



Université du Québec
à Rimouski

Conception d'amplificateurs de puissance large bande fonctionnant dans la nouvelle bande n78 pour le standard 5G

Mémoire présenté

dans le cadre du programme de maîtrise en ingénierie

en vue de l'obtention du grade de maître ès sciences appliquées (M.Sc.A.)

PAR

© **Djitiningo Thierry Joel DIATTA**

Novembre 2020

Composition du jury :

Jean-François Méthot, président du jury, Université du Québec à Rimouski

Chan-Wang Park, directeur de recherche, Université du Québec à Rimouski

**Nareshkumar Darimireddy, examinateur externe, Lerd Institute of Engineering &
Technology**

Dépôt initial le 20 août 2020

Dépôt final le 12 novembre 2020

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À RIMOUSKI
Service de la bibliothèque

Avertissement

La diffusion de ce mémoire ou de cette thèse se fait dans le respect des droits de son auteur, qui a signé le formulaire « *Autorisation de reproduire et de diffuser un rapport, un mémoire ou une thèse* ». En signant ce formulaire, l'auteur concède à l'Université du Québec à Rimouski une licence non exclusive d'utilisation et de publication de la totalité ou d'une partie importante de son travail de recherche pour des fins pédagogiques et non commerciales. Plus précisément, l'auteur autorise l'Université du Québec à Rimouski à reproduire, diffuser, prêter, distribuer ou vendre des copies de son travail de recherche à des fins non commerciales sur quelque support que ce soit, y compris l'Internet. Cette licence et cette autorisation n'entraînent pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits moraux ni à ses droits de propriété intellectuelle. Sauf entente contraire, l'auteur conserve la liberté de diffuser et de commercialiser ou non ce travail dont il possède un exemplaire.

Je dédie ce mémoire :

À ma famille, mon très cher
papa et ma merveilleuse maman

Je vous dédie ce travail qui vous
montrera sûrement que vos efforts
n'ont pas été vains et que vos conseils
et enseignements m'ont bien été utiles.

Mention spéciale à ma mère
Odile Napama Diatta, mes deux
merveilleux grands frères Ebanolale
Serge Raoul Diatta et Diockébaye
Thomou Michel Diatta ainsi qu'à ma
sœur Estelle Caly.

REMERCIEMENTS

J'adresse mes vifs remerciements à mon encadreur le professeur Chan-Wang Park du département de mathématiques, d'informatique et de génie à l'UQAR pour avoir bien voulu superviser mon travail et pour sa disponibilité inconditionnelle, son esprit d'ouverture, sa droiture et son professionnalisme.

Mes remerciements vont aussi à monsieur Nareshkumar Darimireddy, professeur au département d'ingénierie en électronique et communication à Lerdi Institute of Engineering & Technology et à monsieur Jean-François Méthot, professeur au département de mathématiques, d'informatique et de génie à l'UQAR pour avoir accepté d'être membres de mon jury et en me consacrant une partie de leur précieux temps.

Mes remerciements à tous le corps professoral du département de mathématiques, d'informatique et de génie à l'UQAR, notamment monsieur Abderrazak El Ouafi pour son aide et son écoute tout au long de mes études de maîtrise. De même, je tiens particulièrement à remercier messieurs Claude Bouchard, Jean-Charles Morin et Richard Lafrance du département de mathématiques, d'informatique et de génie à l'UQAR ainsi qu'à monsieur Traian Antonescu expert en technologie imprimée au centre de recherche Poly-Grames de l'École Polytechnique de Montréal qui m'ont grandement aidé pour la fabrication des circuits imprimés.

Mes remerciements à ma famille pour leur soutien moral, affectif et financier, pour leurs prières ainsi que pour tous les sacrifices auxquels ils ont bien voulu consentir pour mon épanouissement ; c'est grâce à vous que j'en suis ici.

Enfin je remercie tous ceux qui, de près ou de loin ont contribué à la réalisation de ce mémoire.

RÉSUMÉ

L'évolution rapide des systèmes de télécommunications notamment les systèmes de communications sans fil constaté fait appel à la fabrication de nouveaux dispositifs permettant d'améliorer la qualité des services. Pour standardiser cette évolution dans les systèmes de télécommunication sans fil et répondre à diverses applications de communication, des normes sont mises en place comme la norme GSM (the Global Systems for Mobile communication systems), la norme WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access), la norme UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), la norme LTE (Long-Term Evolution) et la norme WiMAX (Worldwide interoperability for Microwave Access). Toutes ces normes précédemment citées ont pour but de diminuer la latence dans la communication, d'augmenter le débit, de rendre meilleur le paramètre QoS (Quality of Service). C'est dans ce but de rendre toujours plus performant les systèmes de télécommunication sans fil que la technologie 5G (réseaux mobiles de cinquième génération) a été définie avec une bande passante de 500 MHz pour la plage de fréquence appelée NR n78 ou 3.5 GHz allant de 3.3 GHz à 3.8 GHz.

Dans le chapitre 2, une méthodologie de caractérisation pour les applications large bande avec une bande de fréquence fondamentale (3.3-3.8 GHz) et ses 2^e et 3^e bandes d'harmoniques est présentée. La caractérisation du transistor CGH40010 capable de fournir 10 W en puissance de sortie avec une puissance d'entrée de 26.5 dBm a été faite en simulation sur le logiciel ADS 2019 avec le modèle à large bande du transistor nommé CGH40010F_r6_CGH40_r6 fournit par Wolfspeed. La méthodologie utilisée consiste à faire des simulations de type Loadpull /Sourcepull avec les fréquences fondamentales 3.3 GHz, 3.425 GHz, 3.55 GHz, 3.675 GHz, 3.8 GHz afin de couvrir la bande 3.3-3.8 GHz (Notons que dans la simulation les deuxième et troisième harmoniques sont prises en compte en entrée et en sortie pour l'amplificateur de puissance large bande NR n78) ensuite en faisant l'analyse des données découlant de cette simulation, nous avons déterminé les impédances optimales des bandes fondamentales, deuxième et troisième harmoniques nous permettant ainsi de rechercher un paramètre PAE maximum dans toute la bande NR n78. D'après notre caractérisation, la puissance de sortie obtenue dans la bande NR n78 est d'au moins 41.37 dBm et le paramètre PAE est d'au moins 75.96 %.

Dans le chapitre 3, en se basant sur les points d'impédances optimales du chapitre 2, un amplificateur de puissance large bande fonctionnant sur toute la bande NR n78 est présenté pour atteindre les contraintes de large bande, de puissance de sortie et d'efficacité imposées par la technologie 5G. Pour améliorer le paramètre PAE, nous avons utilisé un filtre

passer bas adaptateur d'impédance afin de supprimer les bandes des 2^e et 3^e harmoniques. Les paramètres PAE maximums mesurés dans toute la bande NR n78 varient entre 60.17-70.87 % et la puissance de sortie et le gain qui leurs sont associés varient respectivement entre 39.73-40.97 dBm et 11.50-13.97 dB.

Enfin, dans le chapitre 4, en se basant aussi sur les points d'impédances optimales du chapitre 2, un amplificateur de puissance à haute efficacité utilisant un filtre coupe bande SIW asymétrique large bande fonctionnant dans la nouvelle bande n78 est présenté. Pour améliorer le paramètre PAE, le filtre de type SIW coupe bande qu'on propose permet de doubler voire tripler la bande de réjection proposée par la littérature en utilisant des tronçons asymétriques sur les transitions micro ruban-SIW afin d'avoir une suppression large bande de la 2^e harmonique (6.6-7.6 GHz) d'au moins 24 dBc tout en minimisant les pertes dans la bande fondamentale NR n78. En effet, ce filtre SIW utilisé pour concevoir les réseaux d'adaptation en entrée et en sortie de l'amplificateur à la caractéristique de ne pas utiliser la zone SIW est qui sera utilisée pour faire l'adaptation d'impédance avec un trou inductif métallisé. Les résultats simulés à la fréquence 3.55 GHz nous donnent un paramètre PAE maximum de 63.09 % avec 40.78 dBm de puissance de sortie et un gain de 11.78 dB. Pour les résultats mesurés à la fréquence 3.55 GHz nous avons obtenu un paramètre PAE maximum de 52.20 % avec 40.47 dBm de puissance de sortie et un gain de 11.47 dB. La perte au paramètre PAE maximum entre la simulation et la mesure est de l'ordre de 10.89 %. Aux fréquences 3.3 GHz et 3.8 GHz l'amplificateur ne marche pas tant dans les simulations que dans la mesure. Pour régler les problèmes liés au fonctionnement large bande de l'AP, nous avons proposé une méthodologie pour l'adaptation d'impédance large bande sur le filtre SIW. Malheureusement cette méthode proposée à son tour ne règle pas nos problèmes d'adaptation d'impédance large bande, néanmoins elle nous a permis de connaître l'effet de la taille du trou métallisé inductif sur les impédances. Pour finir, nous avons défini un travail futur à effectuer pour trouver une méthode d'adaptation d'impédance permettant de concevoir un filtre SIW AP large bande capable d'opérer sur toute la bande NR n78 de la technologie 5G.

Dans le futur, un travail à effectuer pour trouver une méthode d'adaptation d'impédance permettant de concevoir un filtre SIW AP large bande capable d'opérer sur toute la bande NR n78 de la technologie 5G a été proposé. Aussi la caractérisation du chapitre 2 pourrait être faite avec un signal avancé comme un signal 5G. De même, les mesures effectuées dans le chapitre 3 pourraient être faites avec un signal 5G. En outre, la possibilité d'implémenter les méthodes de conception décrites dans les chapitres 3 et 4 pour concevoir des structures comme des amplificateurs Doherty de puissance large bande pour la technologie 5G est envisageable.

Mots clés : Caractérisation, amplificateur de puissance, large bande, Loadpull / Sourcepull, réseau d'adaptation avec filtre passe-bas, guide d'onde intégré au substrat, suppression d'harmoniques, réseau d'adaptation, rendement en puissance ajoutée, 5G

ABSTRACT

The rapid development observed in telecommunications systems, particularly wireless communications systems involves the manufacture of new devices to improve the quality of services. To standardize this development in wireless telecommunication systems and respond to various communication applications, standards are set up such as GSM (the Global Systems for Mobile communication systems), WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access), UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), LTE (Long-Term Evolution) and WiMAX (Worldwide interoperability for Microwave Access). All of the above-mentioned standards aim to decrease communication latency, increase throughput, and improve QoS (Quality of Service). It is with this aim of always making wireless telecommunications systems more efficient that 5G technology (fifth generation mobile networks) has been defined with 500 MHz bandwidth for the frequency range called NR n78 or 3.5 GHz from 3.3 GHz to 3.8 GHz.

In Chapter 2, a characterization methodology for wideband applications with a fundamental frequency band (3.3-3.8 GHz) and its 2nd and 3rd harmonic bands is presented. Characterization of CGH40010 transistor capable of providing 10 W of output power with an input power of 26.5 dBm was made in simulation on ADS 2019 software with Wolfspeed's large signal model of the transistor named CGH40010F_r6_CGH40_r6. The methodology used consists in carrying out Loadpull / Sourcepull simulations with the fundamental frequencies 3.3 GHz, 3.425 GHz, 3.55 GHz, 3.675 GHz, 3.8 GHz in order to cover over 3.3-3.8 GHz band (Note that in the simulation the second and third harmonics are taken into account in input and output for wideband NR n78 power amplifier) then by analyzing the data resulting from this simulation, we determined the optimal impedances of the fundamental, second and third harmonics bands making it possible to search for a

maximum PAE over NR n78 band. From our characterization, the output power obtained over NR n78 band is at least 41.37 dBm and the PAE is at least 75.96%.

In Chapter 3, based on the optimal impedance points from Chapter 2, a wideband power amplifier working over NR n78 band is presented to achieve the wideband, output power and efficiency constraints imposed by 5G technology. To improve the PAE, we used a low pass impedance transforming filter to suppress 2nd and 3rd harmonic bands. Maximum PAE measured over NR n78 band vary between 60.17-70.87 % and their associated output power and gain vary between 39.73-40.97 dBm and 11.50-13.97 dB respectively.

Finally in Chapter 4, also based on the optimal impedance points of Chapter 2, a high efficiency power amplifier using a SIW asymmetric wideband bandstop filter working in the new band n78 is presented. To improve the PAE, the proposed SIW bandstop filter makes it possible to double or even triple the rejection band proposed by the literature by using asymmetric stubs on the microstrip-SIW transitions in order to have a wideband suppression of the 2nd harmonic (6.6-7.6 GHz) of at least 24 dBc while minimizing losses in the fundamental band NR n78. Indeed, this SIW filter used to design the matching networks at the input and output of the amplifier has characteristic of not using the SIW area which will be used to make the impedance matching with a inductive metallized hole . The results simulated at the frequency 3.55 GHz give us a maximum PAE of 63.09% with 40.78 dBm output power and 11.78 dB gain. And for the results measured at the frequency 3.55 GHz we obtained a maximum PAE of 52.20% with 40.47 dBm output power and 11.47 dB gain. The maximum PAE loss between simulation and measurement is around 10.89%. At 3.3 GHz and 3.8 GHz frequencies the amplifier does not work in simulations and in measurement. Then to solve the problems related to wideband operation of the AP, we proposed a methodology for wideband impedance matching on SIW. Unfortunately, this proposed method in turn does not solve our problems of wideband impedance matching, nevertheless it allowed us to know the effect of the size of the inductive metallized hole on the impedances. Finally, we defined future work to be done to find an impedance matching method to design a wideband SIW power amplifier capable working over NR n78 band of 5G technology.

In the future, work to be done to find an impedance matching method to design a wideband SIW AP capable working over NR n78 band of 5G technology has been proposed. Also the characterization in chapter 2 could be done with an advanced signal like a 5G signal. Likewise, the measurements made in chapter 3 could be done with a 5G signal. In addition, the possibility of implementing the design methods described in Chapters 3 and 4 to design structures like Doherty wideband power amplifiers for 5G technology is conceivable.

Keywords: Characterization, power amplifier, wideband, Loadpull / Sourcepull, low pass filter matching network, substrate integrated waveguide, harmonic suppressing, matching network, power added efficiency, 5G

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS.....	v
RÉSUMÉ	vi
ABSTRACT.....	viii
TABLE DES MATIÈRES	xi
LISTE DES TABLEAUX	xv
LISTE DES FIGURES	xviii
LISTE DES ABRÉVIATIONS, DES SIGLES ET DES ACRONYMES.....	xxv
CHAPITRE 1 INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	2
1.1 MOTIVATIONS ET PROBLÉMATIQUES DE LA TECHNOLOGIE 5G	2
1.1.1 Amplificateur de puissance RF	5
1.1.1.1 Amplificateurs de Classe F	7
1.1.1.2 Amplificateur de Classe Inverse F	8
1.1.2 Suppression d’harmoniques pour les applications large bande	10
1.1.3 Effet des deuxième et troisième harmoniques de la source sur le paramètre PAE	11
1.1.4 Les amplificateurs de puissance à large bande	12
1.1.5 Méthodologies utilisées pour la conception d’amplificateur de puissance large bande	15
1.1.5.1 La méthodologie de la conception des amplificateurs large bande	16
1.1.5.2 Conception du réseau d’adaptation large bande	17

1.1.5.2.1 Réseau d'adaptation large bande pour l'amplificateur large bande 3.5 GHz	17
1.1.5.2.2 Méthode SIW Réseau d'adaptation pour l'amplificateur 3.55 GHz	20
1.2 OBJECTIFS ET BESOINS DE NOS AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE LARGE BANDE.....	24
1.3 ÉTAPES POUR LA CONCEPTION D'AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE LARGE BANDE	24
1.4 ORGANISATION DU MÉMOIRE	25
1.5 CONTRIBUTIONS	26
CHAPITRE 2 CARACTÉRISATION	29
2.1 INTRODUCTION.....	29
2.2 CARACTÉRISATION PAR SIMULATIONS DE TYPE LOADPULL / SOURCEPULL AVEC LE MODÈLE LARGE SIGNAL DU TRANSISTOR CGH40010 DE WOLFSPEED (FONDAMENTALE, 2 ^E HARMONIQUE ET 3 ^E HARMONIQUE)	29
2.2.1 $F_0 = 3.3$ GHz.....	34
2.2.2 $F_0 = 3.425$ GHz.....	48
2.2.3 $F_0 = 3.55$ GHz.....	62
2.2.4 $F_0 = 3.675$ GHz.....	76
2.2.5 $F_0 = 3.8$ GHz.....	90
2.2.6 Conclusion.....	104
CHAPITRE 3 CONCEPTION D'UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE LARGE BANDE AVEC CONTRÔLE DES 2 ^E ET 3 ^E HARMONIQUES FONCTIONNANT SUR LA BANDE 3.3-3.8 GHz (N78) POUR LA TECHNOLOGIE 5G.....	113
3.1 INTRODUCTION.....	113
3.2 DESIGN DU RÉSEAU D'ADAPTATION POUR L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE LARGE BANDE AVEC CONTRÔLE DES 2 ^E ET 3 ^E HARMONIQUES FONCTIONNANT SUR LA BANDE 3.3-3.8 GHz (N78) POUR LA TECHNOLOGIE 5G	115
3.2.1 Détermination du nombre des éléments réactifs pour le prototypage du filtre passe bas à partir du paramètre FBW (Fractional BandWidth).....	115
3.2.2 Détermination du nombre d'éléments de valeurs	116

3.2.3	Détermination des éléments de valeurs normalisés	116
3.2.4	Détermination des inductances et capacités pour le design du réseau d'adaptation filtre passe bas à partir des éléments de valeurs	117
3.2.5	Transformation réelle à complexe	121
3.2.6	Transformation éléments localisés en éléments distribués	123
3.2.7	Résultats des simulations Momentum et HFSS pour les réseaux d'adaptation en entrée et en sortie	127
3.3	MESURES ET ANALYSE DE L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE LARGE BANDE AVEC CONTRÔLE DES 2 ^E ET 3 ^E HARMONIQUES FONCTIONNANT SUR LA BANDE 3.3-3.8 GHz (N78) POUR LA TECHNOLOGIE 5G.....	137
3.4	CONCLUSION.....	144
CHAPITRE 4 CONCEPTION D'UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE À HAUTE EFFICACITÉ UTILISANT UN FILTRE COUPE BANDE SIW ASYMÉTRIQUE LARGE BANDE FONCTIONNANT DANS LA NOUVELLE BANDE N78 DE LA TECHNOLOGIE 5G		
145		
4.1	INTRODUCTION	145
4.2	CONCEPTION D'UN FILTRE COUPE BANDE SIW ASYMÉTRIQUE LARGE BANDE POUR LES APPLICATIONS D'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE FONCTIONNANT SUR LA NOUVELLE BANDE N78 DE LA TECHNOLOGIE 5G.....	147
4.3	PROBLÈME D'ADAPTATION D'IMPÉDANCE LARGE BANDE SUR UN FILTRE COUPE BANDE SIW ASYMÉTRIQUE POUR LA CONCEPTION D'UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE À HAUTE EFFICACITÉ FONCTIONNANT SUR LA BANDE N78 DE LA TECHNOLOGIE 5G.....	162
4.3.1	Conception d'un amplificateur de puissance à haute efficacité utilisant un filtre coupe bande SIW asymétrique large bande fonctionnant à la fréquence centrale de la nouvelle bande n78 de la technologie 5G	162
4.3.2	Mesures et analyse de l'amplificateur de puissance à haute efficacité utilisant un filtre coupe bande SIW asymétrique large bande fonctionnant à la fréquence centrale de la nouvelle bande n78 de la technologie 5G	173

4.3.3	Conclusion partielle.....	176
4.4	PROPOSITION DE MÉTHODOLOGIE POUR L'ADAPTATION D'IMPÉDANCE LARGE BANDE	176
4.5	TRAVAIL À FAIRE POUR TROUVER UNE MÉTHODE D'ADAPTATION D'IMPÉDANCE PERMETTANT DE CONCEVOIR UN AP LARGE BANDE BASÉ SUR UN FILTRE SIW CAPABLE DE TRAVAILLER SUR TOUTE LA BANDE NR n78 DE LA TECHNOLOGIE 5G	180
4.6	CONCLUSION	181
	CONCLUSION GÉNÉRALE	183
	RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES	187

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1 : Comparaison des stations de base pour la technologie 5G	3
Tableau 2 : efficacité de diverses combinaisons de composantes d'harmoniques de tensions et de courants	6
Tableau 3: Tableau de performance et de comparaison des différents types d'amplificateurs large bande.....	14
Tableau 4 : Tableau de performance et comparaison des différents amplificateurs basés sur la méthode SIW	22
Tableau 5 : Paramètres de simulation Loadpull / Sourcepull avec $f_0 = 3.3$ GHz	46
Tableau 6 : Résultats de simulation Loadpull / Sourcepull avec $f_0 = 3.3$ GHz	47
Tableau 7 : Paramètres de simulation Loadpull / Sourcepull avec $f_0 = 3.425$ GHz	60
Tableau 8 : Résultats de simulation Loadpull / Sourcepull avec $f_0 = 3.425$ GHz	61
Tableau 9 : Paramètres de simulation Loadpull / Sourcepull avec $f_0 = 3.55$ GHz	74
Tableau 10 : Résultats de simulation Loadpull / Sourcepull avec $f_0 = 3.55$ GHz	75
Tableau 11 : Paramètres de simulation Loadpull / Sourcepull avec $f_0 = 3.675$ GHz	88
Tableau 12 : Résultats de simulation Loadpull / Sourcepull avec $f_0 = 3.675$ GHz	89
Tableau 13 : Paramètres de simulation Loadpull / Sourcepull avec $f_0 = 3.8$ GHz	102
Tableau 14 : Résultats de simulation Loadpull / Sourcepull avec $f_0 = 3.8$ GHz	103
Tableau 15 : Impédances optimales source et charge du transistor de la fondamentale, deuxième et troisième harmonique, paramètre PAE, Gain et Puissance de sortie	106

Tableau 16: Détermination des valeurs d'inductances et capacités pour la conception des réseaux d'adaptation réelle à réelle filtre passe bas à la sortie et en entrée	119
Tableau 17 : Récapitulatif des valeurs d'inductances et capacités pour la conception des réseaux d'adaptation LC à la sortie et en entrée	122
Tableau 18 : Dimensions des lignes micro ruban constituant les réseaux d'adaptation large bande en entrée et en sortie	126
Tableau 19 : Points d'impédances issues respectivement des réseaux d'adaptation en entrée et en sortie simulées à partir des logiciels HFSS et ADS Momentum illustrés à la Figure 54.....	130
Tableau 20 : Points d'impédances (en entrée et en sortie) illustrés sur la Figure 58 et les pertes d'insertion et de retour associées issues des réseaux d'adaptation en entrée et en sortie simulées à partir de la Co-simulation du logiciel ADS Momentum.....	136
Tableau 21 : Composants utilisés pour la conception de l'amplificateur de puissance large bande avec contrôle des 2 ^e et 3 ^e harmoniques fonctionnant sur la nouvelle bande 3.3-3.8 GHz (n78) pour la technologie 5G.....	138
Tableau 22 : Dimensions des paramètres pour le SIW avec circuit de transition micro ruban à filtre SIW	148
Tableau 23 : Résultats de la variation de s à 10 dB d'atténuation minimum dans la largeur de la bande coupée	151
Tableau 24 : Résultats de la variation de g à 10 dB d'atténuation minimum dans la largeur de la bande coupée	153
Tableau 25 : Résultats de la variation de g_1 à 10 dB d'atténuation minimum dans la largeur de la bande coupée	154
Tableau 26 : Dimensions des paramètres des 2 stubs resonators asymétriques du filtre SIW large coupe bande pour les applications d'amplificateur de puissance fonctionnant sur la nouvelle bande n78 de la technologie 5G.....	156
Tableau 27 : Résumé des performances et comparaison à 10 dB d'atténuation minimum dans la largeur de la bande coupée.....	158

Tableau 28 : Dimensions des paramètres pour le Nouveau SIW avec circuit de transition micro ruban à filtre SIW	159
Tableau 29 : Dimensions des paramètres des 2 stubs resonators asymétriques du nouveau filtre SIW coupe bande avec largeur de bande coupé à 24 dB allant de 6.6 GHz à 7.6 GHz pour les applications d’amplificateur de puissance fonctionnant sur la nouvelle bande n78 de la technologie 5G	159
Tableau 30 : Points d’impédances issues respectivement des réseaux d’adaptation SIW en entrée et en sortie simulées à partir des logiciels HFSS et ADS Momentum illustrés sur la Figure 78	168
Tableau 31 : Points d’impédances (en entrée et en sortie) illustrés sur la Figure 80 et les pertes d’insertion et de retour associées issues des réseaux d’adaptation SIW en entrée et en sortie simulées à partir de la Co-simulation du logiciel ADS Momentum	172
Tableau 32 : Points d’impédances au port 1 du réseau d’adaptation en sortie avec variation de la taille du trou métallisé inductif aux fréquences 3.3 GHz, 3.55 GHz et 3.8 GHz	179

LISTE DES FIGURES

Figure 1 : Amplificateur idéal de Classe F.....	7
Figure 2 : Amplificateur Idéal de Classe Inverse F.....	9
Figure 3: Circuits en échelle pour les prototypes de réseaux d'adaptation d'impédance sous forme de filtre passe-bas avec les valeurs d'éléments réactifs normalisés (les valeurs des éléments tabulés sont normalisées donc $g_0 = 1$ et $\omega_m' = 1$)	18
Figure 4 : Disposition symétrique à 2 trous métallisés inductifs	21
Figure 5 : Disposition asymétrique à 1 trou métallisé inductif.....	21
Figure 6 : Simulation avec le logiciel HFSS des points d'impédances obtenus par variation de position du trou métallisé inductif sur une disposition asymétrique de la Figure 5	22
Figure 7 : Simulation des courbes I-V et son schéma sur le logiciel ADS avec le modèle large signal du transistor CGH40010	30
Figure 8 : Schéma pour la simulation de la stabilité	31
Figure 9 : Simulation des cercles de stabilité source et charge du modèle de transistor CGH40010F_r6_CGH40_r6 pour la fondamentale 3.3-3.8 GHz (a), deuxième 6.6-7.6 GHz (b) et troisième 9.9-11.4 GHz (c) harmoniques, ligne continue (bleu) : cercles de stabilité charge, ligne de point (rouge) : cercles de stabilité source.....	32
Figure 10 : Schéma de la simulation Sourcepull pour le maximum de paramètre PAE ou le maximum de puissance pour la fondamentale	33
Figure 11 : Schéma de la simulation Loadpull pour le maximum de paramètre PAE ou le maximum de puissance pour la fondamentale	33
Figure 12 : Simulation Loadpull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie à la fréquence fondamentale 3.3 GHz	35

Figure 13 : Simulation Sourcepull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie à la fréquence fondamentale 3.3 GHz.....	37
Figure 14 : Simulation Loadpull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique 6.6 GHz.....	39
Figure 15 : Simulation Loadpull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la charge à la fréquence de la troisième harmonique 9.9 GHz	41
Figure 16 : Simulation Sourcepull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la source à la fréquence de la deuxième harmonique 6.6 GHz	43
Figure 17 : Simulation Sourcepull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la source à la fréquence de la troisième harmonique 9.9 GHz.....	45
Figure 18 : Simulation Loadpull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie à la fréquence fondamentale 3.425 GHz.....	49
Figure 19 : Simulation Sourcepull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie à la fréquence fondamentale 3.425 GHz.....	51
Figure 20 : Simulation Loadpull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique 6.85 GHz.....	53
Figure 21 : Simulation Loadpull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la charge à la fréquence de la troisième harmonique 10.275 GHz	55
Figure 22 : Simulation Sourcepull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la source à la fréquence de la deuxième harmonique 6.85 GHz	57
Figure 23 : Simulation Sourcepull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la source à la fréquence de la troisième harmonique 10.275 GHz.....	59
Figure 24 : Simulation Loadpull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie à la fréquence fondamentale 3.55 GHz.....	63
Figure 25 : Simulation Sourcepull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie à la fréquence fondamentale 3.55 GHz.....	65

Figure 26 : Simulation Loadpull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique 7.10 GHz	67
Figure 27 : Simulation Loadpull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la charge à la fréquence de la troisième harmonique 10.65 GHz.....	69
Figure 28 : Simulation Sourcepull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la source à la fréquence de la deuxième harmonique 7.10 GHz	71
Figure 29 : Simulation Sourcepull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la source à la fréquence de la troisième harmonique 10.65 GHz	73
Figure 30 : Simulation Loadpull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie à la fréquence fondamentale 3.675 GHz	77
Figure 31 : Simulation Sourcepull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie à la fréquence fondamentale 3.675 GHz	79
Figure 32 : Simulation Loadpull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique 7.35 GHz	81
Figure 33 : Simulation Loadpull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la charge à la fréquence de la troisième harmonique 11.025 GHz.....	83
Figure 34 : Simulation Sourcepull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la source à la fréquence de la deuxième harmonique 7.35 GHz	85
Figure 35 : Simulation Sourcepull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la source à la fréquence de la troisième harmonique 11.025 GHz	87
Figure 36 : Simulation Loadpull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie à la fréquence fondamentale 3.8 GHz	91
Figure 37 : Simulation Sourcepull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie à la fréquence fondamentale 3.8 GHz	93

Figure 38 : Simulation Loadpull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique 7.6 GHz.....	95
Figure 39 : Simulation Loadpull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la charge à la fréquence de la troisième harmonique 11.40 GHz	97
Figure 40 : Simulation Sourcepull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la source à la fréquence de la deuxième harmonique 7.6 GHz	99
Figure 41 : Simulation Sourcepull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la source à la fréquence de la troisième harmonique 11.40 GHz.....	101
Figure 42 : Résultats Sourcepull, paramètre PAE versus la Phase du coefficient de réflexion à la source de la deuxième harmonique.....	108
Figure 43 : Résultats Sourcepull, paramètre PAE versus la Phase du coefficient de réflexion à la source de la troisième harmonique	108
Figure 44 : Résultats Sourcepull sur l'abaque de Smith, impédances optimales de la fondamentale, de la deuxième et troisième harmonique.....	109
Figure 45 : Résultats Loadpull, PAE versus la Phase du coefficient de réflexion à la charge de la deuxième harmonique	111
Figure 46 : Résultats Loadpull, PAE versus la Phase du coefficient de réflexion à la charge de la troisième harmonique	111
Figure 47 : Résultats Loadpull sur l'abaque de Smith, impédances optimales de la fondamentale, de la deuxième et troisième harmonique à la charge	112
Figure 48 : Réseaux d'adaptation réelle à réelle filtre passe bas LC à la sortie et en entrée.....	119
Figure 49 : Résultats des simulations des réseaux d'adaptation réelle à réelle filtre passe bas LC à la sortie et en entrée, (a) points d'impédances (b) pertes d'insertion et pertes de retour	120
Figure 50 : Réseaux d'adaptation réelle à complexe filtre passe bas LC à la sortie et en entrée.....	122

Figure 51 : Exemple de calcul des largeurs W_{ll} (a) et W_{cl} (b) des lignes micro ruban avec l’outil LineCalc du logiciel ADS	125
Figure 52 : Modèle du réseau d’adaptation en entrée sur les logiciels ADS Schematic (a), ADS Momentum (b) et HFSS (c)	127
Figure 53 : Modèle du réseau d’adaptation en sortie sur les logiciels ADS Schematic (a), ADS Momentum (b) et HFSS (c)	128
Figure 54 : Impédances issues des réseaux d’adaptation en entrée et en sortie simulées sur les logiciels HFSS (a) et ADS Momentum (b).....	129
Figure 55 : Schéma réseau d’adaptation avec le circuit de polarisation en entrée.....	131
Figure 56 : Schéma réseau d’adaptation avec le circuit de polarisation en sortie.....	132
Figure 57 : Réseaux d’adaptation entrée/sortie sur logiciel ADS Momentum Co-simulation.....	133
Figure 58 : Impédances issues des réseaux d’adaptation en entrée et en sortie simulées à partir de la Co-simulation du logiciel ADS Momentum	134
Figure 59 : Pertes d’insertion et de retour pour les réseaux d’adaptation en entrée (a) et en sortie (b) simulées à partir de la Co-simulation du logiciel ADS Momentum à 3.55 GHz	135
Figure 60 : Amplificateur de puissance large bande proposé fabriqué	139
Figure 61 : Configuration pour la mesure de l’amplificateur de puissance large bande proposé	140
Figure 62 : Comportement AM-AM mesuré et simulé de l’amplificateur de puissance large bande aux fréquences (a) 3.3 GHz (b) 3.55 GHz (c) 3.8 GHz et (d) 3.55 GHz affiné.....	142
Figure 63 : Puissance de sortie P_{out} versus PAE et Gain simulés et mesurés de l’amplificateur de puissance large bande à 3.55 GHz.....	143
Figure 64 : Maximum du paramètre PAE, Gain et puissance de sortie (P_{out}) simulés et mesurés de l’amplificateur de puissance large bande sur la bande 3.3-3.8 GHz (par pas de 0.025 GHz)	143

Figure 65 : Dispositif SIW avec circuit de transition micro ruban à filtre SIW	148
Figure 66 : Résultats simulés (avec le logiciel HFSS) et mesurés de S_{11} et S_{21} du circuit SIW avec circuit de transition micro ruban à filtre SIW	149
Figure 67 : 1 Résonateur à tronçon sur le circuit de transition micro ruban à filtre SIW ...	150
Figure 68 : Paramètre S_{21} simulé d'un résonateur sur le circuit de transition micro ruban à filtre SIW avec variation de s	151
Figure 69 : Paramètre S_{21} simulé d'un résonateur sur le circuit de transition micro ruban à filtre SIW avec variation de g	152
Figure 70 : Paramètre S_{21} simulé d'un résonateur sur le circuit de transition micro ruban à filtre SIW avec variation de g_1	153
Figure 71 : Circuit du filtre SIW large coupe bande utilisant 2 stubs resonators asymétriques pour les applications d'amplificateur de puissance fonctionnant sur la nouvelle bande n78 de la technologie 5G.....	155
Figure 72 : Résultats de simulation (sur les logiciels HFSS et ADS Momentum) et mesure du filtre SIW large coupe bande pour les applications d'amplificateur de puissance fonctionnant sur la nouvelle bande n78 de la technologie 5G avec 2 stubs resonators asymétriques.....	157
Figure 73 : Mesure du nouveau filtre SIW large coupe bande pour les applications d'amplificateur de puissance fonctionnant sur la nouvelle bande n78 de la technologie 5G avec 2 stubs resonators asymétriques avec l'analyseur de réseau micro-ondes PNA-X N5242B	160
Figure 74 : Résultats de simulation (sur les logiciels HFSS et ADS Momentum) et mesure du Nouveau filtre SIW large coupe bande pour les applications d'amplificateur de puissance fonctionnant sur la nouvelle bande n78 de la technologie 5G avec 2 stubs resonators asymétriques	161
Figure 75 : Modèle SIW réseau d'adaptation en entrée sur les logiciels ADS Momentum (a) et HFSS (b)	163
Figure 76 : Modèle SIW réseau d'adaptation en sortie sur les logiciels ADS Momentum (a) et HFSS (b).....	164

Figure 77 : Simulation sur le logiciel HFSS des points d'impédances obtenus par variation de position du trou métallisé inductif sur le nouveau filtre SIW coupe bande avec largeur de bande coupé à 24 dB allant de 6.6 GHz à 7.6 GHz utilisant 2 stubs resonators asymétriques à la fréquence 3.55 GHz	165
Figure 78 : Impédances issues des réseaux d'adaptation SIW en entrée et en sortie simulées sur les logiciels HFSS (a) et ADS Momentum (b).....	167
Figure 79 : Réseaux d'adaptation SIW entrée/sortie sur ADS Momentum Co-simulation.....	169
Figure 80 : Impédances issues des réseaux d'adaptation SIW en entrée et en sortie simulées à partir de la Co-simulation du logiciel ADS Momentum	170
Figure 81 : Pertes d'insertions et de retour pour les réseaux d'adaptation SIW en entrée (a) et en sortie (b) simulées à partir de la Co-simulation du logiciel ADS Momentum à 3.55 GHz	171
Figure 82 : Amplificateur de puissance SIW large bande proposé fabriqué.....	174
Figure 83 : Configuration pour la mesure de l'amplificateur de puissance SIW large bande proposé.....	174
Figure 84 : Comportement AM-AM mesuré de l'amplificateur de puissance SIW large bande à 3.55 GHz	175
Figure 85 : Puissance de sortie (P_{out}) versus paramètre PAE et Gain simulés et mesurés de l'amplificateur de puissance SIW large bande à la fréquence 3.55 GHz	175
Figure 86 : Réseau d'adaptation en sortie avec variation de la taille du trou métallisé inductif	177
Figure 87 : Simulation sur le logiciel HFSS des points d'impédances obtenus par variation de la taille du trou métallisé inductif sur le réseau d'adaptation en sortie	178

LISTE DES ABRÉVIATIONS, DES SIGLES ET DES ACRONYMES

5G	5 th generation mobile network. Réseaux mobiles de cinquième génération.
ADS	Advanced Design System. Conception de systèmes avancées.
AP	Power amplifier. Amplificateur de Puissance.
CAD	Computer Aided Design. Conception assistée par ordinateur.
CW	Continuous Wave. Onde continue.
DC	Direct Current. Courant continu.
FBW	Fractional BandWidth. Largeur de bande fractionnelle.
GaAs	Gallium Arsenide. Arséniure de gallium.
GaN	Gallium Nitride.

	Nitruire de gallium.
GSM	Global Systems for Mobile communication. Système mondial de communication mobile.
HFSS	High Frequency Structure Simulator. Simulateur de structure haute fréquence.
IPD	Integrated Passive Device. Dispositif passif intégré.
LC	Lumped Components. Éléments réactifs.
LTE	Long Term Evolution. Evolution à long terme.
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit. Circuit intégré hyperfréquence monolithique.
NR	New Radio. Nouvelle radio.
PAE	Power Added Efficiency. Rendement en puissance ajoutée.
QoS	Quality of Service. Qualité de service.
RF	Radio Frequency.

	Fréquence radio.
SIW	Substrate Integrated Waveguide. Guide d'onde intégré au substrat.
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System. Système universel de télécommunications mobiles.
USA	United States of America. États Unis d'Amérique.
UWB	Ultra Wideband. Bande ultra large.
VDS	Drain-Source Voltage. Tension drain-source.
VGS	Gate-to-Source Voltage. Tension gate-source.
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access. Accès multiple par répartition de code large bande.
WE	Waveform Engineering. Ingénierie des formes d'onde.
WiMAX	Worldwide interoperability for Microwave Access. Interopérabilité mondiale pour l'accès micro-ondes.

CHAPITRE 1

INTRODUCTION GÉNÉRALE

1.1 MOTIVATIONS ET PROBLÉMATIQUES DE LA TECHNOLOGIE 5G

Durant ces dernières années, nous avons constaté une évolution rapide des systèmes de télécommunications notamment les systèmes de communications sans fil. Cette évolution fait appel à la fabrication de nouveaux dispositifs permettant d'améliorer la qualité des services. Pour cela, l'aspect d'une méthodologie de conception est nécessaire afin d'éviter la postproduction et avoir un fonctionnement du premier coup des dispositifs (Wu et Boumaiza, 2010). Pour standardiser cette évolution dans les systèmes de télécommunication sans fil et répondre à diverses applications de communication, des normes sont mises en place. Concernant ces normes nous pouvons citer entre autres, la norme GSM (the Global Systems for Mobile communication systems), la norme WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access), la norme UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), la norme LTE (Long-Term Evolution) et la norme WiMAX (Worldwide interoperability for Microwave Access). Toutes ces normes précédemment citées ont pour but de diminuer la latence dans la communication, d'augmenter le débit, de rendre meilleur le paramètre QoS (Quality of Service). C'est dans ce but de rendre toujours plus performant les systèmes de télécommunication sans fil que la technologie 5G (réseaux mobiles de cinquième génération) a été définie.

Pour la technologie 5G, une bande passante de 500 MHz pour la plage de fréquence appelée n78 ou 3.5 GHz allant de 3.3 GHz à 3.8 GHz (3GPP, 2019, p. 35) est utilisée par les constructeurs d'équipements télécoms dans plusieurs pays comme les États-Unis, la Chine, le Japon, la Corée du Sud, la France... (Huawei, 2017, p. 8 ; GSA, 2018, p. 6-8), cette bande est supportée par divers opérateurs dans plusieurs pays (Huawei, 2017, p. 10). Au Canada, la

bande n78 est préconisée par certains opérateurs tel que Telus (Telus, 2018, p. 8-9). Dans la recherche, des dispositifs fonctionnant dans la bande n78 existent déjà comme un filtre passe-bande compact 5G NR n78 à faible coût avec la technologie IPD en silicium (Shin *et al.*, 2018) et un amplificateur de puissance à double bande MMIC GaN avec mode de fonctionnement hybride pour les applications 5G (Lv *et al.*, 2019). Ainsi, avec une telle largeur de bande (500 MHz), la technologie 5G devrait permettre l'augmentation du débit de données et la vitesse de communication mobile. Concernant, la puissance de sortie des amplificateurs de puissance pour la technologie 5G, les différents types de cellules et leurs caractéristiques sont définis comme suit pour les stations de base (Mayeda *et al.*, 2018):

Tableau 1 : Comparaison des stations de base pour la technologie 5G

Small Cell Type	Output Power (W)	Cell Radius (m)	Number of Users (dB)	Technology
Femtocell	0.001-0.25	10-100	1-30	Silicon, GaAs
Picocell	0.25-1	100-200	30-100	Silicon, GaAs
Microcell	1-10	200-2000	100-2000	GaN, GaAs
Macrocell	10-50	8000-30000	2000+	GaN, GaAs

Au vu de l'évolution rapide et diversifiée des systèmes de communications sans fils ci-dessus évoquée, notre travail consiste à travers ce mémoire à concevoir des amplificateurs performants de large bande afin qu'ils aient la puissance de sortie pour un Microcell.

Pour répondre à ces exigences il faut nécessairement créer de nouveaux systèmes. Dans la partie émission de ces systèmes, se trouve l'un des éléments les plus délicats à concevoir. Il s'agit de l'amplificateur de puissance (AP) qui sert à amplifier le signal délivré

à l'antenne. L'AP est utilisé dans les émetteurs radio et les systèmes radars et est l'élément qui consomme le plus d'énergie dans un système de transmission. L'efficacité d'un AP se mesure à sa capacité à faire la conversion d'une puissance DC à une puissance RF lorsqu'il est excité à son entrée par une puissance RF faible. Ainsi pour augmenter cette efficacité de l'AP, la manipulation et la suppression des harmoniques à la charge sont nécessaires (Negra *et al.*, 2007 ; Saad *et al.*, 2009) afin de réduire la dissipation thermique en minimisant le temps d'existence commune entre la tension et le courant (Moon *et al.*, 2012 ; Helaoui et Ghannouchi, 2009). Les amplificateurs de classe F et Inverse F sont basés sur le contrôle (manipulations et rejets) d'harmoniques à la charge, cela leur permet d'avoir un haut rendement en puissance ajoutée (PAE) (Gao *et al.*, 2006 ; Raab, 1997 ; Saad *et al.*, 2009). Cependant, il est impossible de contrôler toutes les harmoniques à la charge (Moon *et al.*, 2012 ; Xu *et al.*, 2010). Les harmoniques les plus importantes à contrôler afin d'avoir un haut paramètre PAE sont les deuxième et troisième harmoniques à la charge (Raab, 1997 ; Helaoui et Ghannouchi, 2009) mais aussi les deuxième et troisième harmoniques à la source (Wu et Boumaiza, 2010 ; Gao *et al.*, 2006) Le rendement en puissance ajoutée (PAE) est défini comme tel (Kazimierczuk, 2008, p. 6) :

$$\frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} * 100\% \quad (1)$$

Avec P_{out} qui est la puissance de sortie de l'AP, P_{in} la puissance fournie en entrée de l'AP et P_{DC} est la puissance de courant continu consommée par l'AP. En suivant les travaux de (Inoue *et al.*, 2000 ; Wu et Boumaiza, 2010 ; Helaoui et Ghannouchi, 2009) nous remarquons que l'AP de classe Inverse F peut atteindre plus d'efficacité que l'AP de classe F. Les problématiques sont divisées en cinq sous sections, la première sous-section fait la présentation des classes F et Inverse F, la seconde sous-section aborde la question de la suppression des harmoniques pour les applications large bande, la troisième sous-section évoque l'influence des deuxième et troisième harmoniques de la source, la quatrième sous-

section parle des amplificateurs de puissance large bande, la cinquième et dernière sous-section décrit les méthodes de conception de réseau d'adaptation large bande micro ruban et celles de réseau d'adaptation basé sur le guide d'onde intégré au substrat (SIW : Substrate Integrated Waveguide).

1.1.1 Amplificateur de puissance RF

Le contrôle des harmoniques à la charge est la base des amplificateurs de classe F et Inverse F car ces classes de fonctionnement d'amplificateurs permettent d'avoir un haut rendement en puissance ajoutée (PAE) (Saad *et al.*, 2009). Cela est possible par la réduction de la dissipation de la puissance dans le transistor (dissipation thermique) en minimisant le temps d'existence commune entre la tension et le courant (Moon *et al.*, 2012 ; Helaoui et Ghannouchi, 2009).

Les amplificateurs de classe F et Inverse F sont employés pour atteindre de haut paramètre PAE, théoriquement ils peuvent avoir une efficacité de 100% (Grebennikov, 2005, p. 252-265) si toutes les harmoniques à la charge sont contrôlées.

Idéalement pour un AP de classe F, toutes les harmoniques impaires doivent être en circuit ouvert et toutes les harmoniques paires doivent être court-circuitées (Grebennikov, 2005, p. 252). Donc un AP de classe F requiert de hautes impédances pour les harmoniques impaires et de basses impédances pour les harmoniques paires.

Aussi, pour un AP de classe Inverse F toutes les harmoniques impaires doivent être court-circuitées et toutes les harmoniques paires doivent être circuit ouvert (Grebennikov, 2005, p. 265). Donc, un AP de classe Inverse F requière de basses impédances pour les harmoniques impaires et de hautes impédances pour les harmoniques paires.

Dans le cas idéal d'un AP de classe F, la forme d'onde du courant et la forme d'onde de la tension du transistor sont respectivement demi-sinusoidale et carrée (Grebennikov, 2007, p. 107).

Inversement pour le cas idéal d'un AP de classe Inverse F, la forme d'onde du courant et la forme d'onde de la tension du transistor sont respectivement carrée et demi-sinusoidale (Grebennikov, 2007 p. 159).

