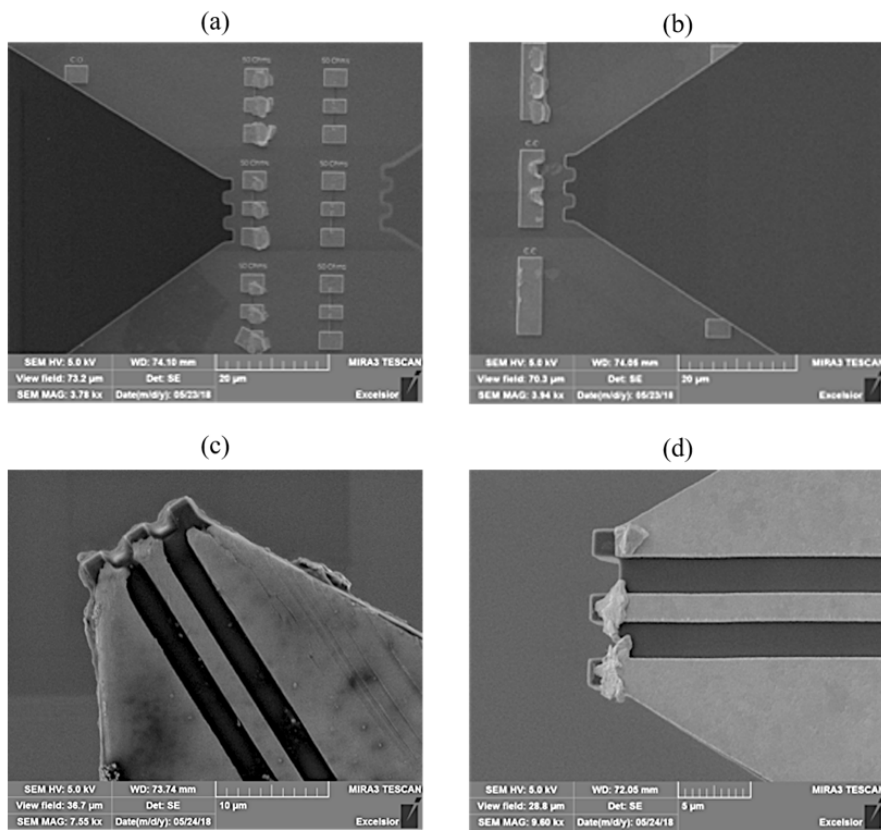


FIGURE 3.56 – Premiers posés effectués sur différents motifs de test; (a) dépôts de métallisations de la sonde sur les plots des motifs sous test; (b) contact fortement prononcé avec repliement des métallisations des motifs. (c) et (d) images MEB des contacts des sondes après posés.

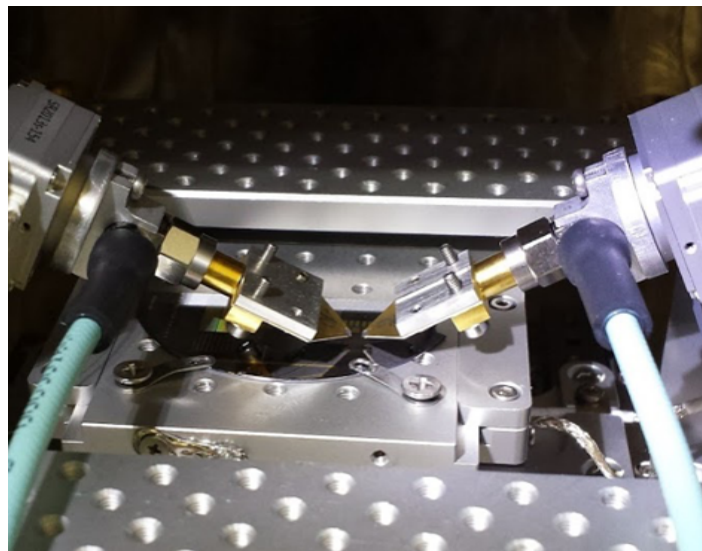


FIGURE 3.57 – Microsondes G3 intégrées sur les PCB Rosenberger®, qui eux même sont montés sur les nano-positionneurs du nanoprobeur HF (vue de l'intérieur du MEB).

Lorsque la sonde est posée, cette force produit dans certains cas un glissement latéral de la sonde détruisant les plots des motifs (figure 3.58. a)) et tordant les contacts de la sonde (figure 3.58. b)). Nous avons vérifié ce problème lié aux câbles trop rigides et/ou trop lourds en réalisant des contacts sans câble; comme le montre la figure 3.59 la nature des traces de contacts est beaucoup moins invasive et la dégradation des contacts de la sonde après posés est plus faible.

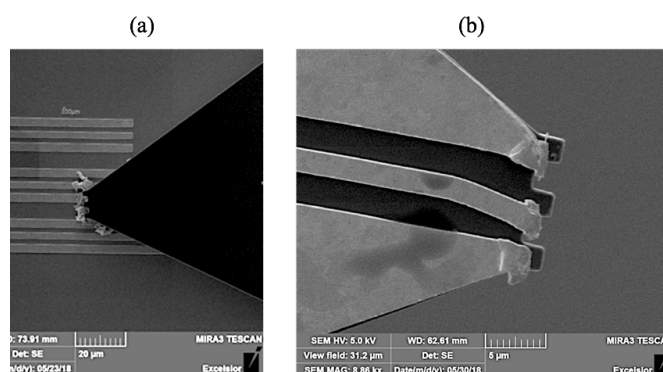


FIGURE 3.58 – Images MEB : (a) glissement latéral d'une sonde posée sur une ligne; (b) contacts de la sonde après ce type de posé.

