

# Conception, réalisation et caractérisation d'un transpositeur abaisseur de fréquence en bande X

L.Picheta<sup>a</sup>, V. Hoël<sup>a,b,c</sup>

<sup>a</sup> Département EEA de la Faculté des Sciences et Technologies, Université de Lille, Cité Scientifique, Villeneuve d'Ascq, France

<sup>b</sup> PLFM – CNFM (Pôle Lillois pour la Formation en Microélectronique et en nanotechnologies Cité Scientifique, 59655 Villeneuve d'Ascq)

<sup>c</sup> Univ. Lille, CNRS, UMR 8520–IEMN, F-59000 Lille, France  
Contact email : laurence.picheta@univ-lille.fr

Ces travaux de projet technique ont été menés à l'Université de Lille, sur les plateformes de CAO et de caractérisation du PLFM (Pôle Lillois pour la Formation en Microélectronique et en nanotechnologies), par des étudiants en 2<sup>ème</sup> année du master *Réseaux & Télécommunications* parcours *Systèmes électroniques communicants* (<https://master-electronique.univ-lille.fr/master-reseaux-et-telecommunication>). Ce parcours de formation ouvert à l'alternance forme les étudiants aux fonctions d'ingénieur expert dans la conception et la caractérisation électronique haute fréquence (Radio et hyperfréquences) utilisée dans tous les systèmes actuels de communication : objets connectés IoT, bluetooth, WIFI, téléphonie cellulaire (4G,5G), identification sans contact (étiquette RF, RFID, NFC). Les compétences fournies permettent à nos diplômés de répondre aux développements de ces applications et de s'adapter aux futures technologies dans un domaine en constante mutation et un marché en pleine expansion.

## I. Objectifs pédagogiques

Les projets techniques font partie d'une unité d'enseignement nommée « Fonctions Actives des Radio et des Hyperfréquences » axée sur les aspects de conception. Faisant suite aux Cours Magistraux, TD et TP de l'UE, ils permettent aux étudiants de mettre en application les aspects théoriques vus précédemment et d'être confrontés aux difficultés de la conception, fabrication et caractérisation des circuits hautes fréquences. Faire des choix de topologie et de conception, devoir échanger avec leur tuteur, les autres enseignants du master et l'ingénieur les secondant pour la réalisation pratique et la caractérisation de leur circuit, permet à ces étudiants de développer des compétences relationnelles et techniques. Ces projets se font en binôme sur une période de 3 mois, chaque binôme ayant un sujet différent (relatif à l'amplificateur FI, au LNA, au mélangeur ou à l'oscillateur). Il leur est demandé un travail bibliographique, une conception au moyen du logiciel ADS (Advanced Design System) de la société Keysight, une réalisation en technologie hybride et des mesures au moyen du matériel du PLFM CNFM Lille. Le binôme doit en outre produire un rapport et soutenir oralement devant un jury constitué d'enseignants-chercheurs de la formation. Il s'agit d'une excellente préparation au stage effectué au dernier semestre du Master et à leur future activité professionnelle.

## II. Description du travail

Nous présentons les travaux relatifs à la conception d'un down-converter en bande X, les contraintes étant l'utilisation imposée du transistor FET AsGa MGF1302 de Mitsubishi et d'un substrat de verre-téflon (matériels disponibles). D'après le cahier des charges, les fréquences RF et OL doivent être comprises entre 8 et 12 GHz, la fréquence FI entre le DC et 4 GHz, les pertes de conversion doivent être les plus faibles possibles, une isolation minimum de 20 dB entre les accès est requise, ainsi qu'une bonne linéarité.

### Architecture du transposeur

La topologie retenue par le binôme à la suite de ses recherches bibliographiques est celle du *gate-mixer* ou *mélangeur sur grille* (Fig.1) dans laquelle la fréquence RF et la fréquence OL sont appliquées sur la grille du transistor. Le signal OL module la transconductance via la tension  $V_{gs}$ , tandis que la tension  $V_{ds}$  est maintenue constante au moyen d'un filtre sur le drain présentant un court-circuit à la masse pour la fréquence de l'OL. La non-linéarité exploitée est donc  $G_m(V_{gs})$ . Le pompage optimal correspondant au maximum d'excursion de  $G_m$ , le transistor doit donc fonctionner en régime saturé ( $V_{ds} > 2\text{ V}$ ) et la tension  $V_{gs}$  doit décrire au minimum la plage comprise entre  $V_p$  (la tension de pincement) et 0 V. Ce type de mélangeur présente théoriquement de bonnes performances en gain et nécessite des puissances  $P_{OL}$  modérées, comparé aux autres configurations. Cependant, l'inconvénient du mélangeur sur grille est qu'il nécessite l'utilisation d'un combineur de puissance pour l'application des signaux RF et OL sur la grille du transistor, ce qui engendre des pertes, du bruit, et réduit la bande passante du transposeur tout en augmentant la complexité et les dimensions du circuit résultant (1-2).