Le courant de drain circule lorsque la tension drain-source est plate et basse et que la tension drain-source est élevée lorsque le courant de drain est nul. Cela fait que le produit du courant de drain et la tension drain-source est faible entrainant ainsi la réduction de la dissipation de puissance dans le transistor (Kazimierzuk, 2008 p. 267).

Le tableau fait état de l'efficacité qu'on peut atteindre en contrôlant diverses composantes d'harmoniques de tensions et de courants (Grebennikov, 2007 p. 115).

Tableau 2 : efficacité de diverses combinaisons de composantes d'harmoniques de tensions et de courants

Composantes d'harmoniques de courant	Composantes d'harmoniques de tension				
	1	1, 3	1, 3, 5	1, 3, 5, 7	1, 3, 5, ..., ∞
1	$1/2 = 0.500$	$9/16 = 0.563$	$75/128 = 0.586$	$1225/2048 = 0.598$	$2/\pi = 0.637$
1, 2	$2/3 = 0.667$	$3/4 = 0.750$	$25/32 = 0.781$	$1225/1536 = 0.798$	$8/3\pi = 0.849$
1, 2, 4	$32/45 = 0.711$	$4/5 = 0.800$	$5/6 = 0.833$	$245/288 = 0.851$	$128/45\pi = 0.905$
1, 2, 4, 6	$128/175 = 0.731$	$144/175 = 0.823$	$6/7 = 0.857$	$7/8 = 0.875$	$512/175\pi = 0.931$
1, 2, 4, ..., ∞	$\pi/4 = 0.785$	$9\pi/32 = 0.884$	$75\pi/256 = 0.920$	$1225\pi/4096 = 0.940$	$1 = 1.000$

1.1.1.1 Amplificateurs de Classe F

Pour les amplificateurs de classe F, les formes d'ondes décrites sur (Grebennikov, 2007, p. 107) peuvent être exprimées sous la forme de série de Fourier. L'expression des composantes harmoniques de tension et de courant à la charge peuvent être exprimées comme suit (Grebennikov, 2007, p. 95) :

$$\frac{i(\omega t)}{I_0} = 1 - \frac{\pi}{2} \sin \omega t - 2 \sum_{n=2,4,6,\dots}^N \frac{\cos n\omega t}{n^2 - 1}$$

$$\frac{v(\omega t)}{V_0} = 1 + \frac{4}{\pi} \sin \omega t + \frac{4}{\pi} \sum_{n=3,5,7,\dots}^N \frac{\sin n\omega t}{n}$$

(2)

Avec $i(\omega t)$ et $v(\omega t)$ qui sont respectivement les formes d'ondes de courant demi-sinususoïdale et de tension carrée, ω est la pulsation, I_0 et V_0 sont les composants de courant continu et de tension.

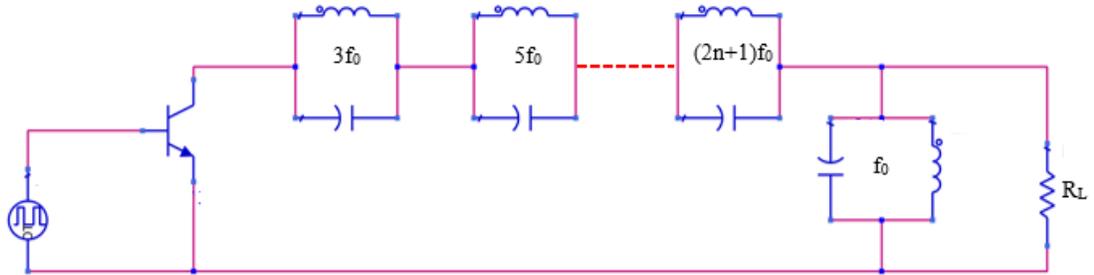


Figure 1 : Amplificateur idéal de Classe F

Toutefois, il est impossible de contrôler toutes les harmoniques à la charge (Moon *et al.*, 2012 ; Xu *et al.*, 2010), les harmoniques les plus importantes qui nous permettent d'atteindre une haute efficacité pour les amplificateurs sont les deuxième et troisième harmoniques (Helaoui et Ghannouchi, 2009 ; Raab, 1997). Dans (Grebennikov, 2007, p. 97)

sont représentées les formes d'ondes de tension et de courant avec la deuxième et troisième harmoniques contrôlées.

D'après le Tableau 2, théoriquement 75% d'efficacité peut être obtenue si les deux premières harmoniques sont correctement terminées à la charge. Donc, si nous voulons concevoir un AP de classe F, la deuxième harmonique et la troisième harmonique à la charge doivent être prises en compte dans la caractérisation du transistor.

Dans la pratique, les harmoniques impaires sont en circuit ouvert et les harmoniques paires sont court-circuitées. C'est-à-dire le troisième harmonique en circuit ouvert et la deuxième harmonique en court-circuit. Dans (Gao *et al.*, 2006), des lignes de transmission quart d'onde ($\lambda/4$) ont été utilisées pour arriver à mettre en circuit ouvert la troisième harmonique et la deuxième harmonique en court-circuit. La longueur $\ll L \gg$ des lignes quart d'onde ($\lambda/4$) est égale à :

$$L = \lambda_0/4n \quad (3)$$

Avec n qui représente le nombre de l'harmonique paire à court-circuiter ou bien le nombre de l'harmonique impaire en circuit ouvert. En effet, en utilisant des lignes de transmission quart d'onde ($\lambda/4$), pour les harmoniques paires, le court-circuit du côté charge de la ligne de transmission se répète, produisant ainsi un court-circuit au niveau du drain. Cependant, le court-circuit à la charge produit un circuit ouvert sur le drain pour les harmoniques impaires avec une charge résistive au niveau fondamental (Grebennikov, 2007, p. 115).

1.1.1.2 Amplificateur de Classe Inverse F

Pour les amplificateurs de classe Inverse F, les formes d'ondes décrites sur (Grebennikov, 2007 p. 159) peuvent être exprimées sous la forme de série de Fourier.

L'expression des composantes harmoniques de tension et de courant à la charge peuvent être exprimées comme suit (Helaoui et Ghannouchi, 2009 ; Grebennikov, 2007, p. 151) :

$$\frac{v(\omega t)}{V_0} = 1 - \frac{\pi}{2} \sin \omega t - 2 \sum_{n=2,4,6,\dots}^N \frac{\cos n\omega t}{n^2 - 1}$$

$$\frac{i(\omega t)}{I_0} = 1 + \frac{4}{\pi} \sin \omega t + \frac{4}{\pi} \sum_{n=3,5,7,\dots}^N \frac{\sin n\omega t}{n}$$

(4)

Avec $i(\omega t)$ et $v(\omega t)$ qui sont respectivement les formes d'ondes de courant carré et de tension demi-sinususoïdale, ω est la pulsation, I_0 et V_0 sont les composants de courant continu et de tension.

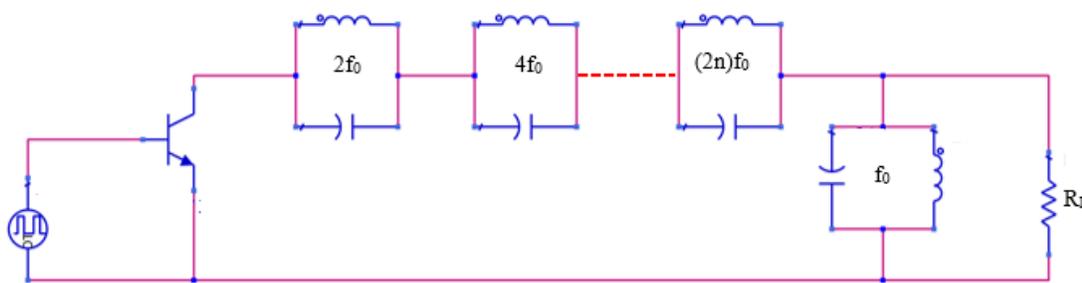


Figure 2 : Amplificateur Idéal de Classe Inverse F

Aussi, il est impossible de contrôler toutes les harmoniques à la charge, les harmoniques les plus importants qui nous permettent d'atteindre une haute efficacité pour les amplificateurs sont les deuxième et troisième harmoniques. Dans (Grebennikov, 2007, p. 152) sont représentées les formes d'ondes de tension et de courant avec la deuxième et troisième harmoniques contrôlées.

D'après le Tableau 2, théoriquement, 75% d'efficacité peut être obtenue si les deux premières harmoniques sont correctement terminées à la charge. Donc, si nous voulons

concevoir un amplificateur de classe Inverse F, la deuxième harmonique et le troisième harmonique à la charge doivent être prises en compte dans la caractérisation du transistor.

Dans la pratique les harmoniques impaires sont court-circuitées et toutes les harmoniques paires sont en circuit ouvert. C'est-à-dire le troisième harmonique court-circuité et la deuxième harmonique en circuit ouvert. Dans (Xu *et al.*, 2010), des lignes de transmission quart d'onde ($\lambda/4$) ont été utilisées pour arriver à mettre en court-circuit le troisième harmonique et la deuxième harmonique en circuit ouvert. La longueur $\ll L \gg$ des lignes quart d'onde ($\lambda/4$) est égale à :

$$L = \lambda_0/4n \quad (5)$$

Avec n qui représente le nombre de l'harmonique paire en circuit ouvert ou bien le nombre de l'harmonique impaire court-circuitée. En effet en utilisant des lignes de transmission quart d'onde ($\lambda/4$), pour les harmoniques paires, le circuit ouvert du côté charge de la ligne de transmission est répété, produisant ainsi un circuit ouvert au niveau du drain. Cependant, la ligne de transmission quart d'onde convertit le circuit ouvert à la charge en un court-circuit au drain pour les harmoniques impaires avec une charge résistive au niveau fondamental. (Grebennikov, 2007, p. 162).

1.1.2 Suppression d'harmoniques pour les applications large bande

La technologie 5G a pour but de satisfaire le haut débit de données avec une large bande passante comme mentionné précédemment. Pour atteindre un haut paramètre PAE, la technologie de Waveform Engineering (WE) est utilisée dans la conception des amplificateurs. C'est pourquoi les modes bi-harmoniques et poly-harmoniques sont utilisés dans la technologie WE, comme les amplificateurs de classe F et Inverse F où le circuit de suppression d'harmoniques est nécessaire. La bande passante des deuxième et troisième harmoniques sont respectivement deux fois et trois fois plus grandes que la bande passante de la fondamentale. Pour la technologie 5G, la bande NR n78 est la bande fondamentale de

500 MHz (3.3 GHz à 3.8 GHz), cela correspond à une largeur de bande du deuxième harmonique de 1 GHz (6.6 GHz à 7.6 GHz) et une largeur de bande du troisième harmonique de 1.5 GHz (9.9 GHz à 11.4 GHz).

Pour la conception d'amplificateurs de classe F et Inverse F, les lignes de transmission quart d'onde sont utilisées pour la suppression des harmoniques. Le problème de cette méthode d'après (Wu et Boumaiza, 2010) réside dans le fait que la suppression s'opère en bande étroite. Cela entraîne une difficulté à concevoir des amplificateurs à haut paramètre PAE avec cette méthode utilisant les lignes de transmission quart d'onde.

Dans (Wang et Park, 2012), pour la suppression des harmoniques, il est utilisé des dispositifs Microstrip Radial Stub. Ces derniers permettent d'avoir une largeur de bande supprimée plus grande que celle de la ligne de transmission quart d'onde.

Ainsi la réalisation de circuit de suppression d'harmoniques à large bande reste le défi principal pour réaliser des amplificateurs large bande à haut paramètre PAE.

1.1.3 Effet des deuxième et troisième harmoniques de la source sur le paramètre PAE

L'effet des deuxième et troisième harmoniques de la source se manifeste sur le paramètre PAE quand leurs impédances ne sont pas bien terminées, entraînant ainsi la réduction du PAE. En effet dans (Wu et Boumaiza, 2010), une réduction de 15 % du PAE est observée lorsque la phase de la deuxième harmonique à la source change de 10° . De même, dans (Gao *et al.*, 2006), une réduction de plus de 32 % du PAE est observée lorsque la phase de la deuxième harmonique à la source change.

Dans (Wu et Boumaiza, 2010), il est montré que la magnitude de la deuxième harmonique à la source agit sur le paramètre PAE car plus le coefficient de réflexion qui lui est associé tend vers 1, plus le PAE augmente. Aussi il y est noté que la phase du coefficient

de réflexion du troisième harmonique à la source a son influence sur le PAE alors que la magnitude du troisième harmonique à la source n'en a pas.

1.1.4 Les amplificateurs de puissance à large bande

Les techniques utilisées pour la conception d'amplificateurs large bande ont pour but d'augmenter la bande passante et le niveau d'efficacité. Pour assurer cette efficacité certaines techniques comme le Harmonic Tuned (Raab, 1997) et le mode de commutation (Grebennikov, 2007) sont utilisés.

C'est ainsi, dans la littérature, on retrouve différents types d'amplificateurs large bande comme :

1. Les amplificateurs large bande de classe E : Les amplificateurs large bande de classe E sont beaucoup présents dans la littérature. Dans (Chen *et al.*, 2011), un filtre passe bas est synthétisé pour faire le réseau d'adaptation afin d'atteindre l'impédance fondamentale et contrôler le deuxième et troisième harmonique. L'AP opère dans la bande de fréquence 0.9-2.2 GHz, l'efficacité de drain est entre 63-89 % dans la bande passante avec un maximum de paramètre PAE de 82 % (1.4 GHz) et une puissance de sortie entre 40-43 dBm. Cependant notons que dans la bande 1.2-2 GHz là où l'AP de classe E opère de façon optimale, l'efficacité de drain est entre 80-89% avec un maximum de paramètre PAE à 82% (1.4 GHz), autre part dans la bande passante une baisse est observée jusqu'à 26% de l'efficacité de drain et jusqu'à 27 % de PAE par rapport au maximums mesurés.
2. Les modes continus d'amplificateurs : Les modes d'opérations continues d'amplificateurs sont utilisés pour les amplificateurs de classe B/J, de classe F et de Classe Inverse F. Dans la littérature, on remarque que pour les modes d'opérations continues d'amplificateurs permettent d'avoir une constante

d'efficacité sur les bandes de charges fondamentales et harmoniques. Dans (AlMuhaisen *et al.*, 2011), il est montré qu'en commençant par le mode de la classe B, il existe une solution de continuité entre la classe B et la classe J permettant une haute efficacité lorsque la fondamentale et la deuxième harmonique sont manipulées. Dans cette même étude, on peut distinguer aussi les amplificateurs de classe F continue. Ces derniers en contrôlant la fondamentale et la deuxième harmonique arrivent à être plus performants que ceux de la classe B/J en termes d'efficacité et de puissance de sortie. Dans (AlMuhaisen *et al.*, 2011) un AP large bande de classe B/J est présentée, l'AP opère dans la bande de fréquence 0.6-2.4 GHz, l'efficacité de drain est entre 57-75 % dans la bande passante et une puissance de sortie entre 39-41.5 dBm. Dans (Tuffy *et al.*, 2012) un AP large bande de classe F continue est présentée, l'AP opère dans la bande de fréquence 1.45-2.45 GHz, l'efficacité de drain est entre 70-81 % dans la bande passante avec un maximum de paramètre PAE de 74.6 % (1.6 GHz) et une puissance de sortie entre 40.4-42.2 dBm. Dans (Chen *et al.*, 2012), une technique de transfert de mode classe F et classe Inverse F est présentée. Pour permettre que l'AP opère entre la classe F et classe Inverse F, le réseau d'adaptation choisi fournit une adaptation large bande de la fondamentale et un contrôle approprié de la deuxième et troisième harmonique. L'AP opère dans la bande de fréquence 1.3-3.3 GHz, l'efficacité de drain est entre 60-85 % dans la bande passante avec un maximum de paramètre PAE de 80 % (1.8 GHz) et une puissance de sortie entre 39-40.2 dBm. Cependant notons que dans la bande 1.8-2.8 GHz là où opère l'AP entre les modes classe F et inverse F, l'efficacité de drain est entre 65-85%, autre part dans la bande passante une baisse observée jusqu'à 25% de l'efficacité de drain par rapport au maximum mesurée.

Au vu des résultats issus de la littérature nous avons trois types d'amplificateurs large bande qui se démarquent en prenant comme critère de sélection, l'efficacité de drain, la puissance de sortie et le paramètre PAE. Les trois amplificateurs sont ceux des articles (Chen

et al., 2011 ; *Chen et al.*, 2012 ; *Tuffy et al.*, 2012). En termes d'efficacité de drain, on voit que sur la largeur de la bande totale, l'AP de l'article (*Tuffy et al.*, 2012) est celui qui garde une certaine constance dans l'efficacité du drain (70-81 %) tandis que dans (*Chen et al.*, 2011) l'efficacité du drain varie entre 63-89 % et dans (*Chen et al.*, 2012) l'efficacité du drain varie entre 60-85 %. Aussi en termes de paramètre PAE, l'AP de l'article (*Tuffy et al.*, 2012) à un PAE minimum dans la bande passante de 65 % alors que dans (*Chen et al.*, 2011) il est de 55%.

En se basant sur l'analyse ci-dessus, nous allons concevoir un AP large bande avec le contrôle de la deuxième et de la troisième harmonique à 3.5 GHz (3.3-3.8 GHz). Dans la sous-section 1.1.5 nous allons décrire la méthodologie utilisée pour la conception d'amplificateur de puissance large bande.

Tableau 3: Tableau de performance et de comparaison des différents types d'amplificateurs large bande

Références	Type	BW (GHz)	Pout (dBm)	PAE (%)	FBW (%)	Peak PAE (%)	DE (%)	Peak DE (%)
(<i>Tan et al.</i> , 2017)	Classe C	2.2-3.3	38.8-40	>40	40	61	N.C	N.C
(<i>AlMuhaisen et al.</i> , 2011)	Classe B/J	0.6-2.4	39-41.5	N.C	120	N.C	>57	75
(<i>Tuffy et al.</i> , 2011)	Classe F continue	2.15-2.65	40.6-41.8	>61	21	71	>65	76
(<i>Xia et al.</i> , 2014)	Harmonic-Tuned	2-3.5	40.5-42	N.C	55	N.C	>64	76
(<i>Chen et al.</i> , 2012)	Classe F et inverse F	1.3-3.3	39-40.2	N.C	87	80	>60	85

Références	Type	BW (GHz)	Pout (dBm)	PAE (%)	FBW (%)	Peak PAE (%)	DE (%)	Peak DE (%)
(Guo <i>et al.</i> , 2015)	Doherty	2.3-2.8	43-44.3	N.C	20	N.C	>65	73
(Tuffy <i>et al.</i> , 2012)	Classe F continue	1.45-2.45	40.4-42.2	>65	51	74.6	>70	81
(Chen <i>et al.</i> , 2011)	Classe E	0.9-2.2	40-43	>55	84	82	>63	89
Notre AP	Harmonic-Controlled	3.3-3.8	39.73-40.97	>60.17	14.08	70.87	>63.09	73.83

1.1.5 Méthodologies utilisées pour la conception d'amplificateur de puissance large bande

Dans cette sous-section, nous allons décrire la méthodologie utilisée pour la conception d'amplificateur de puissance large bande. La méthodologie consiste globalement, à l'adaptation des impédances optimales du fondamentale et au contrôle de la deuxième et troisième harmonique issue de la caractérisation (Loadpull / Sourcepull). En outre, il s'agit de présenter des solutions pour concevoir un réseau d'adaptation d'impédance large bande capable de terminer la charge du fondamentale de façon optimale et de contrôler la deuxième et troisième harmonique.

1.1.5.1 La méthodologie de la conception des amplificateurs large bande

Pour l'amplificateur large bande, l'approche décrite ci-dessous est souvent utilisée pour leur conception :

1. Faire la caractérisation (Loadpull / Sourcepull) avec le modèle large signal des transistors par simulation ou par mesure pour déterminer l'impédance optimale de la fondamentale nous permettant d'avoir le maximum d'efficacité. Aussi cette opération doit être répétée pour certaines fréquences de la bande de manière à couvrir toute la largeur de bande.
2. Contrôler l'effet de la deuxième harmonique. En effet la deuxième harmonique a beaucoup d'influence sur l'efficacité de l'AP (voir sous-section 1.1.3). Par conséquent, il faut faire varier sur les abords extrêmes de l'abaque de Smith l'impédance de la deuxième harmonique tout en gardant inchangé l'impédance optimale de la fondamentale trouvée ci-dessus au point 1 à la fréquence requise. Ceci a pour but de déterminer la région où la deuxième harmonique optimise l'efficacité de l'AP. La troisième harmonique a moins d'effet que la deuxième harmonique sur l'efficacité. Néanmoins, son contrôle permet d'optimiser l'efficacité de l'AP. Ainsi, il faudra refaire pour la troisième harmonique la même opération que la deuxième harmonique, en maintenant cette fois-ci les impédances de la fondamentale et de la deuxième harmonique inchangées.
3. Construire un circuit d'adaptation d'impédance large bande en se basant sur les impédances source et charge obtenues grâce aux points un et deux ci-dessus.
4. Révérifier le circuit final du réseau d'adaptation d'impédance large bande pour voir si la fondamentale est correctement terminée et si la deuxième harmonique n'est pas dans une zone où elle peut négativement affecter l'efficacité de l'AP.

1.1.5.2 Conception du réseau d'adaptation large bande

Dans la littérature, il existe différentes approches pour la conception de réseau d'adaptation large bande. Dans (Fano, 1948) sont présentées des équations pour concevoir des réseaux d'adaptions large bande. Mais ces équations ont besoin d'une itération par ordinateur pour leur résolution. Cependant dans (Dawson, 2009), une solution analytique de ces équations a été dérivée. Dans son application pour la conception de réseau d'adaptation large bande avec la méthode de (Fano, 1948 ; Dawson, 2009), on peut utiliser l'article (Saad *et al.*, 2010) et le mémoire de (Saad, 2012 p. 29-31). Cette méthode consiste généralement à prototyper un réseau d'adaptation filtre passe bas afin de diminuer les pertes d'insertions dans la bande passante. Ensuite, ce réseau d'adaptation filtre passe bas est mappé en réseau d'adaptation filtre passe bande. Après cela, une transformation Norton est utilisée (cette transformation permet d'insérer un transformateur idéal dans un réseau sans dégrader sa bande passante) afin de dimensionner la résistance de terminaison cible. Enfin, une transformation entre éléments localisés et éléments distribués est opérée.

Dans (Chen *et al.*, 2011), il est expliqué qu'un filtre passe bas classique ou un filtre passe bande classique ne fournit pas une réponse optimale car dans la bande passante un minimum d'atténuation ondulatoire n'est pas obtenu. Si on arrive à faire de sorte qu'on ait une grande atténuation en dessous de la fréquence inférieure de la bande passante, une atténuation ondulatoire plus faible peut être obtenue dans la bande passante souhaitée. Ainsi un réseau d'adaptation filtre passe bas est sélectionné en défaveur d'un filtre passe bas ou passe bande classique.

1.1.5.2.1 Réseau d'adaptation large bande pour l'amplificateur large bande 3.5 GHz

En se basant sur l'article (Chen *et al.*, 2011), nous utiliserons un réseau d'adaptation filtre passe bas pour la conception de notre amplificateur large bande 3.5 GHz.

La conception d'un réseau d'adaptation filtre passe bas suit les étapes suivantes (Matthaei, 1964) :

Étape 1 : Détermination du nombre des éléments réactifs pour le prototypage du filtre passe bas à partir du paramètre FBW (Fractional BandWidth), de l'impédance transformation Ratio et de l'atténuation ondulatoire voulue dans la bande passante.

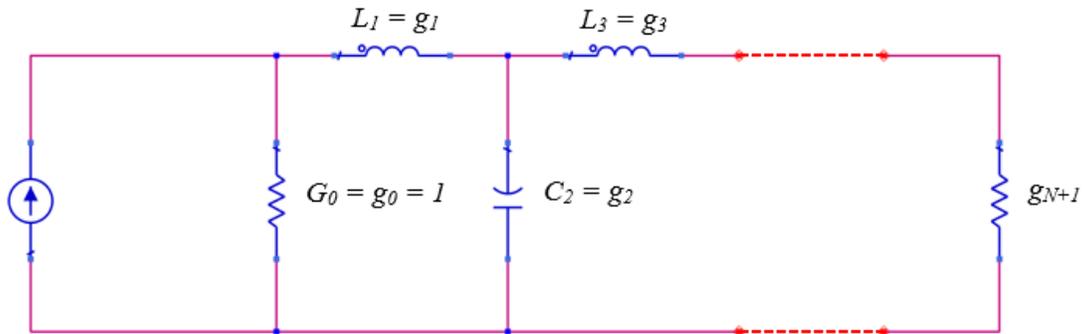


Figure 3: Circuits en échelle pour les prototypes de réseaux d'adaptation d'impédance sous forme de filtre passe-bas avec les valeurs d'éléments réactifs normalisés (les valeurs des éléments tabulés sont normalisées donc $g_0 = 1$ et $\omega_m' = 1$)

Le nombre d'éléments réactifs normalisés n pour prototyper le réseau d'adaptation filtre passe bas peut être déterminé à partir des tableaux 1 à 5 de l'article (Matthaei, 1964) en choisissant au préalable l'atténuation ondulatoire L_{Ar} dans la bande passante souhaitée, le paramètre FBW et l'impédance transformation Ratio r . Avec

$$r = \frac{\text{Résistance de la charge } (N + 1)}{\text{Résistance à la source } (0)} \quad (6)$$

$$FBW = \frac{\text{Fréquence supérieure} - \text{Fréquence inférieure}}{\text{Fréquence centrale}} \quad (7)$$

Étape 2 : Détermination du nombre d'éléments de valeurs à partir de l'étape 1.

Le nombre d'éléments de valeurs est obtenu à partir du nombre d'éléments réactifs normalisés comme suit :

$$\text{Nombre d'éléments de valeurs} = \text{nombre d'éléments réactifs normalisés} + 2 \quad (8)$$

Étape 3 : Détermination des éléments de valeurs normalisés à partir de l'étape 2.

Les éléments de valeurs normalisés g sont déterminés à partir des tableaux 6 à 10 de l'article (Matthaei, 1964) pour prototyper le réseau d'adaptation filtre passe bas. Ensuite, suivant n les valeurs de $g_{i(i=1; N+1)}$ sont obtenues à partir des équations 14 à 18 de l'article (Matthaei, 1964) avec $g_0 = 1$.

Étape 4 : Détermination des inductances et capacitances pour le design du réseau d'adaptation filtre passe bas à partir des éléments de valeurs de l'étape 3.

À partir de l'étape 3, on peut convertir les éléments de valeurs normalisés dans le design du prototype en inductances, capacitances et résistances constituant le réseau d'adaptation filtre passe bas à partir des équations suivantes :

$$R_{i(0 \text{ ou } N+1)} = g_i * \frac{\text{Résistance de la charge } (N + 1)}{r} \quad (9)$$

$$C_{i(1; N)} = g_i * \frac{\omega_m'}{\omega_c'} * \frac{r}{\text{Résistance de la charge } (N + 1)} \quad (10)$$

$$L_{i(1; N)} = g_i * \frac{\omega_m'}{\omega_c} * \frac{\text{Résistance de la charge } (N + 1)}{r} \quad (11)$$

Avec $\omega_m' = 1$ (moyenne arithmétique de la bande passante d'opération en radian correspondant à la fréquence pour le design normalisé), ω_c est la pulsation en radian correspondante à la fréquence centrale de la bande passante désirée.

Étape 5 : Transformation réelle à complexe

Les étapes 1 à 4 décrites permettent de faire une adaptation d'impédance réelle à réelle (les impédances sources et charges sont réelles). Cependant, pour avoir la partie complexe de l'impédance de la source, une post-optimisation du réseau d'adaptation filtre passe bas est nécessaire après l'étape 4 afin de faire la transformation réelle à complexe. Le moyen le plus facile d'avoir la partie complexe de l'impédance source souhaitée est d'optimiser la valeur de l'inductance L_1 de la Figure 3. Mais d'après (Chen *et al.*, 2011), cette méthode ne serait pas efficace et l'article nous propose de faire une optimisation par conception assistée par ordinateur (CAD) pour atteindre le conjugué de l'impédance de la source à la fréquence centrale de la bande passante du réseau d'adaptation filtre passe bas. Dans ce cas, chaque élément du réseau d'adaptation filtre passe bas est progressivement optimisé jusqu'à avoir une réponse de Tchebychev voulue (c'est-à-dire les pertes d'insertions sont minimales et pas d'ondulations dans la bande passante).

Étape 6 : Transformation éléments localisés en éléments distribués

Cette étape consiste à transformer notre réseau d'adaptation filtre passe bas LC en éléments distribués (ligne micro ruban). Pour ce faire, nous allons utiliser la méthode Stepped Impedance. Cette méthode nécessite le choix des impédances caractéristiques des lignes à haute et basse impédances. Ensuite, nous pouvons déterminer les longueurs des différentes lignes en utilisant l'équation 5.2 de (Hong *et al.*, 2001 p. 111). Pour ce qui est des largeurs des lignes à haute et basse impédances, nous pouvons les déterminer avec les équations 4.2 et 4.3 de (Hong *et al.*, 2001 p. 79).

1.1.5.2.2 Méthode SIW Réseau d'adaptation pour l'amplificateur 3.55 GHz

Dans (Wang *et al.*, 2012), une méthode d'adaptation d'impédance est démontrée. Cette méthode basée sur un guide d'onde intégré au substrat (SIW) consiste à utiliser une

disposition soit symétrique à 2 trous métallisés inductifs (Figure 4), soit asymétrique à 1 trou métallisé inductif (Figure 5). Pour notre amplificateur, nous utiliserons la procédure d'adaptation d'impédance décrite dans (Wang *et al.*, 2012) sur le filtre SIW large bande utilisant 2 résonateurs à tronçon asymétriques pour les applications d'amplificateur de puissance fonctionnant sur la nouvelle bande n78 de la technologie 5G. Par ce processus, nous arriverons à concevoir les réseaux d'adaptation entrée et sortie de l'amplificateur de puissance à haute efficacité utilisant un filtre coupe bande SIW asymétrique large bande fonctionnant sur la nouvelle bande n78 de la technologie 5G.

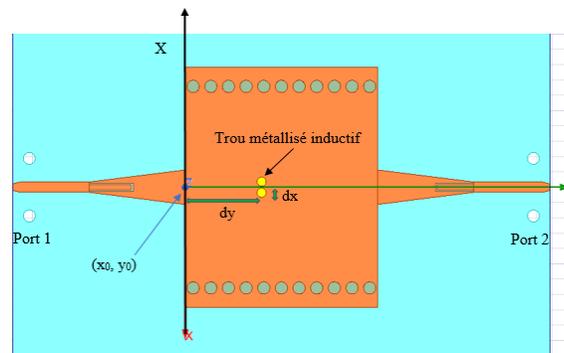


Figure 4 : Disposition symétrique à 2 trous métallisés inductifs

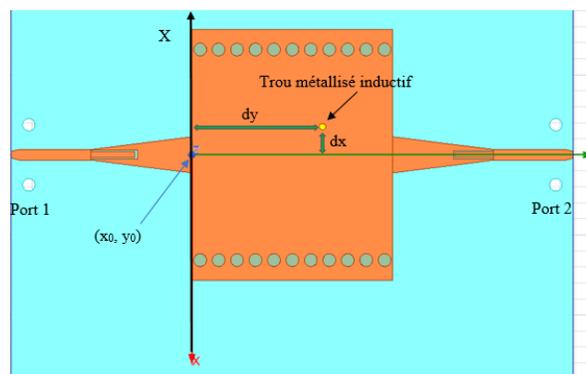


Figure 5 : Disposition asymétrique à 1 trou métallisé inductif

Si nous prenons comme exemple la Figure 5, on arrive à faire l'adaptation d'impédance en faisant varier la position d'origine (x_0, y_0) du trou métallisé inductif suivant x ou y . En fixant x et en variant y nous remarquons que le point d'impédance se déplace dans le sens

des aiguilles d'une montre dans le diagramme de Smith (Figure 6). Ce même comportement est retrouvé dans (Wang *et al.*, 2012). Pour ramener le point d'impédance au centre du diagramme de Smith, y est fixé et x est modifié (Figure 6). Ce même comportement est aussi retrouvé dans (Wang *et al.*, 2012).

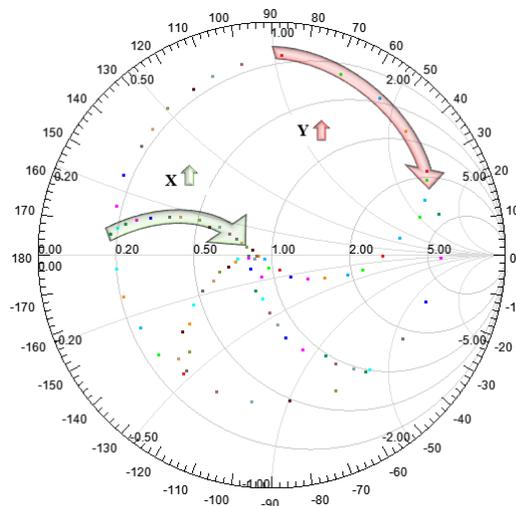


Figure 6 : Simulation avec le logiciel HFSS des points d'impédances obtenus par variation de position du trou métallisé inductif sur une disposition asymétrique de la Figure 5

Ci-après le tableau de performance et de comparaison des différents amplificateurs basés sur la méthode SIW.

Tableau 4 : Tableau de performance et comparaison des différents amplificateurs basés sur la méthode SIW

Références	Fréquence (GHz)	Pout (dBm)	Gain (dB)	PAE (%)
(Wang <i>et al.</i> , 2013 b)	2.18	39.8	16	65.9
(Diatta <i>et al.</i> , 2017)	2.18	40.02	13	60.7
(Wang <i>et al.</i> , 2012 b)	3.62	39.74	9.3	54.24
(Wang <i>et al.</i> , 2013 a)	2.14	40.7	17	72.2

Références	Fréquence (GHz)	Pout (dBm)	Gain (dB)	PAE (%)
Notre PA	3.55	40.47	11.47	52.20

Les amplificateurs ci-dessus présentés sont à bande étroite, l'objectif de notre AP est de faire un amplificateur basé sur le filtre SIW qui soit large bande par rapport à ceux énumérés dans le Tableau 4 et fonctionnant dans la bande NR n78.

Le défi majeur du réseau d'adaptation basé sur le filtre SIW est de faire l'adaptation large bande et une suppression large bande de la 2^e harmonique de la bande fondamentale NR n78.

Pour ce faire, nous allons investiguer la façon de faire suivante :

1. La caractérisation (Loadpull / Sourcepull) sera faite avec le modèle large signal des transistors pour la fréquence centrale de la bande ciblée 3.55 GHz et pour les fréquences basse et haute de la bande qui sont respectivement 3.3 GHz et 3.8 GHz.
2. Ensuite, nous allons utiliser comme base pour notre adaptation d'impédance le filtre SIW large coupe bande utilisant 2 résonateurs à tronçon asymétriques qui nous permettra de supprimer la 2^e harmonique de la bande fondamentale NR n78
3. Après, nous allons utiliser la méthode décrite ci-dessus pour adapter un point d'impédance issue de la caractérisation à une fréquence donnée (3.55 GHz). Cela nous donnera une position du trou métallisé inductif correspondant à un point d'impédance recherché à une fréquence donnée.
4. Enfin, nous allons voir si avec la méthode d'adaptation d'impédance utilisée nous arrivons à faire un AP large bande, sinon nous proposerons une méthode pour arriver à concevoir un AP large bande basé sur un filtre SIW.

1.2 OBJECTIFS ET BESOINS DE NOS AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE LARGE BANDE

L'objectif de ce projet de recherche est la conception d'amplificateurs à large bande pour la technologie 5G. La bande de fréquences ciblée est 3.3-3.8 GHz. Afin de réaliser nos objectifs, nous allons concevoir deux amplificateurs avec des transistors qu'on choisira pour un large signal. Les objectifs se déclinent comme suit :

1. Choix des transistors pour la bande de fréquences et la puissance de sortie ciblées 3.3-3.8 GHz,
2. Caractérisation (Loadpull / Sourcepull) avec le modèle large signal des transistors pour les fréquences fondamentales 3.3 GHz, 3.425 GHz, 3.55 GHz, 3.675 GHz, 3.8 GHz (bande 3.3-3.8 GHz),
3. Conception des réseaux d'adaptation large bande avec contrôle (suppression) des harmoniques,
4. Fabrication de deux amplificateurs avec le transistor choisi, un avec les lignes micro ruban et l'autre avec un filtre SIW,
5. Mesures des amplificateurs fabriqués avec les transistors choisis par un signal de type onde continue (CW) et faire l'analyse des résultats.

1.3 ÉTAPES POUR LA CONCEPTION D'AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE LARGE BANDE

Afin de pouvoir concevoir nos amplificateurs à large bande selon les caractérisations (Loadpull / Sourcepull) avec le modèle large signal du transistor pour la bande de fréquence (3.3 - 3.8 GHz) et comparer les résultats des simulations à ceux des mesures, la méthodologie suivante sera utilisée.

1. Choisir le transistor pour la bande de fréquence dont la fréquence centrale de la bande ciblée est 3.55 GHz. Pour l'AP large bande 3.3 GHz à 3.8 GHz le transistor à effet de champ CGH40010 (Wolfspeed, 2020) dont le modèle « CGH40010F_r6_CGH40_r6 » de Wolfspeed sera utilisé,
2. Faire la caractérisation (Loadpull / Sourcepull) avec le modèle large signal des transistors par simulation avec le logiciel Advanced Design System (ADS 2019) pour les fréquences fondamentales 3.3 GHz, 3.425 GHz, 3.55 GHz, 3.675 GHz, 3.8 GHz (bande 3.3-3.8 GHz). Notons que dans la simulation les deuxième et troisième harmoniques sont prises en compte en entrée et en sortie pour l'AP large bande 3.5 GHz (voir chapitre 2),
3. Faire la conception des réseaux d'adaptations large bande (voir chapitre 3 et 4),
4. Concevoir et mesurer deux amplificateurs à large bande dans la bande de fréquence 3.3-3.8 GHz (voir chapitre 3 et 4).

1.4 ORGANISATION DU MÉMOIRE

L'organisation du mémoire est déclinée comme ci-après. Le chapitre 1 présente une étude bibliographique sur les amplificateurs de puissance à haute efficacité opérant en bande étroite ou en large bande avec l'utilisation de ligne micro ruban ou de la méthode SIW. Aussi un résumé comparatif des résultats issus de différentes recherches est présenté pour définir nos objectifs à atteindre dans ce mémoire. Le chapitre 2 évoque la caractérisation du transistor à effet de champ CGH40010 qui été faite en simulation sur le logiciel Advanced Design System (ADS 2019) avec le modèle large bande du transistor nommé CGH40010F_r6_CGH40_r6 fournit par Wolfspeed afin de répondre aux exigences large bande du standard 5G. Dans le chapitre 3, à partir des résultats de la caractérisation large bande du chapitre 2, nous avons conçu un amplificateur de puissance large bande avec contrôle des 2^e et 3^e harmoniques fonctionnant sur la bande 3.3-3.8 GHz (n78) pour le

standard 5G. Dans le chapitre 4, à partir des résultats de la caractérisation large bande du chapitre 2, nous présentons un amplificateur de puissance utilisant le filtre coupe bande SIW asymétrique à bande de réjection large fonctionnant à la fréquence 3.55 GHz qui est la fréquence centrale de la nouvelle bande n78 (3.3-3.8 GHz) de la technologie 5G. Toujours dans le chapitre 4, pour régler les problèmes liés au fonctionnement large bande de l'AP, nous avons proposé une méthodologie pour l'adaptation d'impédance large bande sur le filtre SIW et nous avons défini un travail futur à effectuer pour trouver une méthode d'adaptation d'impédance permettant de concevoir un filtre SIW AP large bande capable d'opérer sur toute la bande NR n78 de la technologie 5G. Après les mesures des amplificateurs, nous avons utilisé les résultats issus des mesures pour l'évaluation des résultats de la caractérisation et des simulations. Au final, une conclusion générale sur l'ensemble des travaux est faite.

1.5 CONTRIBUTIONS

Les contributions de ce mémoire sont décrites ci-dessus.

1. Pour la caractérisation en général une fréquence fondamentale et ses harmoniques sont utilisées. Dans notre cas, pour atteindre les objectifs de large bande imposé par la technologie 5G, il a fallu mettre en place une méthodologie de caractérisation pour les applications large bande d'où la contribution du chapitre 2 qui permet de faire la caractérisation avec une bande de fréquence fondamentale (3.3-3.8 GHz) et ses bandes d'harmoniques,
2. Pour la conception d'amplificateur large bande, dans la littérature, la méthode consiste à atteindre une adaptation optimale de la bande fondamentale et supprimer ses harmoniques. Ainsi un réseau d'adaptation basé sur filtre est généralement utilisé. Cependant, le filtre adaptateur d'impédance fait une adaptation réelle à réelle. Ainsi pour passer de l'adaptation d'impédance réelle

à réelle à l'adaptation d'impédance réelle à complexe, un logiciel de conception assistée par ordinateur (CAD) est utilisé afin d'optimiser le réseau d'éléments réactifs localisés LC pour qu'il puisse faire l'adaptation d'impédance réelle à complexe. Dans ce processus d'optimisation par un logiciel CAD du filtre adaptateur d'impédance, à notre connaissance aucuns articles ne détaillent la méthode utilisée. En outre, la technologie 5G déployée sur la bande NR n78 (3.3-3.8 GHz) impose aux amplificateurs de puissance large bande des contraintes liées à la largeur de bande de fonctionnement de l'amplificateur, à la puissance de sortie sur toute la bande de fonctionnement de l'amplificateur et à l'efficacité sur toute la bande de fonctionnement de l'amplificateur. Voilà pourquoi dans le chapitre 3, nous décrivons une méthode d'optimisation de notre réseau d'adaptation basée sur un filtre afin de faire l'adaptation d'impédance réelle à complexe par le logiciel CAD ADS 2019 afin que notre amplificateur atteigne les contraintes de large bande, de puissance de sortie et d'efficacité imposées par la technologie 5G sur toute la bande 3.3-3.8 GHz,

3. Pour la bande NR n78 (0.5 GHz de bande passante entre 3.3-3.8 GHz) de la technologie 5G, sa 2^e harmonique est la bande 6.6-7.6 GHz (soit 1 GHz de bande). Comme décrit dans la sous-section 1.1.1, pour augmenter l'efficacité de l'AP, il est nécessaire de supprimer les harmoniques de la fondamentale. Ainsi pour notre cas, il est nécessaire de supprimer la 2^e harmonique entre 6.6-7.6 GHz. Pour cette suppression de la 2^e harmonique de la fondamentale NR n78 avec la technologie SIW (qui est un filtre passe haut), les méthodes trouvées dans la littérature sont souvent des méthodes permettant la suppression à bande étroite. Avec le filtre SIW, pour la suppression large bande de la 2^e harmonique tout en gardant une perte minimale dans la bande fondamentale NR n78, nous avons apporté notre contribution comme décrite dans le chapitre 4. En effet, le filtre qu'on y propose permet de doubler voire tripler la bande de réjection proposée par la littérature en utilisant des tronçons (stubs) asymétriques afin d'avoir une suppression large bande de la 2^e harmonique tout en minimisant les

perdes dans la bande fondamentale NR n78. Ce filtre a la caractéristique de ne pas utiliser la zone du filtre SIW et qui sera utilisée pour faire l'adaptation d'impédance avec un trou inductif métallisé. Ensuite, nous avons utilisé ce filtre pour y effectuer l'adaptation d'impédance afin de construire un filtre SIW amplificateur de puissance large bande opérant à la fréquence centrale (3.55 GHz) dans la bande NR n78 de la technologie 5G,

4. Nous avons proposé une méthodologie pour l'adaptation d'impédance large bande sur le filtre SIW pour pallier aux problèmes de fonctionnement en bande étroite du filtre SIW AP que nous avons conçu, cette proposition ne règle pas notre problème d'adaptation d'impédance large bande mais nous a permis de connaître l'effet de la taille du trou métallisé inductif sur les impédances. De même, nous avons dégagé un travail futur à effectuer pour trouver une méthode d'adaptation d'impédance permettant de concevoir un filtre SIW AP large bande capable d'opérer sur toute la bande NR n78 de la technologie 5G.

Durant mes études de maîtrise j'ai remporté un prix lors du 2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium 13th Student Design Competition of the High Efficiency Power Amplifier présenté à Honolulu :

UNIVERSITÉ DU QUEBEC À RIMOUSKI. 2017. « Un étudiant à la maîtrise en ingénierie remporte un prix international » Dans *UQAR-info*. En ligne. <<https://www.uqar.ca/nouvelles/uqar-info/2255-un-etudiant-a-la-maitrise-en-ingenierie-remporte-un-prix-international>>. Consulté le 10 août 2020.

J'ai aussi publié un article scientifique relatif à la conception d'amplificateur basé sur un filtre SIW avec la suppression de la 2^e harmonique :

DIATTA, Djitiningo Thierry Joel et Chan-Wang PARK. 2017. « Full mode substrate integrated waveguide type high power amplifier with second harmonic suppression ». Dans *2017 IEEE Asia Pacific Microwave Conference (APMC)*. (Kuala Lumpur, 13-16 novembre 2017), p. 992-994. Kuala Lumpur (Malaisie) : IEEE.

CHAPITRE 2

CARACTÉRISATION

2.1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous présentons la méthode de caractérisation large bande (Loadpull / Sourcepull) utilisée avec le transistor CGH40010 (Wolfspeed, 2020) capable de fournir 10 W en puissance de sortie (Output Power). La caractérisation du transistor a été faite en simulation sur le logiciel Advanced Design System (ADS 2019) avec le modèle large bande du transistor nommé CGH40010F_r6_CGH40_r6 fourni par Wolfspeed.

Notre but est d'avoir un paramètre PAE ciblé d'au moins 75 % en assurant une puissance de sortie d'au moins 40 dBm dans la bande 3.3-3.8 GHz avec une puissance d'entrée (Input Power) de 26.5 dBm. Pour ce faire, nous allons caractériser (caractérisation 1-tone) le transistor CGH40010 par simulation avec le modèle large signal du transistor sur logiciel ADS pour les fréquences fondamentales 3.3 GHz, 3.425 GHz, 3.55 GHz, 3.675 GHz, 3.8 GHz (bande 3.3-3.8 GHz). Notons que dans la simulation les deuxième et troisième harmoniques sont prises en compte en entrée et en sortie pour l'AP large bande 3.5 GHz.

