

# Transformateurs d'impédance 3D compacts adaptés pour applications RF et microondes

Audrey Cayron, Olga Bushueva, Ayad Ghannam, Alessandro Magnani,  
Christophe Viallon, Thierry Parra

► **To cite this version:**

Audrey Cayron, Olga Bushueva, Ayad Ghannam, Alessandro Magnani, Christophe Viallon, et al..  
Transformateurs d'impédance 3D compacts adaptés pour applications RF et microondes. 20èmes  
Journées Nationales Micro-Ondes (JNM 2017), May 2017, Saint-Malo, France. hal-01702744

**HAL Id: hal-01702744**

**<https://hal.laas.fr/hal-01702744>**

Submitted on 7 Feb 2018

**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.

## Transformateurs d'impédance 3D compacts adaptés pour applications RF et microondes

A. Cayron<sup>1</sup>, O. Bushueva<sup>1</sup>, A. Ghannam<sup>2</sup>, A. Magnani<sup>2</sup>, C. Viallon<sup>1</sup>, T. Parra<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>LAAS-CNRS, Université de Toulouse, CNRS, INSA, UPS, 7 avenue du Colonel Roche, F-31062 Toulouse

<sup>2</sup>3DiS Technologies, 478 Rue de la Découverte, F-31670 Labège

audrey.cayron@laas.fr

**Résumé** – Un nouveau type de transformateur RF compact composé d'enroulements solénoïdaux 3D a été développé et caractérisé. L'ajout de capacités MIM aux extrémités des solénoïdes a permis la conception de transformateurs d'impédance à 2, 4 et 8 tours, adaptés sur des bandes de fréquences s'étendant de 1 GHz à 13 GHz. Les performances obtenues se situent à l'état de l'art. Elles montrent une transmission supérieure à -1 dB sur une large bande de fréquences, et une réflexion inférieure à -14 dB aux fréquences d'adaptation.

### 1. Introduction

Disposer de composants passifs à forts facteurs de qualité est d'un très grand intérêt pour de nombreuses applications RF et microondes. Cependant, compte tenu des interactions de ces composants avec les substrats sur lesquels sont intégrés les composants actifs, qui sont le plus souvent de résistivité médiocre, il convient de développer de nouvelles technologies.

Dans ce contexte, nous avons développé un nouveau procédé basses températures pour l'intégration tridimensionnelle de composants passifs inductifs. Celui-ci permet une intégration soit de type IPD (Integrated Passive Device) compacte et performante sur des substrats verre, soit de type « Above IC » en éloignant les pistes métalliques tridimensionnelles du substrat par le dépôt d'un diélectrique épais. A partir de la mise en œuvre de deux niveaux métalliques superposés, l'optimisation des topologies inductives a conduit à la fabrication d'inductances solénoïdales et de transformateurs, composés de deux enroulements solénoïdaux imbriqués, extrêmement compacts [1]. Des transformateurs d'impédance adaptés ont ensuite été réalisés en implémentant des capacités MIM aux extrémités des inductances du primaire et du secondaire. Le papier présente ces composants et reporte les performances RF des premiers transformateurs obtenus.

### 2. Transformateurs intégrés 3D développés

#### 2.a. Transformateur à deux solénoïdes

Les transformateurs se composent de deux solénoïdes imbriqués dont les spires du primaire et du secondaire sont intercalées à partir de la mise en œuvre de deux niveaux métalliques (figure 1 et figure 6). Ces derniers

sont structurés à l'aide d'un plot de film sec de résine époxy de 130  $\mu\text{m}$ , qui constitue le noyau des deux solénoïdes et confère la dimension 3D au composant.

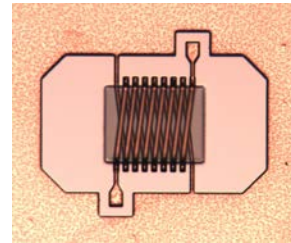


Figure 1. Photographie du transformateur à 2 enroulements de 4 spires (vue de dessus).