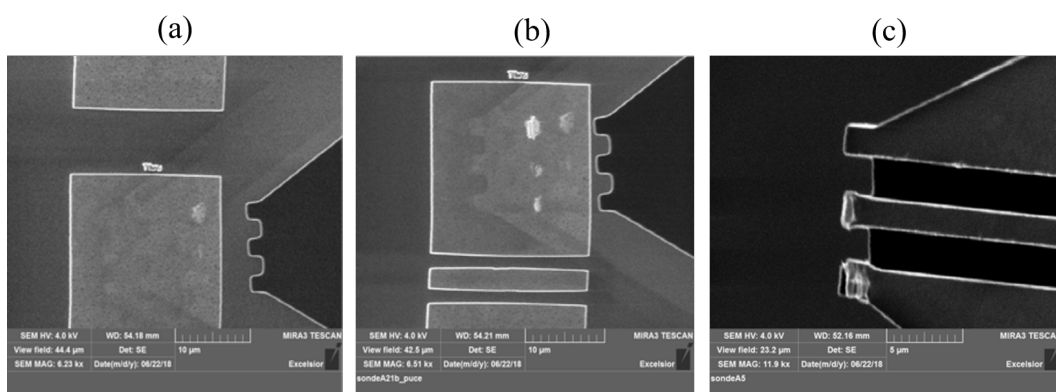


FIGURE 3.59 – Images MEB de posés et contacts de sondes sans câble; (a) premier posé; (b) second posé après réglage du tilt; (c) contacts de la sonde après posé.

Malgré ces problèmes importants, et le peu de temps qu'il nous restait à consacrer à cette dernière campagne de mesure, nous avons décidé de limiter nos investigations à un calibrage 1-port de type SOL ainsi qu'une mesure non calibrée en transmission. La figure 3.60 montre la réponse fréquentielle du coefficient de réflexion calibré d'un motif de type "court-circuit" non utilisé pour le calibrage. La réponse est quasi parfaite jusque

6 GHz, au-delà nous retrouvons les influences des résonances du PCB décrites précédemment. Comme ces résonances (fréquences, amplitudes, phases) dépendent de la charge ("Short", "Open" ou "Load"), le calibrage ne peut être performant dans ces zones fréquentielles.

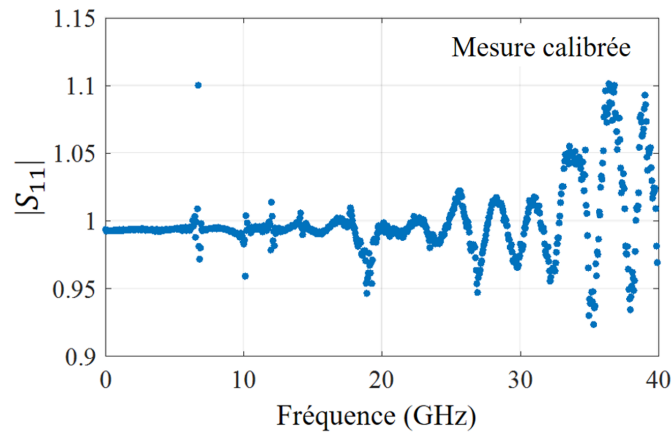


FIGURE 3.60 – Module du coefficient de réflexion calibré par un calibrage de type SOL d'un motif "court-circuit" en fonction de la fréquence. PCB de type 250  $\mu\text{m}$  et sonde  $G_3$ .

Après plusieurs échecs et remontages de sondes, nous avons néanmoins réussi à connecter deux sondes sur une ligne CPW de 50  $\mu\text{m}$  de longueur (figure 3.61. a)). La figure 3.61. b) montre les réponses fréquentielles des 4 paramètres  $S$  non calibrés de cette mesure. Les pertes totales d'insertion mesurées sont de l'ordre de 8 dB à 10 GHz et environ 14-15 dB à 20 GHz. Nous sommes encore loin d'avoir obtenu l'objectif initial mais ce résultat montre une première étape importante pour la mesure de paramètres  $S$  de quadripôles.

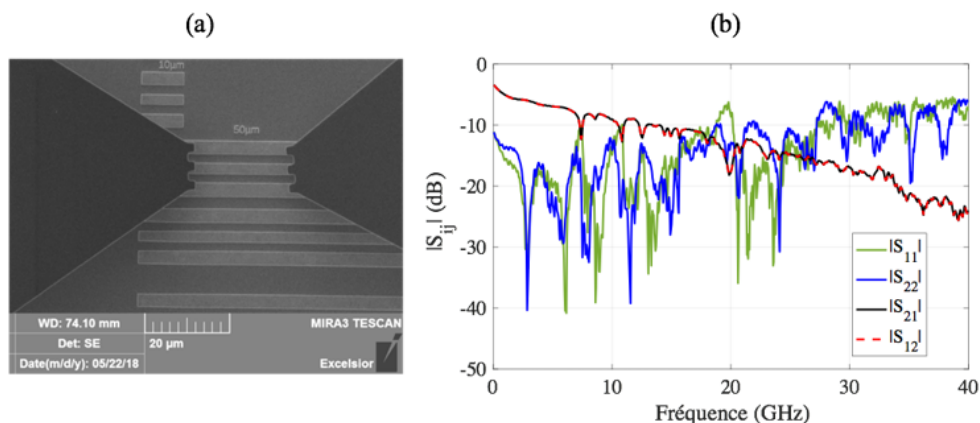


FIGURE 3.61 – Mesure en transmission de la ligne 50  $\mu\text{m}$ ; a) image MEB des sondes posées sur la ligne; b) réponses fréquentielles des 4 paramètres  $S$ .

## 3.6 Conclusion

Les travaux décrits dans ce chapitre sont réalisés autour d'un équipement unique développé dans le cadre de l'EQUIPEX ExCELSiOR appelé "Nanoprober Haute Fréquence" et plus particulièrement autour des sondes miniaturisées réalisées en technologie MEMS SOI. Deux générations de microsondes existaient au commencement de mon travail ainsi que la preuve de concept de mesure 1 Port jusque 5 GHz. Mon travail s'est orienté sur plusieurs objectifs : - l'augmentation de la gamme de fréquences à 20-30 GHz, la caractérisation des sondes de seconde génération qui n'avait pas encore été faite et - la mesure de paramètres  $S$  calibrés de quadripôles.