2.2 CARACTÉRISATION PAR SIMULATIONS DE TYPE LOADPULL / SOURCEPULL AVEC LE MODÈLE LARGE SIGNAL DU TRANSISTOR CGH40010 DE WOLFSPEED (FONDAMENTALE, 2^E HARMONIQUE ET 3^E HARMONIQUE)

Pour la polarisation du transistor CGH40010, la Figure 7 montre la simulation des courbes I-V et son schéma. Nous choisissons de polariser le transistor avec $V_{DS} = 28$ V et

VGS = -2.73 V ce qui donne un courant de polarisation de drain (I_{DQ}) de 200 mA correspondant à la classe d'opération AB (Wu et Boumaiza, 2010).

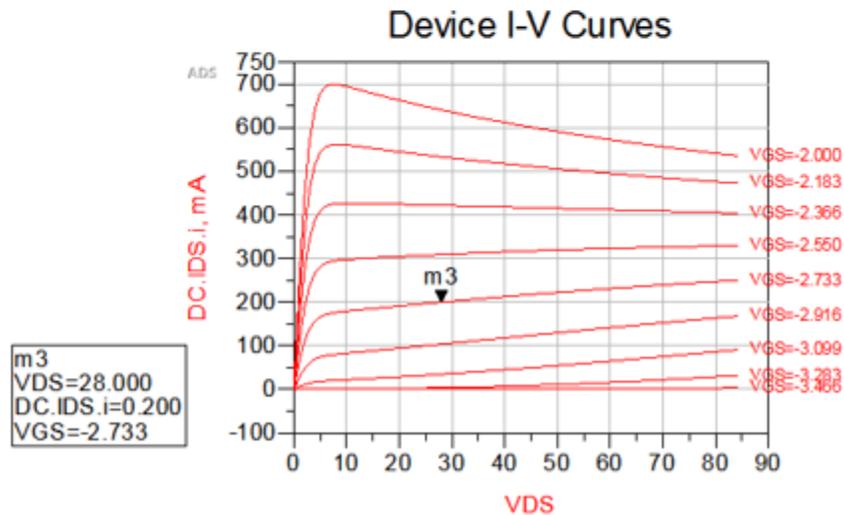
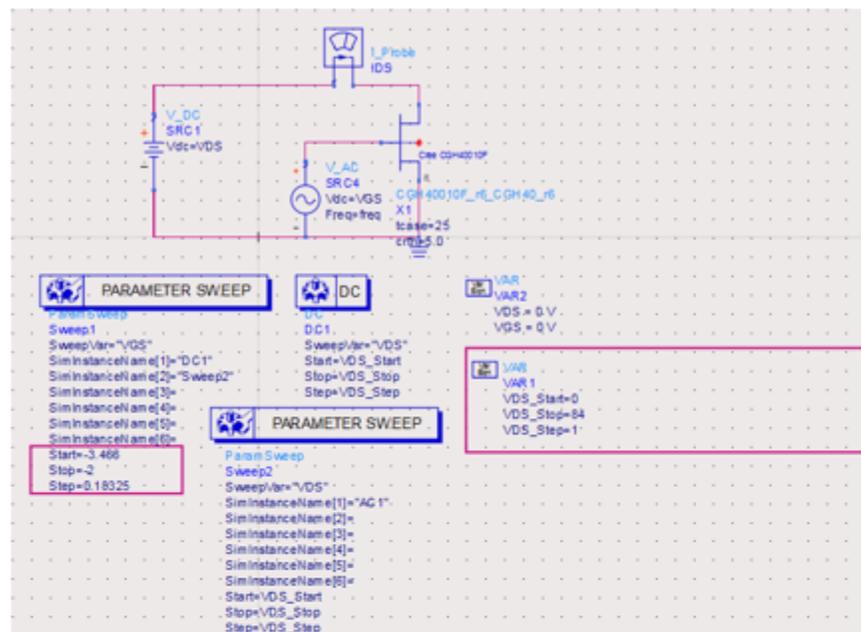


Figure 7 : Simulation des courbes I-V et son schéma sur le logiciel ADS avec le modèle large signal du transistor CGH40010

Après la fixation des paramètres de polarisation, la stabilité de l'AP par sa résistance à l'oscillation est importante à prendre en considération dans la conception et peut être

déterminée avec les paramètres S (Gonzalez, 1984 p. 95). Dans un dispositif à 2 ports, les oscillations sont possibles quand un des deux ports (port d'entrée ou port de sortie) présente une résistance négative (Gonzalez, 1984 p. 95). Pour analyser l'instabilité potentielle du transistor, l'analyse graphique des cercles de stabilité est particulièrement utile (Gonzalez, 1984 p. 96). La Figure 8 présente le schéma pour la simulation graphique des cercles de stabilité sur le logiciel ADS. La Figure 9 illustre les cercles de stabilité source et charge pour la fondamentale (3.3-3.8 GHz), deuxième (6.6-7.6 GHz) et troisième (9.9-11.4 GHz) harmoniques.

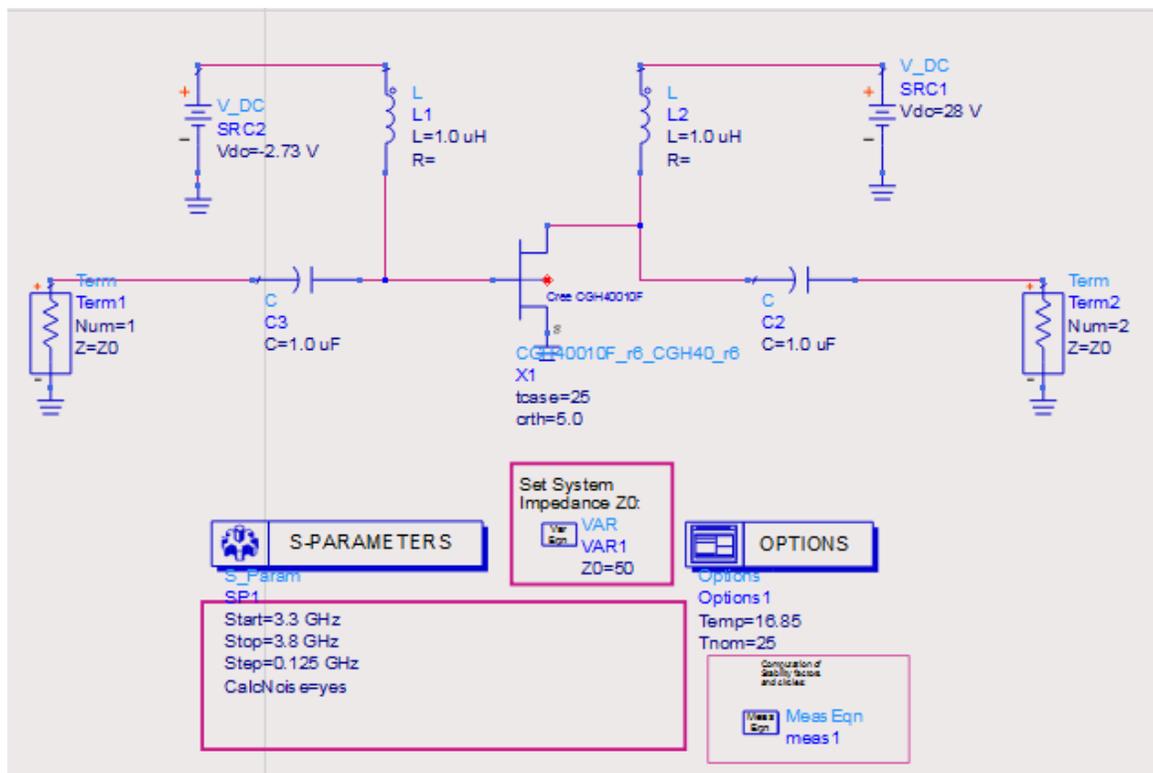


Figure 8 : Schéma pour la simulation de la stabilité

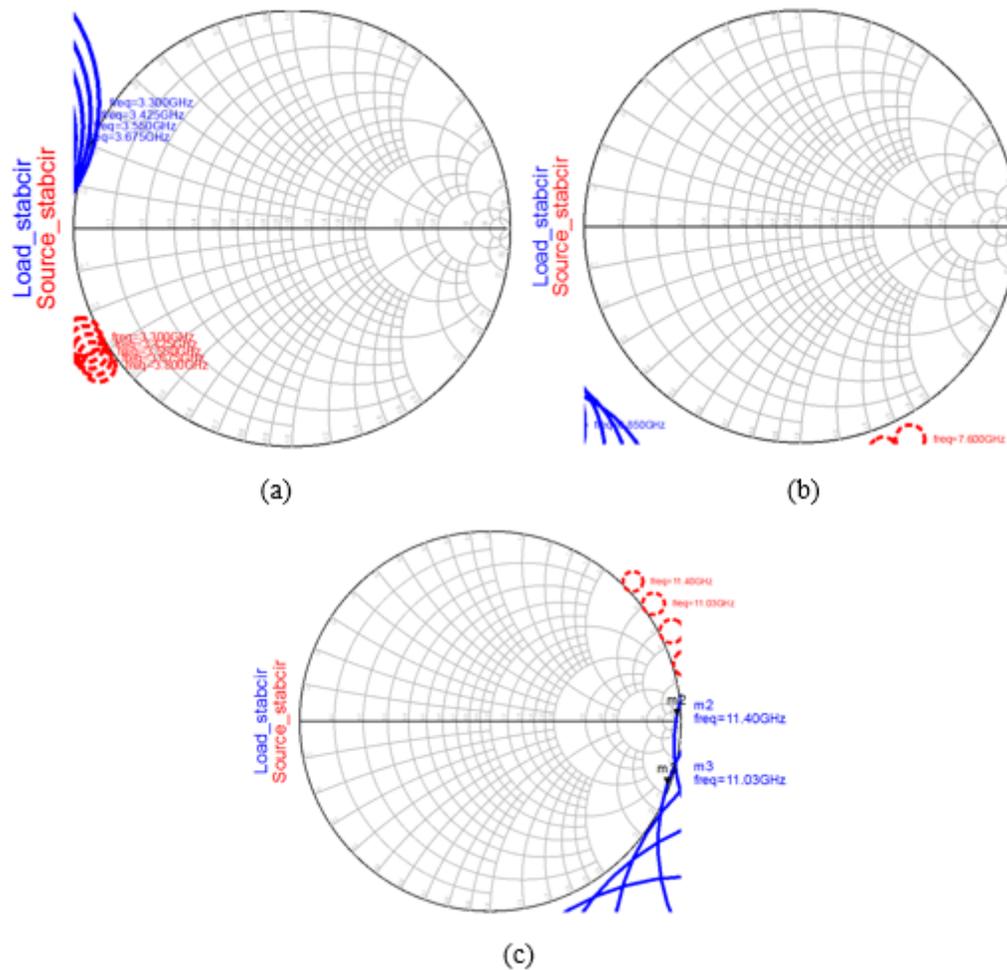


Figure 9 : Simulation des cercles de stabilité source et charge du modèle de transistor CGH40010F_r6_CGH40_r6 pour la fondamentale 3.3-3.8 GHz (a), deuxième 6.6-7.6 GHz (b) et troisième 9.9-11.4 GHz (c) harmoniques, ligne continue (bleu) : cercles de stabilité charge, ligne de point (rouge) : cercles de stabilité source

On utilise la simulation de type Loadpull ou Sourcepull afin d'avoir les points d'impédances qui nous donnerons le maximum de paramètre PAE ou le maximum de puissance à la charge ou à la source. Sur le logiciel ADS 2019, nous utiliserons les modèles de schémas par défaut pour les simulations Loadpull et Sourcepull. Après, suivant nos besoins nous paramétrons les modèles de schémas pour les adapter à notre cas comme sur la Figure 10 et la Figure 11.

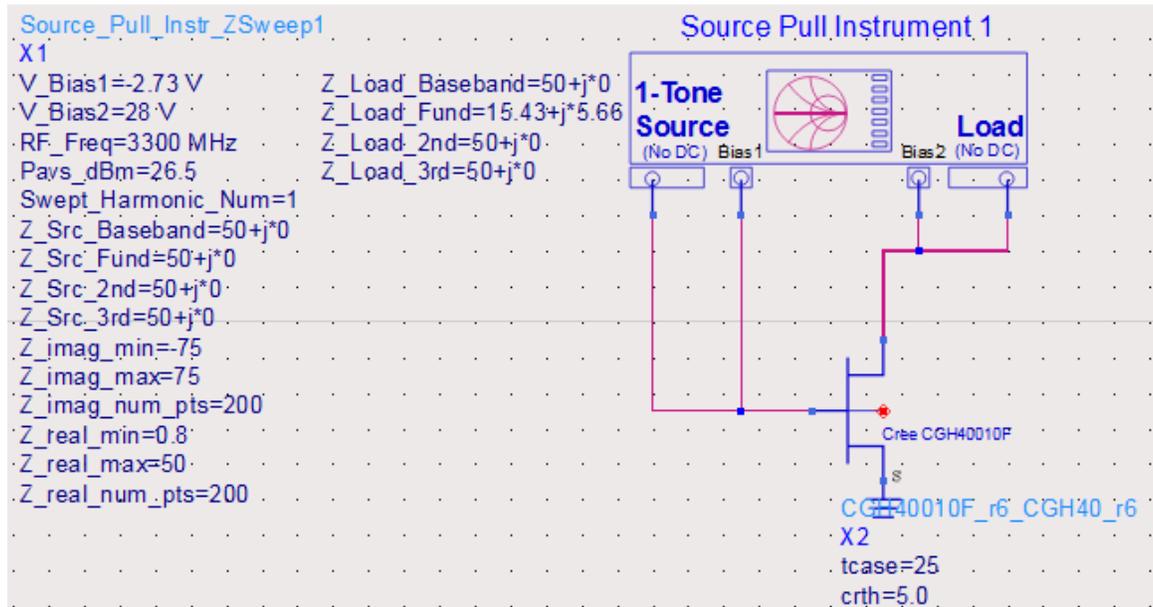


Figure 10 : Schéma de la simulation Sourcepull pour le maximum de paramètre PAE
 ou le maximum de puissance pour la fondamentale

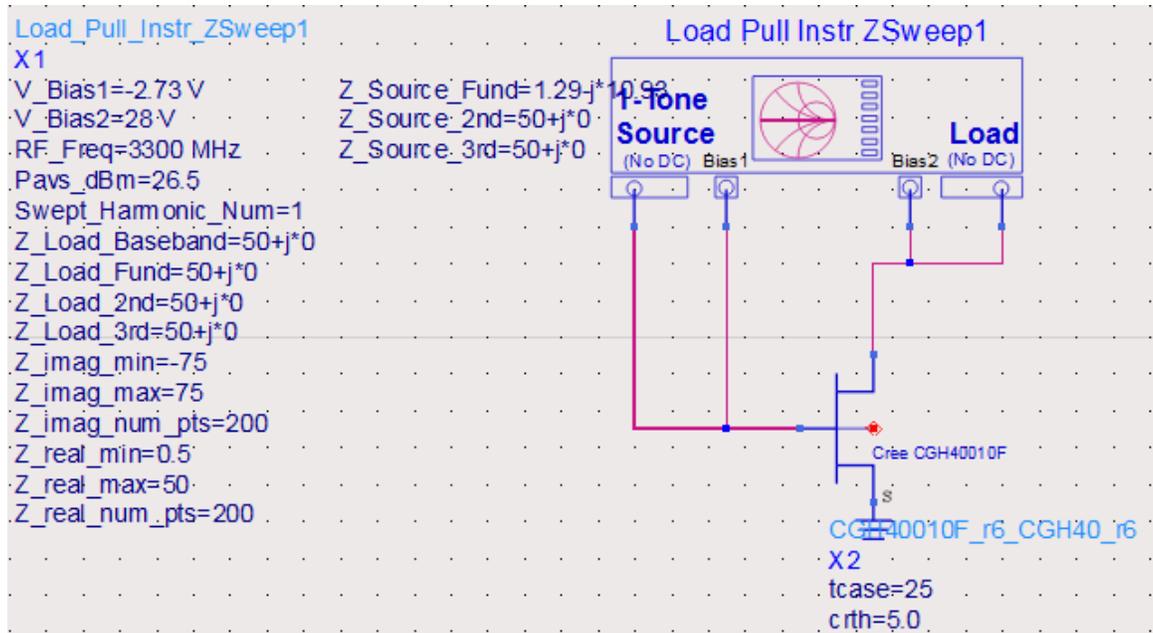


Figure 11 : Schéma de la simulation Loadpull pour le maximum de paramètre PAE
 ou le maximum de puissance pour la fondamentale

2.2.1 $F_0 = 3.3 \text{ GHz}$

La première étape consiste à déterminer l'impédance de la charge à la fréquence de la fondamentale (3.3 GHz) en fixant comme impédance source de la fondamentale $Z_s = 1.29 - j*10.93 \Omega$. Le paramètre Z_s peut être aussi exprimé en terme de coefficient de réflexion $\Gamma_s = 0.952 \angle -155.3^\circ$ en utilisant l'équation suivante (Pozar, 2011 p. 62):

$$\Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad (12)$$

Avec Z étant l'impédance source à la fréquence de la fondamentale et Z_0 l'impédance caractéristique. Nous tenons à préciser que dans ce mémoire, $Z_0 = 50 \Omega$ et toutes les impédances ne sont pas normalisées. En fixant les impédances source et charge des deuxième et troisième harmoniques à 50Ω , par les résultats issus de la simulation Loadpull sur la Figure 12, nous pouvons avoir un paramètre PAE maximum de 67.93 % avec une puissance de sortie de 41.47 dBm quand l'impédance de la charge à la fondamentale $Z_1 = 15.43 + j*5.66 \Omega$ soit $\Gamma_1 = 0.534 \angle 165.7^\circ$. La puissance maximale de sortie pouvant être obtenue est de 42.27 dBm, avec un PAE de 62.20 % quand l'impédance de la charge à la fondamentale $Z_1 = 15.67 - j*2.64 \Omega$ soit $\Gamma_1 = 0.524 \angle -173.3^\circ$. Nous choisisons, $Z_1 = 15.43 + j*5.66 \Omega$ pour avoir le maximum de PAE tout en ayant une puissance de sortie supérieure à 40 dBm.

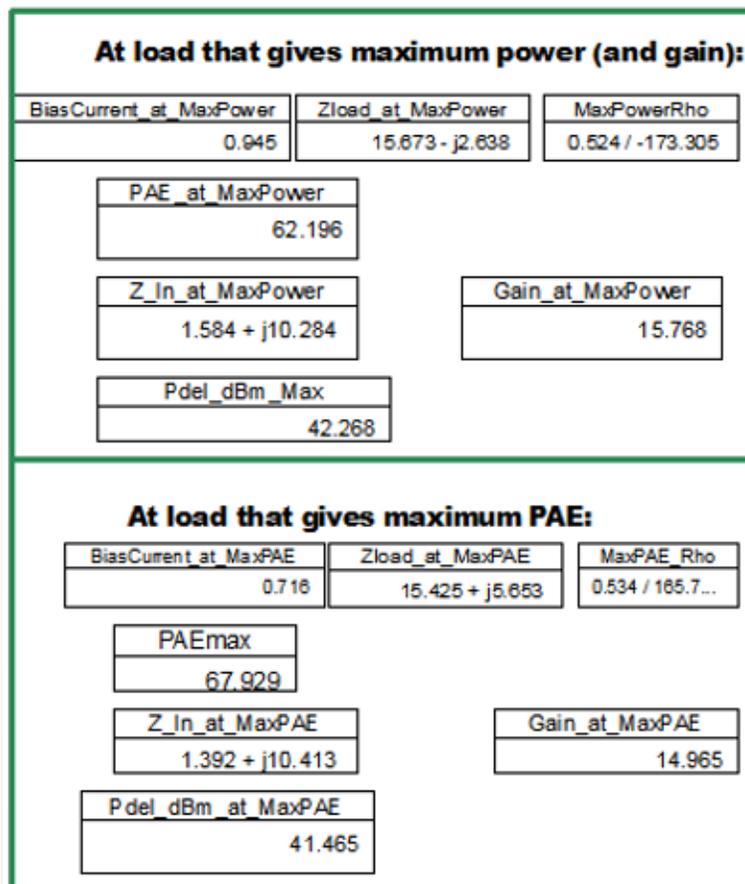
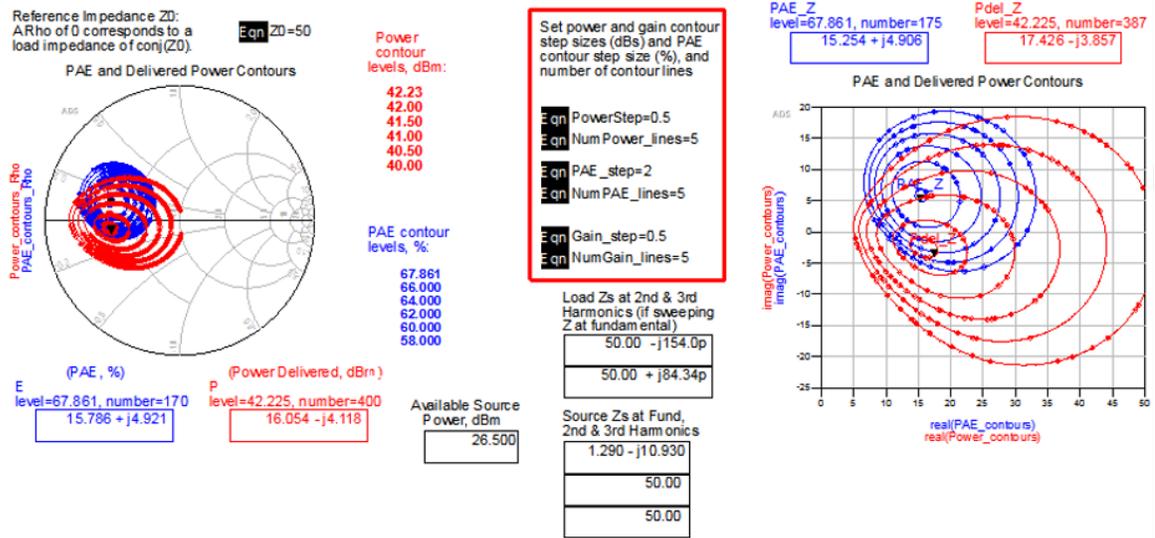
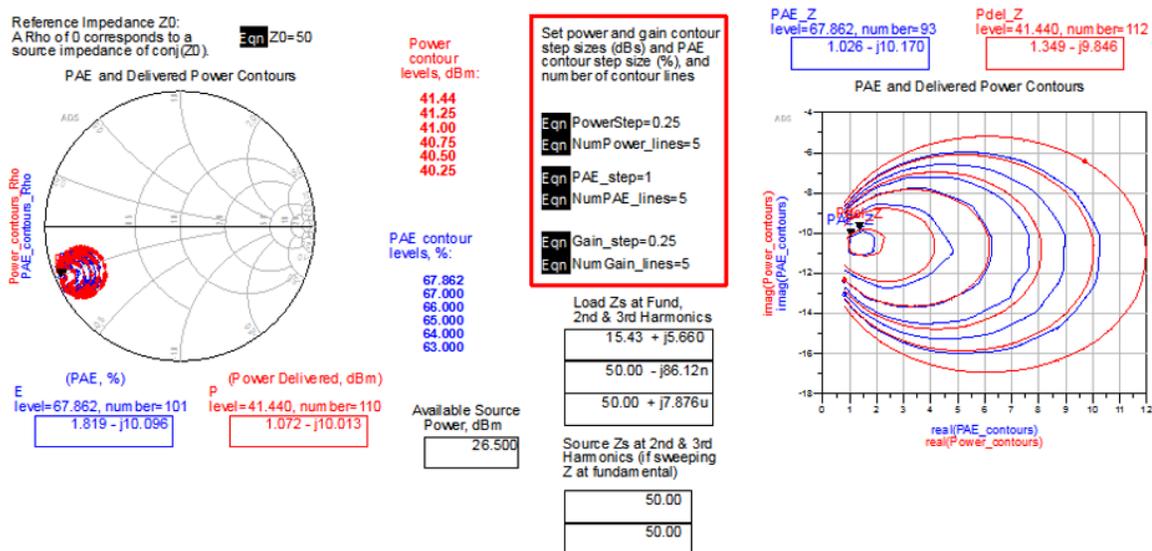


Figure 12 : Simulation Loadpull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie à la fréquence fondamentale 3.3 GHz

La seconde étape consiste à chercher à partir d'une simulation Sourcepull l'impédance de la source à la fréquence de la fondamentale (3.3 GHz) en fixant comme impédance charge de la fondamentale $Z_l = 15.43 + j*5.66 \Omega$ soit $\Gamma_l = 0.534\angle 165.7^\circ$. Avec les impédances source et charge des deuxième et troisième harmoniques fixées à 50Ω , par les résultats issus de la simulation Sourcepull sur la Figure 13, nous pouvons avoir un PAE maximum de 67.93 % avec une puissance de sortie de 41.47 dBm quand l'impédance de la source à la fondamentale $Z_s = 1.29 - j*10.93 \Omega$ soit $\Gamma_s = 0.952\angle -155.3^\circ$. La puissance maximale de sortie pouvant être obtenue est de 41.48 dBm, avec un PAE de 67.90 % quand l'impédance de la source à la fondamentale $Z_s = 1.54 - j*10.18 \Omega$ soit $\Gamma_s = 0.942\angle -157.0^\circ$. Nous choisirons $Z_s = 1.29 - j*10.93 \Omega$ pour avoir le maximum de PAE tout en ayant une puissance de sortie supérieure à 40 dBm.



At source that gives maximum power (and gain):

BiasCurrent_at MaxPower	Zs_ource_at MaxPower	MaxPowerRho
0.719	1.542 - j10.176	0.942 / -156.972

PAE_at_MaxPower	67.896
-----------------	--------

Z_In_at_MaxPower	1.394 + j10.394	Gain_at_MaxPower	14.981
------------------	-----------------	------------------	--------

Pdel_dBm_Max	41.481
--------------	--------

At source that gives maximum PAE:

BiasCurrent_at MaxPAE	Zsource_at MaxPAE	MaxPAE_Rho
0.716	1.294 - j10.930	0.952 / -155.3...

PAEmax	67.930
--------	--------

Z_In_at_MaxPAE	1.392 + j10.414	Gain_at_MaxPAE	14.965
----------------	-----------------	----------------	--------

Pdel_dBm_at_MaxPAE	41.465
--------------------	--------

Figure 13 : Simulation Sourcepull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie à la fréquence fondamentale 3.3 GHz

La troisième étape consiste à faire le tuning de l'impédance de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique (6.6 GHz) avec les impédances source et charge de la fondamentale respectivement fixées à $Z_s = 1.29 - j*10.93 \Omega$ et $Z_l = 15.43 + j*5.66 \Omega$. Avec l'impédance source de la deuxième harmonique et les impédances source et charge de la troisième harmoniques fixées à 50Ω , nous allons faire varier l'impédance de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique (6.6 GHz). La variation de l'impédance de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique se fera entre $0.95\angle 0^\circ$ et $0.95\angle 355^\circ$ par pas de 5° pour voir l'impact de l'impédance de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique sur le PAE. Par les résultats issus de la simulation Loadpull sur la Figure 14, nous pouvons avoir un PAE maximum de 76.22 % avec une puissance de sortie de 41.94 dBm quand l'impédance de la charge à la deuxième harmonique $Z_{l2} = 1.32 + j*8.81 \Omega$ soit $\Gamma_{l2} = 0.95\angle 160.0^\circ$. À cette étape, le PAE est amélioré de 8.29 %. Sur la Figure 14, dans la variation de l'impédance de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique entre $0.95\angle 0^\circ$ et $0.95\angle 355^\circ$ par pas de 5° , nous voyons qu'à $0.95\angle 245^\circ$ un PAE de 52.46 % avec une puissance de sortie de 40.50 dBm est obtenu. Ainsi, une baisse du PAE de 23.76 % par rapport au paramètre PAE maximum et une baisse de la puissance de sortie de 1.44 dBm sont observés. Donc, le choix de l'impédance de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique est très important pour rechercher le paramètre PAE maximum et une puissance de sortie supérieure de 40 dBm.

Bias 1 Voltage = -2.730
 Bias 2 Voltage = 28.000
 Fundamental RF Frequency = 3300000000.000
 Swept Load Harmonic Number = 2.000
 Available Source Power = 26.500 dBm

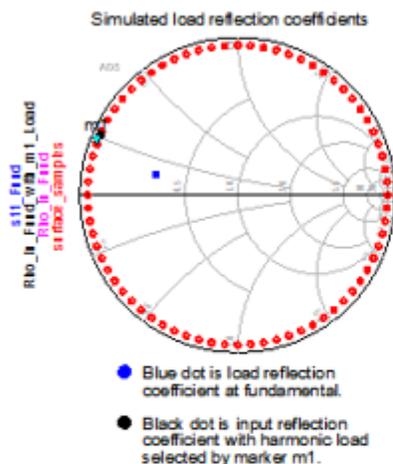
Fundamental Source Z

1.280 - j10.930

Fundamental Load Z

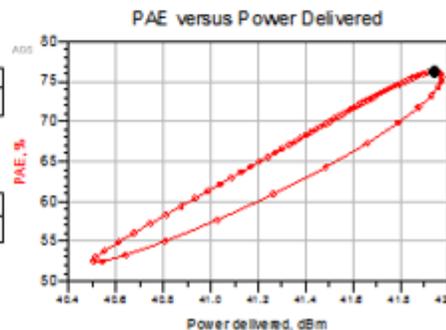
15.430 + j5.660

The data inside the red polygon corresponds to the load selected by the m1 marker and will only change if you move the marker to a different load.



At load selected by marker m1:

BiasCurrent_at_m1	Zload_at_m1	Rho_at_m1
0.714	1.322 + j8.810	0.950 / 160.000
PAE_at_m1		
76.219		
Z_in_at_m1	Gain_at_m1	
1.399 + j10.466	15.441	
Pdel_dBm_at_m1		
41.041		



At load that gives maximum PAE:

BiasCurrent_at_MaxPAE	Zload_at_MaxPAE	MaxPAE_Rho
0.714	1.322 + j8.810	0.950 / 160.0...
PAEmax		
76.219		
Z_in_at_MaxPAE	Gain_at_MaxPAE	
1.399 + j10.466	15.441	
Pdel_dBm_at_MaxPAE		
41.041		

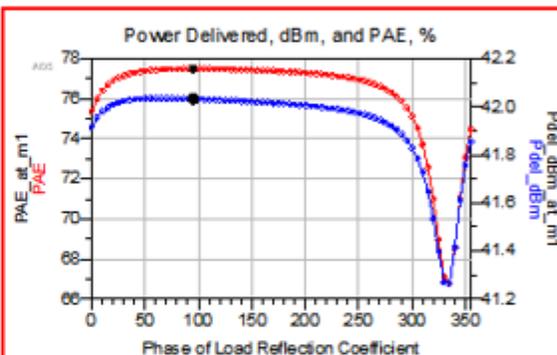
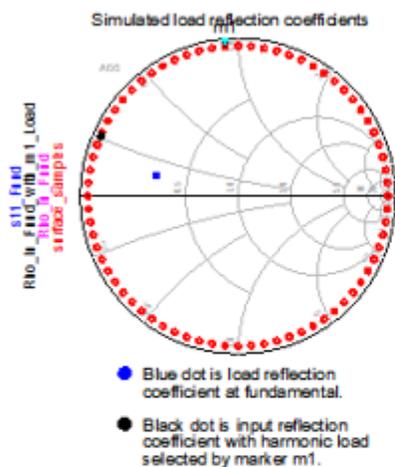
Figure 14 : Simulation Loadpull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique 6.6 GHz

La quatrième étape consiste à faire le tuning de l'impédance de la charge à la fréquence de la troisième harmonique (9.9 GHz) avec les impédances source et charge de la fondamentale respectivement fixées à $Z_s = 1.29 - j*10.93 \Omega$ et $Z_1 = 15.43 + j*5.66 \Omega$ et l'impédance de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique $Z_{12} = 1.32 + j*8.81 \Omega$ soit $\Gamma_{12} = 0.95 \angle 160.0^\circ$. Avec les impédances sources de la deuxième et troisième harmonique fixées à 50Ω , nous allons faire varier l'impédance de la charge à la fréquence de la troisième harmonique (9.9 GHz). La variation de l'impédance de la charge à la fréquence de la troisième harmonique se fera entre $0.95 \angle 0^\circ$ et $0.95 \angle 355^\circ$ par pas de 5° pour voir l'impact de l'impédance de la charge à la fréquence de la troisième harmonique sur le PAE. Par les résultats issus de la simulation Loadpull sur la Figure 15, nous pouvons avoir un PAE maximum de 77.50 % avec une puissance de sortie de 42.03 dBm quand l'impédance de la charge à la troisième harmonique $Z_{13} = 2.36 + j*45.76 \Omega$ soit $\Gamma_{13} = 0.95 \angle 95.0^\circ$. À cette étape, le PAE est amélioré de 1.28 %. Sur la Figure 15, dans la variation de l'impédance de la charge à la fréquence de la troisième harmonique entre $0.95 \angle 0^\circ$ et $0.95 \angle 355^\circ$ par pas de 5° , nous voyons qu'à $0.95 \angle 335^\circ$ un PAE de 66.74 % avec une puissance de sortie de 41.26 dBm est obtenu. Ainsi, une baisse du PAE de 10.76 % par rapport au paramètre PAE maximum et une baisse de la puissance de sortie de 0.77 dBm sont observés. Donc, le choix de l'impédance de la charge à la fréquence de la troisième harmonique est très important pour rechercher le paramètre PAE maximum et une puissance de sortie supérieure de 40 dBm.

Bias 1 Voltage = -2.730
 Bias 2 Voltage = 28.000
 Fundamental RF Frequency = 3300000000.000
 Swept Load Harmonic Number = 3.000
 Available Source Power = 26.500 dBm

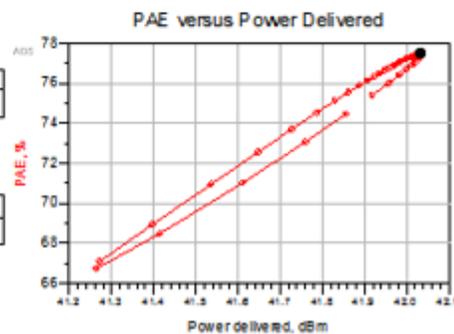
Fundamental Source Z: $1.290 - j10.930$
 Fundamental Load Z: $15.430 + j5.660$

The data inside the red polygon corresponds to the load selected by the m1 marker and will only change if you move the marker to a different load.



At load selected by marker m1:

BiasCurrent at m1	Zload_at_m1	Rho_at_m1
0.718	$2.357 + j45.761$	0.950 / 95.000
PAE_at_m1		
77.501		
Z_in_at_m1		
$1.411 + j10.467$		
Gain_at_m1		
15.532		
Pdel_dBm_at_m1		
42.032		



At load that gives maximum PAE:

BiasCurrent_at_MaxPAE	Zload_at_MaxPAE	MaxPAE_Rho
0.718	$2.357 + j45.761$	0.950 / 95.000
PAEmax		
77.501		
Z_in_at_MaxPAE		
$1.411 + j10.467$		
Gain_at_MaxPAE		
15.532		
Pdel_dBm_at_MaxPAE		
42.032		

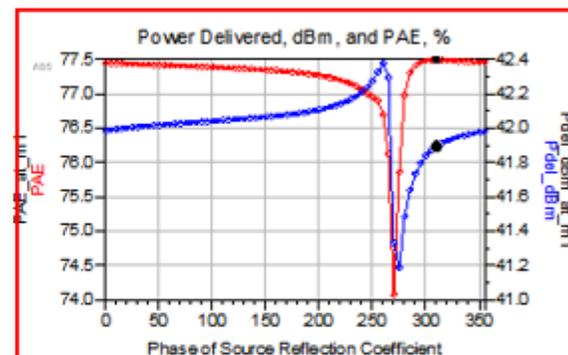
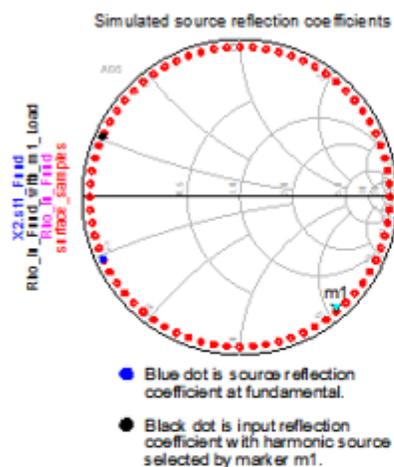
Figure 15 : Simulation Loadpull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la charge à la fréquence de la troisième harmonique 9.9 GHz

La cinquième étape consiste à faire le tuning de l'impédance de la source à la fréquence de la deuxième harmonique (6.6 GHz) avec les impédances source et charge de la fondamentale respectivement fixées à $Z_s = 1.29 - j*10.93 \Omega$ et $Z_l = 15.43 + j*5.66 \Omega$ et les impédances charges de la deuxième et troisième harmoniques respectivement fixées à $Z_{l2} = 1.32 + j*8.81 \Omega$ et $Z_{l3} = 2.36 + j*45.76 \Omega$ soit $\Gamma_{l3} = 0.95 \angle 95.0^\circ$. Avec l'impédance source de la troisième harmonique fixée à 50Ω , nous allons faire varier l'impédance de la source à la fréquence de la deuxième harmonique (6.6 GHz). La variation de l'impédance de la source à la fréquence de la deuxième harmonique se fera entre $0.95 \angle 0^\circ$ et $0.95 \angle 355^\circ$ par pas de 5° pour voir l'impact de l'impédance de la source à la fréquence de la deuxième harmonique sur le PAE. Par les résultats issus de la simulation Sourcepull sur la Figure 16, nous pouvons avoir un PAE maximum de 77.50 % avec une puissance de sortie de 41.90 dBm quand l'impédance de la source à la deuxième harmonique $Z_{s2} = 7.16 - j*106.83 \Omega$ soit $\Gamma_{s2} = 0.95 \angle -50.0^\circ$. À cette étape, le PAE reste constant à 77.50 %. Sur la Figure 16, dans la variation de l'impédance de la source à la fréquence de la deuxième harmonique entre $0.95 \angle 0^\circ$ et $0.95 \angle 355^\circ$ par pas de 5° , nous voyons qu'à $0.95 \angle 270^\circ$ un PAE de 74.07 % avec une puissance de sortie de 41.33 dBm est obtenu. Ainsi, une baisse du PAE de 3.43 % par rapport au paramètre PAE maximum et une baisse de la puissance de sortie de 0.57 dBm sont observés. Donc, le choix de l'impédance de la source à la fréquence de la deuxième harmonique est très important pour rechercher le paramètre PAE maximum et une puissance de sortie supérieure de 40 dBm.

Bias 1 Voltage = -2.730
 Bias 2 Voltage = 28.000
 Fundamental RF Frequency = 3300000000.000
 Swept Source Harmonic Number = 2.000
 Available Source Power = 26.500 dBm

Fundamental Source Z: $1.290 - j10.930$
 Fundamental Load Z: $15.430 + j5.660$

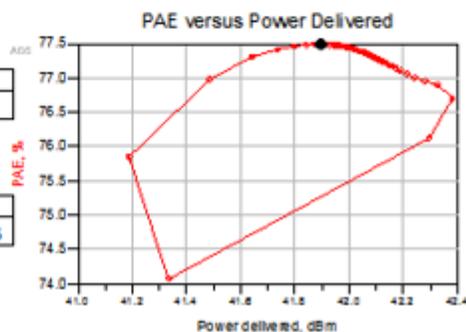
The data inside the red polygon corresponds to the load selected by the m1 marker and will only change if you move the marker to a different load.



At source selected by marker m1:

BiasCurrent at m1	Zsource at m1	Rho at m1
0.696	$7.156 - j106.832$	$0.950 / -50.000$
PAE_at_m1		
77.497		
Z_in_at_m1		
$1.381 + j10.499$		
Pdel_dBm_at_m1		
41.895		

Gain_at_m1
15.395



At source that gives maximum PAE:

BiasCurrent at MaxPAE	Zsource at MaxPAE	MaxPAE_Rho
0.696	$7.156 - j106.832$	$0.950 / -50.000$
PAEmax		
77.497		
Z_in at MaxPAE		
$1.381 + j10.499$		
Pdel_dBm at MaxPAE		
41.895		

Gain at MaxPAE
15.395

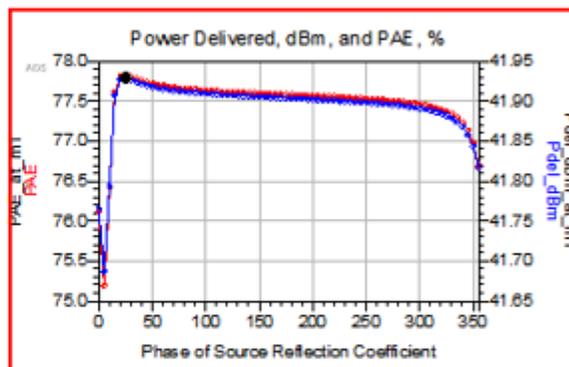
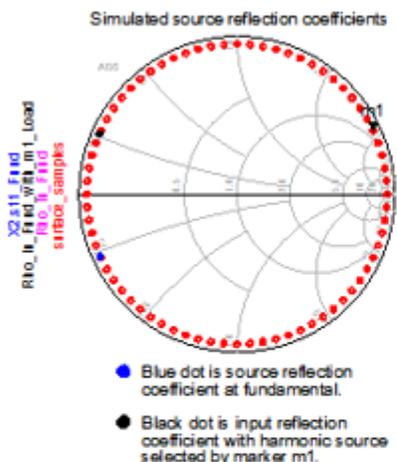
Figure 16 : Simulation Sourcepull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la source à la fréquence de la deuxième harmonique 6.6 GHz

La sixième étape consiste à faire le tuning de l'impédance de la source à la fréquence de la troisième harmonique (9.9 GHz) avec les impédances source et charge de la fondamentale respectivement fixées à $Z_s = 1.29 - j*10.93 \Omega$ et $Z_l = 15.43 + j*5.66 \Omega$, les impédances charges de la deuxième et troisième harmoniques respectivement fixées à $Z_{l2} = 1.32 + j*8.81 \Omega$ et $Z_{l3} = 2.36 + j*45.76 \Omega$ et l'impédance source de la deuxième harmonique $Z_{s2} = 7.16 - j*106.83 \Omega$ soit $\Gamma_{s2} = 0.95 \angle -50.0^\circ$. Nous allons faire varier l'impédance de la source à la fréquence de la troisième harmonique (9.9 GHz). La variation de l'impédance de la source à la fréquence de la troisième harmonique se fera entre $0.95 \angle 0^\circ$ et $0.95 \angle 355^\circ$ par pas de 5° pour voir l'impact de l'impédance de la source à la fréquence de la troisième harmonique sur le PAE. Par les résultats issus de la simulation Sourcepull sur la Figure 17, nous pouvons avoir un PAE maximum de 77.82 % avec une puissance de sortie de 41.93 dBm quand l'impédance de la source à la troisième harmonique $Z_{s3} = 27.01 + j*222.41 \Omega$ soit $\Gamma_{s3} = 0.95 \angle 25.0^\circ$. À cette étape, le PAE est amélioré de 0.32 %. Sur la Figure 17, dans la variation de l'impédance de la source à la fréquence de la troisième harmonique entre $0.95 \angle 0^\circ$ et $0.95 \angle 355^\circ$ par pas de 5° , nous voyons qu'à $0.95 \angle 5^\circ$ un PAE de 75.20 % avec une puissance de sortie de 41.69 dBm est obtenu. Ainsi, une baisse du PAE de 2.62 % par rapport au paramètre PAE maximum et une baisse de la puissance de sortie de 0.24 dBm sont observés. Donc, le choix de l'impédance de la source à la fréquence de la troisième harmonique est très important pour rechercher le paramètre PAE maximum et une puissance de sortie supérieure de 40 dBm.

Bias 1 Voltage = -2.730
 Bias 2 Voltage = 28.000
 Fundamental RF Frequency = 3300000000.000
 Swept Source Harmonic Number = 3.000
 Available Source Power = 26.500 dBm

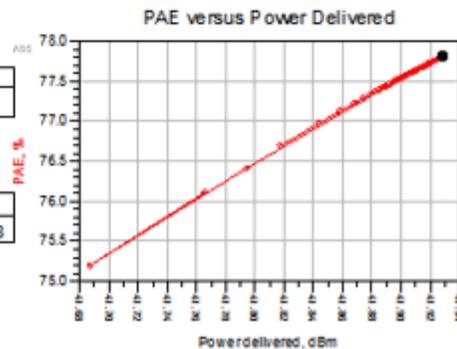
Fundamental Source Z: $1.260 - j10.930$
 Fundamental Load Z: $15.430 + j5.660$

The data inside the red polygon corresponds to the load selected by the m1 marker and will only change if you move the marker to a different load.



At source selected by marker m1:

BiasCurrent_at_m1	Zsource_at_m1	Rho_at_m1
0.698	27.008 + j222.412	0.950 / 25.000
PAE_at_m1		
77.815		
Z_in_at_m1	Gain_at_m1	
1.392 + j10.508	15.428	
Pdel_dBm_at_m1		
41.928		



At source that gives maximum PAE:

BiasCurrent_at_MaxPAE	Zsource_at_MaxPAE	MaxPAE_Rho
0.698	27.008 + j222.412	0.950 / 25.000
PAEmax		
77.815		
Z_in_at_MaxPAE	Gain_at_MaxPAE	
1.392 + j10.508	15.428	
Pdel_dBm_at_MaxPAE		
41.928		

Figure 17 : Simulation Sourcepull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la source à la fréquence de la troisième harmonique 9.9 GHz

Sur le Tableau 5 sont résumés les paramètres utilisés pour la simulation Loadpull / Sourcepull avec $f_0 = 3.3$ GHz. Le Tableau 6 résume les étapes de la caractérisation. Nous remarquons que le PAE est amélioré de 8.29 % en contrôlant la deuxième harmonique à la charge. En contrôlant le troisième harmonique à la charge on remarque une amélioration de 1.28 %. Par contre en contrôlant la deuxième et troisième harmonique à la source, on remarque une amélioration minimale de 0.32 % du PAE. La deuxième et troisième harmonique à la source sont moins sensibles pour augmenter le PAE. Cependant, dépendamment de la phase de la deuxième harmonique à la charge, on peut perdre jusqu'à 23.76 % du PAE. De même, si la phase de la troisième harmonique à la charge n'est pas bien contrôlée on peut perdre jusqu'à 10.76 % du PAE. Pour la deuxième et troisième harmonique à la source, si leurs phases ne sont pas bien contrôlées nous pouvons perdre respectivement jusqu'à 3.43 % et 2.62 % du PAE.