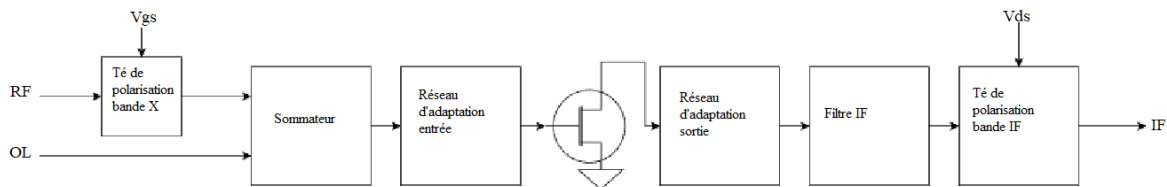


Fig.1. Architecture du transposeur de fréquence.

### Conception du sommateur

Les fréquences RF et OL étant relativement proches, leur somme est effectuée sur la grille du transistor au moyen d'un *coupleur circulaire* ou *rat race* (3) dimensionné à 10 GHz, fréquence centrale de la bande X.

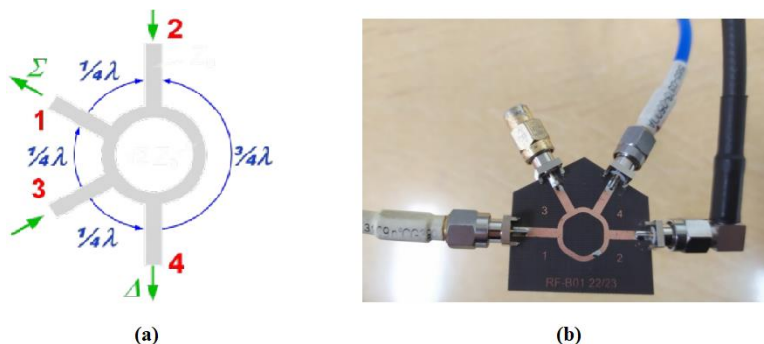


Fig.2. Coupleur circulaire : (a) schéma de principe, (b) réalisation pratique.

Les étudiants ont conçu ce module sur ADS, puis l'ont fabriqué en salle grise (Fig.2.). Ils ont ainsi pu comparer les paramètres S issus de la simulation à ceux qu'ils ont mesurés avec le VNA (Fig.3.). On observe que la voie couplée et la voie directe présentent des pertes d'insertion expérimentales supérieures aux 3 dB attendus et que pour la réalisation, l'adaptation est meilleure mais l'isolation moins bonne qu'en simulation.