Pour le premier objectif, nous avons amélioré la gamme de fréquence essentiellement en concevant de nouveaux PCB et en les équipant de connecteurs 40 GHz; nous avons également passé beaucoup de temps pour définir une méthodologie et un banc associé pour le montage des sondes sur les PCBs. Cette procédure est aujourd'hui bien rodée en considérant le nombre très important de pointes montées dans le cadre de cette étude.

Nous avons également démontré que ces microsondes insérées dans ces nouveaux PCBs permettent d'obtenir des mesures fiables et reproductibles. Les incertitudes, sur la mesure de coefficient de réflexion jusque 20 GHz, sont aussi faibles que celles obtenues avec une station sous pointes conventionnelle. On peut alors se demander de l'intérêt de telles sondes miniaturisées mais nous rappelons que la miniaturisation des pointes permet de réduire considérablement l'influence des structures de test intégrant un nano-dispositif et par conséquent d'obtenir une mesure plus directe et donc plus précise des propriétés HF de ce nano-dispositif.

Dans ce chapitre, nous avons également détaillé la caractérisation en régimes DC et HF des sondes de seconde génération. Ces sondes ont été conçues pour étudier l'influence de la nature métallique et de la géométrie des contacts. Le résultat important est l'intérêt des plots de contacts en nickel qui permettent, contrairement aux contacts or sur or, de pénétrer dans la métallisation, et donc réduire la résistance de contact. Ce type de plots de contacts en nickel permettent sont suffisamment durs et robustes pour percer un oxyde métallique mince (Alumine par exemple). Cette dernière qualité est fondamentale pour les perspectives de ce travail concernant le test de nano-composants des filières



Silicium.

Enfin, nous avons conçu une troisième génération de sondes alliant les avantages des deux premières. Nous avons également conçu de nouveaux PCBs intégrant un autre type de connecteur facilitant le montage. Ces sondes montrent des performances fréquentielles jusque 50 GHz remarquables pour ce type de sondes à contacts micrométriques (environ 2 dB de pertes d'insertion à 50 GHz avec des coefficients de réflexion inférieurs à -14 dB de jusque 50 GHz). Malgré quelques écueils non résolus liés à la jeunesse de ce nouvel instrument, une première mesure des 4 paramètres  $S$  non calibrés d'une ligne a été effectuée à l'issue de cette campagne de mesures.

### 3.7 Références

- [1] Mostafa Azizi and Raafat R. Mansour. Design and sensitivity improvement of CMOS-MEMS scanning microwave microscopes. 65(8) :2749–2761. 112
- [2] K. Daffe, J. Marzouk, A. El Fellahi, T. Xu, C. Boyaval, S. Eliet, B. Grandidier, S. Arscott, G. Dambrine, and K. Haddadi. Nano-probing station incorporating MEMS probes for 1d device RF on-wafer characterization. In *European Microwave Conference (EuMC), 2017 47th*, pages 831–834. IEEE. 127, 135
- [3] A. El Fellahi, K. Haddadi, J. Marzouk, S. Arscott, C. Boyaval, T. Lasri, and G. Dambrine. Integrated MEMS RF probe for SEM station—pad size and parasitic capacitance reduction. 25(10) :693–695. 112, 113
- [4] A El Fellahi, K Haddadi, J Marzouk, S Arscott, C Boyaval, T Lasri, and G Dambrine. Integrated mems rf probe for sem station - pad size and parasitic capacitance reduction. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 25(10) :693–695, 2015. 117
- [5] A. El Fellahi, K. Haddadi, J. Marzouk, S. Arscott, C. Boyaval, T. Lasri, and G. Dambrine. Nanorobotic RF probe station for calibrated on-wafer measurements. In *2015 European Microwave Conference (EuMC)*, pages 163–166. 113
- [6] Edward M Godshalk, Jeremy Burr, and Jeff Williams. An air coplanar wafer probe. In *Microwave Conference, 1994. 24th European*, volume 2, pages 1380–1385. IEEE, 1994. 117
- [7] Kyongtae Kim, Hong-Beom Kwon, Hye-Rin Ahn, and Yong-Jun Kim. MEMS-based ni-b probe with enhanced mechanical properties for fine pitch testing. 5 :3. 111
- [8] F. T. von Kleist-Retzow, T. Tiemerding, P. Elfert, and O. C. Haenssler. Automated calibration of RF on-wafer probing and evaluation of probe misalignment effects using a desktop micro-factory. 04(3) :61–67. 112, 115
- [9] S. M. J. Liu and G. G. Boll. A new probe for w-band on-wafer measurements. In *1993 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pages 1335–1338 vol.3. 111
- [10] Jaouad Marzouk, Steve Arscott, Abdelhatif El Fellahi, Kamel Haddadi, Christophe Boyaval, Sylvie Lepilliet, Tuami Lasri, and Gilles Dambrine. Optimization of a microelectromechanical systems (MEMS) approach for miniaturized microcantilever-based RF microwave probes. 238 :51–59. 119, 120
- [11] Jaouad Marzouk, Steve Arscott, Abdelhatif El Fellahi, Kamel Haddadi, Tuami Lasri, Christophe Boyaval, and Gilles Dambrine. MEMS probes for on-wafer RF micro-