Tableau 5 : Paramètres de simulation Loadpull / Sourcepull avec $f_0 = 3.3$ GHz

Paramètres	Valeurs	Unité
Fréquence (f_0)	3.3	GHz
Drain Voltage, V_{DS}	28	V
Drain Bias Current, I_{DQ}	200	mA
Gate Voltage, V_{GS}	-2.73	V
Input Power	26.5	dBm
Output Power	41.93	dBm
Power Added Efficiency (PAE)	77.82	%
Gain	15.43	dB
Source Impedance fundamental (f_0)	$1.29 - j*10.93$	Ω

Paramètres	Valeurs	Unité
Load Impedance fundamental (f_0)	$15.43 + j*5.66$	Ω
Source Impedance ($2f_0$)	$7.16 - j*106.83$	Ω
Load Impedance ($2f_0$)	$1.32 + j*8.81$	Ω
Source Impedance ($3f_0$)	$27.01 + j*222.41$	Ω
Load Impedance ($3f_0$)	$2.36 + j*45.76$	Ω

Tableau 6 : Résultats de simulation Loadpull / Sourcepull avec $f_0 = 3.3$ GHz

Étapes	Fréquence (GHz)	Source Impedance (Ω)	Load Impedance (Ω)	PAE (%)	Gain (dB)	Pout (dBm)
Étape 1 Load pull (f_0)	3.30	$1.29 - j*10.93$	$15.43 + j*5.66$	67.93	14.97	41.47
	6.60	50	50			
	9.90	50	50			
Étape 2 Source pull (f_0)	3.30	$1.29 - j*10.93$	$15.43 + j*5.66$	67.93	14.97	41.47
	6.60	50	50			
	9.90	50	50			
Étape 3 Load pull ($2f_0$)	3.30	$1.29 - j*10.93$	$15.43 + j*5.66$	76.22	15.44	41.94
	6.60	50	$1.32 + j*8.81$			
	9.90	50	50			

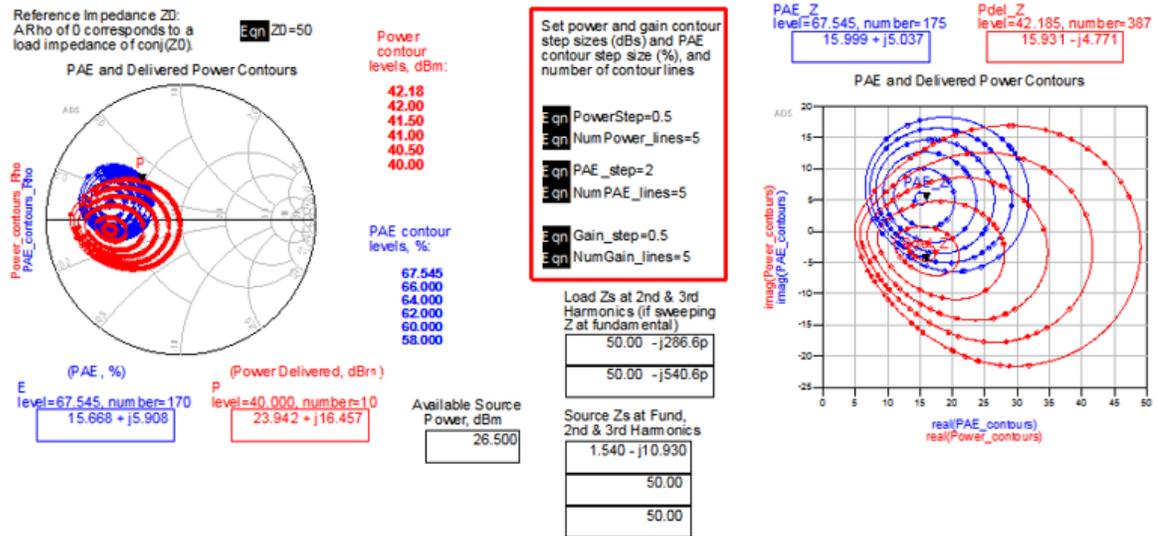
Étapes	Fréquence (GHz)	Source Impedance (Ω)	Load Impedance (Ω)	PAE (%)	Gain (dB)	Pout (dBm)
Étape 4 Load pull (3f ₀)	3.30	1.29 - j*10.93	15.43 + j*5.66	77.50	15.53	42.03
	6.60	50	1.32 + j*8.81			
	9.90	50	2.36 + j*45.76			
Étape 5 Source pull (2f ₀)	3.30	1.29 - j*10.93	15.43 + j*5.66	77.50	15.40	41.90
	6.60	7.16 - j*106.83	1.32 + j*8.81			
	9.90	50	2.36 + j*45.76			
Étape 6 Source pull (3f ₀)	3.30	1.29 - j*10.93	15.43 + j*5.66	77.82	15.43	41.93
	6.60	7.16 - j*106.83	1.32 + j*8.81			
	9.90	27.01 + j*222.41	2.36 + j*45.76			

2.2.2 F₀ = 3.425 GHz

Pour la caractérisation avec $f_0 = 3.425$ GHz, nous allons suivre les six étapes décrites dans la sous-section 2.1.1.

Étape 1, en fixant comme impédance source de la fondamentale $Z_s = 1.54 - j*10.93 \Omega$ soit $\Gamma_s = 0.952 \angle -155.3^\circ$, les résultats issus de la simulation Loadpull sur la Figure 18, nous pouvons avoir un paramètre PAE maximum de 67.61 % avec une puissance de sortie de 41.43 dBm quand l'impédance de la charge à la fondamentale $Z_l = 15.18 + j*4.90 \Omega$ soit $\Gamma_l = 0.538 \angle 167.6^\circ$. La puissance maximale de sortie pouvant être obtenue est de 42.23 dBm, avec un PAE de 61.36 % quand l'impédance de la charge à la fondamentale $Z_l = 15.18 - j*3.39 \Omega$

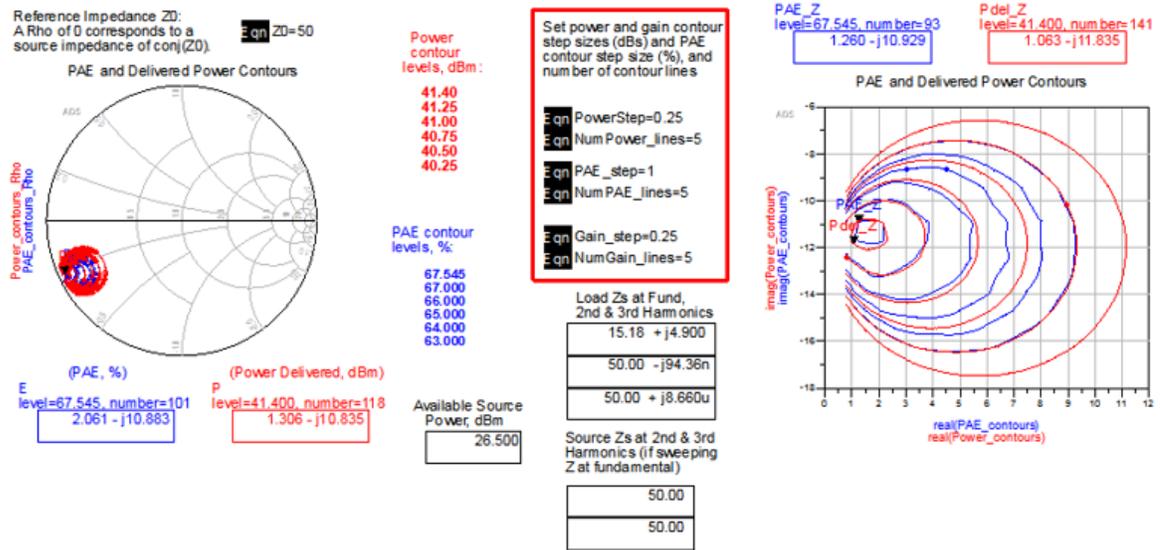
soit $\Gamma_1 = 0.536\angle -171.5^\circ$. Nous choisirons, $Z_1 = 15.18 + j*4.90 \Omega$ pour avoir le maximum de PAE tout en ayant une puissance de sortie supérieure à 40 dBm.



At load that gives maximum power (and gain):		
BiasCurrent_at_MaxPower	Zload_at_MaxPower	MaxPowerRho
0.947	15.176 - j3.392	0.536 / -171.468
PAE_at_MaxPower		
61.355		
Z_In_at_MaxPower	Gain_at_MaxPower	
1.619 + j11.264	15.727	
Pdel_dBm_Max		
42.227		
At load that gives maximum PAE:		
BiasCurrent_at_MaxPAE	Zload_at_MaxPAE	MaxPAE_Rho
0.712	15.176 + j4.869	0.538 / 187.8...
PAEmax		
67.613		
Z_In_at_MaxPAE	Gain_at_MaxPAE	
1.431 + j11.444	14.928	
Pdel_dBm_at_MaxPAE		
41.428		

Figure 18 : Simulation Loadpull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie à la fréquence fondamentale 3.425 GHz

Étape 2, en fixant comme impédance charge de la fondamentale $Z_l = 15.18 + j*4.90 \Omega$ soit $\Gamma_l = 0.538 \angle 167.6^\circ$. Avec les impédances source et charge des deuxième et troisième harmoniques fixées à 50Ω , par les résultats issus de la simulation Sourcepull sur la Figure 19, nous pouvons avoir un PAE maximum de 67.61 % avec une puissance de sortie de 41.43 dBm quand l'impédance de la source à la fondamentale $Z_s = 1.54 - j*10.93 \Omega$ soit $\Gamma_s = 0.943 \angle -155.3^\circ$. La puissance maximale de sortie pouvant être obtenue est de 41.44 dBm, avec un PAE de 67.58 % quand l'impédance de la source à la fondamentale $Z_s = 1.54 - j*11.68 \Omega$ soit $\Gamma_s = 0.943 \angle -153.7^\circ$. Nous choisirons $Z_s = 1.54 - j*10.93 \Omega$ pour avoir le maximum de PAE tout en ayant une puissance de sortie supérieure à 40 dBm.



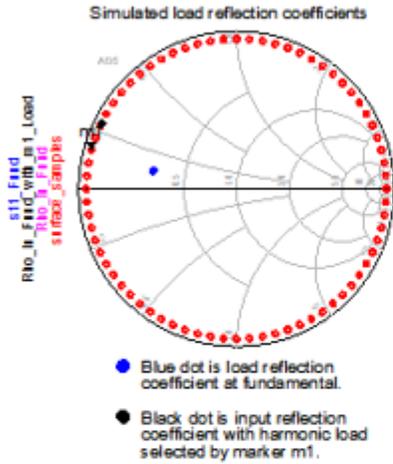
At source that gives maximum power (and gain):		
BiasCurrent_at_MaxPower	Zsource_at_MaxPower	MaxPowerRho
0.714	1.542 - j11.683	0.943 / -153.673
<div style="border: 1px solid black; padding: 2px; width: fit-content; margin: 0 auto;">PAE_at_MaxPower</div> <div style="border: 1px solid black; padding: 2px; width: fit-content; margin: 0 auto; text-align: center;">67.582</div>		
<div style="border: 1px solid black; padding: 2px; width: fit-content; margin: 0 auto;">Z_In_at_MaxPower</div> <div style="border: 1px solid black; padding: 2px; width: fit-content; margin: 0 auto; text-align: center;">1.431 + j11.428</div>		<div style="border: 1px solid black; padding: 2px; width: fit-content; margin: 0 auto;">Gain_at_MaxPower</div> <div style="border: 1px solid black; padding: 2px; width: fit-content; margin: 0 auto; text-align: center;">14.941</div>
<div style="border: 1px solid black; padding: 2px; width: fit-content; margin: 0 auto;">Pdel_dBm_Max</div> <div style="border: 1px solid black; padding: 2px; width: fit-content; margin: 0 auto; text-align: center;">41.441</div>		
At source that gives maximum PAE:		
BiasCurrent_at_MaxPAE	Zsource_at_MaxPAE	MaxPAE_Rho
0.712	1.542 - j10.930	0.943 / -155.3...
<div style="border: 1px solid black; padding: 2px; width: fit-content; margin: 0 auto;">PAE_max</div> <div style="border: 1px solid black; padding: 2px; width: fit-content; margin: 0 auto; text-align: center;">67.613</div>		
<div style="border: 1px solid black; padding: 2px; width: fit-content; margin: 0 auto;">Z_In_at_MaxPAE</div> <div style="border: 1px solid black; padding: 2px; width: fit-content; margin: 0 auto; text-align: center;">1.431 + j11.444</div>		<div style="border: 1px solid black; padding: 2px; width: fit-content; margin: 0 auto;">Gain_at_MaxPAE</div> <div style="border: 1px solid black; padding: 2px; width: fit-content; margin: 0 auto; text-align: center;">14.928</div>
<div style="border: 1px solid black; padding: 2px; width: fit-content; margin: 0 auto;">Pdel_dBm_at_MaxPAE</div> <div style="border: 1px solid black; padding: 2px; width: fit-content; margin: 0 auto; text-align: center;">41.428</div>		

Figure 19 : Simulation Sourcepull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie à la fréquence fondamentale 3.425 GHz

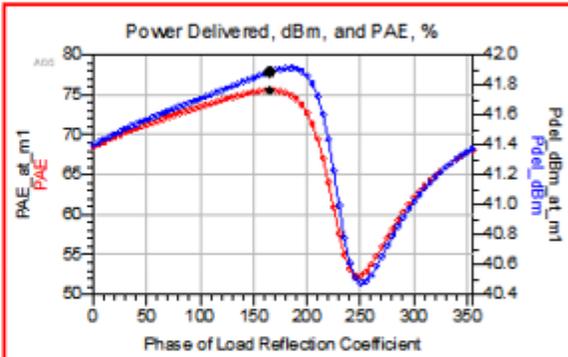
Étape 3, en fixant $Z_s = 1.54 - j*10.93 \Omega$ et $Z_l = 15.18 + j*4.90 \Omega$, avec l'impédance source de la deuxième harmonique et les impédances source et charge de la troisième harmonique fixées à 50Ω , nous allons faire varier l'impédance de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique (6.85 GHz). La variation de l'impédance de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique se fera entre $0.95\angle 0^\circ$ et $0.95\angle 355^\circ$ par pas de 5° pour voir l'impact de l'impédance de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique sur le PAE. Par les résultats issus de la simulation Loadpull sur la Figure 20, nous pouvons avoir un PAE maximum de 75.54 % avec une puissance de sortie de 41.89 dBm quand l'impédance de la charge à la deuxième harmonique $Z_{l2} = 1.30 + j*6.58 \Omega$ soit $\Gamma_{l2} = 0.95\angle 165.0^\circ$. À cette étape, le PAE est amélioré de 7.93 %. Sur la Figure 20, dans la variation de l'impédance de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique entre $0.95\angle 0^\circ$ et $0.95\angle 355^\circ$ par pas de 5° , nous voyons qu'à $0.95\angle 250^\circ$ un PAE de 52.33 % avec une puissance de sortie de 40.48 dBm est obtenu. Ainsi, une baisse du PAE de 23.21 % par rapport au paramètre PAE maximum et une baisse de la puissance de sortie de 1.41 dBm sont observés. Donc, le choix de l'impédance de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique est très important pour rechercher le paramètre PAE maximum et une puissance de sortie supérieure de 40 dBm.

Bias 1 Voltage = -2.730
 Bias 2 Voltage = 28.000
 Fundamental RF Frequency = 3425000000.000
 Swept Load Harmonic Number = 2.000
 Available Source Power = 26.500 dBm

Fundamental Source Z: 1.540 - j10.930
 Fundamental Load Z: 15.180 + j4.900

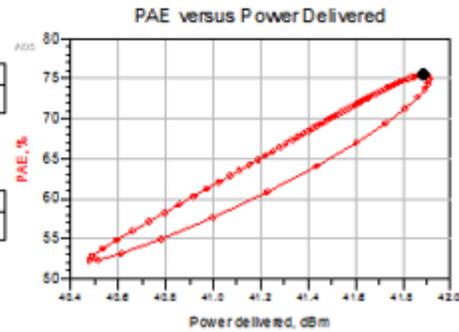


The data inside the red polygon corresponds to the load selected by the m1 marker and will only change if you move the marker to a different load.



At load selected by marker m1:

BiasCurrent_at_m1	Zload_at_m1	Rho_at_m1
0.711	1.304 + j8.578	0.950 / 165.000
PAE_at_m1		
75.540		
Z_in_at_m1		
1.441 + j11.508		
Gain_at_m1		
15.388		
Pdel_dBm_at_m1		
41.898		



At load that gives maximum PAE:

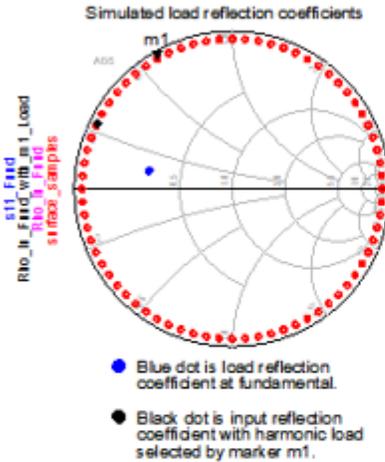
BiasCurrent_at_MaxPAE	Zload_at_MaxPAE	MaxPAE_Rho
0.711	1.304 + j8.578	0.950 / 165.0...
PAE_max		
75.540		
Z_in_at_MaxPAE		
1.441 + j11.508		
Gain_at_MaxPAE		
15.388		
Pdel_dBm_at_MaxPAE		
41.898		

Figure 20 : Simulation Loadpull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique 6.85 GHz

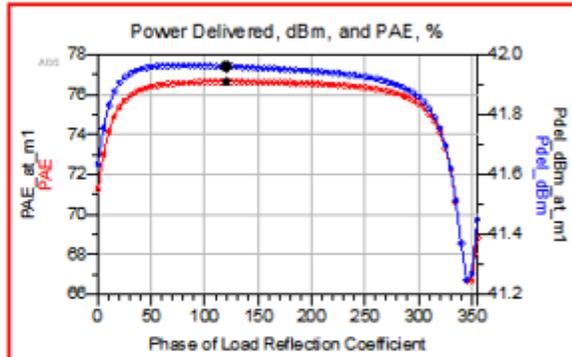
Étape 4, en fixant $Z_s = 1.54 - j*10.93 \Omega$, $Z_l = 15.18 + j*4.90 \Omega$, l'impédance de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique $Z_{l2} = 1.30 + j*6.58 \Omega$ soit $\Gamma_{l2} = 0.95 \angle 165.0^\circ$, avec les impédances sources de la deuxième et troisième harmonique fixées à 50Ω , nous allons faire varier l'impédance de la charge à la fréquence de la troisième harmonique (10.275 GHz). La variation de l'impédance de la charge à la fréquence de la troisième harmonique se fera entre $0.95 \angle 0^\circ$ et $0.95 \angle 355^\circ$ par pas de 5° pour voir l'impact de l'impédance de la charge à la fréquence de la troisième harmonique sur le PAE. Par les résultats issus de la simulation Loadpull sur la Figure 21, nous pouvons avoir un PAE maximum de 76.64 % avec une puissance de sortie de 41.96 dBm quand l'impédance de la charge à la troisième harmonique $Z_{l3} = 1.71 + j*28.84 \Omega$ soit $\Gamma_{l3} = 0.95 \angle 120.0^\circ$. À cette étape, le PAE est amélioré de 1.10 %. Sur la Figure 21, dans la variation de l'impédance de la charge à la fréquence de la troisième harmonique entre $0.95 \angle 0^\circ$ et $0.95 \angle 355^\circ$ par pas de 5° , nous voyons qu'à $0.95 \angle 350^\circ$ un PAE de 66.69 % avec une puissance de sortie de 41.27 dBm est obtenu. Ainsi, une baisse du PAE de 9.95 % par rapport au paramètre PAE maximum et une baisse de la puissance de sortie de 0.69 dBm sont observés. Donc, le choix de l'impédance de la charge à la fréquence de la troisième harmonique est très important pour rechercher le paramètre PAE maximum et une puissance de sortie supérieure de 40 dBm.

Bias 1 Voltage = -2.730
 Bias 2 Voltage = 28.000
 Fundamental RF Frequency = 3425000000.000
 Swept Load Harmonic Number = 3.000
 Available Source Power = 26.500 dBm

Fundamental Source Z: 1.540 - j10.930
 Fundamental Load Z: 15.180 + j4.900



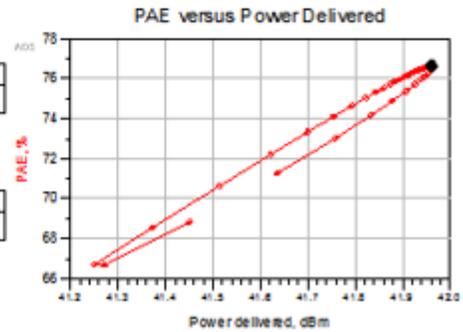
The data inside the red polygon corresponds to the load selected by the m1 marker and will only change if you move the marker to a different load.



At load selected by marker m1:

BiasCurrent_at_m1	Zload_at_m1	Rho_at_m1
0.713	1.709 + j28.842	0.950 / 120.000
PAE_at_m1		
76.644		
Z_in_at_m1		
1.452 + j11.507		
Pdel_dBm_at_m1		
41.981		

Gain_at_m1
15.461



At load that gives maximum PAE:

BiasCurrent_at_MaxPAE	Zload_at_MaxPAE	MaxPAE_Rho
0.713	1.709 + j28.842	0.950 / 120.000
PAEmax		
76.644		
Z_in_at_MaxPAE		Gain_at_MaxPAE
1.452 + j11.507		15.461
Pdel_dBm_at_MaxPAE		
41.981		

Figure 21 : Simulation Loadpull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la charge à la fréquence de la troisième harmonique 10.275 GHz

Étape 5, en fixant $Z_s = 1.54 - j*10.93 \Omega$, $Z_1 = 15.18 + j*4.90 \Omega$, les impédances charges de la deuxième et troisième harmoniques respectivement $Z_{12} = 1.30 + j*6.58 \Omega$ et $Z_{13} = 1.71 + j*28.84 \Omega$ soit $\Gamma_{13} = 0.95 \angle 120.0^\circ$, avec l'impédance source de la troisième harmonique fixée à 50Ω , nous allons faire varier l'impédance de la source à la fréquence de la deuxième harmonique (6.85 GHz). La variation de l'impédance de la source à la fréquence de la deuxième harmonique se fera entre $0.95 \angle 0^\circ$ et $0.95 \angle 355^\circ$ par pas de 5° pour voir l'impact de l'impédance de la source à la fréquence de la deuxième harmonique sur le PAE. Par les résultats issus de la simulation Sourcepull sur la Figure 22, nous pouvons avoir un PAE maximum de 76.69 % avec une puissance de sortie de 41.83 dBm quand l'impédance de la source à la deuxième harmonique $Z_{s2} = 10.91 - j*136.61 \Omega$ soit $\Gamma_{s2} = 0.95 \angle -40.0^\circ$. À cette étape, le PAE reste quasiment le même avec une différence de 0.05 % par rapport au PAE de l'étape 4. Sur la Figure 22, dans la variation de l'impédance de la source à la fréquence de la deuxième harmonique entre $0.95 \angle 0^\circ$ et $0.95 \angle 355^\circ$ par pas de 5° , nous voyons qu'à $0.95 \angle 275^\circ$ un PAE de 73.21 % avec une puissance de sortie de 41.64 dBm est obtenu. Ainsi, une baisse du PAE de 3.48 % par rapport au paramètre PAE maximum et une baisse de la puissance de sortie de 0.19 dBm sont observés. Donc, le choix de l'impédance de la source à la fréquence de la deuxième harmonique est très important pour rechercher le paramètre PAE maximum et une puissance de sortie supérieure de 40 dBm.

Bias 1 Voltage = -2.730
 Bias 2 Voltage = 28.000
 Fundamental RF Frequency = 342500000.000
 Swept Source Harmonic Number = 2.000
 Available Source Power = 26.500 dBm

Fundamental Source Z

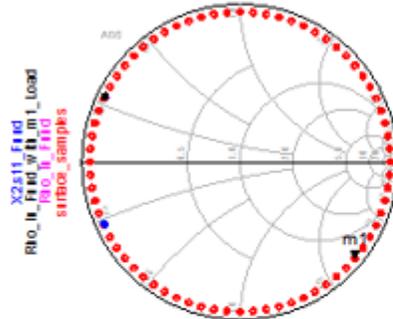
1.540 - j10.930

Fundamental Load Z

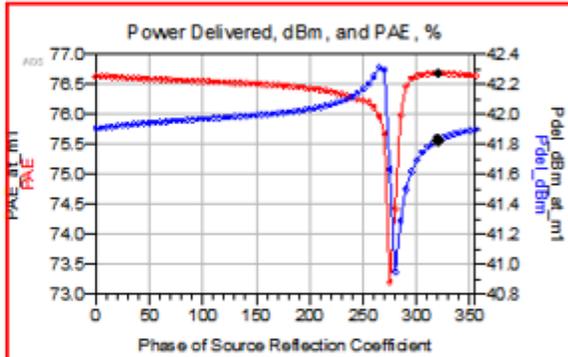
15.180 + j4.900

The data inside the red polygon corresponds to the load selected by the m1 marker and will only change if you move the marker to a different load.

Simulated source reflection coefficients

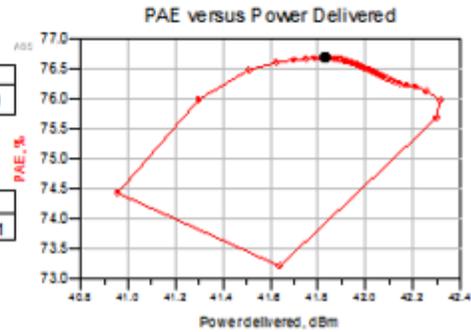


Blue dot is source reflection coefficient at fundamental.
 Black dot is input reflection coefficient with harmonic source selected by marker m1.



At source selected by marker m1:

BiasCurrent_at_m1	Zsource_at_m1	Rho_at_m1
0.692	10.908 - j138.808	0.950 / -40.000
PAE_at_m1		
76.690		
Z_in_at_m1		
1.411 + j11.536		
Pdel_dBm_at_m1		
41.831		
	Gain_at_m1	
	15.331	



At source that gives maximum PAE:

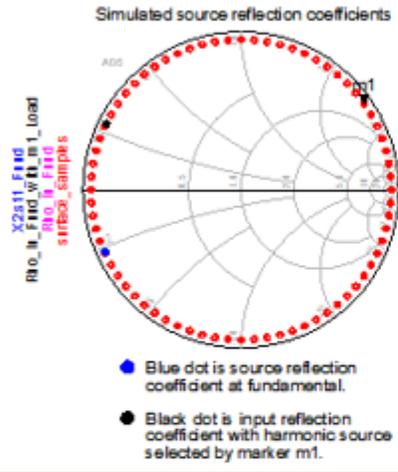
BiasCurrent_at_MaxPAE	Zsource_at_MaxPAE	MaxPAE_Rho
0.692	10.908 - j138.808	0.950 / -40.000
PAEmax		
76.690		
Z_in_at_MaxPAE		Gain_at_MaxPAE
1.411 + j11.536		15.331
Pdel_dBm_at_MaxPAE		
41.831		

Figure 22 : Simulation Sourcepull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la source à la fréquence de la deuxième harmonique 6.85 GHz

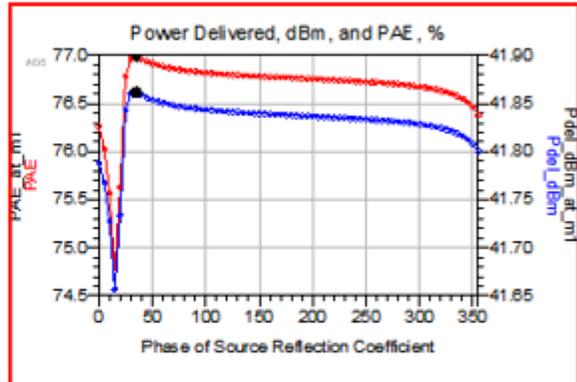
Étape 6, on va faire le tuning de l'impédance de la source à la fréquence de la troisième harmonique (10.275 GHz) avec les impédances source et charge de la fondamentale respectivement fixées à $Z_s = 1.54 - j*10.93 \Omega$ et $Z_l = 15.18 + j*4.90 \Omega$, les impédances charges de la deuxième et troisième harmoniques respectivement fixées à $Z_{l2} = 1.30 + j*6.58 \Omega$ et $Z_{l3} = 1.71 + j*28.84 \Omega$ et l'impédance source de la deuxième harmonique $Z_{s2} = 10.91 - j*136.61 \Omega$ soit $\Gamma_{s2} = 0.95\angle-40.0^\circ$. Nous allons faire varier l'impédance de la source à la fréquence de la troisième harmonique (10.275 GHz). La variation de l'impédance de la source à la fréquence de la troisième harmonique se fera entre $0.95\angle 0^\circ$ et $0.95\angle 355^\circ$ par pas de 5° pour voir l'impact de l'impédance de la source à la fréquence de la troisième harmonique sur le PAE. Par les résultats issus de la simulation Sourcepull sur la Figure 23, nous pouvons avoir un PAE maximum de 76.98 % avec une puissance de sortie de 41.86 dBm quand l'impédance de la source à la troisième harmonique $Z_{s3} = 14.09 + j*157.43 \Omega$ soit $\Gamma_{s3} = 0.95\angle 35.0^\circ$. À cette étape, le PAE est amélioré de 0.29 %. Sur la Figure 23, dans la variation de l'impédance de la source à la fréquence de la troisième harmonique entre $0.95\angle 0^\circ$ et $0.95\angle 355^\circ$ par pas de 5° , nous voyons qu'à $0.95\angle 15^\circ$ un PAE de 74.77 % avec une puissance de sortie de 41.66 dBm est obtenu. Ainsi, une baisse du PAE de 2.21 % par rapport au paramètre PAE maximum et une baisse de la puissance de sortie de 0.20 dBm sont observés. Donc, le choix de l'impédance de la source à la fréquence de la troisième harmonique est très important pour rechercher le paramètre PAE maximum et une puissance de sortie supérieure de 40 dBm.

Bias 1 Voltage = -2.730
 Bias 2 Voltage = 28.000
 Fundamental RF Frequency = 3425000000.000
 Swept Source Harmonic Number = 3.000
 Available Source Power = 26.500 dBm

Fundamental Source Z: $1.540 - j10.930$
 Fundamental Load Z: $15.180 + j4.600$

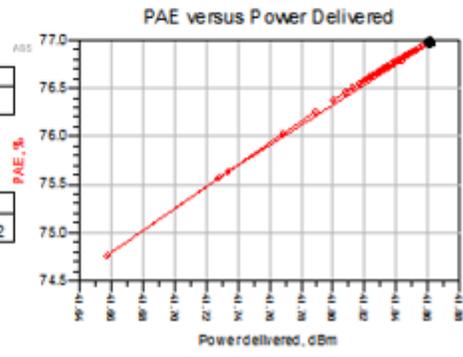


The data inside the red polygon corresponds to the load selected by the m1 marker and will only change if you move the marker to a different load.



At source selected by marker m1:

BiasCurrent at m1	Zsource at m1	Rho at m1
0.694	14.085 + j157.434	0.950 / 35.000
PAE at m1		
76.979		
Z In at m1		
1.424 + j11.547		
Gain at m1		
15.362		
Pdel_dBm at m1		
41.862		



At source that gives maximum PAE:

BiasCurrent at MaxPAE	Zsource at MaxPAE	MaxPAE_Rho
0.694	14.085 + j157.434	0.950 / 35.000
PAE_max		
76.979		
Z In at MaxPAE		
1.424 + j11.547		
Gain at MaxPAE		
15.362		
Pdel_dBm at MaxPAE		
41.862		

Figure 23 : Simulation Sourcepull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la source à la fréquence de la troisième harmonique 10.275 GHz

Sur le Tableau 7 sont résumés les paramètres utilisés pour la simulation Loadpull / Sourcepull avec $f_0 = 3.425$ GHz. Le Tableau 8 résume les étapes de la caractérisation. Nous remarquons que le PAE est amélioré de 7.93 % en contrôlant la deuxième harmonique à la charge. En contrôlant le troisième harmonique à la charge on remarque une amélioration de 1.10 %. Par contre en contrôlant la deuxième et troisième harmonique à la source on remarque des améliorations minimales respectivement de 0.05 % et 0.29 % du PAE. La deuxième et troisième harmonique à la source sont moins sensibles pour augmenter le PAE. Cependant, dépendamment de la phase de la deuxième harmonique à la charge on peut perdre jusqu'à 23.21 % de PAE. De même, si la phase de la troisième harmonique à la charge n'est pas bien contrôlée on peut perdre jusqu'à 9.95 % du PAE. Pour la deuxième et troisième harmonique à la source, si leurs phases ne sont pas bien contrôlées nous pouvons perdre respectivement jusqu'à 3.48 % et 2.21 % du PAE.

Tableau 7 : Paramètres de simulation Loadpull / Sourcepull avec $f_0 = 3.425$ GHz

Paramètres	Valeurs	Unité
Fréquence (f_0)	3.425	GHz
Drain Voltage, V_{DS}	28	V
Drain Bias Current, I_{DQ}	200	mA
Gate Voltage, V_{GS}	-2.73	V
Input Power	26.5	dBm
Output Power	41.86	dBm
Power Added Efficiency (PAE)	76.98	%
Gain	15.36	dB
Source Impedance fundamental (f_0)	$1.54 - j*10.93$	Ω

Paramètres	Valeurs	Unité
Load Impedance fundamental (f_0)	$15.18 + j*4.90$	Ω
Source Impedance ($2f_0$)	$10.91 - j*136.61$	Ω
Load Impedance ($2f_0$)	$1.30 + j*6.58$	Ω
Source Impedance ($3f_0$)	$14.09 + j*157.43$	Ω
Load Impedance ($3f_0$)	$1.71 + j*28.84$	Ω

Tableau 8 : Résultats de simulation Loadpull / Sourcepull avec $f_0 = 3.425$ GHz

Étapes	Fréquence (GHz)	Source Impedance (Ω)	Load Impedance (Ω)	PAE (%)	Gain (dB)	Pout (dBm)
Étape 1 Load pull (f_0)	3.425	$1.54 - j*10.93$	$15.18 + j*4.90$	67.61	14.93	41.43
	6.85	50	50			
	10.275	50	50			
Étape 2 Source pull (f_0)	3.425	$1.54 - j*10.93$	$15.18 + j*4.90$	67.61	14.93	41.43
	6.85	50	50			
	10.275	50	50			
Étape 3 Load pull ($2f_0$)	3.425	$1.54 - j*10.93$	$15.18 + j*4.90$	75.54	15.39	41.89
	6.85	50	$1.30 + j*6.58$			
	10.275	50	50			

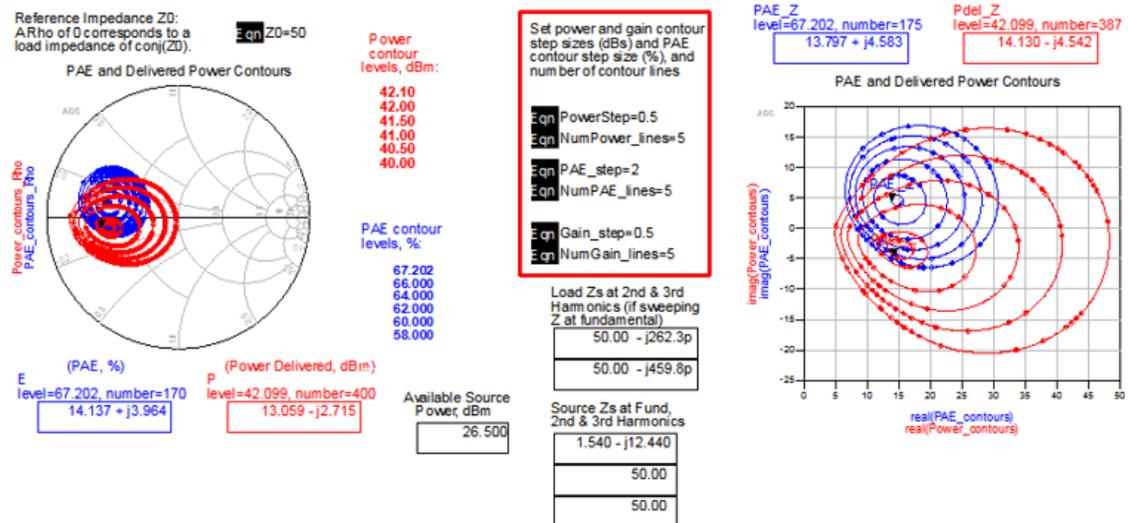
Étapes	Fréquence (GHz)	Source Impédance (Ω)	Load Impédance (Ω)	PAE (%)	Gain (dB)	Pout (dBm)
Étape 4 Load pull (3f ₀)	3.425	1.54 - j*10.93	15.18 + j*4.90	76.64	15.46	41.96
	6.85	50	1.30 + j*6.58			
	10.275	50	1.71 + j*28.84			
Étape 5 Source pull (2f ₀)	3.425	1.54 - j*10.93	15.18 + j*4.90	76.69	15.33	41.83
	6.85	10.91 - j*136.61	1.30 + j*6.58			
	10.275	50	1.71 + j*28.84			
Étape 6 Source pull (3f ₀)	3.425	1.54 - j*10.93	15.18 + j*4.90	76.98	15.36	41.86
	6.85	10.91 - j*136.61	1.30 + j*6.58			
	10.275	14.09 + j*157.43	1.71 + j*28.84			

2.2.3 F₀ = 3.55 GHz

Pour la caractérisation avec $f_0 = 3.55$ GHz, nous allons suivre les six étapes décrites dans la sous-section 2.1.1.

Étape 1, en fixant comme impédance source de la fondamentale $Z_s = 1.54 - j*12.44 \Omega$ soit $\Gamma_s = 0.944 \angle -152.0^\circ$, les résultats issus de la simulation Loadpull sur la Figure 24, nous pouvons avoir un paramètre PAE maximum de 67.27 % avec une puissance de sortie de 41.27 dBm quand l'impédance de la charge à la fondamentale $Z_l = 14.68 + j*4.90 \Omega$ soit $\Gamma_l = 0.550 \angle 167.7^\circ$. La puissance maximale de sortie pouvant être obtenue est de 42.14 dBm, avec un PAE de 61.68 % quand l'impédance de la charge à la fondamentale $Z_l = 14.93 - j*3.39 \Omega$

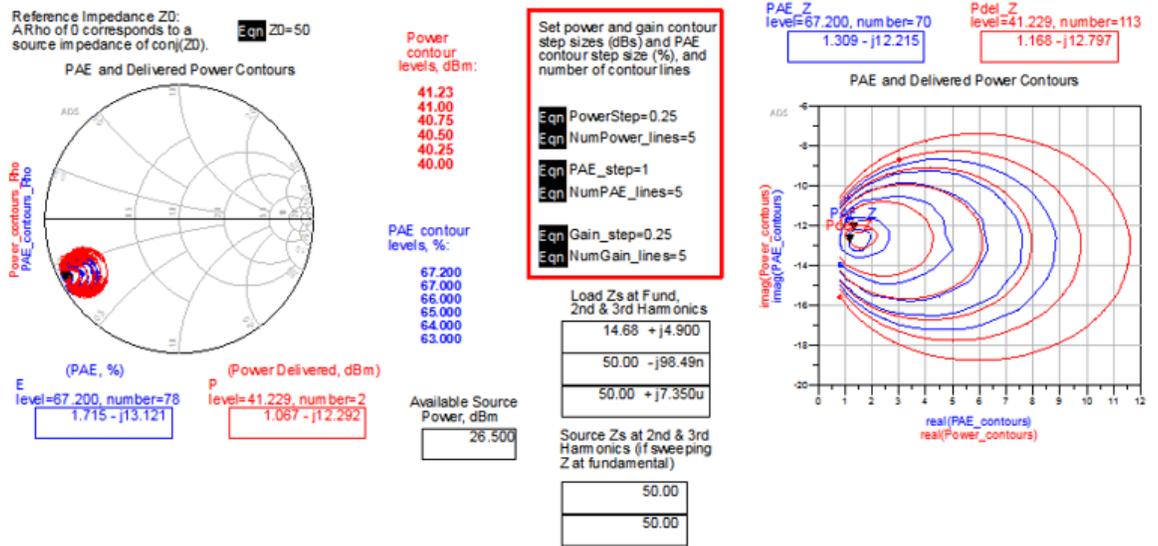
soit $\Gamma_1 = 0.542 \angle -171.5^\circ$. Nous choisirons, $Z_1 = 14.68 + j*4.90 \Omega$ pour avoir le maximum de PAE tout en ayant une puissance de sortie supérieure à 40 dBm.



At load that gives maximum power (and gain):		
BiasCurrent_at_MaxPower	Zload_at_MaxPower	MaxPowerRho
0.923	14.927 - j3.392	0.542 / -171.485
PAE_at_MaxPower		
61.676		
Z_In_at_MaxPower		Gain_at_MaxPower
1.650 + j12.306		15.641
Pdel_dBm_Max		
42.141		
At load that gives maximum PAE:		
BiasCurrent_at_MaxPAE	Zload_at_MaxPAE	MaxPAE_Rho
0.688	14.678 + j4.899	0.550 / 167.7...
PAEmax		
67.269		
Z_In_at_MaxPAE		Gain_at_MaxPAE
1.452 + j12.468		14.770
Pdel_dBm_at_MaxPAE		
41.270		

Figure 24 : Simulation Loadpull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie à la fréquence fondamentale 3.55 GHz

Étape 2, en fixant comme impédance charge de la fondamentale $Z_l = 14.68 + j*4.90 \Omega$ soit $\Gamma_1 = 0.550 \angle 167.7^\circ$. Avec les impédances source et charge des deuxième et troisième harmoniques fixées à 50Ω , par les résultats issus de la simulation Sourcepull sur la Figure 25, nous pouvons avoir le PAE maximum de 67.27 % et la puissance de sortie maximale de 41.27 dBm quand l'impédance de la source à la fondamentale $Z_s = 1.54 - j*12.44 \Omega$ soit $\Gamma_s = 0.944 \angle -152.0^\circ$. Nous choisirons $Z_s = 1.54 - j*12.44 \Omega$ pour avoir le maximum de PAE tout en ayant une puissance de sortie supérieure à 40 dBm.



At source that gives maximum power (and gain):

BiasCurrent_at_MaxPower	Zsource_at_MaxPower	MaxPowerRho
0.688	1.542 - j12.437	0.944 / -152.039
PAE_at_MaxPower		
67.268		
Z_In_at_MaxPower		Gain_at_MaxPower
1.452 + j12.468		14.770
Pdel_dBm_Max		
41.270		

At source that gives maximum PAE:

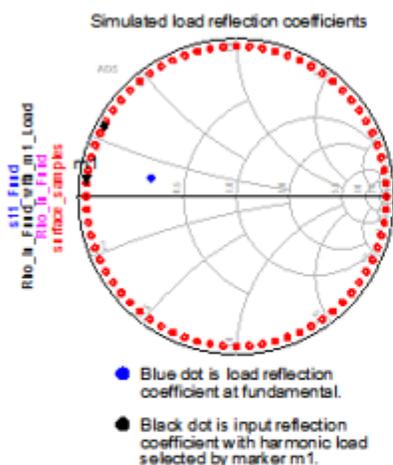
BiasCurrent_at_MaxPAE	Zsource_at_MaxPAE	MaxPAE_Rho
0.688	1.542 - j12.437	0.944 / -152.0...
PAEmax		
67.268		
Z_In_at_MaxPAE		Gain_at_MaxPAE
1.452 + j12.468		14.770
Pdel_dBm_at_MaxPAE		
41.270		

Figure 25 : Simulation Sourcepull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie à la fréquence fondamentale 3.55 GHz

Étape 3, en fixant $Z_s = 1.54 - j*12.44 \Omega$ et $Z_l = 14.68 + j*4.90 \Omega$, avec l'impédance source de la deuxième harmonique et les impédances source et charge de la troisième harmoniques fixées à 50Ω , nous allons faire varier l'impédance de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique (7.10 GHz). La variation de l'impédance de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique se fera entre $0.95\angle 0^\circ$ et $0.95\angle 355^\circ$ par pas de 5° pour voir l'impact de l'impédance de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique sur le PAE. Par les résultats issus de la simulation Loadpull sur la Figure 26, nous pouvons avoir un PAE maximum de 75.72 % avec une puissance de sortie de 41.75 dBm quand l'impédance de la charge à la deuxième harmonique $Z_{l2} = 1.28 + j*2.18 \Omega$ soit $\Gamma_{l2} = 0.95\angle 175.0^\circ$. À cette étape, le PAE est amélioré de 8.45 %. Sur la Figure 26, dans la variation de l'impédance de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique entre $0.95\angle 0^\circ$ et $0.95\angle 355^\circ$ par pas de 5° , nous voyons qu'à $0.95\angle 255^\circ$ un PAE de 51.44 % avec une puissance de sortie de 40.30 dBm est obtenu. Ainsi, une baisse du PAE de 24.28 % par rapport au paramètre PAE maximum et une baisse de la puissance de sortie de 1.45 dBm sont observés. Donc, le choix de l'impédance de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique est très important pour rechercher le paramètre PAE maximum et une puissance de sortie supérieure de 40 dBm.

Bias 1 Voltage = -2.730
 Bias 2 Voltage = 28.000
 Fundamental RF Frequency = 3550000000.000
 Swept Load Harmonic Number = 2.000
 Available Source Power = 26.500 dBm

Fundamental Source Z Fundamental Load Z
 1.540 - j12.440 14.680 + j4.900

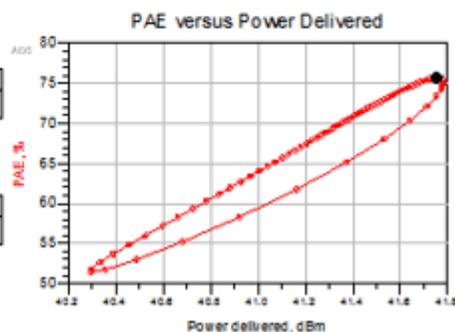


The data inside the red polygon corresponds to the load selected by the m1 marker and will only change if you move the marker to a different load.