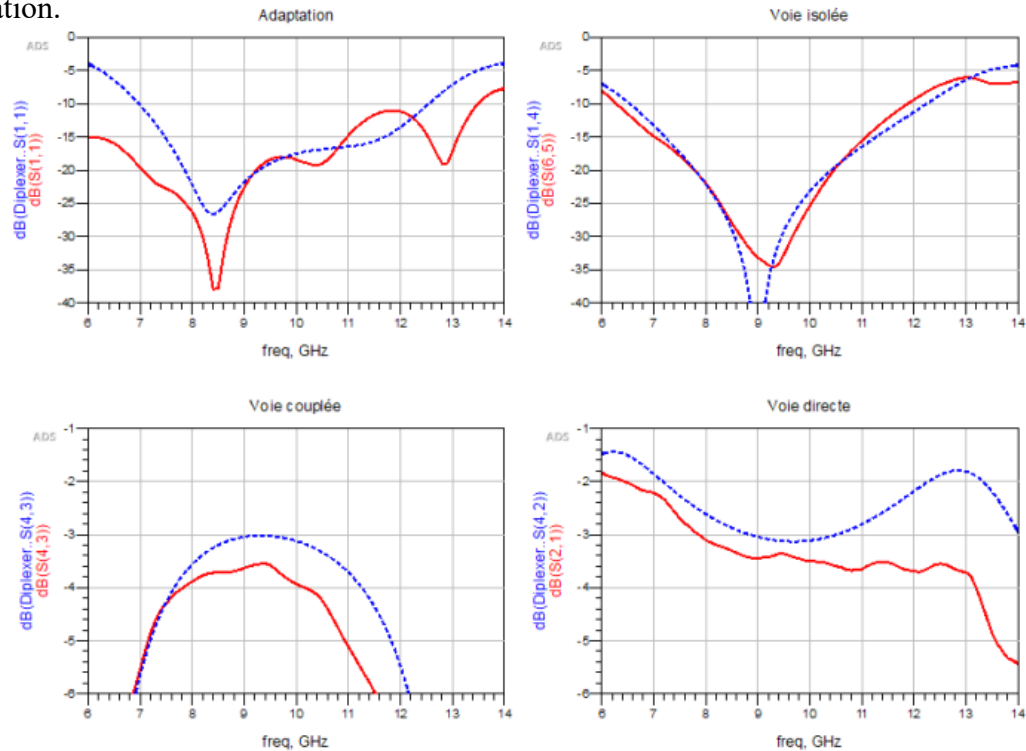


Fig.3. Paramètres S du sommateur (en pointillés : la simulation, en traits pleins : la mesure)

Les étudiants ont également vérifié le fonctionnement de ce coupleur en lui appliquant deux signaux de puissance -20 dBm : le signal RF à 8 GHz sur l'accès 2 et le signal OL à 10 GHz sur l'accès 3. L'analyseur de spectre, connecté à l'accès 1, a montré la présence des 2 signaux à la sortie du sommateur (Fig.4.) avec des puissances de -26 dBm (au lieu de -23 dBm idéalement).

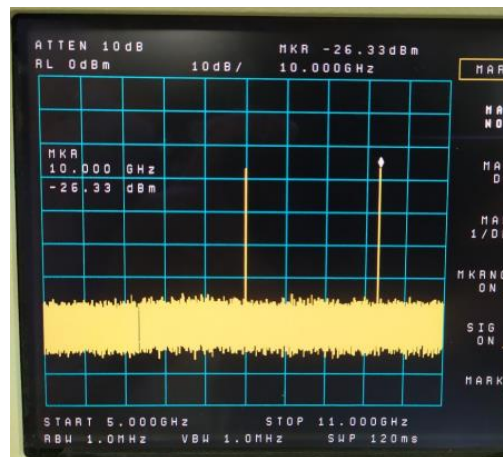


Fig.4. Écran de l'analyseur de spectre, montrant la somme des signaux RF et OL en sortie du coupleur.

Les étudiants ont conclu à un bon fonctionnement du coupleur en bande X, avec toutefois des pertes élevées expliquées par une fabrication médiocre, s'agissant de leur première réalisation. Les pistes de cuivre comportaient en effet de nombreux trous.

### Conception du filtre

Le mélangeur créant de nombreuses raies spectrales parasites, un filtre placé à la sortie permet de conserver uniquement le signal utile à la fréquence intermédiaire. Les étudiants ont conçu un filtre passe-bas de type Chebyshev en utilisant l'outil *Filter DesignGuide* d'ADS, qui détermine les éléments localisés constitutifs. Ils ont imposé comme paramètres une fréquence de coupure de 2 GHz, des pertes d'insertion maximales de 0,1 dB et une atténuation de 20 dB à 4 GHz (Fig. 5). Une simulation ayant validé ce filtre idéal, ils l'ont transformé en structure semi-distribuée au moyen de l'outil *Transformation Assistant*, remplaçant les inductances et les capacités par respectivement des lignes haute impédance et des stubs en circuit ouvert basse impédance. Ils ont imposé une impédance caractéristique haute impédance de 120  $\Omega$  pour éviter des gravures trop fines et ont utilisé des stubs *papillon* pour améliorer la réjection (Fig. 6).