- wave characterization of future microelectronics : design, fabrication and characterization. 25(7) :075024. 119
- [12] Jaouad Marzouk, Steve Arscott, Abdelhatif El Fellahi, Kamel Haddadi, Tuami Lasri, Christophe Boyaval, and Gilles Dambrine. MEMS probes for on-wafer RF microwave characterization of future microelectronics : design, fabrication and characterization. 25(7) :075024. 112, 113, 118
- [13] Jaouad Marzouk, Steve Arscott, Kamel Haddadi, Tuami Lasri, Christophe Boyaval, Sylvie Lepilliet, and Gilles Dambrine. Miniaturized microcantilever-based RF microwave probes using MEMS technologies. 87 :692–695. 112
- [14] E. Mubarak, V. Mascolo, G. Rietveld, M. Spirito, K. Daffe, and K. Haddadi. Parameterization models for traceable characterization of planar CPW SOL calibration standards. In *2018 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2018)*, pages 1–2. IEEE. 111
- [15] Theodore J. Reck, Lihan Chen, Chunhu Zhang, Alex Arsenovic, Christopher Groppi, Arthur Lichtenberger, Robert M. Weikle, and N. Scott Barker. Micromachined probes for submillimeter-wave on-wafer measurements—part II : RF design and characterization. 1(2) :357–363. 111
- [16] Theodore J. Reck, Lihan Chen, Chunhu Zhang, Alex Arsenovic, Christopher Groppi, Arthur W. Lichtenberger, Robert M. Weikle, and N. Scott Barker. Micromachined probes for submillimeter-wave on-wafer measurements—part i : Mechanical design and characterization. 1(2) :349–356.
- [17] Amr ME Safwat, Mike Andrews, Leonard Hayden, K. Reed Gleason, and Eric Strid. A probe technology for 110+ GHz integrated circuits with aluminum pads. In *59th ARFTG Conference Digest*. 111, 117
- [18] C. V. Sellathamby, M. M. Reja, Lin Fu, B. Bai, E. Reid, S. H. Slupsky, I. M. Filanovsky, and K. Iniewski. Noncontact wafer probe using wireless probe cards. In *IEEE International Conference on Test, 2005.*, pages 6 pp.–452. 112
- [19] Claes Thelander, Philippe Caroff, Sébastien Plissard, Anil W. Dey, and Kimberly A. Dick. Effects of crystal phase mixing on the electrical properties of InAs nanowires. 11(6) :2424–2429. 127
- [20] Q. Yu, M. F. Bauwens, C. Zhang, A. W. Lichtenberger, R. M. Weikle, and N. S. Barker. Improved micromachined terahertz on-wafer probe using integrated strain sensor. 61(12) :4613–4620. 112

---

## Conclusion générale et perspectives

Une contribution à la métrologie hyperfréquence sous pointes est décrite dans ce manuscrit. En particulier, ce manuscrit adresse le challenge lié à la caractérisation sous pointes de nano-dispositifs présentant des impédances élevées en regard de l'impédance  $50\Omega$  des systèmes de mesure conventionnels. Deux voies exploratoires ont été décrites avec pour ambition de quantifier les incertitudes de mesure relatives aux instrumentations considérées.

La première solution basée sur l'utilisation d'une station de mesure sous pointes traditionnelle utilisant une configuration de mesure en transmission pour s'affranchir des méthodes d'adaptation d'impédance couramment rencontrées dans la littérature. Il s'agit en effet d'adresser le test électrique industriel en excluant de ce fait les bancs de mesure exotiques mettant en œuvre des équipements de mesure interfacés entre l'analyseur de réseaux et la station de mesure sous pointes. En particulier, en s'appuyant sur un formalisme mathématique pour la détermination théorique des incertitudes de mesure dans les configurations de mesure en réflexion et en transmission, nous avons démontré l'intérêt des méthodes en transmission pour la réduction de l'incertitude de mesure des composants présentant des impédances élevées. Des campagnes de mesure relatives à des composants réactifs issus de la technologie BICMOS 55 nm de STMicroelectronics et de nano-résistances métalliques ont permis de tracer les mesures avec des incertitudes de mesure drastiquement réduites.

La deuxième solution offre un équipement nouveau mettant en œuvre des disciplines aussi variées que la technologie MEMS, la nanorobotique et la microscopie à balayage électronique. Un équipement entièrement pensé, conçu et réalisé au laboratoire permet en effet de voir, manipuler et mesurer avec des résolutions spatiales à l'état de l'art. Dans le cadre de cette thèse, nous nous sommes intéressés à l'intégration des sondes miniaturisées et à l'établissement des performances hyperfréquences avec pour objectif de valider l'instrument dans le cadre de mesures calibrées jusqu'à 30 GHz. Cet équipement permet aujourd'hui des mesures quantitatives et calibrées de composants nanométriques insérés dans des structures de test coplanaires miniaturisées. A titre de démonstration, une campagne de mesure de nanofil d'InAs a permis de montrer les potentialités de l'équipement

qui permet d'obtenir l'imagerie par microscopie à balayage électronique, la mesure calibrée du coefficient de réflexion complexe ou encore les mesures en régime dynamique. A terme, la station permettra de mesurer les paramètres  $S$  de dispositifs dont les plots d'accès présentent des surfaces de quelques microns carrés ce qui correspond à une réduction de trois ordres de grandeur par rapport à l'existant et donc une réduction des éléments. Cette réduction d'échelle s'accompagne d'un gain considérable de surface de wafer dédiée au DST et à ces accès. Le système permet d'améliorer également la répétabilité de la mesure par un nano-positionnement robotisé et précis.

Les voies prospectives, qui intéressent notamment les outils de caractérisation hyperfréquence aux petites échelles, ont pour objectif commun de créer de l'impact et de l'innovation aux niveaux National, Européen et International.