At load selected by marker m1:

BiasCurrent_at_m1	Zload_at_m1	Rho_at_m1
0.688	1.284 + j2.182	0.950 / 175.000
PAE_at_m1		
75.724		
Z_in_at_m1		
1.484 + j12.527		
Gain_at_m1		
15.254		
Pdel_dBm_at_m1		
41.754		



At load that gives maximum PAE:

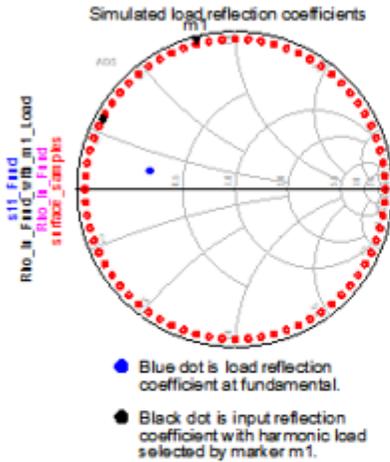
BiasCurrent_at_MaxPAE	Zload_at_MaxPAE	MaxPAE_Rho
0.696	1.284 + j2.182	0.950 / 175.0...
PAE max		
75.724		
Z_in_at_MaxPAE		
1.484 + j12.527		
Gain_at_MaxPAE		
15.254		
Pdel_dBm_at_MaxPAE		
41.754		

Figure 26 : Simulation Loadpull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique 7.10 GHz

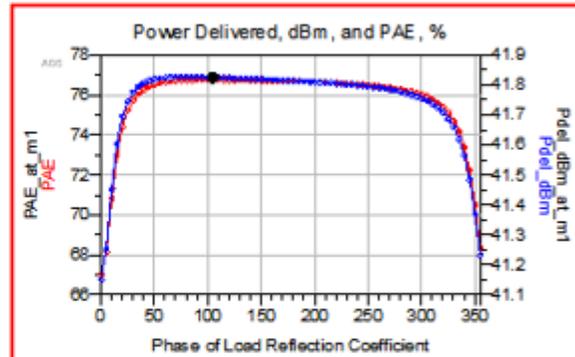
Étape 4, en fixant $Z_s = 1.54 - j*12.44 \Omega$, $Z_l = 14.68 + j*4.90 \Omega$, l'impédance de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique $Z_{l2} = 1.28 + j*2.18 \Omega$ soit $\Gamma_{l2} = 0.95 \angle 175.0^\circ$, avec les impédances sources de la deuxième et troisième harmonique fixées à 50Ω , nous allons faire varier l'impédance de la charge à la fréquence de la troisième harmonique (10.65 GHz). La variation de l'impédance de la charge à la fréquence de la troisième harmonique se fera entre $0.95 \angle 0^\circ$ et $0.95 \angle 355^\circ$ par pas de 5° pour voir l'impact de l'impédance de la charge à la fréquence de la troisième harmonique sur le PAE. Par les résultats issus de la simulation Loadpull sur la Figure 27, nous pouvons avoir un PAE maximum de 76.77 % avec une puissance de sortie de 41.83 dBm quand l'impédance de la charge à la troisième harmonique $Z_{l3} = 2.04 + j*38.33 \Omega$ soit $\Gamma_{l3} = 0.95 \angle 105.0^\circ$. À cette étape, le PAE est amélioré de 1.05 %. Sur la Figure 27, dans la variation de l'impédance de la charge à la fréquence de la troisième harmonique entre $0.95 \angle 0^\circ$ et $0.95 \angle 355^\circ$ par pas de 5° , nous voyons qu'à $0.95 \angle 0^\circ$ un PAE de 67.02 % avec une puissance de sortie de 41.15 dBm est obtenu. Ainsi, une baisse du PAE de 9.75 % par rapport au paramètre PAE maximum et une baisse de la puissance de sortie de 0.68 dBm sont observés. Donc, le choix de l'impédance de la charge à la fréquence de la troisième harmonique est très important pour rechercher le paramètre PAE maximum et une puissance de sortie supérieure de 40 dBm.

Bias 1 Voltage = -2.730
 Bias 2 Voltage = 28.000
 Fundamental RF Frequency = 3550000000.000
 Swept Load Harmonic Number = 3.000
 Available Source Power = 26.500 dBm

Fundamental Source Z: 1.540 - j12.440
 Fundamental Load Z: 14.680 + j4.900

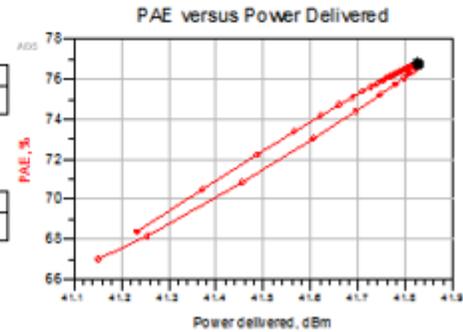


The data inside the red polygon corresponds to the load selected by the m1 marker and will only change if you move the marker to a different load.



At load selected by marker m1:

BiasCurrent at m1	Zload at m1	Rho at m1
0.688	2.036 + j38.326	0.950 / 105.000
PAE at m1		
76.766		
Z_in at m1		
1.475 + j12.526		
Gain at m1		
15.325		
Pdel_dBm at m1		
41.825		



At load that gives maximum PAE:

BiasCurrent at MaxPAE	Zload at MaxPAE	MaxPAE_Rho
0.688	2.036 + j38.326	0.950 / 105.000
PAE_max		
76.766		
Z_in at MaxPAE		
1.475 + j12.526		
Gain at MaxPAE		
15.325		
Pdel_dBm at MaxPAE		
41.825		

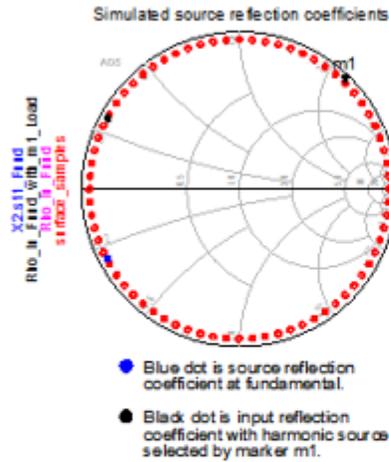
Figure 27 : Simulation Loadpull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la charge à la fréquence de la troisième harmonique 10.65 GHz

Étape 5, en fixant $Z_s = 1.54 - j*12.44 \Omega$, $Z_1 = 14.68 + j*4.90 \Omega$, les impédances charges de la deuxième et troisième harmoniques respectivement $Z_{12} = 1.28 + j*2.18 \Omega$ et $Z_{13} = 2.04 + j*38.33 \Omega$ soit $\Gamma_{13} = 0.95 \angle 105.0^\circ$, avec l'impédance source de la troisième harmonique fixée à 50Ω , nous allons faire varier l'impédance de la source à la fréquence de la deuxième harmonique (7.10 GHz). La variation de l'impédance de la source à la fréquence de la deuxième harmonique se fera entre $0.95 \angle 0^\circ$ et $0.95 \angle 355^\circ$ par pas de 5° pour voir l'impact de l'impédance de la source à la fréquence de la deuxième harmonique sur le PAE. Par les résultats issus de la simulation Sourcepull sur la Figure 28, nous pouvons avoir un PAE maximum de 76.86 % avec une puissance de sortie de 41.64 dBm quand l'impédance de la source à la deuxième harmonique $Z_{s2} = 8.72 - j*120.17 \Omega$ soit $\Gamma_{s2} = 0.95 \angle -45.0^\circ$. À cette étape, le PAE reste quasiment le même avec une différence de 0.09 % par rapport au PAE de l'étape 4. Sur la Figure 28, dans la variation de l'impédance de la source à la fréquence de la deuxième harmonique entre $0.95 \angle 0^\circ$ et $0.95 \angle 355^\circ$ par pas de 5° , nous voyons qu'à $0.95 \angle 285^\circ$ un PAE de 73.45 % avec une puissance de sortie de 40.77 dBm est obtenu. Ainsi, une baisse du PAE de 3.41 % par rapport au paramètre PAE maximum et une baisse de la puissance de sortie de 0.87 dBm sont observés. Donc, le choix de l'impédance de la source à la fréquence de la deuxième harmonique est très important pour rechercher le paramètre PAE maximum et une puissance de sortie supérieure de 40 dBm.

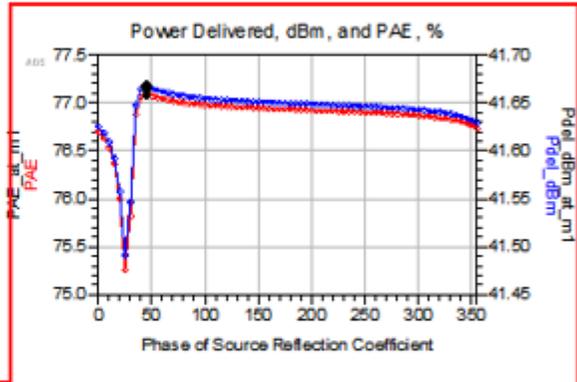
Étape 6, on va faire le tuning de l'impédance de la source à la fréquence de la troisième harmonique (10.65 GHz) avec les impédances source et charge de la fondamentale respectivement fixées à $Z_s = 1.54 - j*12.44 \Omega$ et $Z_l = 14.68 + j*4.90 \Omega$, les impédances charges de la deuxième et troisième harmoniques respectivement fixées à $Z_{l2} = 1.28 + j*2.18 \Omega$ et $Z_{l3} = 2.04 + j*38.33 \Omega$ et l'impédance source de la deuxième harmonique $Z_{s2} = 8.72 - j*120.17 \Omega$ soit $\Gamma_{s2} = 0.95 \angle -45.0^\circ$. Nous allons faire varier l'impédance de la source à la fréquence de la troisième harmonique (10.65 GHz). La variation de l'impédance de la source à la fréquence de la troisième harmonique se fera entre $0.95 \angle 0^\circ$ et $0.95 \angle 355^\circ$ par pas de 5° pour voir l'impact de l'impédance de la source à la fréquence de la troisième harmonique sur le PAE. Par les résultats issus de la simulation Sourcepull sur la Figure 29, nous pouvons avoir un PAE maximum de 77.09 % avec une puissance de sortie de 41.67 dBm quand l'impédance de la source à la troisième harmonique $Z_{s3} = 8.72 + j*120.17 \Omega$ soit $\Gamma_{s3} = 0.95 \angle 45.0^\circ$. À cette étape, le PAE est amélioré de 0.23 %. Sur la Figure 29, dans la variation de l'impédance de la source à la fréquence de la troisième harmonique entre $0.95 \angle 0^\circ$ et $0.95 \angle 355^\circ$ par pas de 5° , nous voyons qu'à $0.95 \angle 25^\circ$ un PAE de 75.26 % avec une puissance de sortie de 41.49 dBm est obtenu. Ainsi, une baisse du PAE de 1.83 % par rapport au paramètre PAE maximum et une baisse de la puissance de sortie de 0.18 dBm sont observés. Donc, le choix de l'impédance de la source à la fréquence de la troisième harmonique est très important pour rechercher le paramètre PAE maximum et une puissance de sortie supérieure de 40 dBm.

Bias 1 Voltage = -2.730
 Bias 2 Voltage = 28.000
 Fundamental RF Frequency = 3550000000.000
 Swept Source Harmonic Number = 3.000
 Available Source Power = 26.500 dBm

Fundamental Source Z: 1.540 - j12.440
 Fundamental Load Z: 14.680 + j4.900



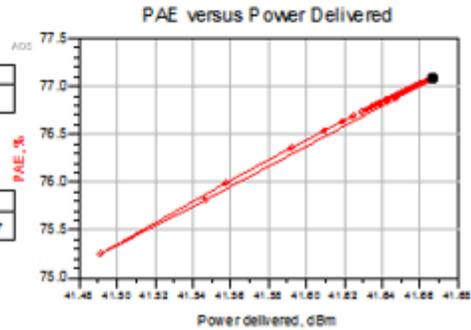
The data inside the red polygon corresponds to the load selected by the m1 marker and will only change if you move the marker to a different load.



At source selected by marker m1:

BiasCurrent_at_m1	Zsource_at_m1	Rho_at_m1
0.661	8.721 + j120.171	0.950 / 45.000
PAE_at_m1		
77.085		
Z_in_at_m1		
1.447 + j12.578		
Pdel_dBm_at_m1		
41.667		

Gain_at_m1
15.167



At source that gives maximum PAE:

BiasCurrent_at_MaxPAE	Zsource_at_MaxPAE	MaxPAE_Rho
0.661	8.721 + j120.171	0.950 / 45.000
PAEmax		
77.085		
Z_in_at_MaxPAE	Gain_at_MaxPAE	
1.447 + j12.578	15.167	
Pdel_dBm_at_MaxPAE		
41.667		

Figure 29 : Simulation Sourcepull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la source à la fréquence de la troisième harmonique 10.65 GHz

Sur le Tableau 9 sont résumés les paramètres utilisés pour la simulation Loadpull / Sourcepull avec $f_0 = 3.55$ GHz. Le Tableau 10 résume les étapes de la caractérisation. Nous remarquons que le PAE est amélioré de 8.45 % en contrôlant la deuxième harmonique à la charge. En contrôlant le troisième harmonique à la charge on remarque une amélioration de 1.05 %. Par contre en contrôlant la deuxième et troisième harmonique à la source on remarque des améliorations minimales respectivement de 0.09 % et 0.23 % du PAE. La deuxième et troisième harmonique à la source sont moins sensibles pour augmenter le PAE. Cependant, dépendamment de la phase de la deuxième harmonique à la charge on peut perdre jusqu'à 24.28 % de PAE. De même, si la phase de la troisième harmonique à la charge n'est pas bien contrôlée on peut perdre jusqu'à 9.75 % du PAE. Pour la deuxième et troisième harmonique à la source, si leurs phases ne sont pas bien contrôlées nous pouvons perdre respectivement jusqu'à 3.41 % et 1.83 % du PAE.

Tableau 9 : Paramètres de simulation Loadpull / Sourcepull avec $f_0 = 3.55$ GHz

Paramètres	Valeurs	Unité
Fréquence (f_0)	3.55	GHz
Drain Voltage, V_{DS}	28	V
Drain Bias Current, I_{DQ}	200	mA
Gate Voltage, V_{GS}	-2.73	V
Input Power	26.5	dBm
Output Power	41.67	dBm
Power Added Efficiency (PAE)	77.09	%
Gain	15.17	dB
Source Impedance fundamental (f_0)	$1.54 - j*12.44$	Ω

Paramètres	Valeurs	Unité
Load Impedance fundamental (f_0)	$14.68 + j*4.90$	Ω
Source Impedance ($2f_0$)	$8.72 - j*120.17$	Ω
Load Impedance ($2f_0$)	$1.28 + j*2.18$	Ω
Source Impedance ($3f_0$)	$8.72 + j*120.17$	Ω
Load Impedance ($3f_0$)	$2.04 + j*38.33$	Ω

Tableau 10 : Résultats de simulation Loadpull / Sourcepull avec $f_0 = 3.55$ GHz

Étapes	Fréquence (GHz)	Source Impedance (Ω)	Load Impedance (Ω)	PAE (%)	Gain (dB)	Pout (dBm)
Étape 1 Load pull (f_0)	3.55	$1.54 - j*12.44$	$14.68 + j*4.90$	67.27	14.77	41.27
	7.10	50	50			
	10.65	50	50			
Étape 2 Source pull (f_0)	3.55	$1.54 - j*12.44$	$14.68 + j*4.90$	67.27	14.77	41.27
	7.10	50	50			
	10.65	50	50			
Étape 3 Load pull ($2f_0$)	3.55	$1.54 - j*12.44$	$14.68 + j*4.90$	75.72	15.25	41.75
	7.10	50	$1.28 + j*2.18$			
	10.65	50	50			

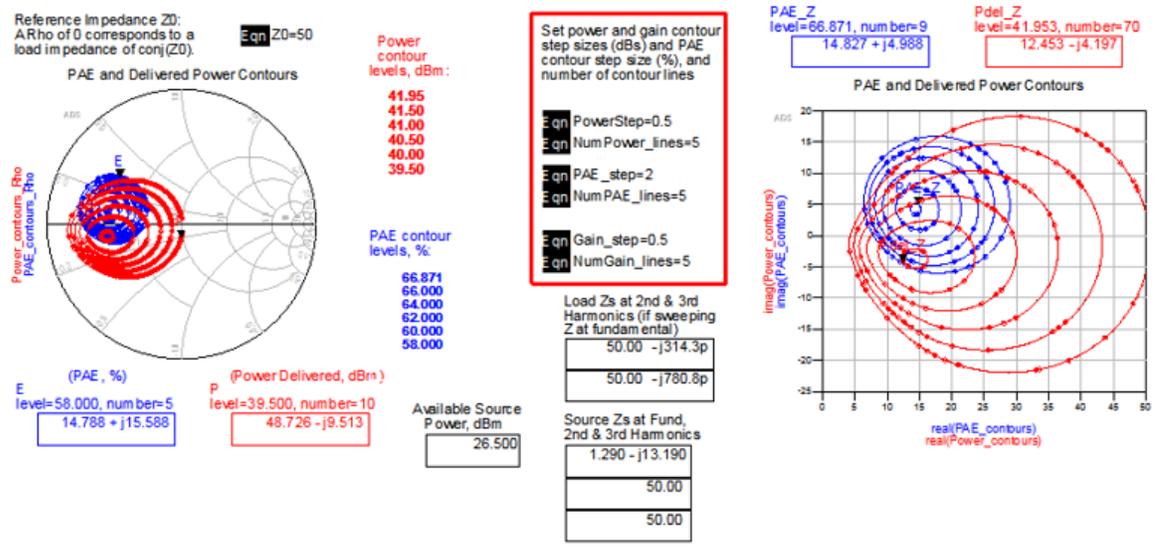
Étapes	Fréquence (GHz)	Source Impedance (Ω)	Load Impedance (Ω)	PAE (%)	Gain (dB)	Pout (dBm)
Étape 4 Load pull (3f₀)	3.55	$1.54 - j*12.44$	$14.68 + j*4.90$	76.77	15.33	41.83
	7.10	50	$1.28 + j*2.18$			
	10.65	50	$2.04 + j*38.33$			
Étape 5 Source pull (2f₀)	3.55	$1.54 - j*12.44$	$14.68 + j*4.90$	76.86	15.14	41.64
	7.10	$8.72 - j*120.17$	$1.28 + j*2.18$			
	10.65	50	$2.04 + j*38.33$			
Étape 6 Source pull (3f₀)	3.55	$1.54 - j*12.44$	$14.68 + j*4.90$	77.09	15.17	41.67
	7.10	$8.72 - j*120.17$	$1.28 + j*2.18$			
	10.65	$8.72 + j*120.17$	$2.04 + j*38.33$			

2.2.4 $F_0 = 3.675$ GHz

Pour la caractérisation avec $f_0 = 3.675$ GHz, nous allons suivre les six étapes décrites dans la sous-section 2.1.1.

Étape 1, en fixant comme impédance source de la fondamentale $Z_s = 1.29 - j*13.19 \Omega$ soit $\Gamma_s = 0.953 \angle -150.4^\circ$, les résultats issus de la simulation Loadpull sur la Figure 30, nous pouvons avoir un paramètre PAE maximum de 66.94 % avec une puissance de sortie de 41.20 dBm quand l'impédance de la charge à la fondamentale $Z_l = 14.43 + j*4.15 \Omega$ soit $\Gamma_l = 0.555 \angle 169.6^\circ$. La puissance maximale de sortie pouvant être obtenue est de 42.00 dBm, avec un PAE de 61.42 % quand l'impédance de la charge à la fondamentale $Z_l = 14.18 - j*3.39 \Omega$

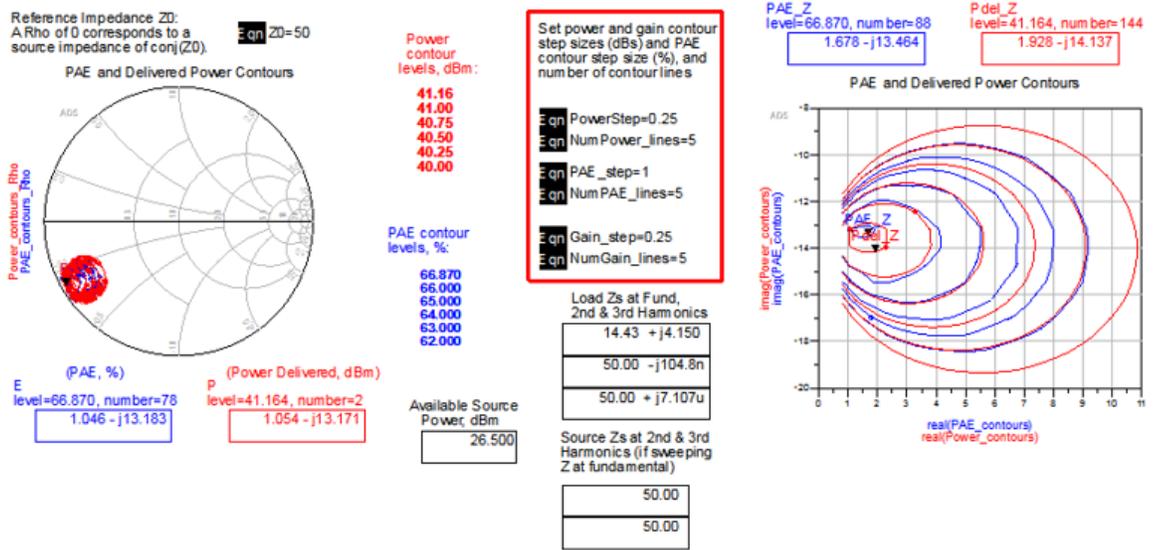
soit $\Gamma_1 = 0.560 \angle -171.6^\circ$. Nous choisirons, $Z_1 = 14.43 + j*4.15 \Omega$ pour avoir le maximum de PAE tout en ayant une puissance de sortie supérieure à 40 dBm.



At load that gives maximum power (and gain):		
BiasCurrent_at_MaxPower	Zload_at_MaxPower	MaxPowerRho
0.895	14.181 - j3.392	0.560 / -171.565
PAE_at_MaxPower		
61.419		
Z_In_at_MaxPower		Gain_at_MaxPower
1.666 + j13.344		15.495
Pdel_dBm_Max		
41.995		
At load that gives maximum PAE:		
BiasCurrent_at_MaxPAE	Zload_at_MaxPAE	MaxPAE_Rho
0.680	14.430 + j4.148	0.555 / 169.8...
PAEmax		
66.938		
Z_In_at_MaxPAE		Gain_at_MaxPAE
1.505 + j13.528		14.699
Pdel_dBm_at_MaxPAE		
41.199		

Figure 30 : Simulation Loadpull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie à la fréquence fondamentale 3.675 GHz

Étape 2, en fixant comme impédance charge de la fondamentale $Z_l = 14.43 + j*4.15 \Omega$ soit $\Gamma_1 = 0.555 \angle 169.6^\circ$. Avec les impédances source et charge des deuxième et troisième harmoniques fixées à 50Ω , par les résultats issus de la simulation Sourcepull sur la Figure 31, nous pouvons avoir le PAE maximum de 66.94 % avec une puissance de sortie de 41.20 dBm quand l'impédance de la source à la fondamentale $Z_s = 1.29 - j*13.19 \Omega$ soit $\Gamma_s = 0.953 \angle -150.4^\circ$. La puissance maximale de sortie pouvant être obtenue est de 41.21 dBm, avec un PAE de 66.93 % quand l'impédance de la source à la fondamentale $Z_s = 1.54 - j*13.19 \Omega$ soit $\Gamma_s = 0.944 \angle -150.4^\circ$. Nous choisirons $Z_s = 1.29 - j*13.19 \Omega$ pour avoir le maximum de PAE tout en ayant une puissance de sortie supérieure à 40 dBm.



At source that gives maximum power (and gain):

BiasCurrent_at_MaxPower	Zsource_at_MaxPower	MaxPowerRho
0.681	1.542 - j13.191	0.944 / -150.417

PAE_at_MaxPower	Gain_at_MaxPower
66.927	14.705

Z_In_at_MaxPower	Pdel_dBm_Max
1.504 + j13.521	41.205

At source that gives maximum PAE:

BiasCurrent_at_MaxPAE	Zsource_at_MaxPAE	MaxPAERho
0.680	1.294 - j13.191	0.953 / -150.4...

PAEmax	Gain_at_MaxPAE
66.937	14.699

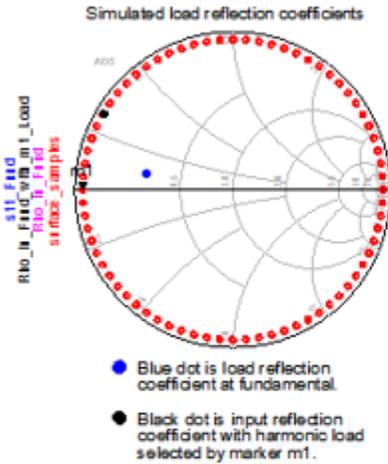
Z_In_at_MaxPAE	Pdel_dBm_at_MaxPAE
1.505 + j13.528	41.199

Figure 31 : Simulation Sourcepull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie à la fréquence fondamentale 3.675 GHz

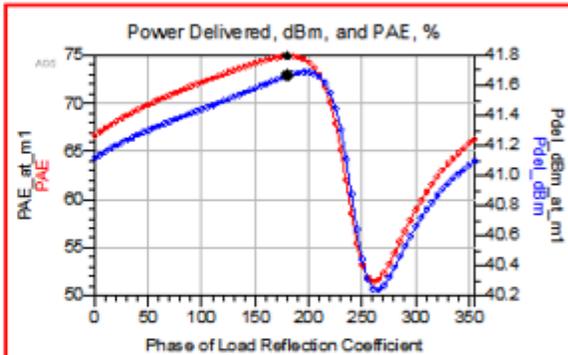
Étape 3, en fixant $Z_s = 1.29 - j*13.19 \Omega$ et $Z_l = 14.43 + j*4.15 \Omega$, avec l'impédance source de la deuxième harmonique et les impédances source et charge de la troisième harmoniques fixées à 50Ω , nous allons faire varier l'impédance de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique (7.35 GHz). La variation de l'impédance de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique se fera entre $0.95\angle 0^\circ$ et $0.95\angle 355^\circ$ par pas de 5° pour voir l'impact de l'impédance de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique sur le PAE. Par les résultats issus de la simulation Loadpull sur la Figure 32, nous pouvons avoir un PAE maximum de 74.94 % avec une puissance de sortie de 41.67 dBm quand l'impédance de la charge à la deuxième harmonique $Z_{l2} = 1.28 + j*0.00 \Omega$ soit $\Gamma_{l2} = 0.95\angle 180.0^\circ$. À cette étape, le PAE est amélioré de 8.00 %. Sur la Figure 32, dans la variation de l'impédance de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique entre $0.95\angle 0^\circ$ et $0.95\angle 355^\circ$ par pas de 5° , nous voyons qu'à $0.95\angle 260^\circ$ un PAE de 51.46 % avec une puissance de sortie de 40.25 dBm est obtenu. Ainsi, une baisse du PAE de 23.48 % par rapport au paramètre PAE maximum et une baisse de la puissance de sortie de 1.42 dBm sont observés. Donc, le choix de l'impédance de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique est très important pour rechercher le paramètre PAE maximum et une puissance de sortie supérieure de 40 dBm.

Bias 1 Voltage = -2.730
 Bias 2 Voltage = 28.000
 Fundamental RF Frequency = 3675000000.000
 Swept Load Harmonic Number = 2.000
 Available Source Power = 26.500 dBm

Fundamental Source Z Fundamental Load Z
 1.290 - j13.190 14.430 + j4.150

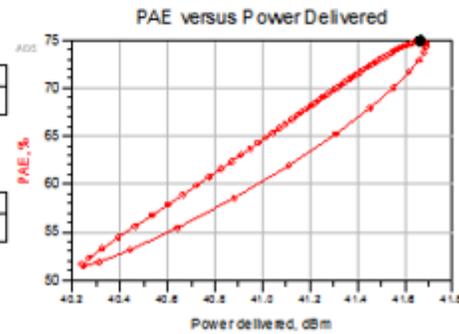


The data inside the red polygon corresponds to the load selected by the m1 marker and will only change if you move the marker to a different load.



At load selected by marker m1:

BiasCurrent_at_m1	Zload_at_m1	Rho_at_m1
0.679	1.282 + j3.090E-15	0.950 / 180.000
PAE_at_m1		
74.936		
Z_in_at_m1	Gain_at_m1	
1.521 + j13.593	15.166	
Pdel_dBm_at_m1		
41.666		



At load that gives maximum PAE:

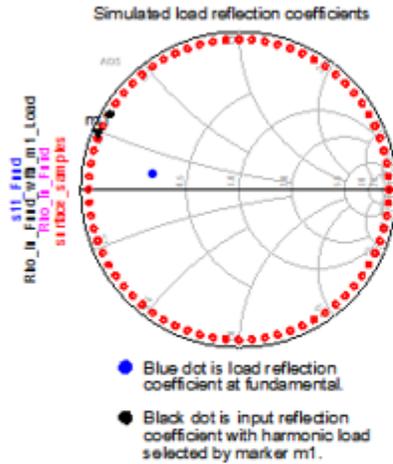
BiasCurrent_at_MaxPAE	Zload_at_MaxPAE	MaxPAE_Rho
0.679	1.282 + j3.090E-15	0.950 / 180.000
PAEmax		
74.936		
Z_in_at_MaxPAE	Gain_at_MaxPAE	
1.521 + j13.593	15.166	
Pdel_dBm_at_MaxPAE		
41.666		

Figure 32 : Simulation Loadpull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique 7.35 GHz

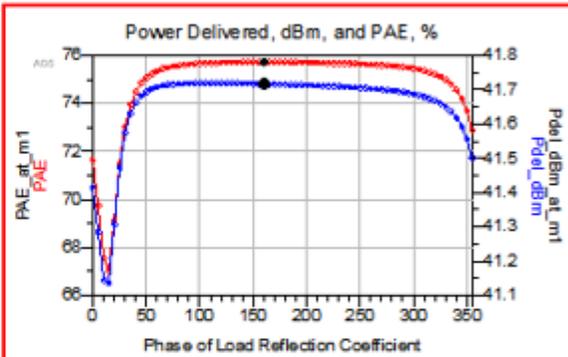
Étape 4, en fixant $Z_s = 1.29 - j*13.19 \Omega$, $Z_l = 14.43 + j*4.15 \Omega$, l'impédance de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique $Z_{l2} = 1.28 + j*0.00 \Omega$ soit $\Gamma_{l2} = 0.95 \angle 180.0^\circ$, avec les impédances sources de la deuxième et troisième harmonique fixées à 50Ω , nous allons faire varier l'impédance de la charge à la fréquence de la troisième harmonique (11.025 GHz). La variation de l'impédance de la charge à la fréquence de la troisième harmonique se fera entre $0.95 \angle 0^\circ$ et $0.95 \angle 355^\circ$ par pas de 5° pour voir l'impact de l'impédance de la charge à la fréquence de la troisième harmonique sur le PAE. Par les résultats issus de la simulation Loadpull sur la Figure 33, nous pouvons avoir un PAE maximum de 75.72 % avec une puissance de sortie de 41.72 dBm quand l'impédance de la charge à la troisième harmonique $Z_{l3} = 1.32 + j*8.81 \Omega$ soit $\Gamma_{l3} = 0.95 \angle 160.0^\circ$. À cette étape, le PAE est amélioré de 0.78 %. Sur la Figure 33, dans la variation de l'impédance de la charge à la fréquence de la troisième harmonique entre $0.95 \angle 0^\circ$ et $0.95 \angle 355^\circ$ par pas de 5° , nous voyons qu'à $0.95 \angle 15^\circ$ un PAE de 67.02 % avec une puissance de sortie de 41.14 dBm est obtenu. Ainsi, une baisse du PAE de 8.70 % par rapport au paramètre PAE maximum et une baisse de la puissance de sortie de 0.58 dBm sont observés. Donc, le choix de l'impédance de la charge à la fréquence de la troisième harmonique est très important pour rechercher le paramètre PAE maximum et une puissance de sortie supérieure de 40 dBm.

Bias 1 Voltage = -2.730
 Bias 2 Voltage = 28.000
 Fundamental RF Frequency = 3675000000.000
 Swept Load Harmonic Number = 3.000
 Available Source Power = 26.500 dBm

Fundamental Source Z: $1.290 - j13.190$
 Fundamental Load Z: $14.430 + j4.150$

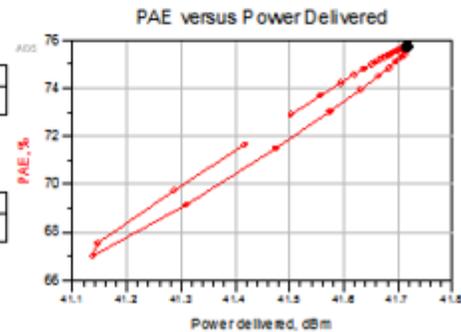


The data inside the red polygon corresponds to the load selected by the m1 marker and will only change if you move the marker to a different load.



At load selected by marker m1:

BiasCurrent at m1	Zload_at_m1	Rho_at_m1
0.680	$1.322 + j8.810$	$0.950 / 160.000$
PAE_at_m1	Gain_at_m1	
75.721	15.217	
Z_in_at_m1		
$1.530 + j13.594$		
Pdel_dBm_at_m1		
41.717		



At load that gives maximum PAE:

BiasCurrent at MaxPAE	Zload_at MaxPAE	MaxPAE_Rho
0.680	$1.322 + j8.810$	$0.950 / 160.000$
PAEmax	Gain_at_MaxPAE	
75.721	15.217	
Z_in_at_MaxPAE		
$1.530 + j13.594$		
Pdel_dBm_at_MaxPAE		
41.717		

Figure 33 : Simulation Loadpull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la charge à la fréquence de la troisième harmonique 11.025 GHz

Étape 5, en fixant $Z_s = 1.29 - j*13.19 \Omega$, $Z_1 = 14.43 + j*4.15 \Omega$, les impédances charges de la deuxième et troisième harmoniques respectivement $Z_{12} = 1.28 + j*0.00 \Omega$ et $Z_{13} = 1.32 + j*8.81 \Omega$ soit $\Gamma_{13} = 0.95 \angle 160.0^\circ$, avec l'impédance source de la troisième harmonique fixée à 50Ω , nous allons faire varier l'impédance de la source à la fréquence de la deuxième harmonique (7.35 GHz). La variation de l'impédance de la source à la fréquence de la deuxième harmonique se fera entre $0.95 \angle 0^\circ$ et $0.95 \angle 355^\circ$ par pas de 5° pour voir l'impact de l'impédance de la source à la fréquence de la deuxième harmonique sur le PAE. Par les résultats issus de la simulation Sourcepull sur la Figure 34, nous pouvons avoir un PAE maximum de 75.92 % avec une puissance de sortie de 41.47 dBm quand l'impédance de la source à la deuxième harmonique $Z_{s2} = 8.72 - j*120.17 \Omega$ soit $\Gamma_{s2} = 0.95 \angle -45.0^\circ$. À cette étape, le PAE reste quasiment le même avec une différence de 0.2 % par rapport au PAE de l'étape 4. Sur la Figure 34, dans la variation de l'impédance de la source à la fréquence de la deuxième harmonique entre $0.95 \angle 0^\circ$ et $0.95 \angle 355^\circ$ par pas de 5° , nous voyons qu'à $0.95 \angle 290^\circ$ un PAE de 71.16 % avec une puissance de sortie de 40.96 dBm est obtenu. Ainsi, une baisse du PAE de 4.76 % par rapport au paramètre PAE maximum et une baisse de la puissance de sortie de 0.51 dBm sont observés. Donc, le choix de l'impédance de la source à la fréquence de la deuxième harmonique est très important pour rechercher le paramètre PAE maximum et une puissance de sortie supérieure de 40 dBm.

Bias 1 Voltage = -2.730
 Bias 2 Voltage = 28.000
 Fundamental RF Frequency = 3675000000.000
 Swept Source Harmonic Number = 2.000
 Available Source Power = 26.500 dBm

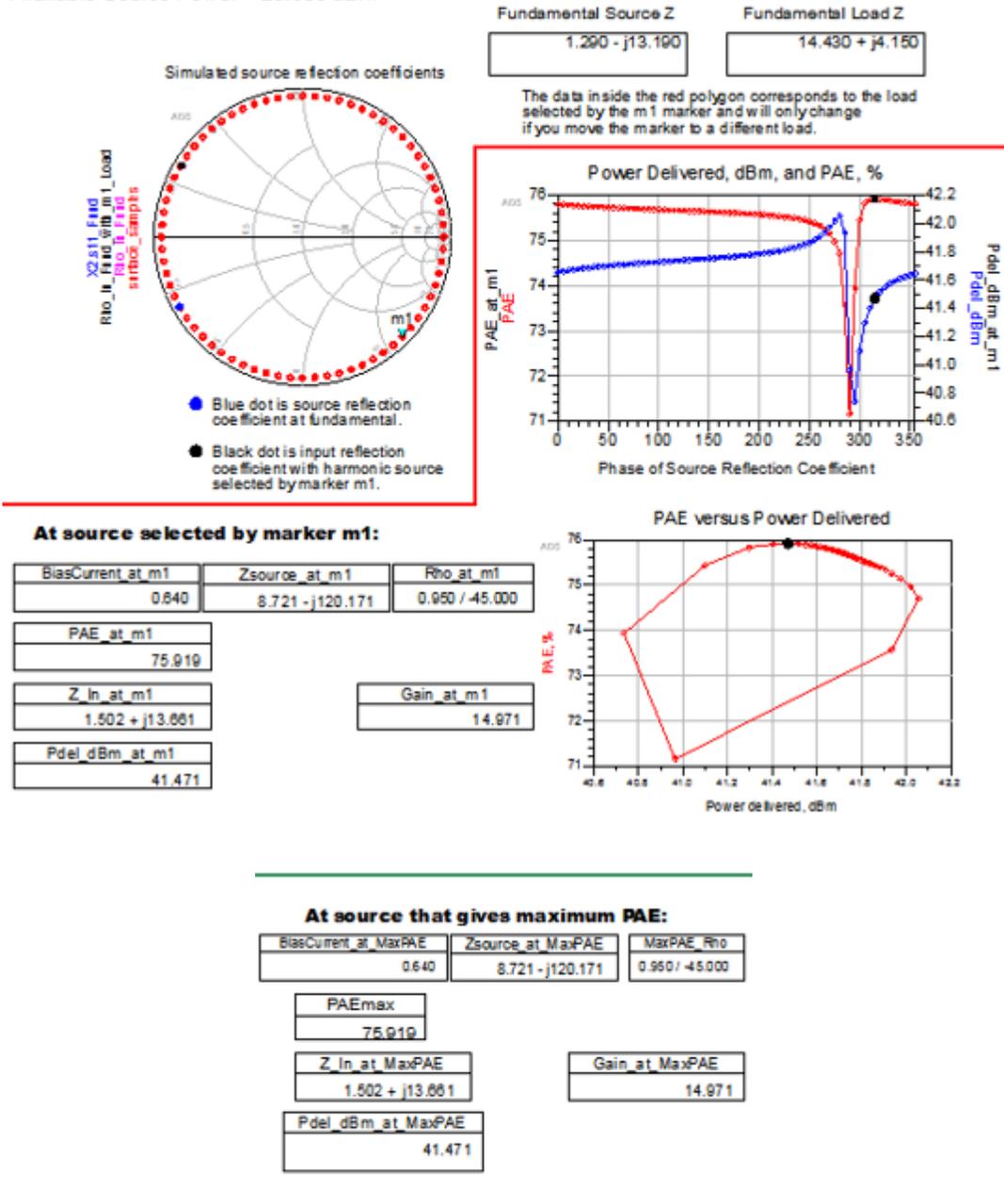
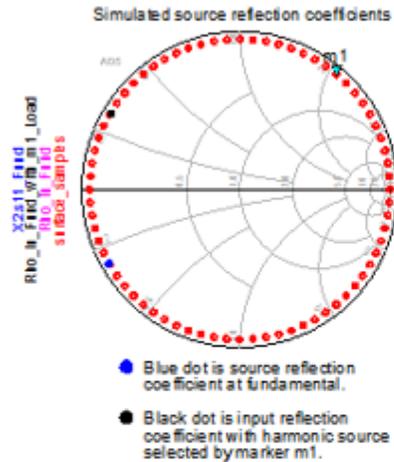


Figure 34 : Simulation Sourcepull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la source à la fréquence de la deuxième harmonique 7.35 GHz

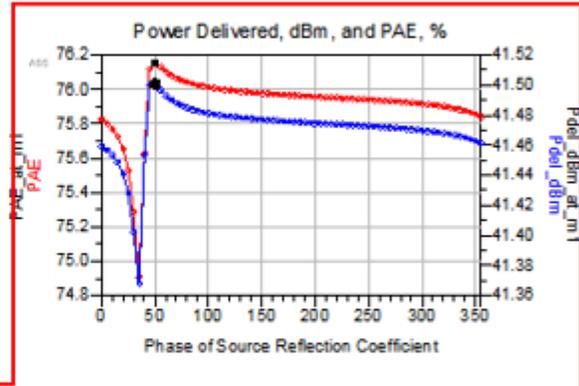
Étape 6, on va faire le tuning de l'impédance de la source à la fréquence de la troisième harmonique (11.025 GHz) avec les impédances source et charge de la fondamentale respectivement fixées à $Z_s = 1.29 - j*13.19 \Omega$ et $Z_l = 14.43 + j*4.15 \Omega$, les impédances charges de la deuxième et troisième harmoniques respectivement fixées à $Z_{l2} = 1.28 + j*0.00 \Omega$ et $Z_{l3} = 1.32 + j*8.81 \Omega$ et l'impédance source de la deuxième harmonique $Z_{s2} = 8.72 - j*120.17 \Omega$ soit $\Gamma_{s2} = 0.95 \angle -45.0^\circ$. Nous allons faire varier l'impédance de la source à la fréquence de la troisième harmonique (11.025 GHz). La variation de l'impédance de la source à la fréquence de la troisième harmonique se fera entre $0.95 \angle 0^\circ$ et $0.95 \angle 355^\circ$ par pas de 5° pour voir l'impact de l'impédance de la source à la fréquence de la troisième harmonique sur le PAE. Par les résultats issus de la simulation Sourcepull sur la Figure 35, nous pouvons avoir un PAE maximum de 76.15 % avec une puissance de sortie de 41.50 dBm quand l'impédance de la source à la troisième harmonique $Z_{s3} = 7.16 + j*106.83 \Omega$ soit $\Gamma_{s3} = 0.95 \angle 50.0^\circ$. À cette étape, le PAE est amélioré de 0.23 %. Sur la Figure 35, dans la variation de l'impédance de la source à la fréquence de la troisième harmonique entre $0.95 \angle 0^\circ$ et $0.95 \angle 355^\circ$ par pas de 5° , nous voyons qu'à $0.95 \angle 35^\circ$ un PAE de 74.91 % avec une puissance de sortie de 41.37 dBm est obtenu. Ainsi, une baisse du PAE de 1.24 % par rapport au paramètre PAE maximum et une baisse de la puissance de sortie de 0.13 dBm sont observés. Donc, le choix de l'impédance de la source à la fréquence de la troisième harmonique est très important pour rechercher le paramètre PAE maximum et une puissance de sortie supérieure de 40 dBm.

Bias 1 Voltage = -2.730
 Bias 2 Voltage = 28.000
 Fundamental RF Frequency = 3675000000.000
 Swept Source Harmonic Number = 3.000
 Available Source Power = 26.500 dBm

Fundamental Source Z: $1.290 - j13.190$
 Fundamental Load Z: $14.430 + j4.150$



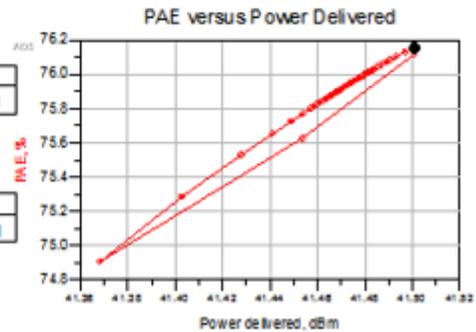
The data inside the red polygon corresponds to the load selected by the m1 marker and will only change if you move the marker to a different load.



At source selected by marker m1:

BiasCurrent at m1	Zsource at m1	Rho at m1
0.643	$7.156 + j106.832$	$0.950 / 50.000$
PAE at m1		
76.154		
Z_in at m1		
$1.509 + j13.669$		
Pdel dBm at m1		
41.501		

Gain at m1
15.001



At source that gives maximum PAE:

BiasCurrent at MaxPAE	Zsource at MaxPAE	MaxPAE_Rho
0.643	$7.156 + j106.832$	$0.950 / 50.000$
PAEmax		
76.154		
Z_in at MaxPAE		Gain at MaxPAE
$1.509 + j13.669$		15.001
Pdel dBm at MaxPAE		
41.501		

Figure 35 : Simulation Sourcepull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la source à la fréquence de la troisième harmonique 11.025 GHz

Sur le Tableau 11 sont résumés les paramètres utilisés pour la simulation Loadpull / Sourcepull avec $f_0 = 3.675$ GHz. Le Tableau 12 résume les étapes de la caractérisation. Nous remarquons que le PAE est amélioré de 8.00 % en contrôlant la deuxième harmonique à la charge. En contrôlant le troisième harmonique à la charge on remarque une amélioration de 0.78 %. Par contre en contrôlant la deuxième et troisième harmonique à la source on remarque des améliorations minimales respectivement de 0.2 % et 0.23 % du PAE. La deuxième et troisième harmonique à la source sont moins sensibles pour augmenter le PAE. Cependant, dépendamment de la phase de la deuxième harmonique à la charge on peut perdre jusqu'à 23.48 % de PAE. De même, si la phase de la troisième harmonique à la charge n'est pas bien contrôlée on peut perdre jusqu'à 8.70 % du PAE. Pour la deuxième et troisième harmonique à la source, si leurs phases ne sont pas bien contrôlées nous pouvons perdre respectivement jusqu'à 4.76 % et 1.24 % du PAE.