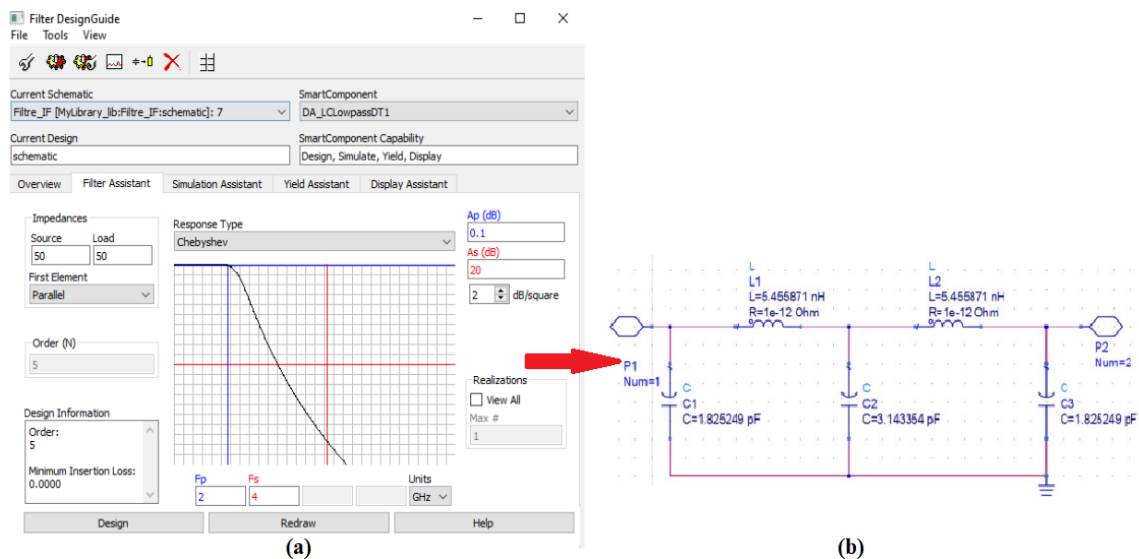


Fig.5. Filtre Chebyshev idéal : (a) outil Filter DesignGuide, (b) schéma en éléments localisés.

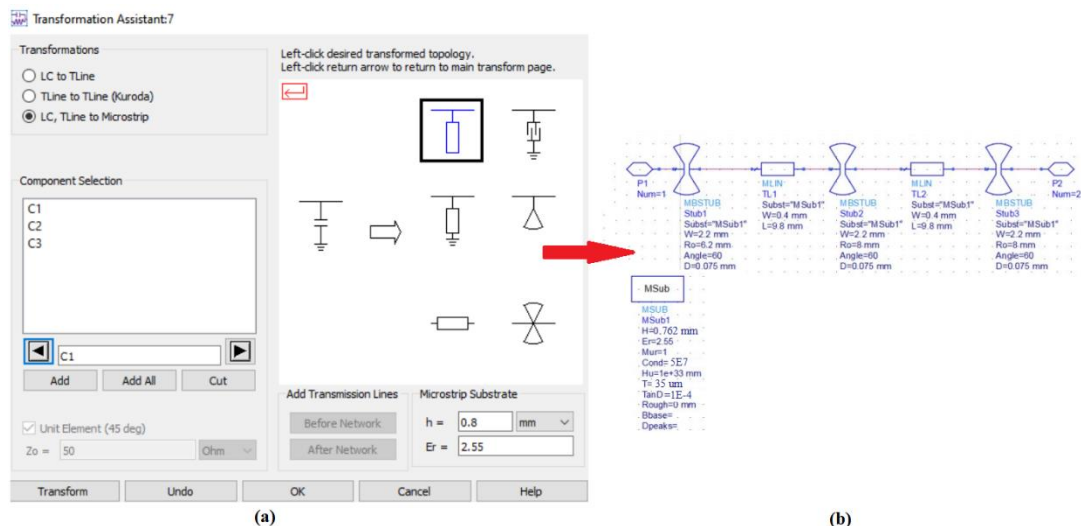


Fig.6. Filtre Chebyshev semi-distribué : (a) outil Transformation Assistant, (b) schéma généré

Les simulations de ce filtre distribué ont montré une dégradation importante des performances par rapport au filtre idéal, concernant les pertes dans la bande passante, l'adaptation et la réjection des fréquences, en particulier autour de 10 GHz (Fig. 7).

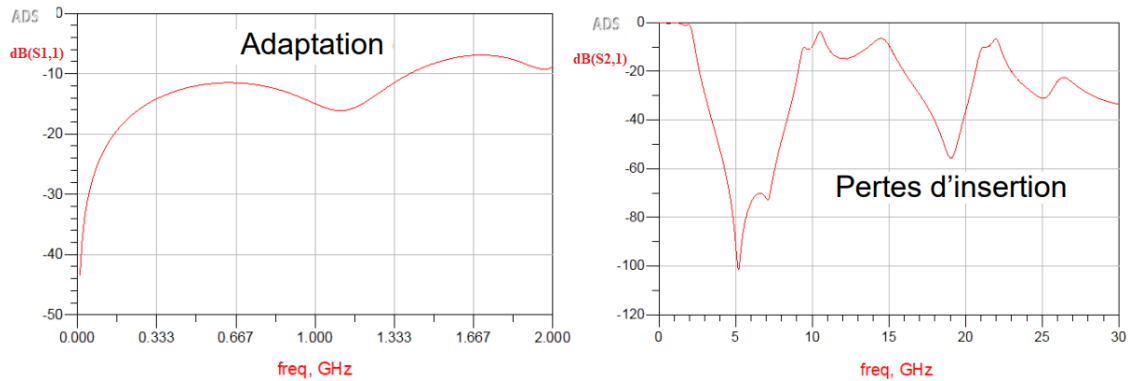


Fig.7. Performances simulées du filtre Chebyshev semi-distribué.