La plateforme Excelsior de l'IEMN a pour vocation de devenir un centre de mesures dans le domaine des nanosciences à dimension internationale. En effet, cette plateforme a permis d'ouvrir de nouvelles perspectives de recherche en couplant les méthodes de microscopie à sonde locale aux techniques de caractérisation fréquentielle du DC à l'infrarouge. A l'horizon 2020, ce parc d'instrumentations devrait être pleinement opérationnel pour accueillir des projets académiques et industriels d'envergure. Il s'agira de renforcer la position de l'IEMN en accélérant le développement instrumental et en travaillant à moyen et long termes sur le développement de nouvelles potentialités de nano caractérisation. En effet, les performances obtenues dans les premières phases de ce développement instrumental ainsi que l'intérêt suscité par les laboratoires et académiques et industriels dans différents secteurs permettent d'entrevoir de nouveaux développements pour accroître l'attractivité du laboratoire.

-Couplage des méthodes de mesure sous microscopie à balayage à des techniques de nano-manipulation. L'apport de la nano-robotique dans le cadre des projets menés jusqu'ici a permis de lever le verrou concernant le contrôle du déplacement des dispositifs sous test, des sondes de mesure, du laser pour la microscopie à force atomique. Fort de cette expertise, il me paraît envisageable de coupler les méthodes de mesure électrique (DC et hyperfréquence) aux techniques de nano-manipulation. Il s'agira, par exemple, d'étudier les propriétés électriques d'un nano-objet sous contrainte mécanique ou vice-versa, de caractériser les propriétés mécaniques du nano-objet sous champ électrosta-

tique ou magnétique, ou encore sous irradiation électromagnétique. L'automatisation des procédures de nano-manipulation basées sur l'imagerie MEB sera également envisagée. La figure 3.62 montre une technique de manipulation d'un nanofil sous MEB en cours d'optimisation à l'IEMN. Des tubes conducteurs présentant des diamètres inférieurs au micron à leur extrémité sont montés sur des nano-positionneurs piézo-électriques pour réaliser le dépôt d'un nanofil de Silicium non dopé sur une structure de test coplanaire de type 2-ports.

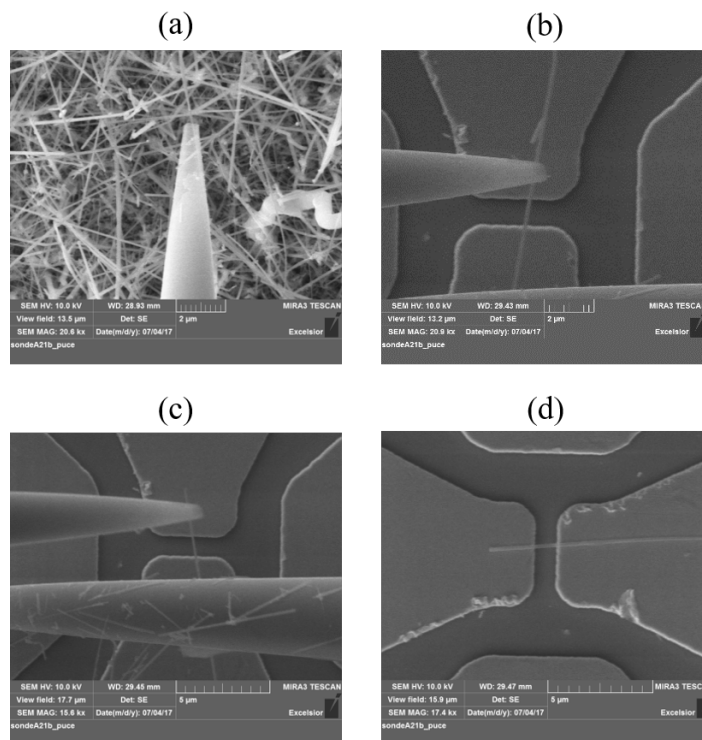


FIGURE 3.62 – Nano-manipulation sous MEB d'un nanofil de Silicium non dopé. (a) Prise du nanofil. (b) Alignement du nanofil. (c) dépôt du nanofil. (d) nanofil déposé.

-Développement de techniques de caractérisation hyperfréquence adaptées à différents environnements (milieu liquide, température élevée etc.). En effet, beaucoup d'applications nécessitent des environnements particuliers, il s'agira donc de répondre à ces besoins en offrant un panel de possibilités de mesure en termes d'environnements contrôlés.

-Amélioration des systèmes de mesure vectorielle pour la nano caractérisation. Si les analyseurs de réseaux vectoriels demeurent les outils de référence pour la mesure des paramètres S en gamme de fréquences micro-onde et millimétrique, ces derniers pèchent

par une sensibilité et une résolution limitées pour adresser le challenge de la nano caractérisation hyperfréquence. Il s'agira de proposer des solutions alternatives, faciles à mettre en œuvre tout en garantissant un niveau de performance compatible avec les applications visées. En particulier, des méthodes innovantes répondant à ce cahier des charges sont en cours d'évaluation au sein de l'IEMN.

-Développement de techniques de caractérisation hybrides pour la Nano métrologie. Plusieurs goulots d'étranglement pourraient être débloqués par les nanotechnologies : l'information, les matériaux, les transports, le bâtiment, l'environnement, l'énergie et la médecine. Cependant, des perceptions contrastées limitent aujourd'hui l'impact sociétal. La production de nouvelles connaissances (identification, caractérisation morphologique et physique) à l'échelle nanométrique s'avère donc inéluctable. Ce travail implique le développement de méthodes, de protocoles, d'élaboration de matériaux étalons aux petites échelles. En particulier, le développement de techniques de caractérisations hybrides initiées dans ce travail a été identifié par la communauté de la métrologie comme particulièrement adapté pour répondre à ce défi majeur. Il s'agira donc de renforcer le partenariat avec les organismes de métrologie au niveau international pour le développement de la Nano métrologie.

## Communications scientifiques

### Publications dans une revue internationale avec comité de lecture

K. Daffé, G. Dambrine, C. Durand, C. Gaquière, and K. Haddadi. "On-Wafer Series-Through Broadband Measurement of Sub-fF 55 nm MOS RF Voltage-Tunable Capacitors, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*", 2017.