Tableau 11 : Paramètres de simulation Loadpull / Sourcepull avec $f_0 = 3.675$ GHz

Paramètres	Valeurs	Unité
Fréquence (f_0)	3.675	GHz
Drain Voltage, V_{DS}	28	V
Drain Bias Current, I_{DQ}	200	mA
Gate Voltage, V_{GS}	-2.73	V
Input Power	26.5	dBm
Output Power	41.50	dBm
Power Added Efficiency (PAE)	76.15	%
Gain	15	dB
Source Impedance fundamental (f_0)	$1.29 - j*13.19$	Ω

Paramètres	Valeurs	Unité
Load Impedance fundamental (f_0)	$14.43 + j*4.15$	Ω
Source Impedance ($2f_0$)	$8.72 - j*120.17$	Ω
Load Impedance ($2f_0$)	$1.28 + j*0.00$	Ω
Source Impedance ($3f_0$)	$7.16 + j*106.83$	Ω
Load Impedance ($3f_0$)	$1.32 + j*8.81$	Ω

Tableau 12 : Résultats de simulation Loadpull / Sourcepull avec $f_0 = 3.675$ GHz

Étapes	Fréquence (GHz)	Source Impedance (Ω)	Load Impedance (Ω)	PAE (%)	Gain (dB)	Pout (dBm)
Étape 1 Load pull (f_0)	3.675	$1.29 - j*13.19$	$14.43 + j*4.15$	66.94	14.7	41.20
	7.35	50	50			
	11.025	50	50			
Étape 2 Source pull (f_0)	3.675	$1.29 - j*13.19$	$14.43 + j*4.15$	66.94	14.7	41.20
	7.35	50	50			
	11.025	50	50			
Étape 3 Load pull ($2f_0$)	3.675	$1.29 - j*13.19$	$14.43 + j*4.15$	74.94	15.17	41.67
	7.35	50	$1.28 + j*0.00$			
	11.025	50	50			

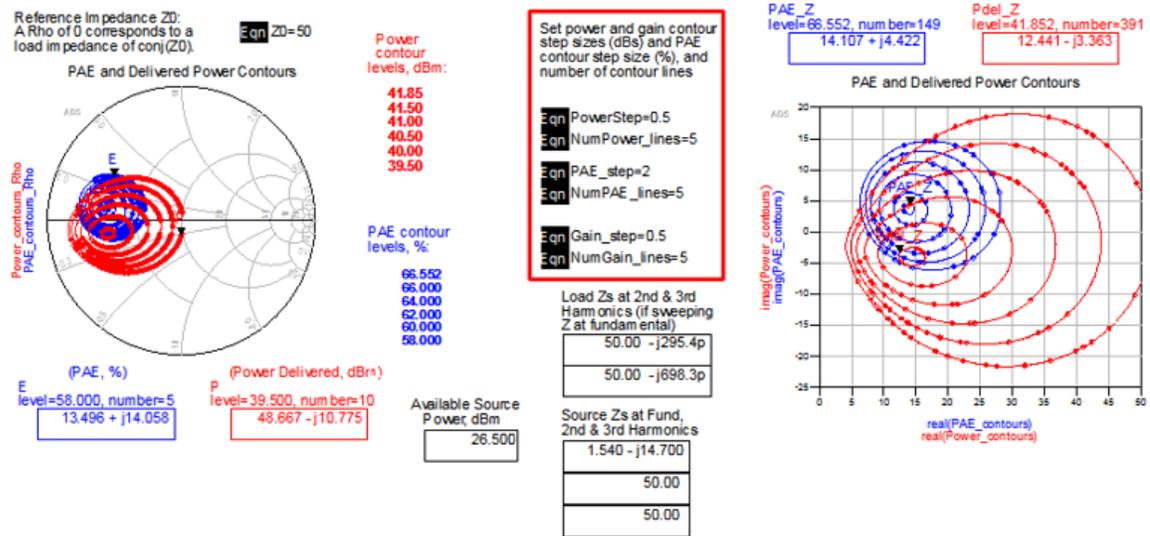
Étapes	Fréquence (GHz)	Source Impedance (Ω)	Load Impedance (Ω)	PAE (%)	Gain (dB)	Pout (dBm)
Étape 4 Load pull (3f₀)	3.675	1.29 - j*13.19	14.43 + j*4.15	75.72	15.22	41.72
	7.35	50	1.28 + j*0.00			
	11.025	50	1.32 + j*8.81			
Étape 5 Source pull (2f₀)	3.675	1.29 - j*13.19	14.43 + j*4.15	75.92	14.97	41.47
	7.35	8.72 - j*120.17	1.28 + j*0.00			
	11.025	50	1.32 + j*8.81			
Étape 6 Source pull (3f₀)	3.675	1.29 - j*13.19	14.43 + j*4.15	76.15	15	41.50
	7.35	8.72 - j*120.17	1.28 + j*0.00			
	11.025	7.16 + j*106.83	1.32 + j*8.81			

2.2.5 F₀ = 3.8 GHz

Pour la caractérisation avec $f_0 = 3.8$ GHz, nous allons suivre les six étapes décrites dans la sous-section 2.1.1.

Étape 1, en fixant comme impédance source de la fondamentale $Z_s = 1.54 - j*14.70 \Omega$ soit $\Gamma_s = 0.945 \angle -147.2^\circ$, les résultats issus de la simulation Loadpull sur la Figure 36, nous pouvons avoir un paramètre PAE maximum de 66.62 % avec une puissance de sortie de 41.15 dBm quand l'impédance de la charge à la fondamentale $Z_l = 13.93 + j*3.39 \Omega$ soit $\Gamma_l = 0.566 \angle 171.5^\circ$. La puissance maximale de sortie pouvant être obtenue est de 41.89 dBm, avec un PAE de 60.70 % quand l'impédance de la charge à la fondamentale $Z_l = 14.18 - j*4.15 \Omega$

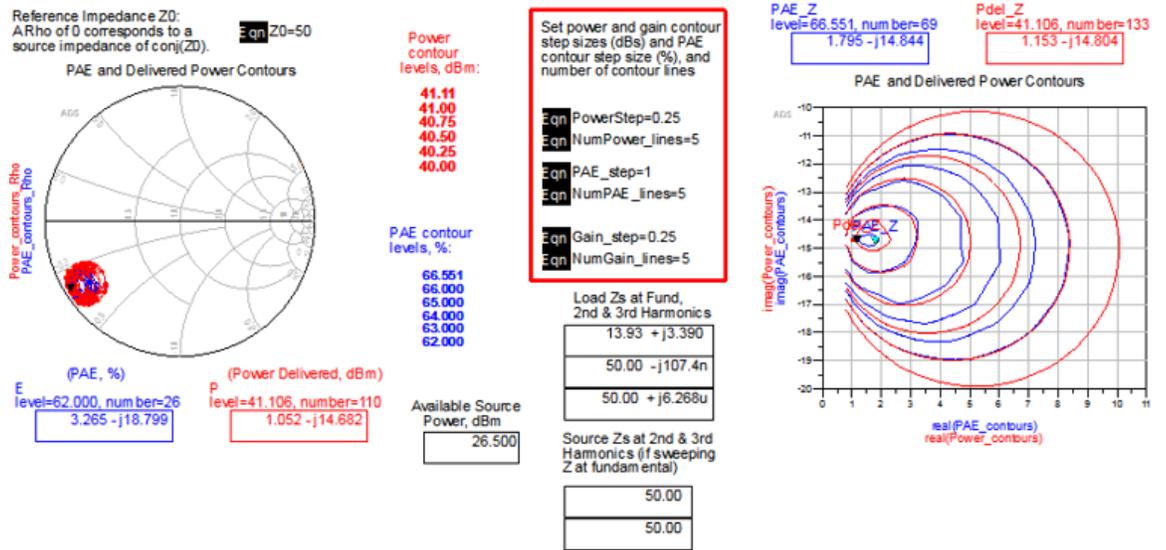
soit $\Gamma_1 = 0.561 \angle -169.7^\circ$. Nous choisirons, $Z_1 = 13.93 + j*3.39 \Omega$ pour avoir le maximum de PAE tout en ayant une puissance de sortie supérieure à 40 dBm.



At load that gives maximum power (and gain):		
BiasCurrent_at_MaxPower	Zload_at_MaxPower	MaxPowerRho
0.884	14.181 - j4.146	0.561 / -169.702
PAE_at_MaxPower		
60.701		
Z_in_at_MaxPower		Gain_at_MaxPower
1.737 + j14.391		15.394
Pdel_dBm_Max		
41.894		
At load that gives maximum PAE:		
BiasCurrent_at_MaxPAE	Zload_at_MaxPAE	MaxPAE_Rho
0.875	13.932 + j3.392	0.568 / 171.5...
PAEmax		
66.619		
Z_in_at_MaxPAE		Gain_at_MaxPAE
1.543 + j14.564		14.647
Pdel_dBm_at_MaxPAE		
41.147		

Figure 36 : Simulation Loadpull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie à la fréquence fondamentale 3.8 GHz

Étape 2, en fixant comme impédance charge de la fondamentale $Z_l = 13.93 + j*3.39 \Omega$ soit $\Gamma_l = 0.566 \angle 171.5^\circ$. Avec les impédances source et charge des deuxième et troisième harmoniques fixées à 50Ω , par les résultats issus de la simulation Sourcepull sur la Figure 37, nous pouvons avoir le PAE maximum de 66.62 % et la puissance de sortie maximale de 41.15 dBm quand l'impédance de la source à la fondamentale $Z_s = 1.54 - j*14.70 \Omega$ soit $\Gamma_s = 0.945 \angle -147.2^\circ$. Nous choisirons $Z_s = 1.54 - j*14.70 \Omega$ pour avoir le maximum de PAE tout en ayant une puissance de sortie supérieure à 40 dBm.



At source that gives maximum power (and gain):

BiasCurrent_at_MaxPower	Zsource_at_MaxPower	MaxPowerRho
0.675	1.542 - j14.698	0.945 / -147.209

PAE_at MaxPower
66.618

Z_In_at MaxPower	Gain_at MaxPower
1.543 + j14.564	14.648

Pdel_dBm_Max
41.148

At source that gives maximum PAE:

BiasCurrent_at_MaxPAE	Zsource_at_MaxPAE	MaxPAE_Rho
0.675	1.542 - j14.698	0.945 / -147.2...

PAE_max
66.618

Z_In_at_MaxPAE	Gain_at_MaxPAE
1.543 + j14.564	14.648

Pdel_dBm_at_MaxPAE
41.148

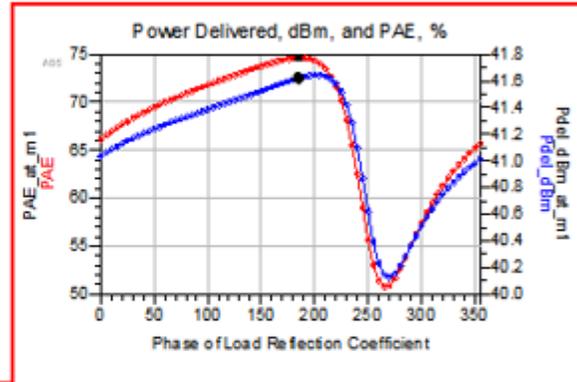
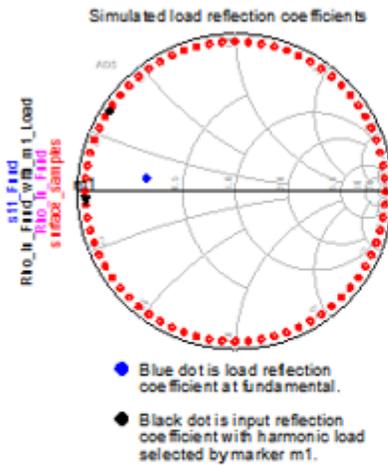
Figure 37 : Simulation Sourcepull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie à la fréquence fondamentale 3.8 GHz

Étape 3, en fixant $Z_s = 1.54 - j*14.70 \Omega$ et $Z_l = 13.93 + j*3.39 \Omega$, avec l'impédance source de la deuxième harmonique et les impédances source et charge de la troisième harmoniques fixées à 50Ω , nous allons faire varier l'impédance de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique (7.6 GHz). La variation de l'impédance de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique se fera entre $0.95\angle 0^\circ$ et $0.95\angle 355^\circ$ par pas de 5° pour voir l'impact de l'impédance de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique sur le PAE. Par les résultats issus de la simulation Loadpull sur la Figure 38, nous pouvons avoir un PAE maximum de 74.64 % avec une puissance de sortie de 41.62 dBm quand l'impédance de la charge à la deuxième harmonique $Z_{l2} = 1.28 - j*2.18 \Omega$ soit $\Gamma_{l2} = 0.95\angle -175.0^\circ$. À cette étape, le PAE est amélioré de 8.02 %. Sur la Figure 38, dans la variation de l'impédance de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique entre $0.95\angle 0^\circ$ et $0.95\angle 355^\circ$ par pas de 5° , nous voyons qu'à $0.95\angle 265^\circ$ un PAE de 50.78 % avec une puissance de sortie de 40.15 dBm est obtenu. Ainsi, une baisse du PAE de 23.76 % par rapport au paramètre PAE maximum et une baisse de la puissance de sortie de 1.47 dBm sont observés. Donc, le choix de l'impédance de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique est très important pour rechercher le paramètre PAE maximum et une puissance de sortie supérieure de 40 dBm.

Bias 1 Voltage = -2.730
 Bias 2 Voltage = 28.000
 Fundamental RF Frequency = 3800000000.000
 Swept Load Harmonic Number = 2.000
 Available Source Power = 26.500 dBm

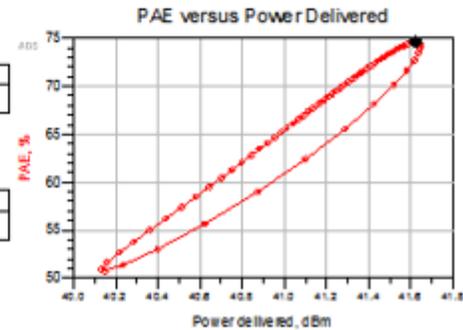
Fundamental Source Z: $1.540 - j14.700$
 Fundamental Load Z: $13.930 + j3.390$

The data inside the red polygon corresponds to the load selected by the m1 marker and will only change if you move the marker to a different load.



At load selected by marker m1:

BiasCurrent at m1	Zload at m1	Rho at m1
0.674	$1.284 - j2.182$	$0.950 / -175.000$
PAE_at_m1	Gain_at_m1	
74.644	15.122	
Z_in at m1	Pdel_dBm_at_m1	
$1.562 + j14.621$	41.622	



At load that gives maximum PAE:

BiasCurrent at MaxPAE	Zload at MaxPAE	MaxPAE_Rho
0.674	$1.284 - j2.182$	$0.950 / -175.0...$
PAE_max	Gain_at_MaxPAE	
74.644	15.122	
Z_in at MaxPAE	Pdel_dBm at MaxPAE	
$1.562 + j14.621$	41.622	

Figure 38 : Simulation Loadpull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique 7.6 GHz

Étape 4, en fixant $Z_s = 1.54 - j*14.70 \Omega$, $Z_l = 13.93 + j*3.39 \Omega$, l'impédance de la charge à la fréquence de la deuxième harmonique $Z_{l2} = 1.28 - j*2.18 \Omega$ soit $\Gamma_{l2} = 0.95\angle -175.0^\circ$, avec les impédances sources de la deuxième et troisième harmonique fixées à 50Ω , nous allons faire varier l'impédance de la charge à la fréquence de la troisième harmonique (11.40 GHz). La variation de l'impédance de la charge à la fréquence de la troisième harmonique se fera entre $0.95\angle 0^\circ$ et $0.95\angle 355^\circ$ par pas de 5° pour voir l'impact de l'impédance de la charge à la fréquence de la troisième harmonique sur le PAE. Par les résultats issus de la simulation Loadpull sur la Figure 39, nous pouvons avoir un PAE maximum de 75.34 % avec une puissance de sortie de 41.67 dBm quand l'impédance de la charge à la troisième harmonique $Z_{l3} = 1.29 + j*4.37 \Omega$ soit $\Gamma_{l3} = 0.95\angle 170.0^\circ$. À cette étape, le PAE est amélioré de 0.70 %. Sur la Figure 39, dans la variation de l'impédance de la charge à la fréquence de la troisième harmonique entre $0.95\angle 0^\circ$ et $0.95\angle 355^\circ$ par pas de 5° , nous voyons qu'à $0.95\angle 25^\circ$ un PAE de 66.92 % avec une puissance de sortie de 41.10 dBm est obtenu. Ainsi, une baisse du PAE de 8.42 % par rapport au paramètre PAE maximum et une baisse de la puissance de sortie de 0.57 dBm sont observés. Donc, le choix de l'impédance de la charge à la fréquence de la troisième harmonique est très important pour rechercher le paramètre PAE maximum et une puissance de sortie supérieure de 40 dBm.

Bias 1 Voltage = -2.730
 Bias 2 Voltage = 28.000
 Fundamental RF Frequency = 3800000000.000
 Swept Load Harmonic Number = 3.000
 Available Source Power = 26.500 dBm

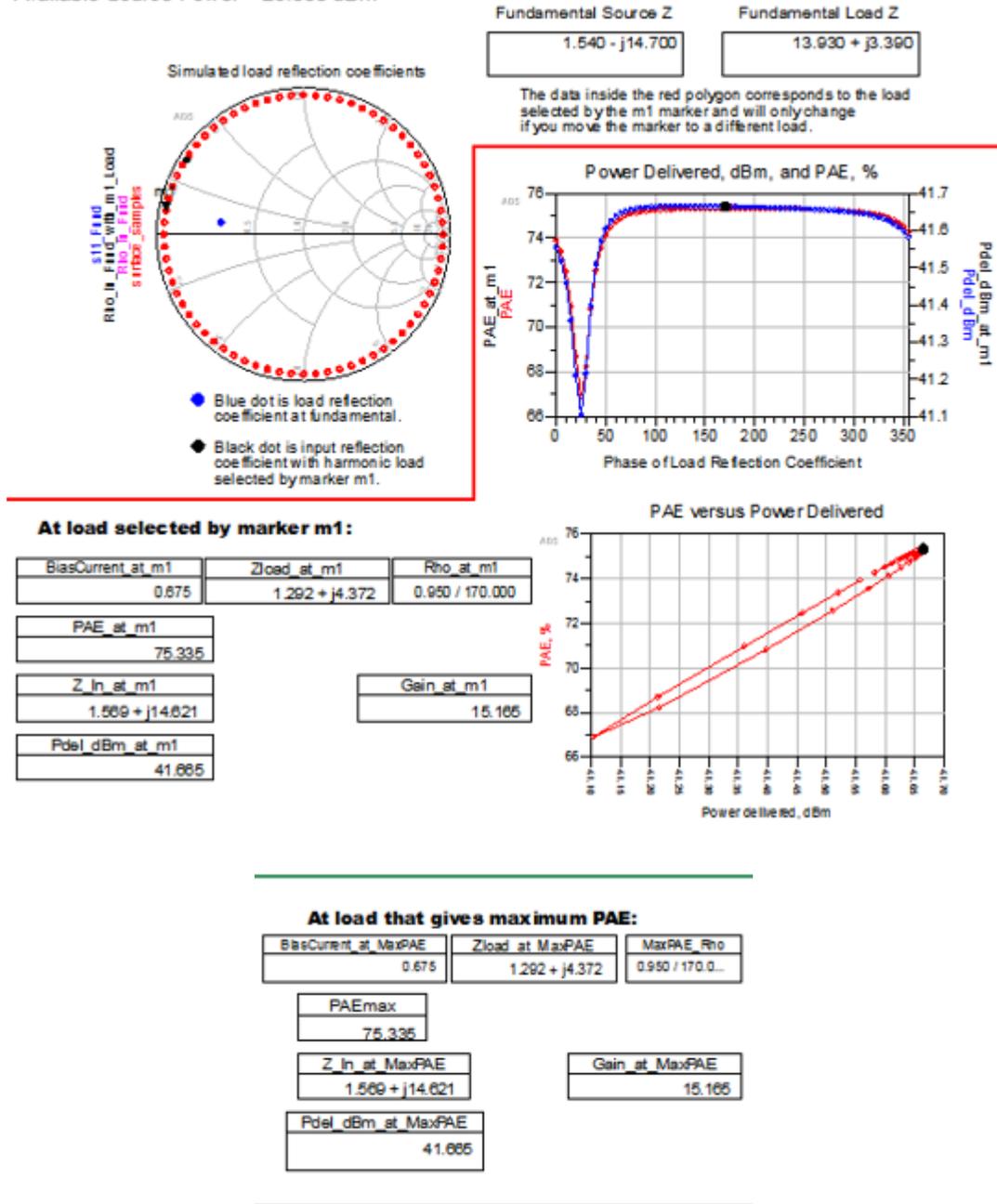


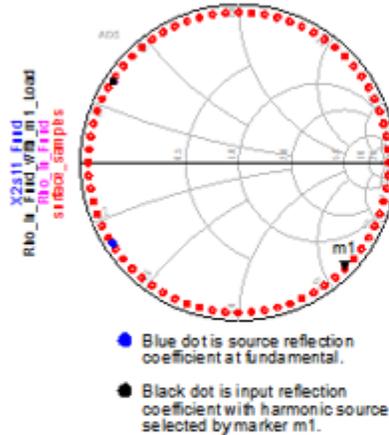
Figure 39 : Simulation Loadpull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la charge à la fréquence de la troisième harmonique 11.40 GHz

Étape 5, en fixant $Z_s = 1.54 - j*14.70 \Omega$, $Z_1 = 13.93 + j*3.39 \Omega$, les impédances charges de la deuxième et troisième harmoniques respectivement $Z_{12} = 1.28 - j*2.18 \Omega$ et $Z_{13} = 1.29 + j*4.37 \Omega$ soit $\Gamma_{13} = 0.95 \angle 170.0^\circ$, avec l'impédance source de la troisième harmonique fixée à 50Ω , nous allons faire varier l'impédance de la source à la fréquence de la deuxième harmonique (7.60 GHz). La variation de l'impédance de la source à la fréquence de la deuxième harmonique se fera entre $0.95 \angle 0^\circ$ et $0.95 \angle 355^\circ$ par pas de 5° pour voir l'impact de l'impédance de la source à la fréquence de la deuxième harmonique sur le PAE. Par les résultats issus de la simulation Sourcepull sur la Figure 40, nous pouvons avoir un PAE maximum de 75.75 % avec une puissance de sortie de 41.34 dBm quand l'impédance de la source à la deuxième harmonique $Z_{s2} = 8.72 - j*120.17 \Omega$ soit $\Gamma_{s2} = 0.95 \angle -45.0^\circ$. À cette étape, le PAE reste quasiment le même avec une différence de 0.41 % par rapport au PAE de l'étape 4. Sur la Figure 40, dans la variation de l'impédance de la source à la fréquence de la deuxième harmonique entre $0.95 \angle 0^\circ$ et $0.95 \angle 355^\circ$ par pas de 5° , nous voyons qu'à $0.95 \angle 295^\circ$ un PAE de 71.84 % avec une puissance de sortie de 41.52 dBm est obtenu. Ainsi, une baisse du PAE de 3.91 % par rapport au paramètre PAE maximum et une hausse de la puissance de sortie de 0.18 dBm sont observés. Donc, le choix de l'impédance de la source à la fréquence de la deuxième harmonique est très important pour rechercher le paramètre PAE maximum et une puissance de sortie supérieure de 40 dBm.

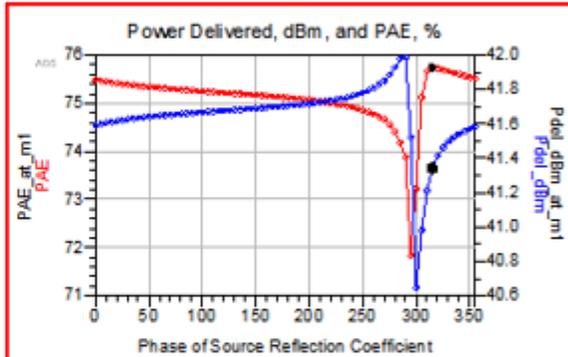
Bias 1 Voltage = -2.730
 Bias 2 Voltage = 28.000
 Fundamental RF Frequency = 3800000000.000
 Swept Source Harmonic Number = 2.000
 Available Source Power = 26.500 dBm

Fundamental Source Z Fundamental Load Z
 1.540 - j14.700 13.930 + j3.390

Simulated source reflection coefficients

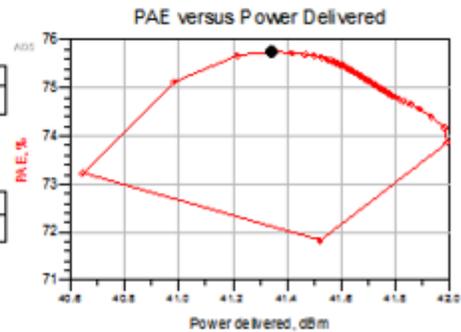


The data inside the red polygon corresponds to the load selected by the m1 marker and will only change if you move the marker to a different load.



At source selected by marker m1:

BiasCurrent_at_m1	Zsource_at_m1	Rho_at_m1
0.622	8.721 - j120.171	0.950 / -45.000
PAE_at_m1		
75.752		
Z_in_at_m1	Gain_at_m1	
1.572 + j14.723	14.841	
Pdel_dBm_at_m1		
41.341		



At source that gives maximum PAE:

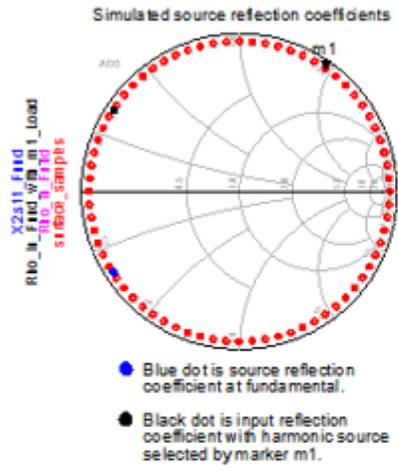
BiasCurrent at MaxPAE	Zsource at MaxPAE	MaxPAE_Rho
0.622	8.721 - j120.171	0.950 / -45.000
PAEmax		
75.752		
Z_in at MaxPAE	Gain at MaxPAE	
1.572 + j14.723	14.841	
Pdel_dBm at MaxPAE		
41.341		

Figure 40 : Simulation Sourcepull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la source à la fréquence de la deuxième harmonique 7.6 GHz

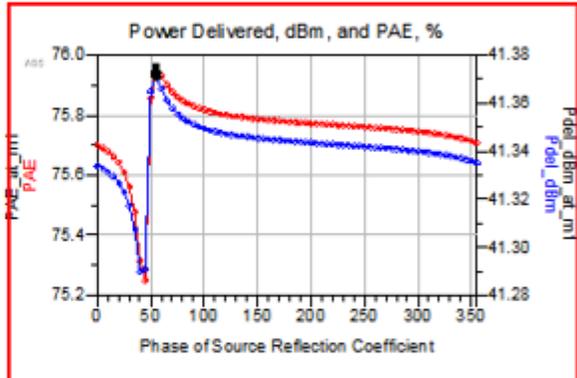
Étape 6, on va faire le tuning de l'impédance de la source à la fréquence de la troisième harmonique (11.4 GHz) avec les impédances source et charge de la fondamentale respectivement fixées à $Z_s = 1.54 - j*14.70 \Omega$ et $Z_l = 13.93 + j*3.39 \Omega$, les impédances charges de la deuxième et troisième harmoniques respectivement fixées à $Z_{l2} = 1.28 - j*2.18 \Omega$ et $Z_{l3} = 1.29 + j*4.37 \Omega$ et l'impédance source de la deuxième harmonique $Z_{s2} = 8.72 - j*120.17 \Omega$ soit $\Gamma_{s2} = 0.95 \angle -45.0^\circ$. Nous allons faire varier l'impédance de la source à la fréquence de la troisième harmonique (11.4 GHz). La variation de l'impédance de la source à la fréquence de la troisième harmonique se fera entre $0.95 \angle 0^\circ$ et $0.95 \angle 355^\circ$ par pas de 5° pour voir l'impact de l'impédance de la source à la fréquence de la troisième harmonique sur le PAE. Par les résultats issus de la simulation Sourcepull sur la Figure 41, nous pouvons avoir un PAE maximum de 75.96 % avec une puissance de sortie de 41.37 dBm quand l'impédance de la source à la troisième harmonique $Z_{s3} = 6.00 + j*95.75 \Omega$ soit $\Gamma_{s3} = 0.95 \angle 55.0^\circ$. À cette étape, le PAE est amélioré de 0.21 %. Sur la Figure 41, dans la variation de l'impédance de la source à la fréquence de la troisième harmonique entre $0.95 \angle 0^\circ$ et $0.95 \angle 355^\circ$ par pas de 5° , nous voyons qu'à $0.95 \angle 45^\circ$ un PAE de 75.25 % avec une puissance de sortie de 41.29 dBm est obtenu. Ainsi une baisse du PAE de 0.71 % par rapport au paramètre PAE maximum et une baisse de la puissance de sortie de 0.08 dBm sont observés. Donc, le choix de l'impédance de la source à la fréquence de la troisième harmonique est très important pour rechercher le paramètre PAE maximum et une puissance de sortie supérieure de 40 dBm.

Bias 1 Voltage = -2.730
 Bias 2 Voltage = 28.000
 Fundamental RF Frequency = 3800000000.000
 Swept Source Harmonic Number = 3.000
 Available Source Power = 26.500 dBm

Fundamental Source Z 1.540 - j14.700 Fundamental Load Z 13.930 + j3.360

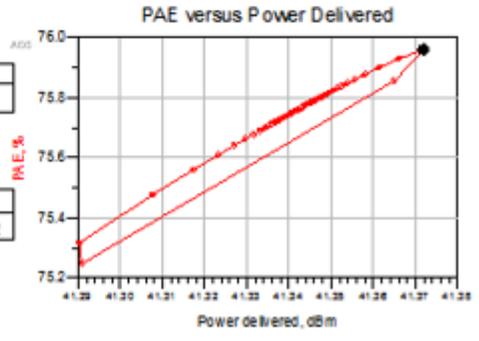


The data inside the red polygon corresponds to the load selected by the m1 marker and will only change if you move the marker to a different load.



At source selected by marker m1:

BiasCurrent_at_m1	Zsource_at_m1	Rho_at_m1
0.624	5.998 + j95.754	0.950 / 55.000
PAE_at_m1		
75.961		
Z_in_at_m1		
1.577 + j14.728		
Pdel_dBm_at_m1		
41.372		
Gain_at_m1		14.872



At source that gives maximum PAE:

BiasCurrent_at MaxPAE	Zsource_at MaxPAE	MaxPAE_Rho
0.624	5.998 + j95.754	0.950 / 55.000
PAE_max		
75.961		
Z_in_at MaxPAE		
1.577 + j14.728		
Gain_at MaxPAE		14.872
Pdel_dBm_at MaxPAE		
41.372		

Figure 41 : Simulation Sourcepull sur le logiciel ADS du PAE et de la puissance de sortie versus la phase de la source à la fréquence de la troisième harmonique 11.40 GHz

Sur le Tableau 13 sont résumés les paramètres utilisés pour la simulation Loadpull / Sourcepull avec $f_0 = 3.8$ GHz. Le Tableau 14 résume les étapes de la caractérisation. Nous remarquons que le PAE est amélioré de 8.02 % en contrôlant la deuxième harmonique à la charge. En contrôlant le troisième harmonique à la charge on remarque une amélioration de 0.70 %. Par contre en contrôlant la deuxième et troisième harmonique à la source on remarque des améliorations minimales respectivement de 0.41 % et 0.21 % du PAE. La deuxième et troisième harmonique à la source sont moins sensibles pour augmenter le PAE. Cependant, dépendamment de la phase de la deuxième harmonique à la charge on peut perdre jusqu'à 23.76 % de PAE. De même, si la phase de la troisième harmonique à la charge n'est pas bien contrôlée on peut perdre jusqu'à 8.42 % du PAE. Pour la deuxième et troisième harmonique à la source, si leurs phases ne sont pas bien contrôlées nous pouvons perdre respectivement jusqu'à 3.91 % et 0.71 % du PAE.

Tableau 13 : Paramètres de simulation Loadpull / Sourcepull avec $f_0 = 3.8$ GHz

Paramètres	Valeurs	Unité
Fréquence (f_0)	3.8	GHz
Drain Voltage, V_{DS}	28	V
Drain Bias Current, I_{DQ}	200	mA
Gate Voltage, V_{GS}	-2.73	V
Input Power	26.5	dBm
Output Power	41.37	dBm
Power Added Efficiency (PAE)	75.96	%
Gain	14.87	dB
Source Impedance fundamental (f_0)	$1.54 - j*14.70$	Ω

Paramètres	Valeurs	Unité
Load Impedance fundamental (f_0)	$13.93 + j*3.39$	Ω
Source Impedance ($2f_0$)	$8.72 - j*120.17$	Ω
Load Impedance ($2f_0$)	$1.28 - j*2.18$	Ω
Source Impedance ($3f_0$)	$6.00 + j*95.75$	Ω
Load Impedance ($3f_0$)	$1.29 + j*4.37$	Ω

Tableau 14 : Résultats de simulation Loadpull / Sourcepull avec $f_0 = 3.8$ GHz

Étapes	Fréquence (GHz)	Source Impedance (Ω)	Load Impedance (Ω)	PAE (%)	Gain (dB)	Pout (dBm)
Étape 1 Load pull (f_0)	3.80	$1.54 - j*14.70$	$13.93 + j*3.39$	66.62	14.65	41.15
	7.60	50	50			
	11.40	50	50			
Étape 2 Source pull (f_0)	3.80	$1.54 - j*14.70$	$13.93 + j*3.39$	66.62	14.65	41.15
	7.60	50	50			
	11.40	50	50			
Étape 3 Load pull ($2f_0$)	3.80	$1.54 - j*14.70$	$13.93 + j*3.39$	74.64	15.12	41.62
	7.60	50	$1.28 - j*2.18$			
	11.40	50	50			

Étapes	Fréquence (GHz)	Source Impedance (Ω)	Load Impedance (Ω)	PAE (%)	Gain (dB)	Pout (dBm)
Étape 4 Load pull (3f₀)	3.80	$1.54 - j*14.70$	$13.93 + j*3.39$	75.34	15.17	41.67
	7.60	50	$1.28 - j*2.18$			
	11.40	50	$1.29 + j*4.37$			
Étape 5 Source pull (2f₀)	3.80	$1.54 - j*14.70$	$13.93 + j*3.39$	75.75	14.84	41.34
	7.60	$8.72 - j*120.17$	$1.28 - j*2.18$			
	11.40	50	$1.29 + j*4.37$			
Étape 6 Source pull (3f₀)	3.80	$1.54 - j*14.70$	$13.93 + j*3.39$	75.96	14.87	41.37
	7.60	$8.72 - j*120.17$	$1.28 - j*2.18$			
	11.40	$6.00 + j*95.75$	$1.29 + j*4.37$			

2.2.6 Conclusion

Dans les sections ci-dessus, nous avons cherché les impédances optimales à la source et à la charge du transistor afin de pouvoir concevoir un réseau d'adaptation d'impédance. Nous rappelons que le but de cette caractérisation est d'avoir le maximum pour le paramètre PAE en assurant une puissance de sortie d'au moins 40 dBm dans la bande 3.3-3.8 GHz avec une puissance d'entrée de 26.5 dBm. Pour ce faire, nous avons caractérisé le transistor CGH40010 en simulation avec le modèle large signal du transistor sur le logiciel ADS pour les fréquences fondamentales 3.3 GHz, 3.425 GHz, 3.55 GHz, 3.675 GHz, 3.8 GHz (bande 3.3-3.8 GHz) afin de couvrir toute la bande de fréquence. Notons que dans la simulation, les deuxième et troisième harmoniques sont prises en compte en entrée et en sortie pour l'amplificateur large bande 3.5 GHz afin d'augmenter le paramètre PAE. Nous avons

déterminé les impédances optimales de la fondamentale, la deuxième et troisième harmonique (sous sections 2.1.1 à 2.1.6) nous permettant de rechercher un paramètre PAE dans toute la bande de plus de 75% comme indiqué dans la théorie (voir Tableau 2).

Le Tableau 15 résume les impédances optimales à la source et à la charge de la fondamentale, la deuxième et troisième harmonique ainsi que le paramètre PAE, le gain et la puissance de sortie associés avec une puissance en entrée de 26.5 dBm. Nous remarquons que d'après la caractérisation, la puissance de sortie minimale obtenue dans la bande de fréquence est de 41.37 dBm (@3.8 GHz) et le paramètre PAE minimum est 75.96 % (@3.8 GHz). Ces résultats sont satisfaisants pour l'objectif fixé au début de cette caractérisation.

Tableau 15 : Impédances optimales source et charge du transistor de la fondamentale, deuxième et troisième harmonique, paramètre PAE, Gain et Puissance de sortie

Pout (dBm)	41.93	41.86	41.67	41.50	41.37
Gain (dB)	15.43	15.36	15.17	15	14.87
PAE (%)	77.82	76.98	77.09	76.15	75.96
3 ^e Harmonique Charge (Ω)	2.36 + j*45.76	1.71 + j*28.84	2.04 + j*38.33	1.32 + j*8.81	1.29 + j*4.37
2 ^e Harmonique Charge (Ω)	1.32 + j*8.81	1.30 + j*6.58	1.28 + j*2.18	1.28 + j*0.00	1.28 - j*2.18
Fondamentale Charge (Ω)	15.43 + j*5.66	15.18 + j*4.90	14.68 + j*4.90	14.43 + j*4.15	13.93 + j*3.39
3 ^e Harmonique Source (Ω)	27.01 + j*222.41	14.09 + j*157.43	8.72 + j*120.17	7.16 + j*106.83	6.00 + j*95.75
2 ^e Harmonique Source (Ω)	7.16 - j*106.83	10.91 - j*136.61	8.72 - j*120.17	8.72 - j*120.17	8.72 - j*120.17
Fondamentale Source (Ω)	1.29 - j*10.93	1.54 - j*10.93	1.54 - j*12.44	1.29 - j*13.19	1.54 - j*14.70
F ₀ (GHz)	3.3	3.425	3.55	3.675	3.8

Cependant pour les impédances optimales à la source des deuxièmes et troisièmes harmoniques, le même phénomène observé dans la sous-section 1.1.3 s'opère dans notre cas. La variation de l'impédance source à la fréquence de la deuxième et troisième harmonique s'est faite entre $0.95\angle 0^\circ$ et $0.95\angle 355^\circ$ par pas de 5° pour voir l'impact de l'impédance source à la fréquence de la deuxième et troisième harmonique sur le paramètre PAE. En effet, un mauvais choix de l'impédance source de la deuxième harmonique entraîne une perte maximale du PAE jusqu'à 6.34 % ($0.95\angle 290^\circ$) par rapport au maximum de ce paramètre dans la bande de fréquence (voir Figure 42). De même, un mauvais choix de l'impédance source de la troisième harmonique entraîne une perte maximale du PAE jusqu'à 2.80 % ($0.95\angle 35^\circ$) par rapport au maximum de ce paramètre dans la bande de fréquence (voir Figure 43).

Nous voyons que le choix de la zone de sélection de la phase du coefficient de réflexion source s'impose. Pour la deuxième harmonique source, notre but est d'avoir au moins 75 % pour le paramètre PAE; donc la zone de sélection de la phase de son coefficient de réflexion sera entre $0-220^\circ$ et $310-355^\circ$ (rectangle noir sur la Figure 42). Pour la troisième harmonique source notre but est d'avoir le maximum de PAE donc, la zone de sélection de la phase de son coefficient de réflexion sera entre $50-355^\circ$ (rectangle noir sur la Figure 43).

En somme, les impédances source optimales de la fondamentale et les zones de sélection de la phase des coefficients de réflexion des deuxième et troisième harmoniques sont représentées sur la Figure 44. Pour la deuxième harmonique source, nous voyons que si la zone de sélection de la phase de son coefficient de réflexion est respectée, la perte maximale du paramètre PAE pouvant être observée sera de 2.5 % dans la bande de fréquence. Pour la troisième harmonique source, nous voyons que si la zone de sélection de la phase de son coefficient de réflexion est respectée, la perte maximale du PAE pouvant être observée sera de 2 % dans la bande de fréquence. Les zones de sélection de la phase pour la deuxième et la troisième harmonique à la source sont représentées sur la Figure 44 et plus les phases tendent vers les flèches, plus la perte de PAE diminue.

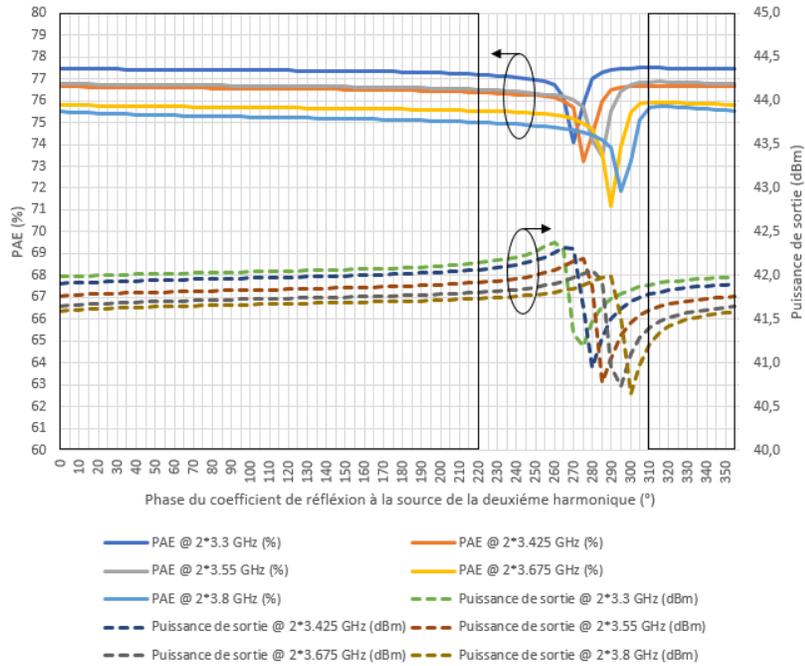


Figure 42 : Résultats Sourcepull, paramètre PAE versus la Phase du coefficient de réflexion à la source de la deuxième harmonique

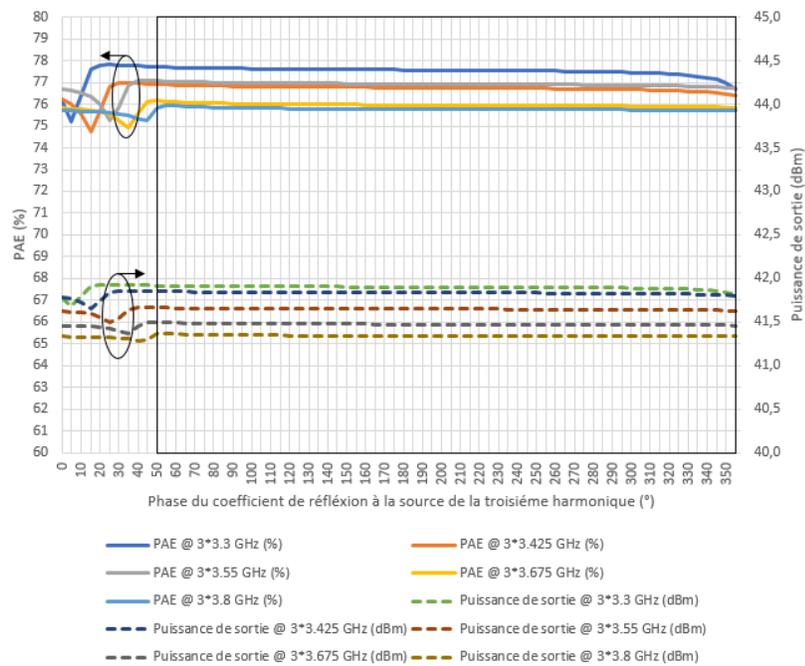


Figure 43 : Résultats Sourcepull, paramètre PAE versus la Phase du coefficient de réflexion à la source de la troisième harmonique

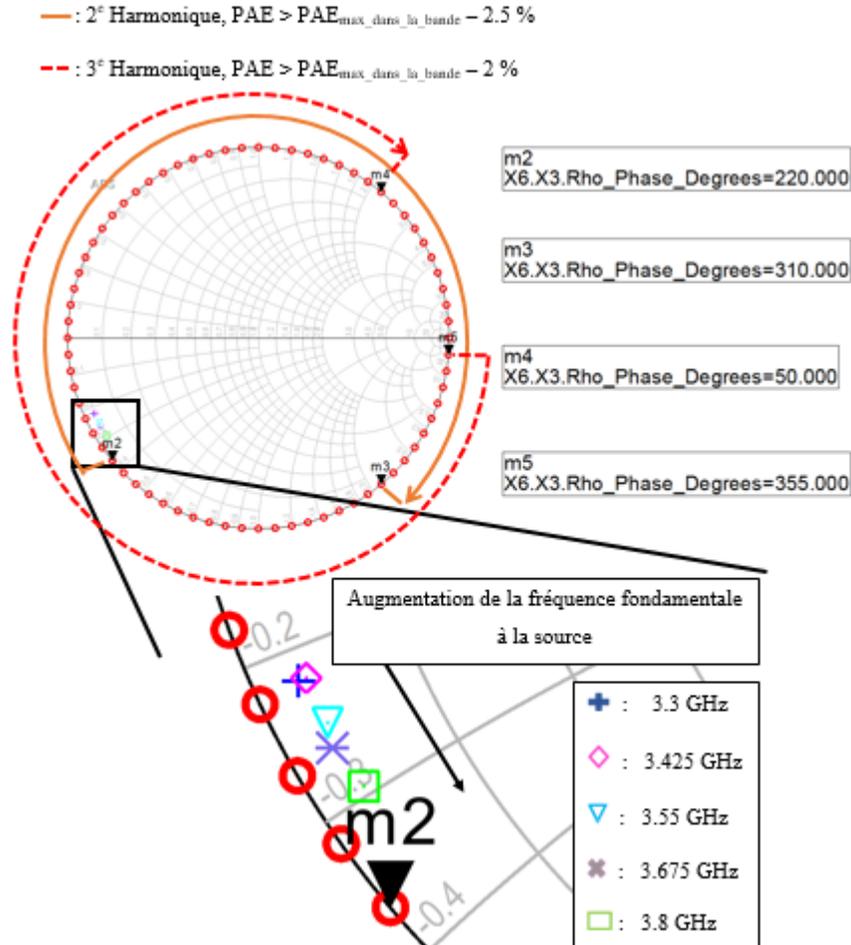


Figure 44 : Résultats Sourcepull sur l'abaque de Smith, impédances optimales de la fondamentale, de la deuxième et troisième harmonique.