Afin de rendre acceptables les performances du filtre, les étudiants ont été amenés à augmenter son ordre. Le filtre final (visible en figure 10) montre un coefficient de réflexion sous -10 dB et des pertes d'insertion inférieures à 0,8 dB dans la bande passante, ainsi qu'une réjection supérieure à 25 dB jusque 30 GHz (Fig. 8).

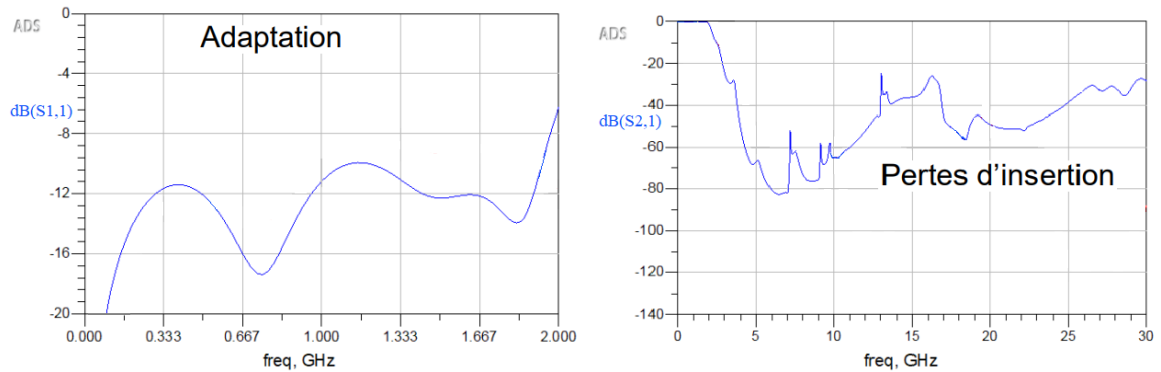


Fig.8. Performances simulées du filtre semi-distribué final.

### Circuits de polarisation du transistor

Les circuits de polarisation conçus (Fig. 9) comportent une partie basse fréquence composée d'une inductance et d'une capacité localisées et une partie haute fréquence composée d'éléments semi-localisés quart d'onde.

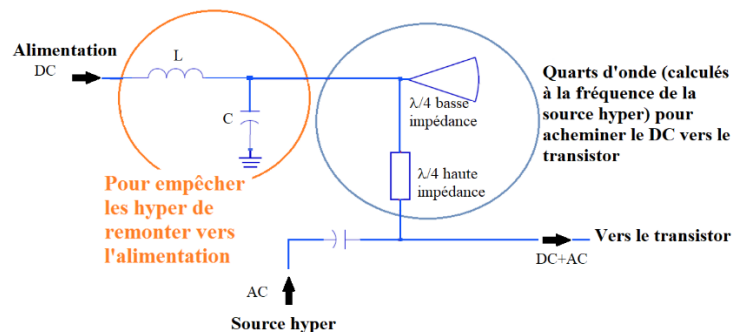


Fig.9. Schéma des circuits de polarisation réalisés dans ce projet.

Pour dimensionner la partie BF, les étudiants ont considéré une fréquence de coupure supérieure à la fréquence de travail ( $F_c = 1 / 2\pi\sqrt{LC}$ ) et une impédance du circuit de  $50 \Omega$  ( $Z_0 = \sqrt{LC}$ ). Les composants discrets présentant des résonances, ils ont pris garde de choisir des composants fonctionnant dans la bonne plage de fréquence. Pour la partie HF, ils ont dimensionné un stub capacitif et une ligne inductive à la fréquence de travail, pour empêcher la remontée du signal hyperfréquence vers l'alimentation continue.