Des transformateurs de 2 tours, 4 tours et 8 tours ont été fabriqués, et caractérisés sous pointes de 0,1 GHz à 20 GHz. Pour exemple, le transformateur considéré dans la figure 1 utilise des enroulements de 4 spires avec une largeur des pistes métalliques de 15  $\mu\text{m}$  (20  $\mu\text{m}$  pour le 2 et 8 tours) et un espacement inter-spires de 20  $\mu\text{m}$ . L'épaisseur des métallisations est de 15  $\mu\text{m}$ . Le gain  $G_{\text{max}}$ , le coefficient de couplage  $k$  et le facteur de qualité  $Q$  des transformateurs sont extraits des mesures effectuées sous pointe RF. Le gain  $G_{\text{max}}$  correspond au gain maximum lorsque l'entrée et la sortie sont parfaitement adaptées:

$$G_{\text{max}} \text{ (dB)} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \left( k_s - \sqrt{k_s^2 - 1} \right) \quad (1)$$

où  $k_s$  est le coefficient de Rollet caractérisant la stabilité du gain tel que

$$k_s = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2}{2|S_{12}||S_{21}|} \quad (2)$$

Le coefficient de couplage  $k$  compris entre 0 et 1 représente l'efficacité du couplage magnétique entre l'inductance du primaire et du secondaire par l'expression:

$$k(s,u) = \frac{M}{\sqrt{L_p L_s}} \quad (3)$$

où  $M$  est l'inductance mutuelle générée par le couplage magnétique du primaire avec le secondaire,  $L_p$  la valeur de l'inductance primaire et  $L_s$  la valeur de l'inductance secondaire.

Enfin, le coefficient de qualité  $Q_{\text{pmax}}$  caractérise le niveau de performance de l'inductance primaire.

Le facteur  $Q$  peut être aisément calculé à partir de la matrice d'impédance  $Z$  ou d'admittance  $Y$  par la formule:

$$Q_{pmax} (s.u) = \frac{Im(Z_{11})}{Re(Z_{11})} = -\frac{Im(Y_{11})}{Re(Y_{11})} \quad (4)$$

De même, le facteur  $Q_{smax}$  de l'inductance secondaire peut être calculé à partir des paramètres  $Z_{22}$  et  $Y_{22}$ . Cependant, le transformateur étant parfaitement symétrique, cela ne présente que peu d'intérêt.

A partir de ces expressions, un facteur de qualité maximal de 26 à 3 GHz et un gain de -0,39 dB ont été extraits pour le transformateur 4 tours précédent, ce qui le place comme l'un des transformateurs les plus performants parmi ceux que l'on trouve dans la littérature.

Sub	$L_p$ (nH) (nb spires)	$Q_{pmax}$ (f(GHz))	$G_{max}$ (dB) (f(GHz))	k	Aire ( $\mu m \times \mu m$ )	Technologie
Verre	1,21 (2)	36 (5,6)	-0,36 (9,2)	0,56	425 x 186	IPD 3D [1]
Verre	2,44 (4)	26 (3)	-0,39 (6,2)	0,62	425 x 300	IPD 3D [1]
Verre	5,1 (8)	19 (1,3)	-0,50 (3,1)	0,66	425 x 660	IPD 3D [1]
Si BR	2,3 (9,5)	14 (2,4)	-0,5 (2)	0,74	1200 x 200	CMOS [2]
Si HR	1,2 (5)	25 (2,5)	-1,45 (2,5)	0,58	630 x +300	Above-IC [3]
Si HR	0,91 (1)	x	x	0,9	400 x 270	TSV* [4]
FR4 PCB	8 (10)	x	-0,75 (0,7)	x	3000 x 3000	PCB-BW [5]
FR4 PCB	1,9 (5)	x	-0,8 (0,9)	x	1800 x 3000	PCB-BW [5]

\*PCB-BW: PCB-bonded wires, \*\*TSV: Through Silicon Via

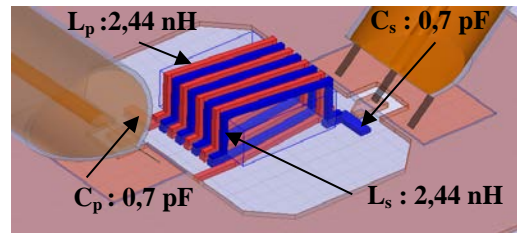
**Tableau 1. Etat de l'art des performances mesurées pour des transformateurs solénoïdaux intégrés.**