La variation de l'impédance charge à la fréquence de la deuxième et troisième harmonique s'est faite entre $0.95\angle 0^\circ$ et $0.95\angle 355^\circ$ par pas de 5° pour voir l'impact de l'impédance charge à la fréquence de la deuxième et troisième harmonique sur le paramètre PAE. En effet un mauvais choix de l'impédance charge de la deuxième harmonique entraîne une perte maximale du PAE jusqu'à 25.44 % ($0.95\angle 265^\circ$) par rapport au maximum de ce paramètre dans la bande de fréquence (voir Figure 45). De même, un mauvais choix de l'impédance charge de la troisième harmonique entraîne une perte maximale du PAE jusqu'à 10.79 % ($0.95\angle 350^\circ$) par rapport au maximum de ce paramètre dans la bande de fréquence (voir Figure 46).

Nous remarquons que le choix de la zone de sélection de la phase du coefficient de réflexion charge s'impose aussi. Pour la deuxième harmonique charge, notre but est d'avoir au moins 71 % du paramètre PAE; donc la zone de sélection de la phase de son coefficient de réflexion sera entre $85-185^\circ$ (rectangle noir sur le Figure 45). Pour la troisième harmonique charge, notre but est d'avoir le maximum de PAE; donc la zone de sélection de la phase de son coefficient de réflexion sera entre $70-300^\circ$ (rectangle noir sur le Figure 46).

De même, les impédances charge optimales de la fondamentale et les zones de sélection de la phase des coefficients de réflexion de la deuxième et troisième harmonique sont représentées sur la Figure 47. Pour la deuxième harmonique charge, nous voyons que si la zone de sélection de la phase de son coefficient de réflexion est respectée, la perte maximale du paramètre PAE pouvant être observée sera de 5 % dans la bande de fréquence. Pour la troisième harmonique charge, nous voyons que si la zone de sélection de la phase de son coefficient de réflexion est respectée, la perte maximale du PAE pouvant être observée sera de 2.5 % dans la bande de fréquence. Les zones de sélection de la phase pour la deuxième et la troisième harmonique à la source sont représentées sur la Figure 47 et plus les phases tendent vers les flèches, plus la perte de PAE diminue.

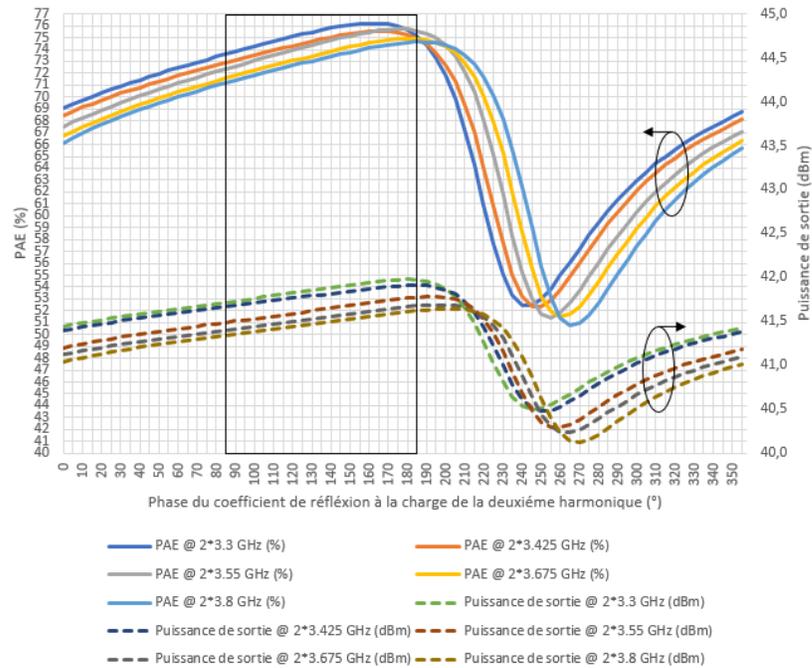


Figure 45 : Résultats Loadpull, PAE versus la Phase du coefficient de réflexion à la charge de la deuxième harmonique

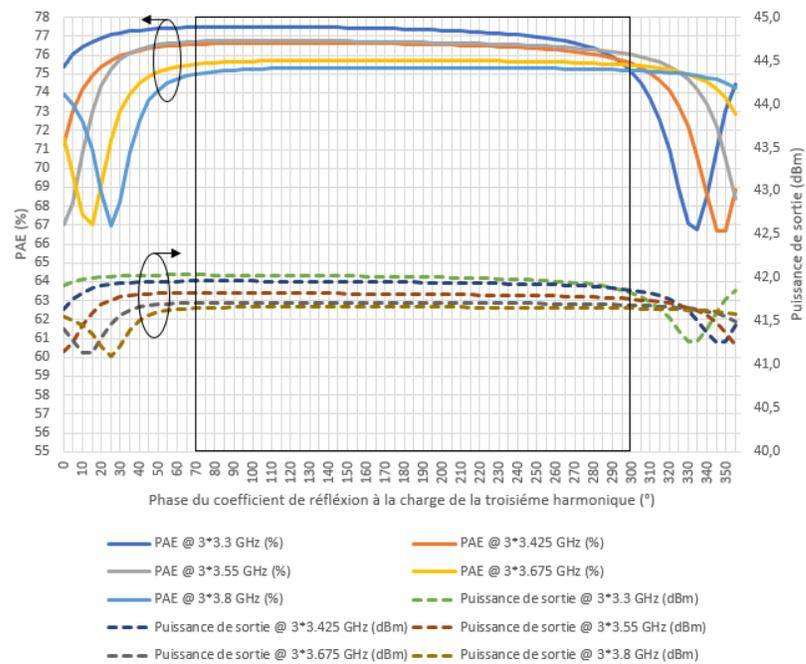


Figure 46 : Résultats Loadpull, PAE versus la Phase du coefficient de réflexion à la charge de la troisième harmonique

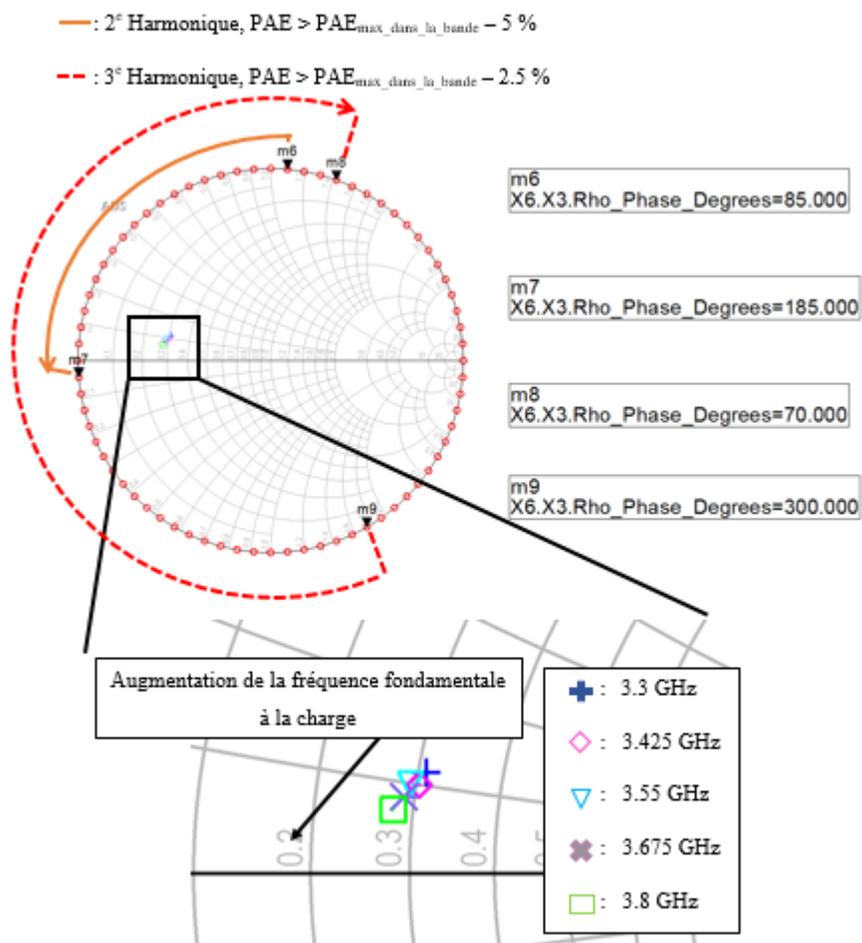


Figure 47 : Résultats Loadpull sur l'abaque de Smith, impédances optimales de la fondamentale, de la deuxième et troisième harmonique à la charge

CHAPITRE 3

CONCEPTION D'UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE LARGE BANDE AVEC CONTRÔLE DES 2^E ET 3^E HARMONIQUES FONCTIONNANT SUR LA BANDE 3.3-3.8 GHZ (N78) POUR LA TECHNOLOGIE 5G

3.1 INTRODUCTION

Dans la littérature, il existe différentes approches pour la conception de réseau d'adaptation large bande. Dans (Fano, 1948) sont présentées des équations pour concevoir des réseaux d'adaptions large bande. Mais ces équations ont besoin d'une itération par ordinateur pour leur résolution. Cependant dans (Dawson, 2009), une solution analytique de ces équations a été dérivée. Dans son application pour la conception de réseau d'adaptation large bande avec la méthode de (Fano, 1948 ; Dawson, 2009), on peut utiliser l'article (Saad *et al.*, 2010) et le mémoire de (Saad, 2012 p. 29-31). Cette méthode consiste généralement à prototyper un réseau d'adaptation filtre passe bas afin de diminuer les pertes d'insertions dans la bande passante. Ensuite, ce réseau d'adaptation filtre passe bas est mappé en réseau d'adaptation filtre passe bande. Après cela, une transformation Norton est utilisée (cette transformation permet d'insérer un transformateur idéal dans un réseau sans dégrader sa bande passante) afin de dimensionner la résistance de terminaison cible. Enfin, une transformation entre éléments localisés et éléments distribués est opérée.

Dans (Chen *et al.*, 2011), il est expliqué qu'un filtre passe bas classique ou un filtre passe bande classique ne fournissent pas une réponse optimale car dans la bande passante un minimum d'atténuation ondulatoire n'est pas obtenu. Si on arrive à faire de sorte qu'on ait une grande atténuation en dessous de la fréquence inférieure de la bande passante, une

atténuation ondulatoire plus faible peut être obtenue dans la bande passante souhaitée. Ainsi, un réseau d'adaptation filtre passe bas est sélectionné en défaveur d'un filtre passe bas ou passe bande classique.

Pour ce mémoire nous proposons une méthode basée sur la conception d'un réseau d'adaptation filtre passe bas (Matthaei, 1964). Contrairement aux méthodes de (Fano, 1948 ; Dawson, 2009), la méthode de (Matthaei, 1964) nécessite ni d'itération par ordinateur ni une solution analytique dérivée des équations pour la conception du réseau d'adaptation. Cependant, la méthode présentée dans (Matthaei, 1964), permet juste de faire l'adaptation d'impédance réelle à réelle avec un réseau d'éléments réactifs localisés LC. Ainsi, pour passer de l'adaptation d'impédance réelle à réelle à l'adaptation d'impédance réelle à complexe, nous utiliserons un logiciel de conception assistée par ordinateur (CAD) afin d'optimiser le réseau d'éléments réactifs localisés LC pour qu'il puisse faire l'adaptation d'impédance réelle à complexe. Dans notre cas, le logiciel CAD qu'on utilisera est ADS 2019. Ensuite, nous ferons la transformation du réseau d'éléments réactifs localisés LC en éléments distribués (ligne micro ruban). Pour ce faire, nous utiliserons la méthode Stepped Impedance. Cette méthode nécessite le choix des impédances caractéristiques des lignes à haute et basse impédances. Ensuite, nous pouvons déterminer les longueurs des différentes lignes en utilisant l'équation 5.2 de (Hong *et al.*, 2001 p. 111). Pour ce qui est des largeurs des lignes à haute et basse impédances, nous pouvons les déterminer avec les équations 4.2 et 4.3 de (Hong *et al.*, 2001 p. 79). Enfin, chaque ligne du circuit micro ruban sera ensuite optimisée afin d'avoir une réponse de Tchebychev voulue (c'est-à-dire les pertes d'insertions sont minimales et pas d'ondulations dans la bande passante) et aussi supprimer les harmoniques pour augmenter la bande passante de l'amplificateur.

Dans la suite du mémoire, on utilisera le réseau d'adaptation en sortie comme exemple pour illustrer le processus de dimensionnement. Néanmoins, nous donnerons les valeurs associées du réseau d'adaptation en entrée.

3.2 DESIGN DU RÉSEAU D'ADAPTATION POUR L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE LARGE BANDE AVEC CONTRÔLE DES 2^E ET 3^E HARMONIQUES FONCTIONNANT SUR LA BANDE 3.3-3.8 GHz (N78) POUR LA TECHNOLOGIE 5G

3.2.1 Détermination du nombre des éléments réactifs pour le prototypage du filtre passe bas à partir du paramètre FBW (Fractional BandWidth)

Le nombre d'éléments réactifs normalisés n (ordre du filtre) pour prototyper le réseau d'adaptation filtre passe bas peut être déterminé à partir des tableaux 1 à 5 de l'article (Matthaei, 1964) en choisissant au préalable l'atténuation ondulatoire L_{Ar} dans la bande passante souhaitée, le paramètre FBW et l'impédance transformation Ratio r .

Dans notre caractérisation, la fréquence centrale de notre bande passante étant 3.55 GHz, nous utiliserons alors les impédances source et charge de la fondamentale à 3.55 GHz pour dimensionner les réseaux d'adaptation en entrée et en sortie. L'impédance à la charge de la fondamentale à 3.55 GHz est $Z_1 = 14.68 + j*4.90 \Omega$. Nous utiliserons la partie réelle de Z_1 à 3.55 GHz soit 14.68Ω pour calculer la valeur r afin de faire l'adaptation d'impédance réelle à réelle.

Dans notre cas, pour le réseau d'adaptation en sortie :

$$r = \frac{\text{Résistance de la charge } (N + 1)}{\text{Résistance à la source } (0)} = \frac{50}{14.68} = 3.41 \quad (12)$$

$$FBW = \frac{\text{Fréquence supérieure} - \text{Fréquence inférieure}}{\text{Fréquence centrale}} = \frac{4 - 3.1}{3.55} = 0.25 \quad (13)$$

Avec la *Résistance de la charge* $(N+1) = 50 \Omega$, la *Résistance à la source* (0) étant la valeur réelle de l'impédance Z_1 à 3.55 GHz soit 14.68Ω , la *Fréquence supérieure* de la bande passante prise pour le dimensionnement 4 GHz, la *Fréquence inférieure* de la bande passante prise pour le dimensionnement 3.1 GHz et la *Fréquence centrale* de la bande passante 3.55

GHz. Ainsi, pour le réseau d'adaptation réelle à réelle à la sortie, avec $r = 3.41$, $FBW = \omega = 0.25$ et une atténuation ondulatoire L_{Ar} dans la bande passante de 0.0001 dB, nous avons $n = 6$ à partir des tableaux 1 à 5 de l'article (Matthaei, 1964).

3.2.2 Détermination du nombre d'éléments de valeurs

Le nombre d'éléments de valeurs est obtenu à partir du nombre d'éléments réactifs normalisés comme suit :

$$\text{Nombre d'éléments de valeurs} = \text{nombre d'éléments réactifs normalisés} + 2 \quad (14)$$

Dans notre cas le nombre d'éléments de valeurs est de 8 car dans la sous-section 3.2.1 on a trouvé que le nombre d'éléments réactifs normalisés $n = 6$.

3.2.3 Détermination des éléments de valeurs normalisés

Les éléments de valeurs normalisés g sont déterminés à partir des tableaux 6 à 10 de l'article (Matthaei, 1964) pour prototyper le réseau d'adaptation filtre passe bas. Ensuite, suivant n les valeurs de g_i ($i=1 ; N+1$) sont obtenues à partir des équations 14 à 18 de l'article (Matthaei, 1964) avec $g_0 = 1$.

Dans notre cas, les éléments de valeurs normalisés g pour prototyper le réseau d'adaptation réelle à réelle filtre passe bas à la sortie sont les suivants :

$$g_0 = 1;$$

$$g_1 = 0.86 ;$$

$$g_2 = 0.86 ;$$

$$g_3 = 2.35 ;$$

$$g_4 = 0.69 ;$$

$$g_5 = 2.93 ;$$

$$g_6 = 0.25 ;$$

$$g_7 = 3.41$$

3.2.4 Détermination des inductances et capacitances pour le design du réseau d'adaptation filtre passe bas à partir des éléments de valeurs

Ensuite, on peut convertir les éléments de valeurs normalisés dans le design du prototype en inductances, capacitances et résistances constituant le réseau d'adaptation filtre passe bas à partir des équations suivantes :

$$R_{i(0 \text{ ou } N+1)} = g_i * \frac{\text{Résistance de la charge } (N + 1)}{r} \quad (15)$$

$$C_{i(1; N)} = g_i * \frac{\omega_m'}{\omega_c'} * \frac{r}{\text{Résistance de la charge } (N + 1)} \quad (16)$$

$$L_{i(1; N)} = g_i * \frac{\omega_m'}{\omega_c} * \frac{\text{Résistance de la charge } (N + 1)}{r} \quad (17)$$

Avec $\omega_m' = 1$ (moyenne arithmétique de la bande passante d'opération en radian correspondant à la fréquence pour le design normalisé), ω_c (22305307840 rad/s) est la pulsation en radian correspondante à la fréquence centrale de la bande passante désirée ($\omega_c = (\omega_a + \omega_b)/2$; avec ω_a et ω_b sont respectivement la pulsation en radian correspondant aux fréquences inférieure et supérieure).

Dans notre cas, pour le réseau d'adaptation réelle à réelle filtre passe bas à la sortie avec les valeurs g_i obtenues dans la sous-section 3.2.3, nous pouvons déterminer les valeurs des résistances, inductances et capacitances constituant le réseau d'adaptation avec les équations 15, 16 et 17. Par exemple pour déterminer R_0 , R_7 , C_1 et L_1 nous le calculerons comme suit :

$$R_0 = g_0 * \frac{\text{Résistance de la charge } (N + 1)}{r} = 1 * \frac{50}{3.41} = 14.68 \Omega \quad (18)$$

$$R_7 = g_7 * \frac{\text{Résistance de la charge } (N + 1)}{r} = 3.41 * \frac{50}{3.41} = 50 \Omega \quad (19)$$

$$C_1 = g_1 * \frac{\omega_m'}{\omega_c'} * \frac{r}{\text{Résistance de la charge } (N + 1)} = 0.86 * \frac{1}{22305307840} * \frac{3.41}{50} = 2.62 \text{ pF} \quad (20)$$

$$L_1 = g_1 * \frac{\omega_m'}{\omega_c} * \frac{\text{Résistance de la charge } (N + 1)}{r} = 0.86 * \frac{1}{22305307840} * \frac{50}{3.41} = 0.56 \text{ nH} \quad (21)$$

Le tableau ci-dessous rassemble les valeurs d'inductances et capacitances pour la conception du réseau d'adaptation réelle à réelle filtre passe bas en entrée comme en sortie.

Tableau 16: Détermination des valeurs d'inductances et capacités pour la conception des réseaux d'adaptation réelle à réelle filtre passe bas à la sortie et en entrée

i (1 à 3)	Ci (pF) Sortie	Li (nH) Sortie	Ci (pF) Entrée	Li (nH) Entrée
1	2.62	0.56	18.54	0.10
2	2.11	1.55	5.45	0.42
3	0.77	1.93	1.25	1.43

Ainsi les réseaux d'adaptation réelle à réelle filtre passe bas LC à la sortie et en entrée sont les suivants :

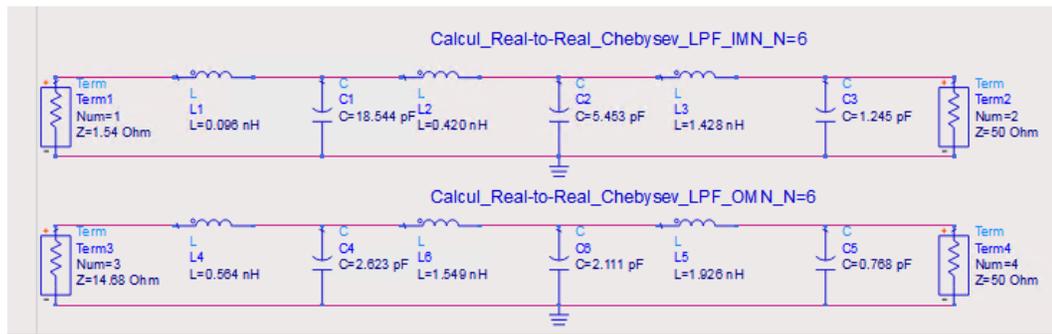


Figure 48 : Réseaux d'adaptation réelle à réelle filtre passe bas LC à la sortie et en entrée

Les résultats de la simulation des réseaux d'adaptation réelle à réelle filtre passe bas LC à la sortie et en entrée sont illustrés sur la Figure 49. On voit que les pertes d'insertions (S_{12} et S_{34}) pour les réseaux d'adaptation réelle à réelle filtre passe bas LC en entrée et à la sortie sont respectivement 0.03 dB et 0.07 dB avec des pertes de retour (S_{22} et S_{44}) respectifs de -21.35 dB et -17.81 dB à 3.55 GHz. Dans la simulation des réseaux d'adaptation réelle à réelle filtre passe bas LC notons que les valeurs des inductances et capacités sont déterminés à partir des sections 3.2.1 à 3.2.3. Les impédances réelles source et charge cibles

sont respectivement 1.54Ω et 14.68Ω à 3.55 GHz et les impédances en entrée et en sortie respectives simulées sont de $1.35 + j*0.15 \Omega$ et $18.5 - j*1.90 \Omega$ à 3.55 GHz .

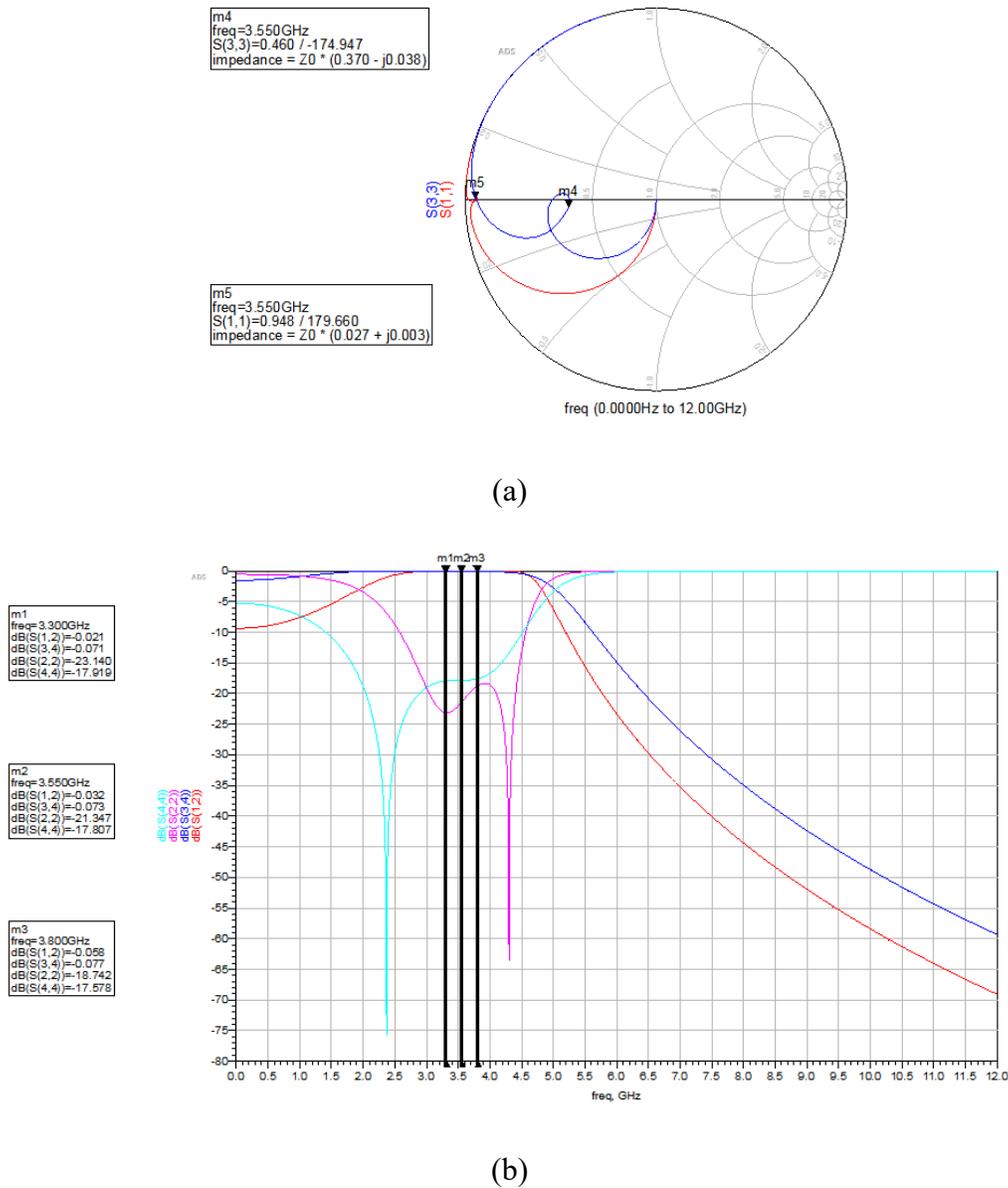


Figure 49 : Résultats des simulations des réseaux d'adaptation réelle à réelle filtre passe bas LC à la sortie et en entrée, (a) points d'impédances (b) pertes d'insertion et pertes de retour

3.2.5 Transformation réelle à complexe

Les étapes décrites dans les sous-sections 3.2.1 à 3.2.4 permettent de faire une adaptation d'impédance réelle à réelle (les impédances en entrée et en sortie sont réelles). Cependant, pour avoir la partie complexe de l'impédance de la source, une post-optimisation du réseau d'adaptation filtre passe bas est nécessaire après l'étape de la sous-section 3.2.4 afin de faire la transformation réelle à complexe. Le moyen le plus facile d'avoir la partie complexe de l'impédance source souhaitée est d'optimiser la valeur de l'inductance L_1 de la Figure 48. Mais d'après (Chen *et al.*, 2011), cette méthode ne serait pas efficace et l'article nous propose de faire une optimisation par conception assistée par ordinateur (CAD) pour atteindre le conjugué de l'impédance de la source à la fréquence centrale de la bande passante du réseau d'adaptation filtre passe bas. Dans ce cas, chaque élément du réseau d'adaptation filtre passe bas est progressivement optimisé jusqu'à avoir une réponse de Tchebychev voulue (c'est-à-dire les pertes d'insertions sont minimales et pas d'ondulations dans la bande passante). Dans notre caractérisation, la fréquence centrale de notre bande passante étant 3.55 GHz, nous utiliserons alors les impédances source et charge de la fondamentale à 3.55 GHz pour dimensionner les réseaux d'adaptation en entrée et en sortie. L'impédance à la charge de la fondamentale à 3.55 GHz est $Z_l = 14.68 + j*4.90 \Omega$ et celle à la source $Z_s = 1.54 - j*12.44 \Omega$.

Ainsi, nous allons optimiser les réseaux d'adaptation réelle à réelle filtre passe bas LC de la Figure 48 pour générer les parties imaginaires des impédances Z_l et Z_s cibles. Les réseaux d'adaptation réelle à complexe filtre passe bas LC à la sortie et en entrée sont les suivants :

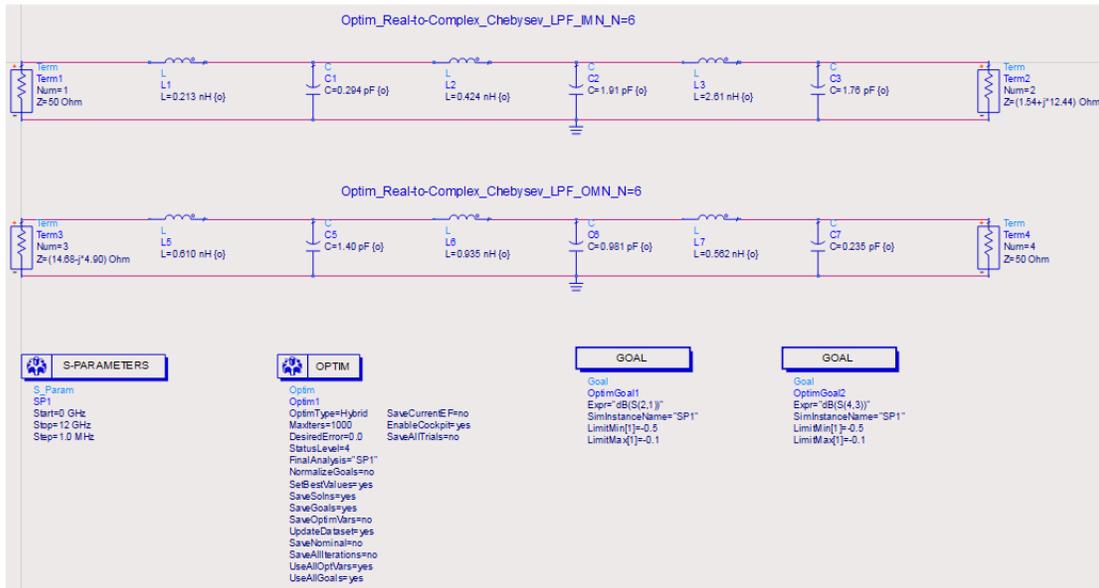


Figure 50 : Réseaux d'adaptation réelle à complexe filtre passe bas LC à la sortie et en entrée

Le tableau suivant récapitule les valeurs d'inductances et capacités pour la conception des réseaux d'adaptation LC à la sortie et en entrée.

Tableau 17 : Récapitulatif des valeurs d'inductances et capacités pour la conception des réseaux d'adaptation LC à la sortie et en entrée

Réseau d'adaptation	Réseau adaptation réelle-à-réelle calculé		Réseau adaptation réelle-à-complexe		
	Inductances/Capacités	Ci (pF) et Li (nH) en Entrée	Ci (pF) et Li (nH) en Sortie	Ci (pF) et Li (nH) en Entrée	Ci (pF) et Li (nH) en Sortie
C ₁		18.54	2.62	0.29	1.40
C ₂		5.45	2.11	1.91	0.98
C ₃		1.25	0.77	1.76	0.24

Réseau d'adaptation	Réseau adaptation réelle-à-réelle calculé		Réseau adaptation réelle-à-complexe	
	Ci (pF) et Li (nH) en Entrée	Ci (pF) et Li (nH) en Sortie	Ci (pF) et Li (nH) en Entrée	Ci (pF) et Li (nH) en Sortie
L ₁	0.10	0.56	0.21	0.61
L ₂	0.42	1.55	0.42	0.94
L ₃	1.43	1.93	2.61	0.56

Pour finir, dans la sous-section 3.2.6, nous allons transformer les réseaux d'adaptation réelle à complexe filtre passe bas LC en éléments distribués (ligne micro ruban).

3.2.6 Transformation éléments localisés en éléments distribués

Dans cette sous-section, nous allons transformer les réseaux d'adaptation réelle à complexe filtre passe bas LC en éléments distribués (ligne micro ruban). Pour ce faire, nous allons utiliser la méthode Stepped Impedance. Cette méthode nécessite le choix des impédances caractéristiques des lignes à haute et basse impédances. Ensuite, nous pouvons déterminer les longueurs des différentes lignes en utilisant l'équation 5.2 de (Hong *et al.*, 2001 p. 111). Pour ce qui est des largeurs des lignes à haute et basse impédances, nous pouvons les déterminer avec les équations 4.2 et 4.3 de (Hong *et al.*, 2001 p. 79). Ainsi, les valeurs des inductances et capacités des réseaux d'adaptation réelle à complexe filtre passe bas LC du Tableau 17 seront transformées en éléments distribués en utilisant la méthode Stepped Impedance.

À titre d'exemple, pour le réseau d'adaptation réelle à complexe filtre passe bas LC en sortie, nous allons calculer les longueurs (L_{li} ou L_{ci}) des lignes micro ruban à partir des inductances et capacités en utilisant les équations (18) et (19). Pour ce qui concerne les largeurs (W_{li} et W_{ci}) des lignes micro ruban, nous allons utiliser l'outil de calcul LineCalc du logiciel ADS pour les déterminer.

$$L_{li} = \frac{\lambda_{gl}}{2\pi} * \sin^{-1}\left(\frac{\omega_c * L_i}{Z_{0l}}\right) \quad (22)$$

$$L_{ci} = \frac{\lambda_{gc}}{2\pi} * \sin^{-1}(\omega_c * C_i * Z_{0c}) \quad (23)$$

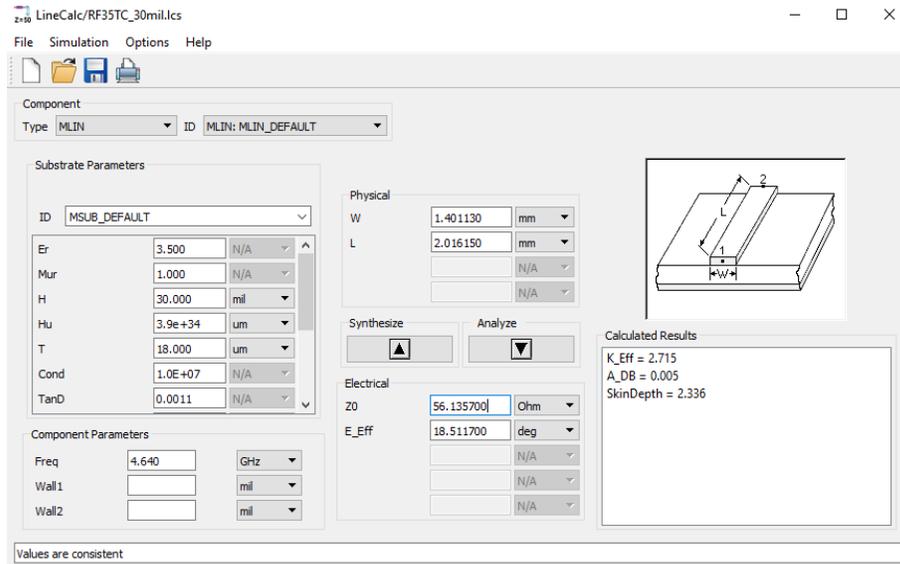
Avec λ_{gl} ou λ_{gc} étant la longueur d'onde guidée (Hong *et al.*, 2001 p. 80), ω_c la pulsation en radian correspondante à la fréquence de coupure désirée (dans notre cas 4.64 GHz), L_i la valeur de l'inductance en nH, C_i la valeur de la conductance en pF, Z_{0l} l'impédance caractéristique de la ligne à haute impédance, Z_{0c} l'impédance caractéristique de la ligne à petite impédance.

Ainsi, nous pouvons déterminer les longueurs des lignes micro ruban (L_{l1} et L_{c1}) qu'on aura après transformation de l'inductance L_I et de la capacitance C_I du Tableau 17 correspondant au réseau d'adaptation réelle à complexe filtre passe bas LC en sortie comme suit (avec $Z_{0l} = 56.14 \Omega$, $Z_{0c} = 8.22 \Omega$, $\lambda_{gl} = 0.039$ m, $\lambda_{gc} = 0.036$ m, $\omega_c = 2.92^{10}$ rad/s, $C_I = 1.40$ pF et $L_I = 0.61$ nH):

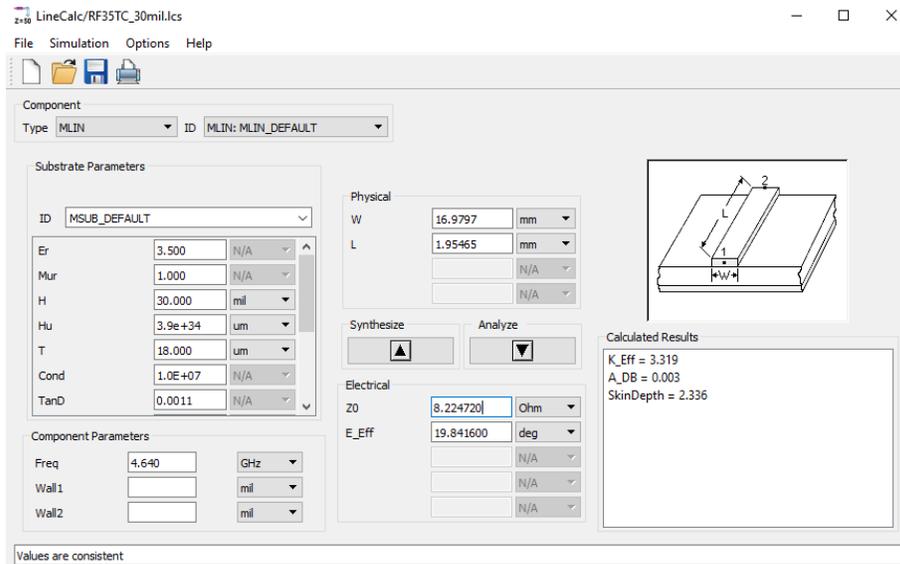
$$L_{l1} = \frac{\lambda_{gl}}{2\pi} * \sin^{-1}\left(\frac{\omega_c * L_1}{Z_{0l}}\right) = 2.02^{-3}m \quad (24)$$

$$L_{c1} = \frac{\lambda_{gc}}{2\pi} * \sin^{-1}(\omega_c * C_1 * Z_{0c}) = 1.95^{-3}m \quad (25)$$

Quant aux largeurs associées W_{ll} (1.40 mm) et W_{cl} (16.98 mm) des lignes micro ruban, nous avons utilisé l'outil LineCalc du logiciel ADS pour les déterminer comme suit :



(a)



(b)

Figure 51 : Exemple de calcul des largeurs W_{ll} (a) et W_{cl} (b) des lignes micro ruban avec l'outil LineCalc du logiciel ADS

À partir des exemples de calcul des longueurs et largeurs des lignes micro ruban décrits ci-dessus, nous avons rassemblé dans le Tableau 18 les différentes dimensions des lignes micro ruban constituant les réseaux d'adaptation large bande en entrée et en sortie qui nous permettrons d'adapter la bande fondamentale et de contrôler les deuxième et troisième harmoniques du signal. Ensuite, pour des soucis de performances, nous avons optimisé certaines dimensions du réseau d'adaptation large bande en entrée et les nouvelles dimensions optimisés figurent sur le Tableau 18.

Tableau 18 : Dimensions des lignes micro ruban constituant les réseaux d'adaptation large bande en entrée et en sortie

Dimension (mm)	Entrée	Sortie
$W_{c1} = W_1$	6.59	1.40
$W_{l1} = W_2$	0.26	16.98
$W_{c2} = W_3$	10.38	0.30
$W_{l2} = W_4$	6.89	9.25
$W_{c3} = W_5$	0.78	0.97
$W_{l3} = W_6$	15.57	4.61
$L_{c1} = L_1$	2.00	2.02
$L_{l1} = L_2$	10.30 optimisé à 29.18	1.95
$L_{c2} = L_3$	7.75	1.61
$L_{l2} = L_4$	9.21 optimisé à 15.37	2.40
$L_{c3} = L_5$	10.00 optimisé à 10.46	1.53
$L_{l3} = L_6$	2.71	1.02

3.2.7 Résultats des simulations Momentum et HFSS pour les réseaux d'adaptation en entrée et en sortie

En se basant sur le Tableau 18, les réseaux d'adaptation en entrée et en sortie sont simulés sur les logiciels ADS Momentum et HFSS (High Frequency Structure Simulator) et se présentent comme suit :

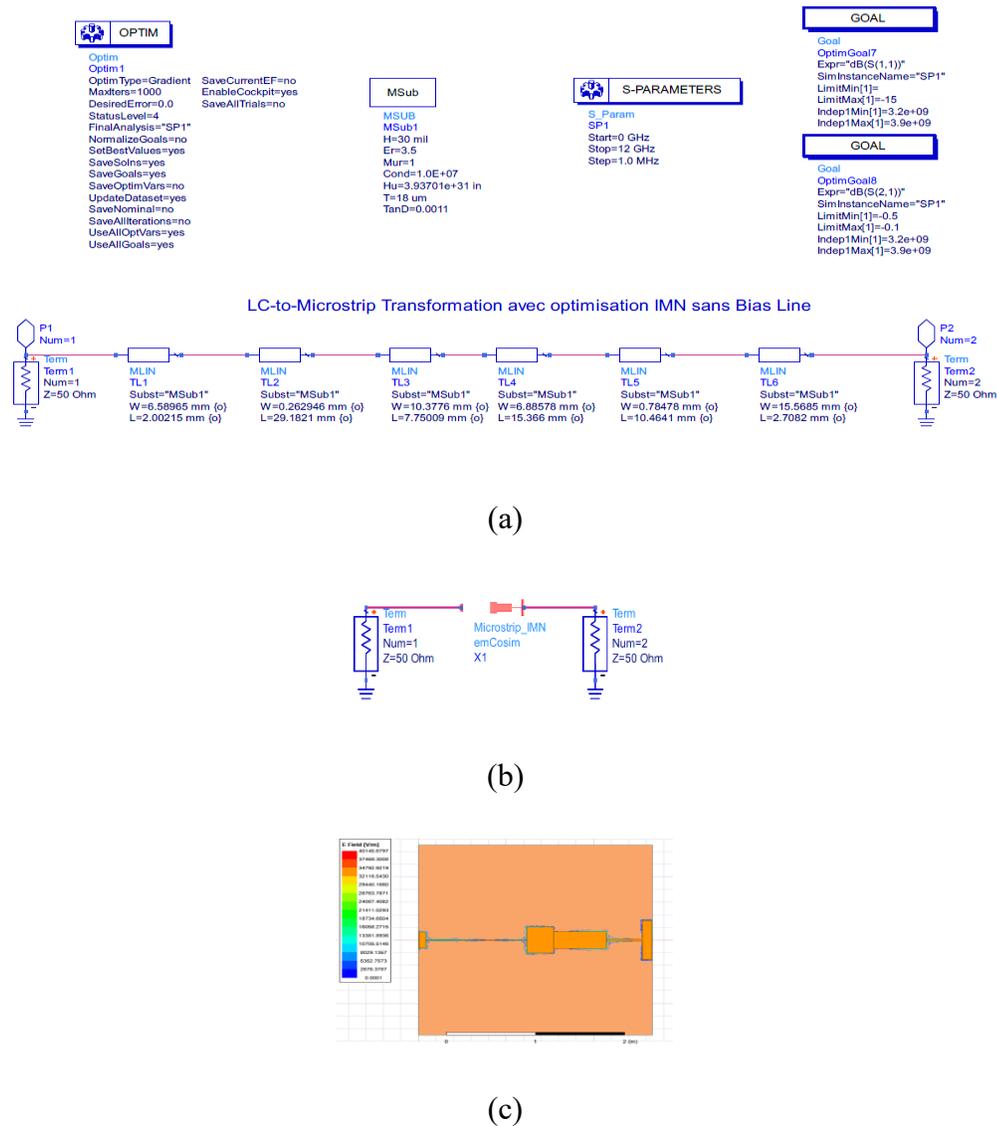
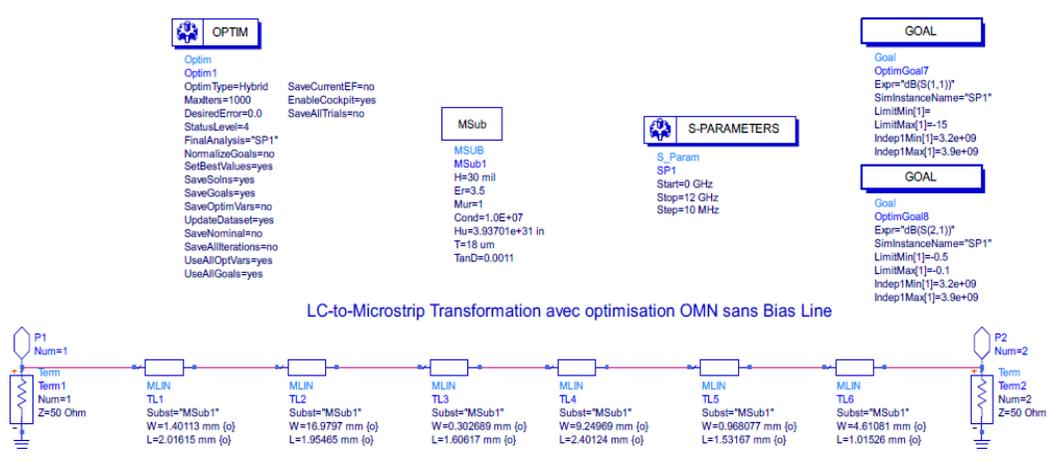
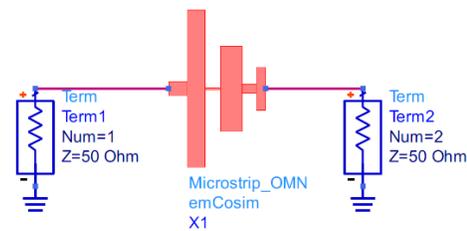


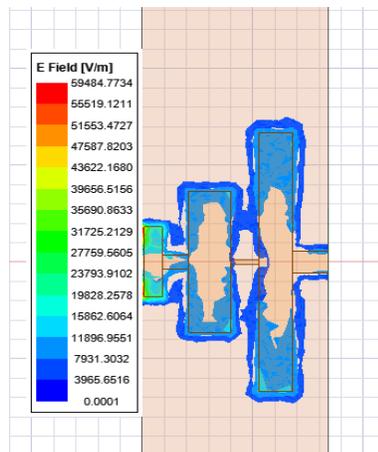
Figure 52 : Modèle du réseau d'adaptation en entrée sur les logiciels ADS Schematic (a), ADS Momentum (b) et HFSS (c)



(a)



(b)

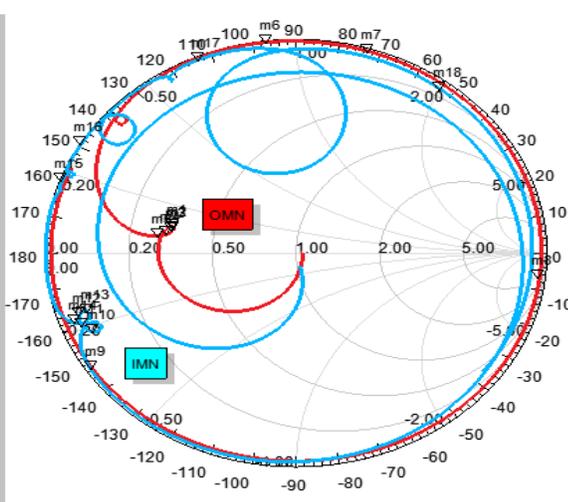


(c)

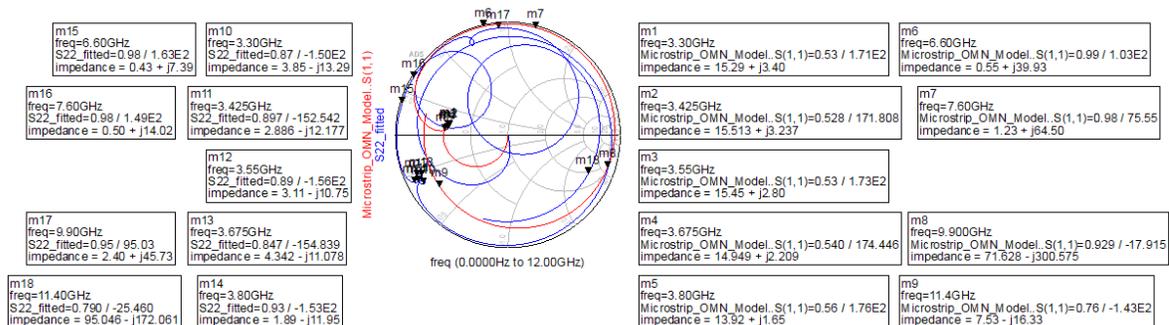
Figure 53 : Modèle du réseau d'adaptation en sortie sur les logiciels ADS Schematic (a), ADS Momentum (b) et HFSS (c)

En fixant l'impédance référence à 50 ohms, les impédances issues des réseaux d'adaptation en entrée et en sortie simulées à partir des logiciels HFSS et ADS Momentum sont présentées sur la Figure 54. Les points d'impédances simulés de la bande fondamentale allant de 3.3-3.8 GHz (largeur de bande de 0.5 GHz), de la deuxième harmonique allant de 6.6-7.6 GHz (largeur de bande de 1 GHz) et de la troisième harmonique allant de 9.9-11.4 GHz (largeur de bande de 1.5 GHz) sont illustrés sur la Figure 54. Le pas de fréquence est de 0.005 GHz.