### Adaptation du mélangeur

Cet aspect n'a pas été fortement développé lors de ce projet, la large bande de fonctionnement (plusieurs GHz en entrée et sortie) rendant l'adaptation par éléments distribués très complexe, alors que la durée impartie à ce projet était brève. Cependant, les étudiants se sont basés sur un ouvrage selon lequel il faut présenter des impédances inductives en entrée sortie du transistor pour annuler son comportement capacitif et améliorer les performances du mélangeur. Ils ont pu vérifier cette assertion en adaptant sommairement le transistor à l'aide de lignes haute impédance.

### III. Mesures de la structure globale

Les pistes du mélangeur, comprenant toutes les briques étudiées, ont été réalisées en salle blanche, puis les étudiants ont reporté sur le PCB les composants passifs localisés et le transistor (Fig. 10). Ce chapitre expose quelques résultats de mesures qu'ils ont effectuées à l'aide de notre support technique et en s'appuyant sur un ouvrage technique (4). Un assez bon accord a été constaté entre ces mesures et la simulation.

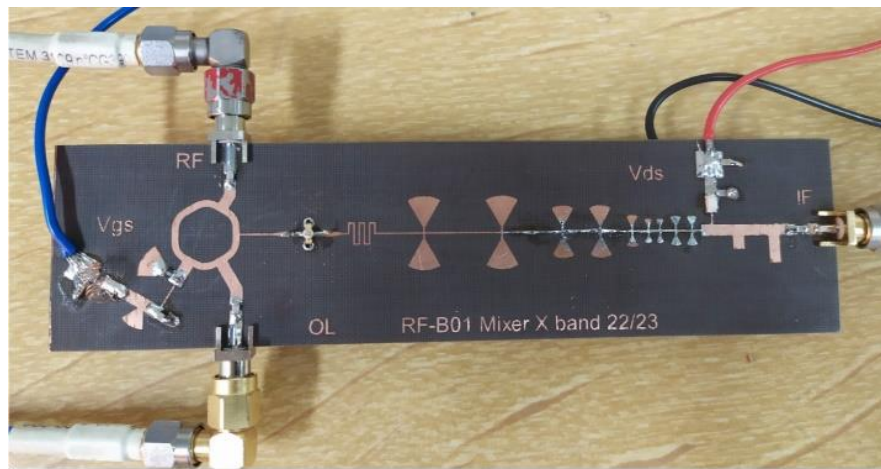


Fig.10. Transpositeur réalisé en technologie hybride.

La figure 11 représente l'évolution du gain de conversion et des isolations dans les conditions de mesures indiquées sur la figure elle-même. En balayant les fréquences RF et OL entre 8 et 12 GHz, de sorte à transposer le signal utile à 200 MHz, il est observé (fig. 11-a) un gain de conversion acceptable supérieur à -10 dB pour FRF entre 8 et 9 GHz et entre 9,6 et 11,1 GHz, la valeur maximale d'environ 1.5 dB se situant à 10,2 GHz. On remarque (fig. 9-b) que le meilleur gain de conversion est atteint pour une fréquence intermédiaire  $F_{FI}$  de 1.9 GHz quand  $F_{OL}$  est fixée à 8 GHz. Les isolations RF sur FI (fig. 11-c) et OL sur FI (fig.11-d) sont très satisfaisantes car largement supérieures à 25 dB.