Le tableau 1 présente les caractéristiques des trois transformateurs développés par la technologie IPD 3D, ainsi que celles des transformateurs solénoïdaux mesurés de topologies proches, issus de filières technologiques différentes. Les trois transformateurs que nous proposons bénéficient d'une aire occupée minimisée, les espacements inter-spires des autres transformateurs étant généralement plus grands (entre 30 et 200  $\mu m$ ) comme le sont aussi les largeurs de pistes (70 à 100  $\mu m$ ). Par ailleurs, les transformateurs obtenus par la technologie IPD 3D présentent tous un gain  $G_{max}$  à l'état de l'art. Le transformateur 4 tours conserve un  $G_{max}$  au-delà de -0,5 dB sur une large bande de fréquence [3,1 - 9,8] GHz. Le transformateur 2 tours possède la même caractéristique sur la bande [4,0 - 12,8] GHz. Les pertes d'insertion sont elles aussi plus faibles que pour les autres transformateurs présentés, exception faite de la technologie TSV [4]. Néanmoins des pertes d'insertion légèrement inférieures sont obtenues dans ce cas au détriment de la compacité, par un éloignement vertical des spires bien plus élevée (400  $\mu m$  contre 130  $\mu m$  pour la technologie IPD 3D), et une réalisation bien plus complexe.

### 2.b. Transformateur d'impédance adapté

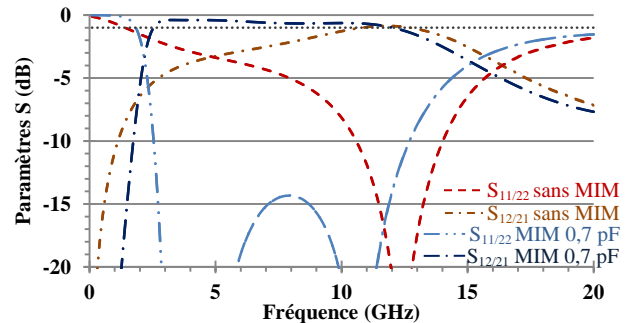
Le transformateur d'impédance est constitué à partir des transformateurs présentés précédemment en ajoutant une capacité en série sur chaque enroulement (figure 2). L'implémentation de capacités MIM permet au transformateur résultant de se rapprocher du  $G_{max}$  pour les fréquences où le circuit est adapté en impédance (figure 3 et figure 4).

Au-delà de la compacité conférée par l'imbrication des deux solénoïdes, les capacités sont implémentées directement en entrée du primaire et en sortie du secondaire. Ainsi, le transformateur 4 tours occupe une surface modeste de 472  $\mu m \times 580 \mu m$ .



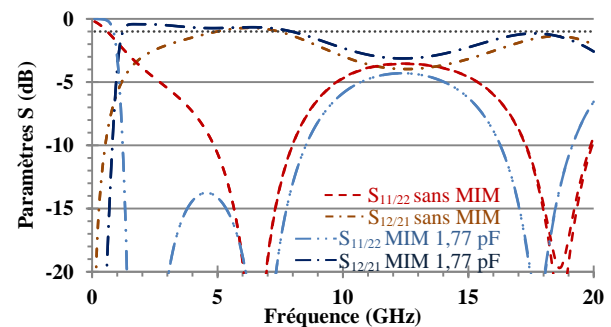
**Figure 2. Transformateur d'impédance constitué de 2 solénoïdes imbriqués de 4 tours et des capacités MIM.**

Le dimensionnement des capacités a été effectué avec ADS en s'appuyant sur les mesures RF des solénoïdes. A l'issue de ce travail, le transformateur d'impédance complet est simulé avec un logiciel de simulation électromagnétique 3D (ANSYS HFSS) afin d'obtenir ses performances incluant les couplages éventuels liés à sa topologie (figure 2). De plus, la modélisation des pointes RF dans le schéma de conception permet d'observer les effets de couplages pointes-composant à plus haute fréquence (au-delà de 11 GHz) [6].



**Figure 3. Paramètres S du transformateur 4 tours adapté 50Ω-50Ω.**

Ainsi, le transformateur d'impédance 4 tours affiche des performances remarquables avec des pertes d'insertion inférieures à 1 dB sur une large gamme de fréquence [2,5 - 11,9] GHz. Dans cette bande de fréquence, le coefficient de réflexion reste toujours inférieur à -14 dB. L'ajout de capacités MIM en série du primaire et du secondaire permet d'obtenir des pertes d'insertion minimum de 0,39 dB (3,3 GHz), ce qui correspond bien au niveau du  $G_{max}$  du transformateur avant adaptation.