### Communications internationales avec comité de lecture et actes

#### — Présentation orale

K. Daffé, G. Dambrine, Fabian Von Kleist-Retzow and K. Haddadi. "RF wafer Probing with Improved Contact Repeatability using Nanometer Positioning", *87th ARFTG Microwave Measurement Conference*, Sans Francisco 2016.

K. Daffé, J. Marzouk, A. El Fellahi, T. Xu, C. Boyaval, S. Eliet, B. Grandidier, S. Arscott, G. Dambrine and K. Haddadi. "Nano-Probing Station Incorporating MEMS probes for 1D Device RF On-wafer Characterization", *European Microwave Week Conference*, Nuremberg, Germany, 2017 (shortlisted for the best paper awards).

K. Daffé, F. Mubarak, V. Mascolo, G. Dambrine, I. Roch and K. Haddadi. "On-Wafer Broadband Microwave Measurement of High impedance Devices - CPW Test Structures with Integrated Metallic Nano-resistances", *European Microwave Week Conference*, Madrid, Espagne, septembre 2018.

F. Mubarak, V. Mascolo, G. Rietveld, M. Spirito, K. Daffé, and K. Haddadi. "Parameterization Models for Traceable Characterization of Planar CPW SOL Calibration Standards", *Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2018) (pp. 1-2)*. IEEE, Paris, France, juillet 2018.



[Invité] Haddadi K., Haenssler O.C., Daffé K., Eliet S., Boyaval C., Théron D., Dambrine G. "Combined scanning microwave and electron microscopy : a novel toolbox for hybrid nanoscale material analysis", *Proceedings of 2017 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes, IMWS-AMP*, Pavia, Italy September 20-22, 2017, to be published.

## **Communications internationales sans actes**

### **— Présentation orale**

[Invité] Haddadi K., Haenssler O.C., Daffé K., Eliet S., Boyaval C., Théron D., Dambrine G. "Radio Frequency Nano-Probing Under Scanning Electron Microscopy", *workshop, held in conjunction with 90th ARFTG Microwave Measurement Symposium*, Boulder, CO, USA, Wednesday, November 29, 2017.

## **Communications nationales avec actes**

### **— Présentation orale**

K. Daffé, J. Marzouk, A. El Fellahi, T. Xu, S. Arscott, G. Dambrine and K. Haddadi. "Nano-Probing Station incorporating MEMS probes for 1D Device RF On-Wafer Characterization", *Journées Nationales sur les Technologies Emergentes en micronanofabrication*, Orléans, France 2017.

### **— Présentation par affiche**

K. Daffé, G. Dambrine, Fabian Von Kleist-Retzow and K. Haddadi. "Développement d'une plate-forme hyperfréquence robotisée pour la métrologie de micro et nano-dispositifs", *Journées Nationales du Réseau Doctoral en Micro-nanoélectronique*, Strasbourg, France, 2017.

## ANNEXE

La caractérisation électrique (DC, HF) des microsondes nécessite de les intégrer sur des PCBs dédiés. Chaque type de caractérisation utilise un PCB spécifique. Nous présentons dans cet annexe un exemple d'intégration de sondes miniaturisées sur PCB HF. Ces PCBs (figure 3.63. a) ainsi que les couvercles en inox associés (figure 3.63. b), sont fabriqués par des techniques d'ablation laser à l'IEMN dans le cadre de l'EQUIPEX LEAF. La procédure d'intégration des sondes est divisée en deux parties principales :

- **Fixation du connecteur sur le PCB,**
- **Montage de la sonde dans l'encoche du PCB.**

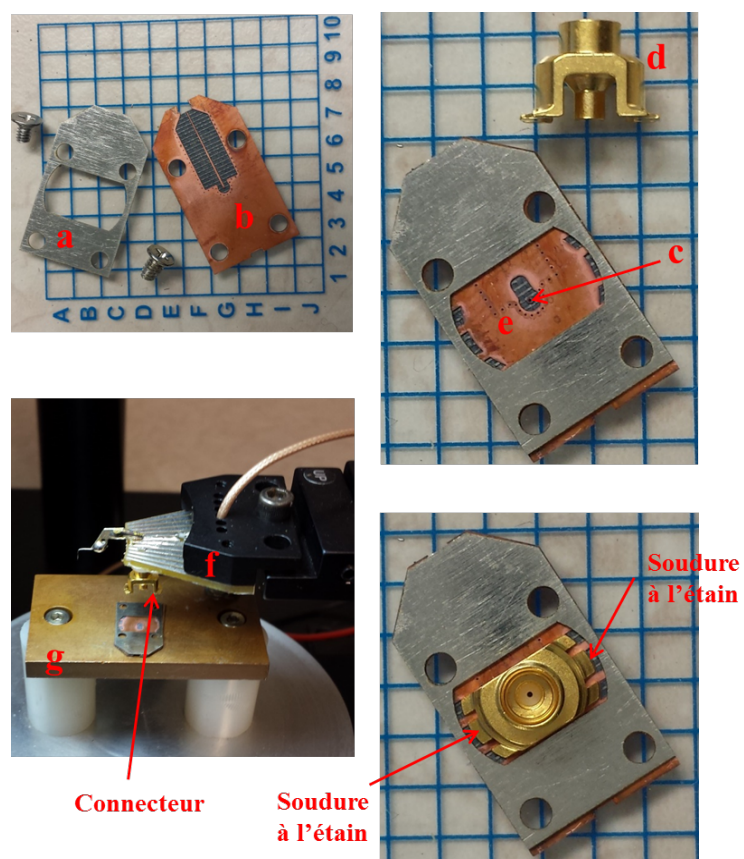


FIGURE 3.63 – Illustration des différentes étapes de montage d'un connecteur SMP (HUBER+SUHNER®) sur PCB HF fabriqué à l'IEMN par des techniques d'ablation laser.