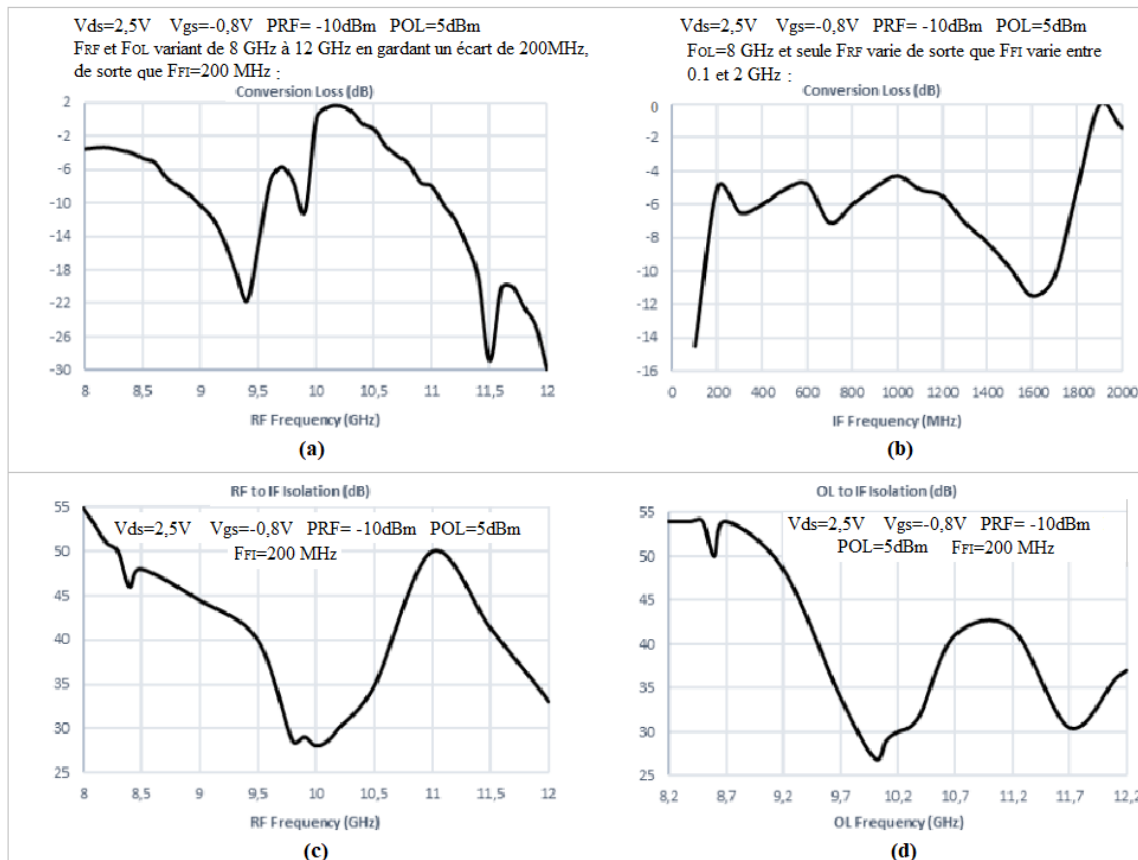


Fig.11. Evolutions expérimentales du gain de conversion. (a) (b) et des isolations (c) (d)

La figure 12, représentant l'évolution du gain de conversion en fonction de la puissance RF, illustre le phénomène de la compression. On remarque que la valeur maximale du gain (de l'ordre de 1,5 dB) est atteinte pour les puissances d'OL égales à 5 et 7 dBm.

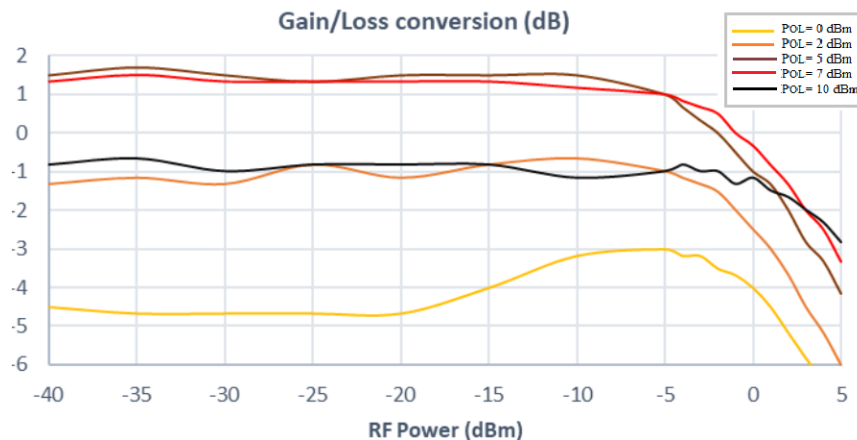


Fig.12. Evolutions expérimentales du gain de conversion en fonction de la puissance RF.

La figure 13 représente l'évolution de la puissance de compression à -1 dB et du produit d'intermodulation d'ordre 3 en entrée en fonction de la puissance de l'OL. Dans les 2 cas,  $F_{RF} = 10,2$  GHz et  $F_{OL} = 10,4$  GHz et donc  $F_{FI} = 200$  MHz.