**Figure 4. Paramètres S du transformateur 8 tours adapté 50Ω-50Ω.**

Le transformateur d'impédance 8 tours, de par son nombre de spires plus élevé, permet un couplage magnétique accru, que l'on peut observer à travers le coefficient de couplage  $k$  plus élevé que le précédent transformateur (tableau 1). Il permet également d'exploiter des fréquences d'intérêt plus basses (bandes GSM). On retrouve une bande d'adaptation très large de 1,3 à 7,8 GHz avec un minimum de pertes relevé de 0,42 dB à 1,7 GHz.

### 2.c. Réalisation et validation des capacités MIM

Les capacités MIM implémentées dans la technologie se composent d'un diélectrique de nitrure de silicium  $\text{Si}_x\text{N}_y$  déposé à 100°C par ICPCVD, intercalé entre une électrode inférieure d'aluminium et une électrode supérieure de cuivre (figure 5). Cette dernière électrode réalisée simultanément avec le premier niveau métallique des inductances assure une continuité physique robuste entre la capacité MIM et les inductances solénoïdales, et permet de minimiser le nombre d'étapes du procédé technologique de fabrication du transformateur complet.

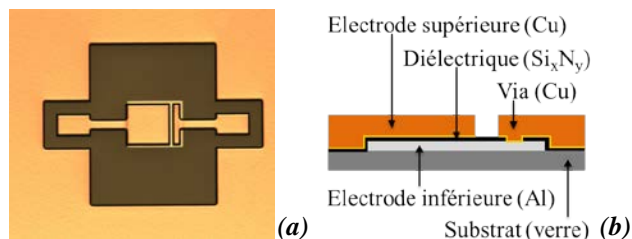


Figure 5. Capacité de test de 11 pF. (a) Photographie et (b) vue en coupe longitudinale.

Des capacités de 0,16 pF jusqu'à 15 pF ont été caractérisées. Une rigidité diélectrique de 6,81 MV/cm de l'isolant  $\text{Si}_x\text{N}_y$  a été extraite de mesures I(V). Ce résultat est bien supérieur aux 5 MV/cm généralement obtenus pour des films réalisés par PECVD à des températures au-delà de 250°C [7]. Les caractérisations conduites, tant à basses fréquences [10 kHz - 5 MHz] qu'aux fréquences RF, affichent des valeurs de capacités conformes, avec une déviation inférieure à 6 %.

$C_{\text{théo}}$ (pF)	C@ 1 GHz (pF)	Ecart relatif (%)	Q@ 2 GHz	Q@ 5,6 GHz	Aire capacitive ( $\mu\text{m} \times \mu\text{m}$ )	Densité intégration (fF/ $\mu\text{m}^2$ )
0,38	0,36	5,26	470,4	165,8	35 x 35	0,294
0,70	0,66	5,71	390,8	142,9	45 x 50	0,293
1,52	1,46	3,95	360,5	89,3	70 x 70	0,297
7,44	7,36	1,07	136,3	7,8	155 x 155	0,306
4,86 [8]	x	x	20,4	$\approx 3$	150 x 100	0,324
0,7 [9]	x	x	250	80	25 x 25	1,12

Tableau 2. Caractéristiques des capacités MIM.

Pour des capacités de valeurs équivalentes, les facteurs de qualité  $Q$  mesurés dépassent la littérature (tableau 2). L'aire capacitive utile reste légèrement plus élevée, du fait de l'épaisseur de la couche diélectrique (200 nm) qui tend à diminuer la valeur de capacité. Cela garantit néanmoins une bonne uniformité de la couche déposée ainsi qu'un bon recouvrement de la première électrode, minimisant ainsi le risque d'apparition d'un claquage prématuré.

Pour conclure, les capacités d'adaptation des transformateurs possèdent des valeurs comprises entre

0,16 pF et 1,77 pF. Si l'on compare les valeurs  $Q$  des capacités (tableau 2) à celles de  $Q_{\text{max}}$  des solénoïdes (tableau 1), on note que l'implémentation des capacités n'altèrera pas les performances des transformateurs 3D.