## Fixation du connecteur SMP sur PCB

Dans le cas de ces PCBs, des connecteurs miniatures de type SMP de HUBER+SUHNER® sont utilisés. Les différentes étapes ci-dessous décrivent la procédure de montage du connecteur SMP sur le PCB. Ces étapes sont illustrées par les photos de la figure 3.63.

1. Solidariser (avec de la colle\*) d'abord la pièce métallique (a) et le PCB (b) et placer l'assemblage ainsi formé sur la plaque chauffante en faisant apparaître la face arrière du PCB de telle sorte qu'on a accès au trou métallisé (c).
2. Déposer une bulle de colle (assez grande) sur le trou métallisé (c) permettant de réaliser la connexion à la ligne microruban se trouvant plaquée sur l'autre face du PCB. Pour déposer la bulle de colle, utiliser une aiguille très fine (quelques dizaines de  $\mu\text{m}$  à l'extrémité) et la fixer au bras d'un micropositionneur; le tout peut être assuré par une vision binoculaire, ou une caméra.
3. Ensuite, déposer de petites bulles de colle sur les petits trous (vias métallisés) situés autour du via central (c) pour réaliser les connexions de masse. Fixer par la suite, le connecteur (d) sur le bras (f) du micropositionneur de la station en utilisant de la colle double face. Puis, faire descendre le connecteur et le placer avec précision à l'intérieur de la fenêtre (e) ouverte au niveau de la pièce métallique en inox (a); pour cela, utiliser les micropositionneurs X, Y et Z de la station.
4. Grâce au micropositionneur (Z), exercer une pression sur le connecteur SMP pour bien le plaquer contre le PCB, puis allumer la plaque chauffante (g) (110-120°C, environ 15mn) pour faire durcir la colle; ceci permet d'une part, de fixer mécaniquement le connecteur au PCB, et d'assurer les connexions électriques d'autre part.
5. A ce stade, souder avec de l'étain les points de masse du connecteur SMP aux points de masse du PCB pour assurer, la connexion électrique mais aussi pour le fixer solidement au PCB.

**NB :** \*Colle bi-composant : Mélanger 50% du produit A et 50% du produit B jusqu'à avoir un mélange homogène et un peu fluide.

## Intégration de la puce dans l'encoche du PCB

Le banc ci-dessus est utilisé pour l'intégration des sondes sur PCB.

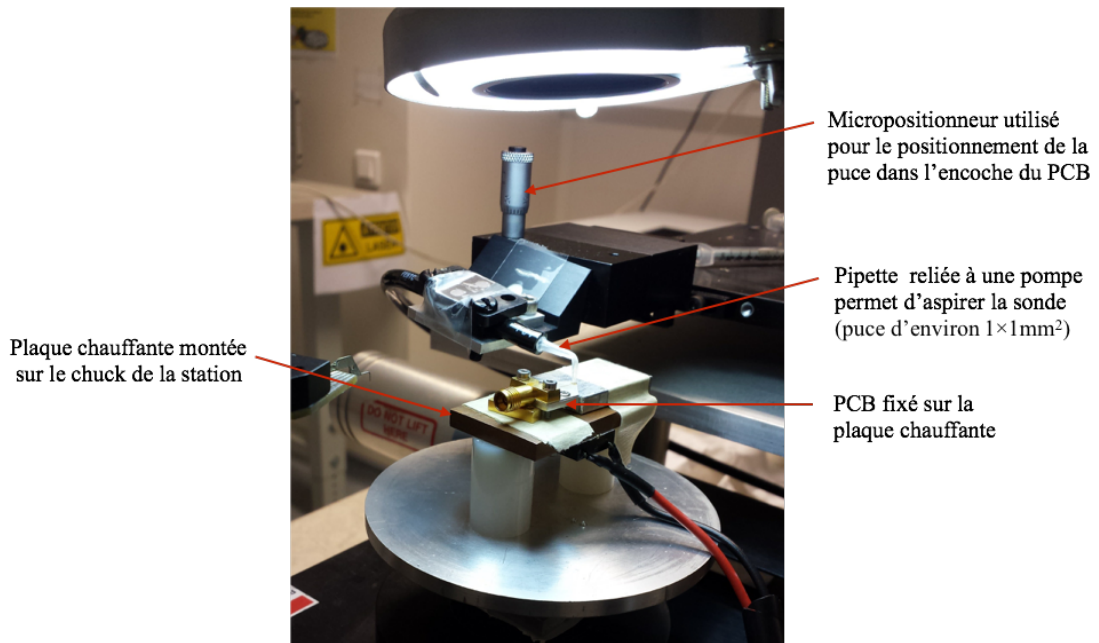


FIGURE 3.64 – Banc utilisé pour l'intégration des sondes sur PCB.

Signalons que le PCB HF sur la photo de la figure 3.64 est un autre type de PCB utilisé également dans le cadre de ces travaux. Mais l'approche reste la même pour tous les types de PCB. Comme le montre la figure 3.64, il s'agit d'immobiliser le PCB et de placer la sonde dans l'encoche (figure 3.65) de celui-ci par micropositionnement.

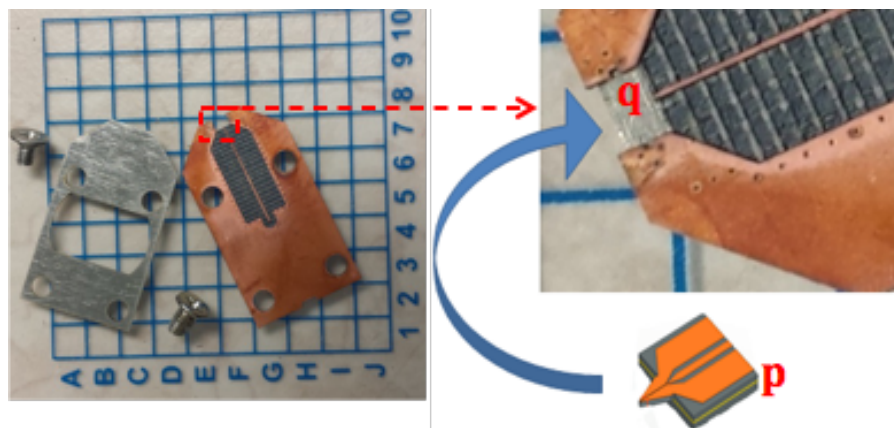


FIGURE 3.65 – Photo montrant l'encoche du PCB permettant d'accueillir la microsonde.