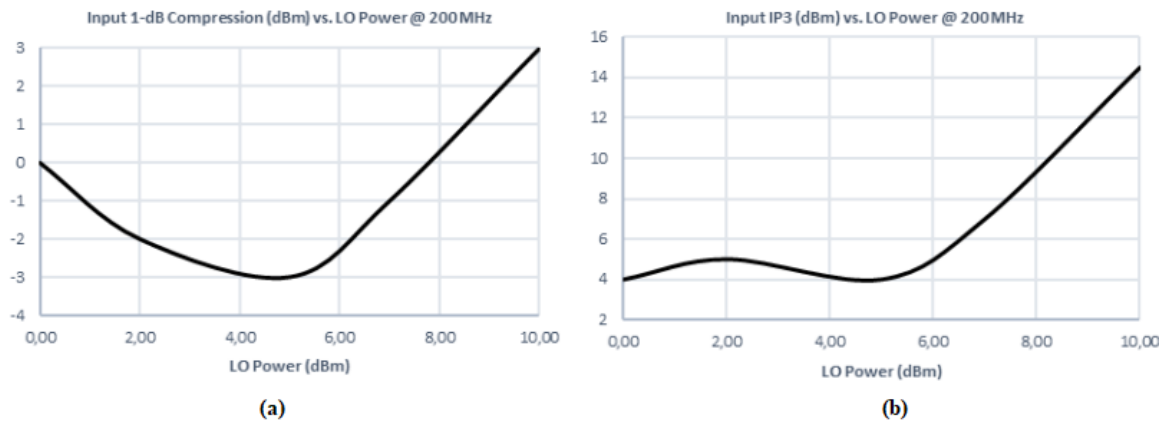


Fig.13. Mesures de la puissance de compression (a) et du produit d'intermodulation d'ordre 3 (b)

On remarque que pour une puissance  $P_{OL}$  supérieure à 8 dBm, la puissance de compression à -1 dB en entrée est supérieure à 0 dBm (fig. 13-a), tandis que la puissance d'intermodulation d'ordre 3 en entrée est supérieure à 9 dBm (fig. 13-b). Ces performances démontrent une assez bonne linéarité du transposeur.

#### IV. Conclusion

Ces projets marquent une transition entre les études et la vie professionnelle, avant l'immersion totale en entreprise ou en laboratoire au dernier semestre du master 2 *Réseaux et Télécommunications* - parcours *Systèmes électroniques communicants*. Le retour des étudiants est extrêmement positif car ils ont pu faire la boucle complète simulation / réalisation / caractérisation. Cela a permis de conforter leurs connaissances, de leur faire acquérir de nouvelles compétences, de les responsabiliser et de leur donner de l'assurance dans leurs capacités de mener à bien un projet en synergie avec l'équipe enseignante et technique. A cet égard, nous notons une réelle évolution dans leur façon d'appréhender les différents sujets techniques, allant vers un mode proactif et orienté « solutions » suite à ces projets. Généralement, la thématique du stage est en lien direct avec le module de formation auquel appartiennent ces projets (« Fonctions Actives des Radio Fréquences et des Hyperfréquences »). Les entreprises qui les emploient sont, par exemple : Ampleon (Colomiers), Expleo (Toulouse), Thalès (Ymare), Thalès (Elancourt), MC2-Technologies (Villeneuve d'Ascq), etc. Généralement, il s'agit d'emplois en CDI proposés pendant le stage de fin d'études par l'entreprise d'accueil ou encore trouvés dans les 3 mois après l'obtention du diplôme. Certains de nos étudiants poursuivent en Doctorat à l'université de Lille, notamment à l'IEMN et à l'IRCICA, ou dans d'autres universités. En outre, notre formation est organisée de sorte à permettre l'alternance (chaque année nous avons des apprentis et des contrats pro), ce qui fournit des débouchés professionnels supplémentaires.

#### Remerciements

Nous remercions le GIP-CNFM (5), porteur du projet *France 2030* et *ANR-23-CMAS-0024 INFORISM*, qui co-finance le matériel et les installations permettant la réalisation des projets. Nos remerciements vont également au Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche, ainsi qu'à la Direction Générale de l'Enseignement Supérieur et de l'Insertion Professionnelle. Sans oublier l'équipe du CNFM Lille (PLFM), le laboratoire IEMN CNRS UMR8520, la Faculté des Sciences et Technologies de l'Université de Lille et l'Université de Lille.



## Références

1. S. Mass, Title, *The RF and microwave circuit design cookbook*, Artech House Publishers (1998).
2. David Dubuc. Contribution à la conception de convertisseurs de fréquence. Intégration en technologie arséniure de gallium et silicium germanium. Micro et nanotechnologies / Micro-électronique. Université Paul Sabatier - Toulouse III, 2001. Français. NNT : tel-00132419
3. Radartutorial.eu website : <https://www.radartutorial.eu/17.bauteile/bt12.fr>
4. F. de Dieuleveut, O. Romain, Title, *Electronique appliquée aux hautes fréquences*, N°2 Dunod (2017).
5. GIP-CNFM : Groupement d'Intérêt Public - Coordination Nationale pour la formation en Microélectronique et en nanotechnologies. Website : <http://www.cnfm.fr>