### 2.d. Réalisation des transformateurs d'impédances

Les transformateurs complets sont structurés sur 4 niveaux pour une hauteur totale de 146  $\mu\text{m}$ :

- L'électrode 1 de la capacité en aluminium (550 nm);
- La couche diélectrique de  $\text{Si}_x\text{N}_y$  (200 nm);
- L'électrode 2 de la capacité et le premier niveau des solénoïdes en cuivre (15  $\mu\text{m}$ );
- Les interconnexions verticales et la partie supérieure des spires, réalisées simultanément grâce à une technique de croissance électrolytique tridimensionnelle de cuivre (15  $\mu\text{m}$ ).

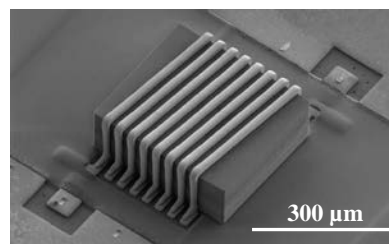


Figure 6. Microphotographie MEB d'un transformateur d'impédance 4 tours.

La figure 6 montre la réalisation complète d'un transformateur 4 tours adapté 50  $\Omega$ -50  $\Omega$ . Les interconnexions verticales et la partie supérieure des solénoïdes imbriqués apparaissent au centre, et attestent de la qualité de la croissance des spires en cuivre. Les capacités MIM sont discernables en relief sous la résine de passivation du composant aux extrémités des accès des solénoïdes. Un transformateur à 8 tours doté de deux capacités de 1,77 pF placées en série avec le primaire et le secondaire a également été réalisé. Ces composants ont été caractérisés sous points RF à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel PNA-X.

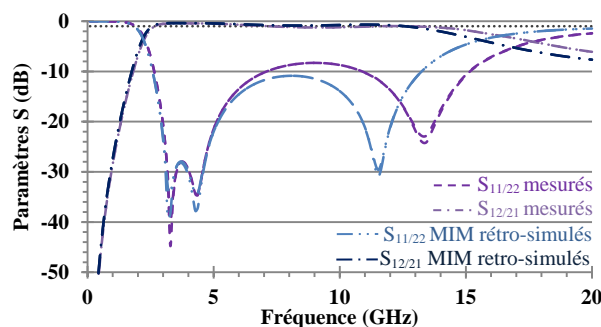


Figure 7. Paramètres S rétro-simulés et mesurés pour le transformateur 4 tours adapté 50  $\Omega$ -50  $\Omega$ .

Les mesures du transformateur 4 tours (figure 7) montrent des pertes d'insertion inférieures à 1 dB sur la bande [2,7 - 5,9] GHz (réflexion  $< -14$  dB) ainsi que sur la bande [11,6 - 12,8] GHz (réflexion  $< -12$  dB), avec un minimum de 0,43 dB à 4,1 GHz. Pour comparaison, la bande correspondante du transformateur non adapté s'étendait de 10,8 GHz à 12,6 GHz avec un minimum de pertes de 0,86 dB à 11,6 GHz. Une rétro-simulation effectuée sous HFSS prenant en compte les



caractéristiques réelles du transformateur mesuré ont permis de trouver un très bon accord entre les mesures et la simulation aux basses fréquences. Nous tenons compte dans ces caractéristiques des variations du procédé technologique. Ces dernières concernent les dimensions effectives du composant, ainsi que les caractéristiques diélectriques des matériaux, susceptibles de varier légèrement par rapport aux standards de HFSS. Deux origines peuvent expliquer l'écart observé entre les mesures et les simulations à haute fréquence. D'une part, une interaction électromagnétique entre le composant et les pointes RF de mesures contribue à modifier la répartition des lignes de champs [6], ce qui se traduit par un décalage de la résonance pour des fréquences au-delà de 11 GHz. D'autre part, des problèmes durant la réalisation technologique, notamment au niveau de la gravure de la couche d'accrochage des interconnexions en cuivre, conduisent à un couplage parasite entre les enroulements, qui décale d'autant plus les fréquences de résonance.