Les différentes étapes ci-dessous décrivent la procédure de montage d'une sonde sur PCB.

1. Placer la puce (p) dans l'encoche (q) du PCB. Elle est fixée sur le PCB par une fine couche de colle bi-composant bien mise à plat dans l'encoche pour éviter qu'elle remonte et crée un court-circuit.
2. Pour placer la puce, grâce à la pompe, aspirer la et déposer la dans l'encoche du PCB au moyen des micropositionneurs *X*, *Y* et *Z* de la station.
3. Ensuite, mettre de la colle sur les masses pour assurer la connexion électrique, ce qui du même coup, assure la fixation de la puce sur le PCB.
4. Allumer la plaque chauffante (110-120°C, environ 15mn) pour durcir puis l'éteindre et attendre qu'elle se refroidisse avant d'entamer la dernière étape du montage : le "bonding".
5. Enfin, A l'aide de l'aiguille décrite précédemment, prendre une petite bulle de colle pour réaliser le bonding en se servant des micropositionneurs.

La figure 3.66 montre une microsonde intégrée sur PCB HF.

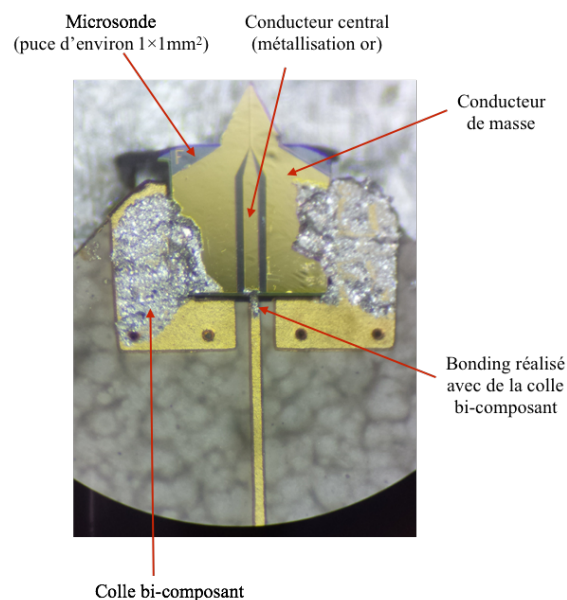


FIGURE 3.66 – Image optique montrant une microsonde intégrée sur un PCB HF, ainsi que les connexions électriques réalisées avec de la colle bi-composant.



---

## Résumé

---

### **Caratérisation Hyperfréquence Sous Pointes de Nano-dispositifs : Métrologie et Instrumentation**

Dans un contexte de développement spectaculaire des nano-objets, il est nécessaire de développer des moyens de caractérisation électrique haute fréquence sous pointes adaptés aux petites échelles. En particulier, deux verrous instrumentaux doivent être levés. D'une part, la principale difficulté pour caractériser des nano-composants est qu'ils présentent en régime dynamique de fortes valeurs d'impédances comparativement à celles des systèmes de mesure hyperfréquence usuels. D'autre part, Il existe une discontinuité de taille entre les nano-objets et les systèmes de mesure conventionnels. Compte tenu du challenge scientifique et d'un état de l'art relativement limité, plusieurs voies ont été explorées de concert. En premier lieu, dans le cadre d'un projet européen regroupant les acteurs de la métrologie, et du laboratoire commun IEMN-STMicroelectronics®, la traçabilité des mesures hautes impédances de nano-dispositifs est établie. Par ailleurs, il s'agit de développement de nouvelles générations de sondes GSG (Ground-Signal-Ground) en technologie MEMS (Microelectromechanical systems), miniaturisées et adaptées à la taille des nano-dispositifs. Les sondes sont montées sur une plateforme de nano-positionnement robotisée et intégrée dans un microscope électronique à balayage.

**Mots clés :** nano dispositifs, haute fréquence, incertitude, mesures sous pointes, métrologie, nano-positionnement, sondes miniaturisées, varicap sub-fF, analyseur de réseau vectoriel.

---

## Abstract

---

### **On-wafer Microwave Characterization of Nano-devices : Metrology and Instrumentation**

In the frame of the spectacular development of nano-objects, innovative on-wafer electrical measurement methods must be addressed at the nanoscale. In particular, two main issues have been identified. On one hand, nano-devices exhibit very high dynamic impedance in contrast with conventional measuring microwave instruments. On the other hand, there is an inherent size discontinuity between nano-objects and conventional measurement systems. Given the scientific challenge and a relatively limited state of the art, several avenues of investigation have been explored. First, as part of a European project bringing together metrology laboratories, and the joint laboratory IEMN-STMicroelectronics®, the traceability of nano-devices high impedance measurements is established. In a second step, the development of an electrical on-wafer measuring platform for nano-devices is described. This includes the development of new generations of GSG (Ground-Signal-Ground) miniaturized probes in MEMS (Microelectromechanical systems) technology with reduced access pads. The probes are mounted on a robotic nano-positioning platform integrated in a scanning electron microscope.

**Keywords :** nano devices, microwave, uncertainty, on-wafer measurement, metrology, nano-positioning, miniaturized probes, sub-fF varactor, vector network analyzer.