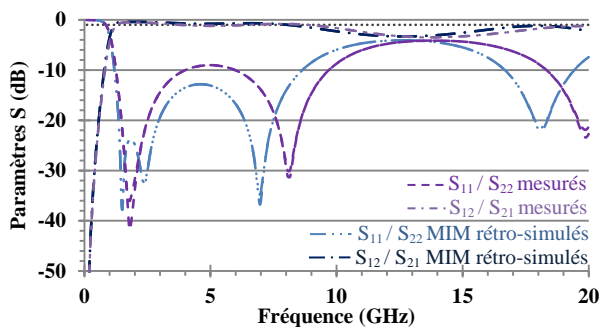


Figure 8. Paramètres S rétro-simulés et mesurés du transformateur 8 tours adapté 50 Ω-50 Ω.

Le transformateur 8 tours quant à lui présente des pertes d'insertion inférieures à 1 dB ainsi qu'une réflexion supérieure à -14 dB sur la bande de fréquence [1,3 - 3,0] GHz ainsi que sur la bande [7,0 - 8,8] GHz (figure 8). La comparaison de cette nouvelle bande à son équivalence pour le transformateur dépourvu de capacités permet de conclure à un élargissement de 133 % de la bande d'adaptation. Le minimum de transmission s'élève à -0,5 dB à 1,9 GHz.

### 3. Conclusion

Ce papier présente la conception, la fabrication et les caractérisations de transformateurs d'impédance intégrés à 4 et 8 tours. Ceux-ci sont constitués de deux enroulements 3D imbriqués et d'une capacité MIM placées en série sur l'entrée du primaire et la sortie du secondaire. Les performances obtenues confirment le très grand intérêt de la technologie développée : des pertes d'insertion inférieures à 1 dB et des réflexions meilleures que -14 dB aux fréquences d'adaptation. Des épaisseurs de métallisation possibles jusqu'à 40 μm autorisent l'intégration de ces transformateurs dans des dispositifs de puissance, sous forme IPD, sur les substrats polymères de PCB ou bien encore sous forme « Above IC », compte tenu des très faibles températures utilisées par le procédé. Sur les mêmes critères d'analyse, les performances obtenues en conception sur ces

composants pour une adaptation en impédance 25 Ω-50 Ω et 50 Ω-100 Ω ont confirmées le potentiel des transformateurs pour réaliser des adaptations larges bandes. Ces composants ouvrent également la voie vers l'élaboration de circuits passifs 3D plus complexes et extrêmement compacts tels que des filtres ou des coupleurs situés de la bande S à la bande Ku.

### Remerciements

Ce travail a été supporté par la centrale technologique du LAAS-CNRS, membre de la plateforme Renatech et a bénéficié du soutien financier de la Région Occitanie à travers le contrat de collaboration laboratoire/entreprise (CLE-2012) n°12050932.

### Références

- [1] O. Bushueva, « Conception, réalisation et caractérisation d'inductances et de transformateurs tridimensionnels pour applications RF et microondes », Thèse de doctorat Univ. Toulouse 3, 2016.
- [2] L. Gu et al., « High-performances CMOS compatible solenoidal transformers with a concave-suspended configuration », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 55, n°6, p. 1237-1245, 2007.
- [3] L. Ourak, et al., « Solenoidal transformers for magnetic materials integrations », Microwave conference proceedings, p.854-856, 2012.
- [4] Z. Feng, et al., « High-performance solenoidal RF transformers on high-resistivity silicon substrates for 3D integrated circuits » IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 60, n.7, 2012.
- [5] B. Kang, et al., « Differential transformer using bonder-wires and patterns on a printed circuit board for RF circuit applications », Progress In Electromagnetics Research, vol. 135, p. 363-371, 2013.
- [6] O. Bushueva et al., « On-Wafer Measurement Errors Due to Unwanted Radiations on High-Q Inductors », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques., vol. 64, n° 9, p. 2905-2911, 2016.
- [7] O. Thomas, « Inductively coupled plasma chemical vapour deposition » Doc. Tech., Oxford Instruments Plasma Technology, 2010.
- [8] T. Zhang, et al, « Design and fabrication of wafer level suspended high Q MIM capacitors for RF integrated passive devices » Microsystem Technologies, p.1-7, 2015.
- [9] M. C. King, et al., « Comparison of MIM Performance with Various Electrodes and Dielectric in Cu Dual Damascene of CMOS MS/RF Technology », Journal of The Electrochemical Society, vol. 153, n° 12, p. G1032, 2006.