Name	Freq	Ang	Mag	RX
m1	3.3000	165.8330	0.5029	0.3353 + 0.1105i
m2	3.4250	167.1012	0.4992	0.3378 + 0.1003i
m3	3.5500	168.1077	0.5027	0.3342 + 0.0926i
m4	3.6750	170.0203	0.5188	0.3190 + 0.0785i
m5	3.8000	171.6750	0.5534	0.2889 + 0.0667i
m6	6.6000	96.5452	0.9931	0.0063 + 0.8918i
m7	7.6000	72.8543	0.9867	0.0189 + 1.3549i
m8	9.9000	-6.9429	0.9770	3.0597 - 15.8979i
m9	11.4000	-146.1875	0.9742	0.0143 - 0.3039i
m10	3.3000	-155.3580	0.8843	0.0643 - 0.2176i
m11	3.4250	-158.0278	0.9159	0.0455 - 0.1937i
m12	3.5500	-161.3566	0.9103	0.0482 - 0.1638i
m13	3.6750	-161.6186	0.8707	0.0709 - 0.1610i
m14	3.8000	-159.5559	0.9391	0.0324 - 0.1801i
m15	6.6000	160.0768	0.9916	0.0043 + 0.1756i
m16	7.6000	149.0236	0.9962	0.0020 + 0.2771i
m17	9.9000	113.0495	0.9844	0.0113 + 0.6612i
m18	11.4000	52.7853	0.9580	0.1083 + 2.0105i



(a)



(b)

Figure 54 : Impédances issues des réseaux d'adaptation en entrée et en sortie simulées sur les logiciels HFSS (a) et ADS Momentum (b)

Le Tableau 19 ci-après résume les points d'impédances issues des réseaux d'adaptation en entrée et en sortie simulés à partir des logiciels HFSS et ADS Momentum illustrés sur la Figure 54 (les marqueurs 1 à 9 sont pour les points d'impédances au port 1 du réseau d'adaptation en sortie et ceux de 10 à 18 pour les points d'impédances au port 2 du réseau d'adaptation en entrée). Les points d'impédances simulés de la bande fondamentale allant de 3.3-3.8 GHz (pas de 0.125 GHz), de la deuxième harmonique allant de 6.6-7.6 GHz (pas de 1 GHz) et de la troisième harmonique allant de 9.9-11.4 GHz (pas de 1.5 GHz) sont résumés sur le Tableau 19.

Tableau 19 : Points d'impédances issues respectivement des réseaux d'adaptation en entrée et en sortie simulés à partir des logiciels HFSS et ADS Momentum illustrés à la Figure 54

Fréquence (GHz)	ADS Momentum Impédances S₂₂ en entrée (Ohm)	HFSS Impédances S₂₂ en entrée (Ohm)	ADS Momentum Impédances S₁₁ en sortie (Ohm)	HFSS Impédances S₁₁ en sortie (Ohm)
3.3	3.85-j*13.29	3.22-j*10.88	15.29+j*3.40	16.77+j*5.53
3.425	2.89-j*12.18	2.28-j*9.69	15.51+j*3.24	16.89+j*5.02
3.55	3.11-j*10.75	2.41-j*8.19	15.45+j*2.80	16.71+j*4.63
3.675	4.34-j*11.08	3.55-j*8.05	14.95+j*2.21	15.95+j*3.93
3.8	1.89-j*11.95	1.62-j*9.01	13.92+j*1.65	14.45+j*3.34
6.6	0.43+j*7.39	0.22+j*8.78	0.55+j*39.93	0.32+j*44.59
7.6	0.50+j*14.02	0.10+j*13.86	1.23+j*64.50	0.95+j*67.75
9.9	2.40+j*45.73	0.57+j*33.06	71.63-j*300.58	152.99-j*794.90
11.4	95.05-j*172.06	5.42+j*100.53	7.53-j*16.33	0.72-j*15.20

Dans la suite, nous allons ajouter un circuit de polarisation et un condensateur de blocage (ATC 600S) aux réseaux d'adaptation en entrée et en sortie simulées ci-dessus. Les simulations suivantes s'effectueront sur le logiciel ADS Momentum seulement car nous utiliserons des modèles de condensateurs fournis par Modelithics afin de faire une Co-simulation. Ainsi, les nouveaux réseaux d'adaptation avec le circuit de polarisation et le condensateur de blocage en entrée et en sortie sont illustrés respectivement sur la Figure 55 et la Figure 56 comme suit :

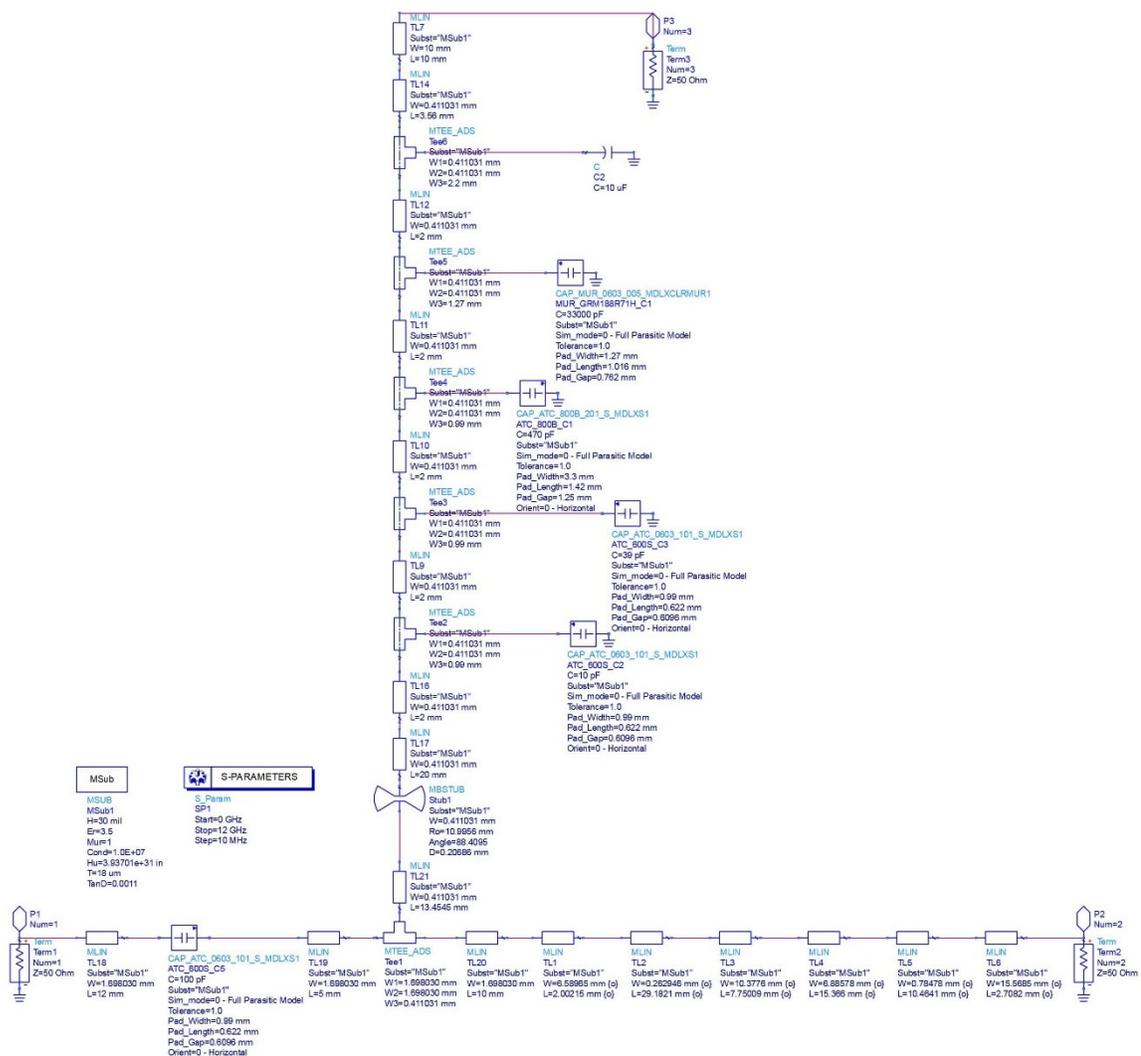


Figure 55 : Schéma réseau d'adaptation avec le circuit de polarisation en entrée

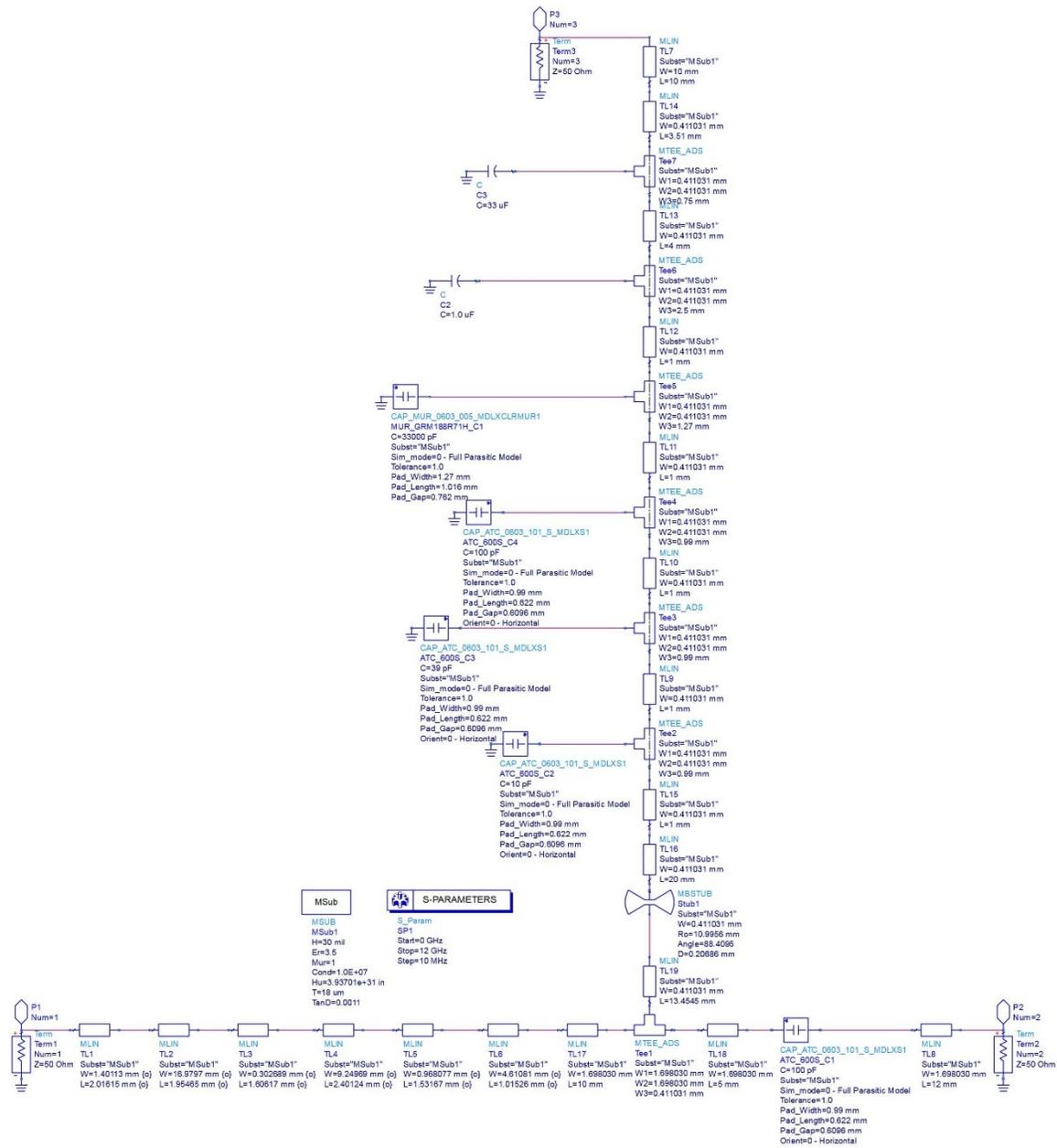


Figure 56 : Schéma réseau d'adaptation avec le circuit de polarisation en sortie

La Figure 57 illustre le circuit total de l'amplificateur de puissance (réseaux d'adaptation avec le circuit de polarisation et le condensateur de blocage en entrée et en sortie) simulé à partir d'une Co-simulation sur le logiciel ADS Momentum.

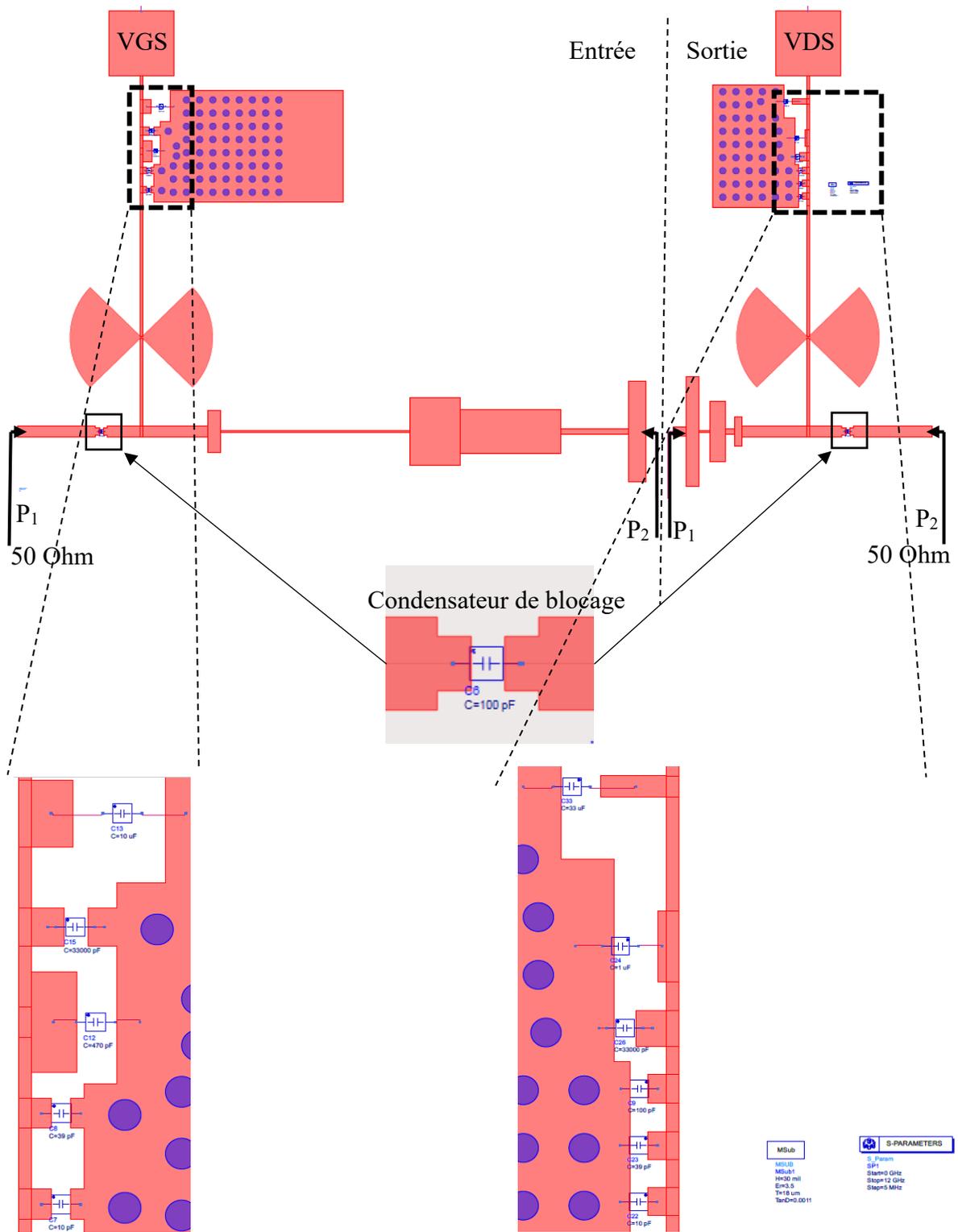


Figure 57 : Réseaux d'adaptation entrée/sortie sur logiciel ADS Momentum Co-simulation

En fixant l'impédance référence à 50 ohms, les impédances issues des réseaux d'adaptation en entrée et en sortie simulées à partir de la Co-simulation du logiciel ADS Momentum sont présentées sur la Figure 58. Les points d'impédances simulés de la bande fondamentale allant de 3.3-3.8 GHz (largeur de bande de 0.5 GHz), de la deuxième harmonique allant de 6.6-7.6 GHz (largeur de bande de 1 GHz) et de la troisième harmonique allant de 9.9-11.4 GHz (largeur de bande de 1.5 GHz) sont illustrés sur la Figure 58. Le pas de fréquence est de 0.005 GHz.

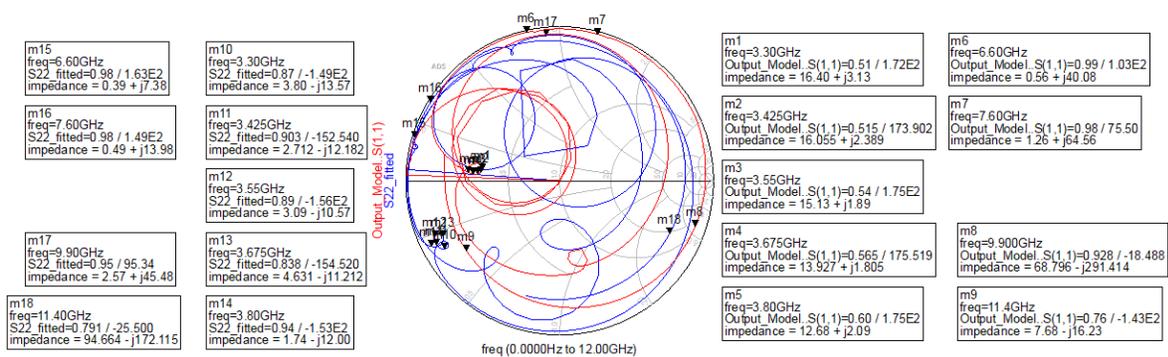
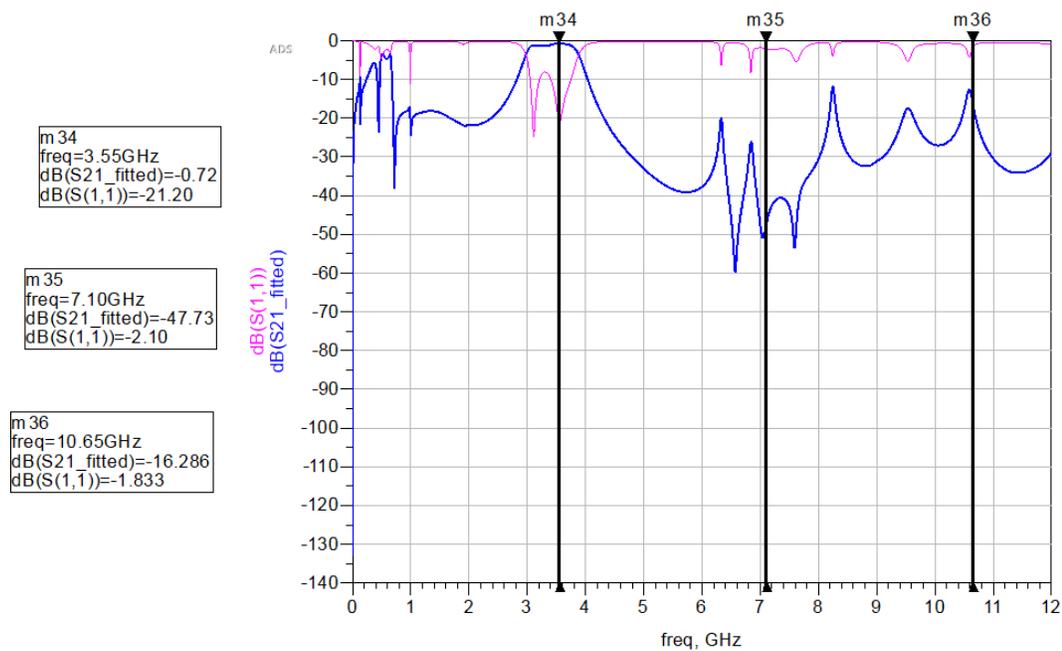


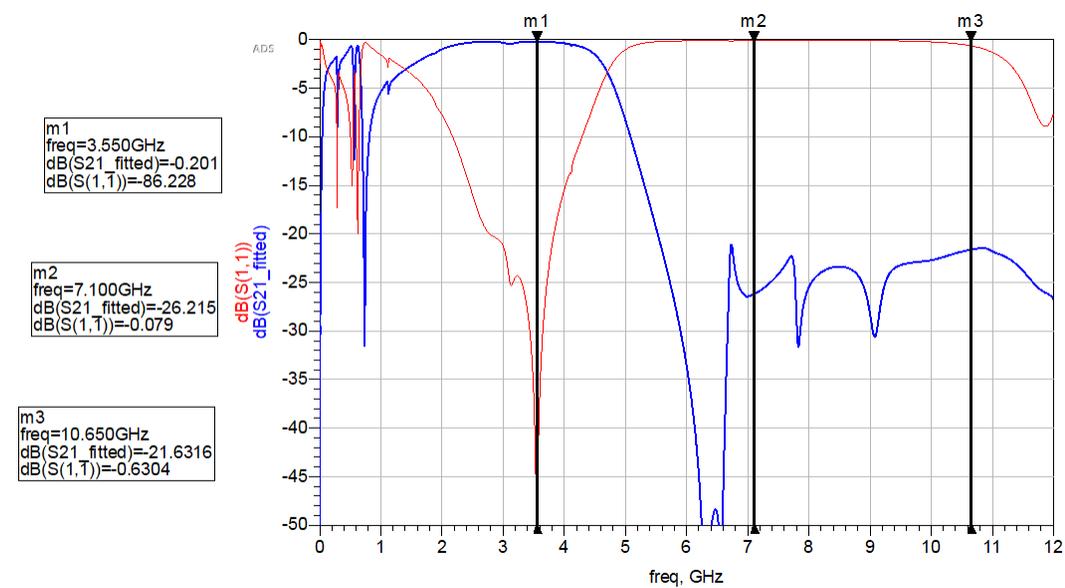
Figure 58 : Impédances issues des réseaux d'adaptation en entrée et en sortie simulées à partir de la Co-simulation du logiciel ADS Momentum

Sur la Figure 59 qui suit, nous avons illustré respectivement les pertes d'insertions et de retour pour les réseaux d'adaptation en entrée et en sortie simulées à partir de la Co-simulation du logiciel ADS Momentum en fixant le conjugué de l'impédance en entrée $3.09 + j*10.57$ Ohm et le conjugué de l'impédance en sortie $15.13 - j*1.89$ Ohm dans la simulation aux fréquences 3.55-7.1-10.65 GHz.

Le Tableau 20 ci-après résume les points d'impédances (en entrée et en sortie), les pertes d'insertion et de retour associées issues des réseaux d'adaptation en entrée et en sortie simulées à partir de la Co-simulation du logiciel ADS Momentum illustrés sur la Figure 58 (les marqueurs 1 à 9 sont pour les points d'impédances au port 1 du réseau d'adaptation en sortie et ceux de 10 à 18 pour les points d'impédances au port 2 du réseau d'adaptation en entrée).



(a)



(b)

Figure 59 : Pertes d'insertion et de retour pour les réseaux d'adaptation en entrée (a) et en sortie (b) simulées à partir de la Co-simulation du logiciel ADS Momentum à 3.55 GHz

Tableau 20 : Points d'impédances (en entrée et en sortie) illustrés sur la Figure 58 et les pertes d'insertion et de retour associées issues des réseaux d'adaptation en entrée et en sortie simulées à partir de la Co-simulation du logiciel ADS Momentum

Fréquence (GHz)	Impédances S_{22} en entrée (Ohm)	Impédances S_{11} en sortie (Ohm)	Paramètres S en entrée (dB) à S_{22}^*		Paramètres S en sortie (dB) à S_{11}^*	
			S_{21}	S_{11}	S_{21}	S_{11}
3.3	3.80-j*13.57	16.40+j*3.13	-0.65	-27.61	-0.23	-82.27
6.6	0.39+j*7.38	0.56+j*40.08	-54.26	-0.63	-45.28	-0.10
9.9	2.57+j*45.48	68.80-j*291.41	-25.76	-0.82	-22.51	-0.21
3.425	2.71-j*12.18	16.10+j*2.39	-0.70	-21.96	-0.21	-57.05
6.85	0.64+j*8.58	0.73+j*44.73	-27.49	-7.00	-25.06	-0.10
10.275	12.13+j*83.28	19.76-j*120.70	-26.17	-0.75	-22.02	-0.35
3.55	3.09-j*10.57	15.13+j*1.89	-0.73	-21.20	-0.20	-86.23
7.1	0.40+j*10.35	0.77+j*50.40	-47.73	-2.10	-26.22	-0.08
10.65	17.44+j*21.89	11.49-j*64.73	-16.29	-1.83	-21.63	-0.63
3.675	4.63-j*11.21	13.93+j*1.81	-0.73	-23.99	-0.21	-73.55
7.35	0.45+j*12.04	0.94+j*56.88	-39.20	-2.10	-25.43	-0.07
11.025	39.31+j*140.26	8.81-j*35.50	-29.22	-0.50	-22.10	-1.29
3.8	1.74-j*12.00	12.68+j*2.09	-1.04	-17.91	-0.21	-87.28
7.6	0.49+j*13.98	1.26+j*64.56	-55.63	-5.25	-23.99	-0.07

Fréquence (GHz)	Impédances S ₂₂ en entrée (Ohm)	Impédances S ₁₁ en sortie (Ohm)	Paramètres S en entrée (dB) à S ₂₂ *		Paramètres S en sortie (dB) à S ₁₁ *	
			S ₂₁	S ₁₁	S ₂₁	S ₁₁
11.4	94.66-j*172.12	7.68-j*16.23	-36.53	-0.54	-23.43	-3.18

Pour le réseau d'adaptation en entrée (Figure 57), avec la Co-simulation du logiciel ADS Momentum, la perte d'insertion maximale simulée sur la bande NR n78 (3.3-3.8 GHz) est de 1.04 dB associée à une perte de retour de 17.91 dB. Pour la bande 6.6-7.6 GHz (2^e harmonique de la bande NR n78), elle est supprimée d'au moins 25 dB. Pour la bande 9.9-11.4 GHz (3^e harmonique de la bande NR n78), elle est supprimée d'au moins 13 dB.

De même, pour le réseau d'adaptation en sortie (Figure 57), avec la Co-simulation du logiciel ADS Momentum, la perte d'insertion maximale simulée sur la bande NR n78 (3.3-3.8 GHz) est de 0.23 dB associée à une perte de retour de 82.27 dB. Pour les bandes 6.6-7.6 GHz (2^e harmonique de la bande NR n78) et 9.9-11.4 GHz (3^e harmonique de la bande NR n78), elles sont supprimées d'au moins 21 dB.

Les réseaux d'adaptation large bande en entrée et en sortie simulées adaptent la source et la charge du transistor CGH40010 à 50 ohms.

3.3 MESURES ET ANALYSE DE L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE LARGE BANDE AVEC CONTRÔLE DES 2^E ET 3^E HARMONIQUES FONCTIONNANT SUR LA BANDE 3.3-3.8 GHz (N78) POUR LA TECHNOLOGIE 5G

L'amplificateur de puissance large bande avec contrôle des 2^e et 3^e harmoniques fonctionnant sur la nouvelle bande 3.3-3.8 GHz (n78) pour la technologie 5G est illustré sur la Figure 60. Pour tester l'AP nous avons utilisé la configuration de mesure décrite à la Figure

61 avec le générateur de signal ROHDE&SCHWARZ SMBV100A, le préamplificateur Mini-Circuits ZHL-16W-43+, l'atténuation de 32 dB et l'analyseur de signal Agilent MXA N9020A. Le Tableau 21 présente l'ensemble des composants utilisés pour la conception de l'AP.

Tableau 21 : Composants utilisés pour la conception de l'amplificateur de puissance large bande avec contrôle des 2^e et 3^e harmoniques fonctionnant sur la nouvelle bande 3.3-3.8 GHz (n78) pour la technologie 5G

Numéro	Description	Part Number	Quantité
C1;C6	CAP, 10.0pF, +/-5%, 0603	600S100JT250XT	2
C2;C7	CAP, 39pF, +/-5%, 0603	600S390JT250XT	2
C8;C12;C13	CAP, 100.0pF, +/-5%, 0603	600S101JT250X	3
C3	CAP, 470PF, +/-5%, B CASE	800B471JW200XT	1
C4;C9	CAP, 33000PF, 0805, X7R	GRM21BR72A333KA01L	2
C10	CAP, 1.0UF, 10%, X7R, 1210	C3225X7R2A105KT5	1
C5	CAP 10UF 16V TANTALUM	T491C106K016AT	1
C11	CAP, 33 UF, 20%, G CASE	EEV-FK2A330P	1
	PCB, RF35-TC, $\epsilon_r = 3.5$, h = 30 mil		
	Transistor: CGH40010F		

La Figure 62 montre les résultats de mesure AM-AM. La Figure 63 compare les résultats de simulation et mesure de la puissance de sortie (Pout) versus le paramètre PAE et

le gain à la fréquence 3.55 GHz (Figure 63). Les résultats de la mesure de l'AP sont obtenus en excitant l'amplificateur de puissance en entrée avec une onde continue (CW) et en fixant $V_{GS} = -2.84$ V et $V_{DS} = 28$ V. Sur la Figure 64, nous avons résumé le paramètre PAE maximum simulé et mesuré sur la bande 3.3-3.8 GHz (pas de 0.025 GHz) ainsi que le gain et la puissance de sortie qui lui sont associés. Dans cette bande, les PAE maximums simulés varient entre 60.93-70.26 % et la puissance de sortie et le gain qui leur sont associés varient respectivement entre 40.66-41.35 dBm et 11.96-15.03 dB. Les PAE maximums mesurés varient entre 60.17-70.87 % et la puissance de sortie et le gain qui leur sont associés varient respectivement entre 39.73-40.97 dBm et 11.50-13.97 dB.

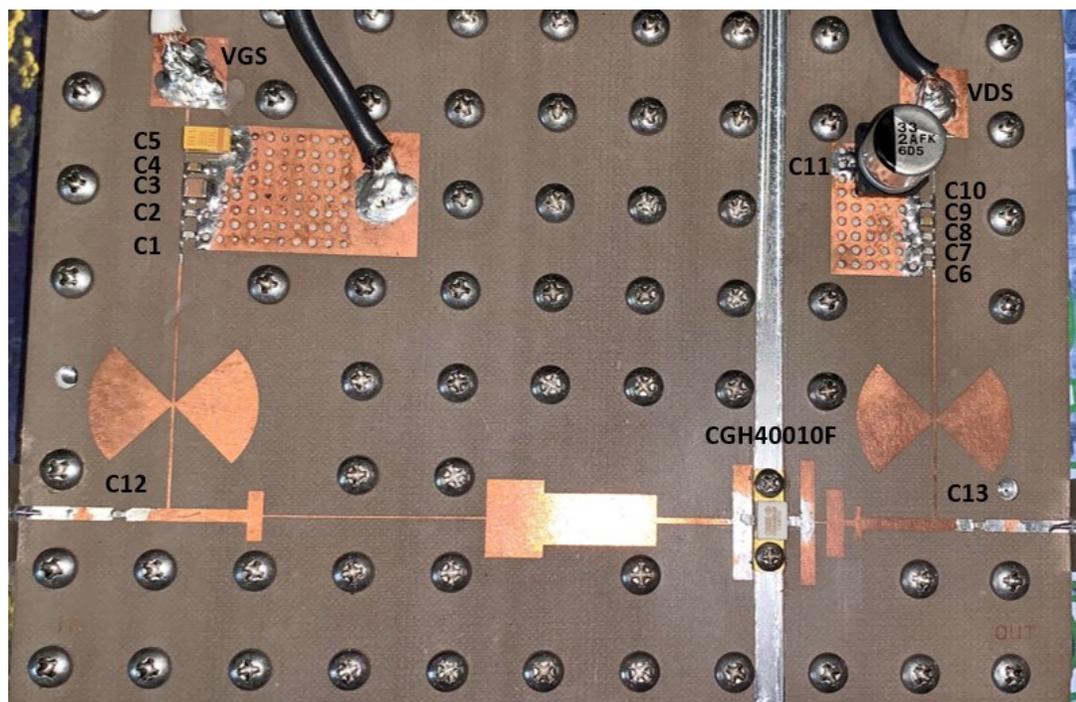


Figure 60 : Amplificateur de puissance large bande proposé fabriqué

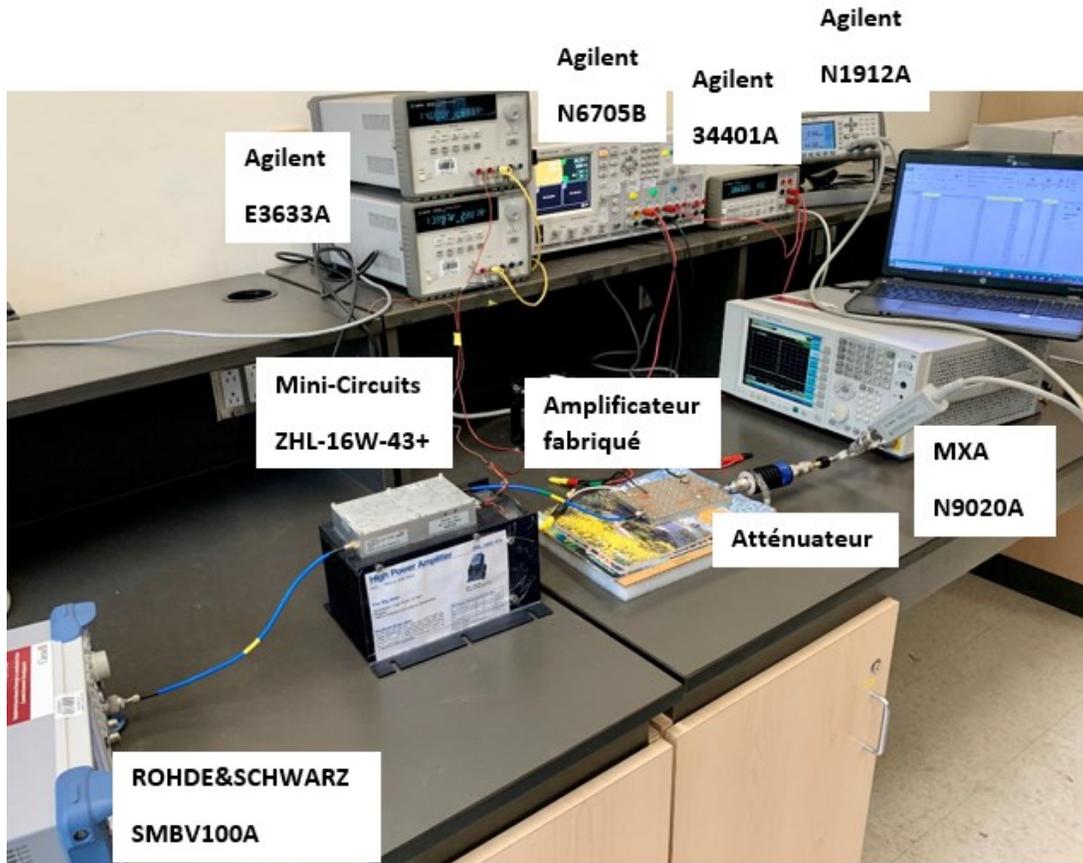
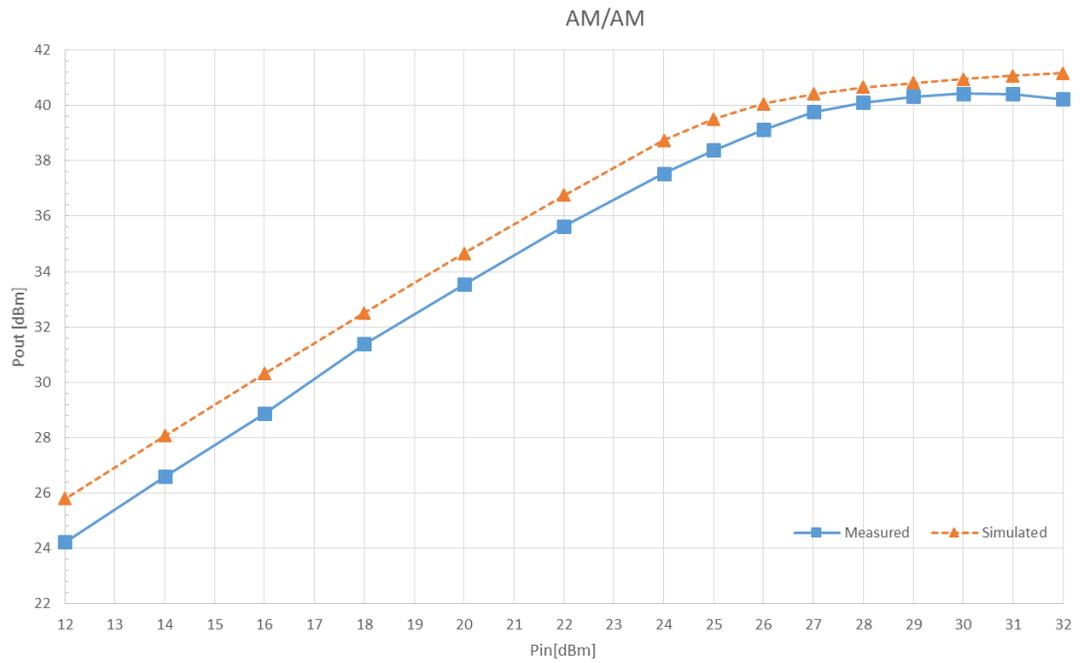
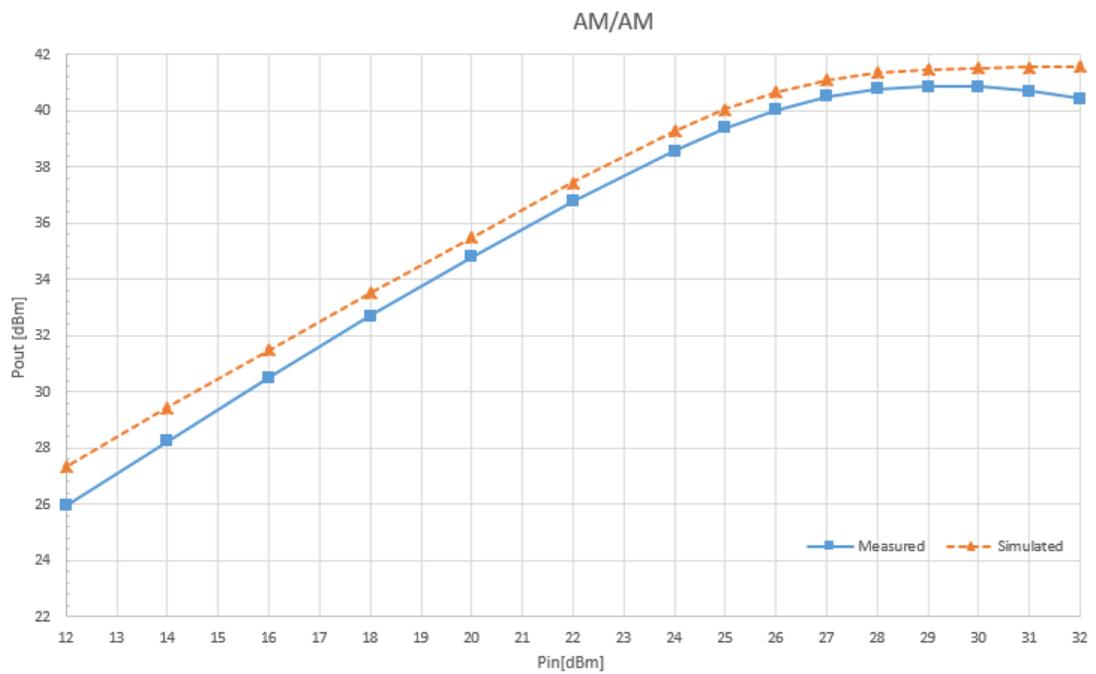


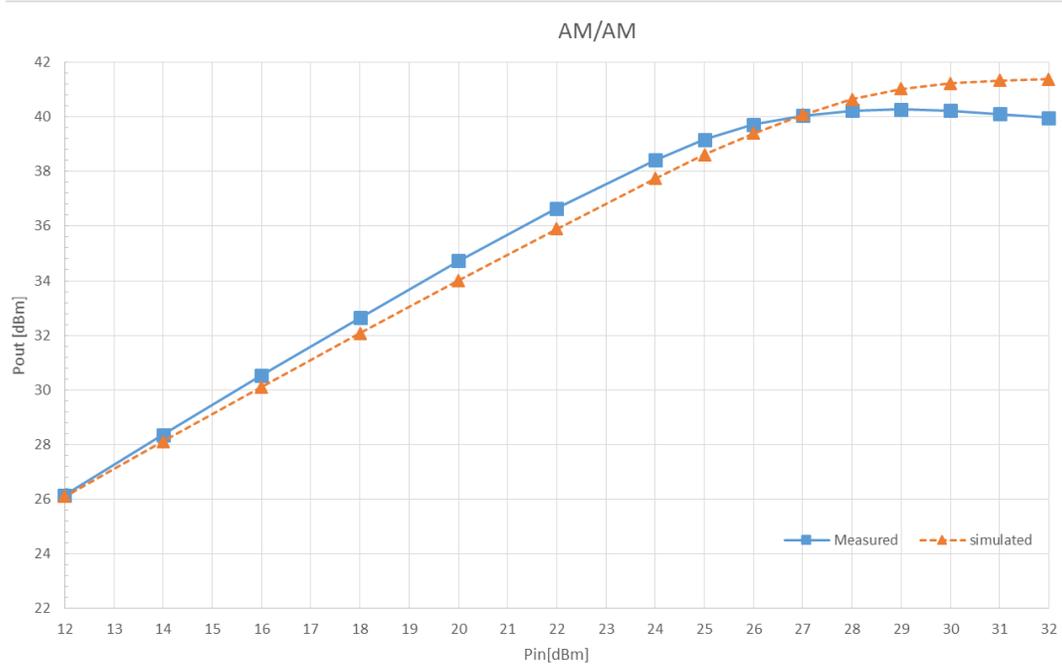
Figure 61 : Configuration pour la mesure de l'amplificateur de puissance large bande proposé



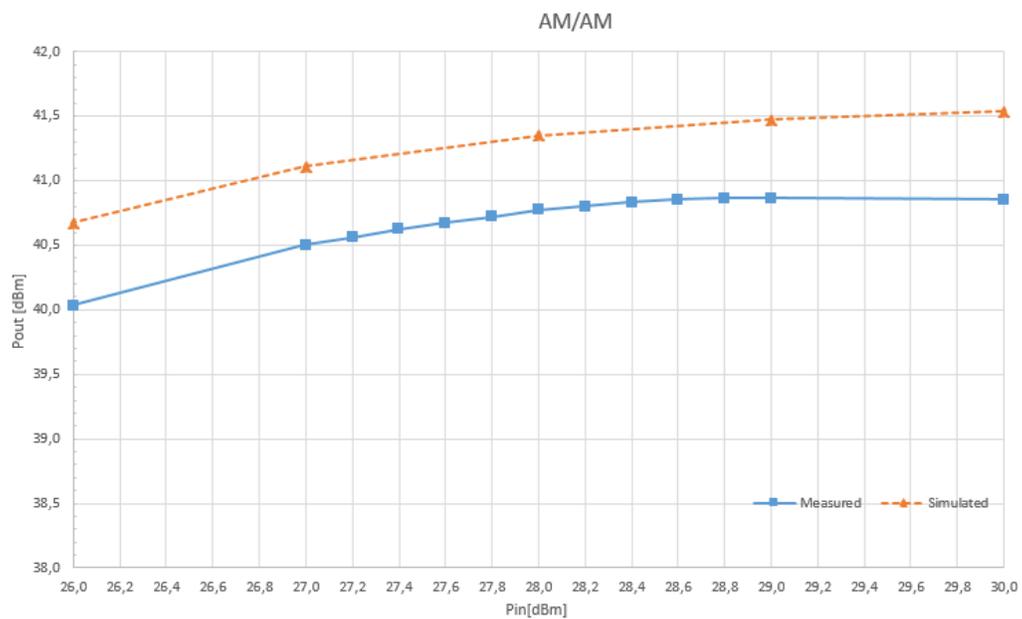
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure 62 : Comportement AM-AM mesuré et simulé de l'amplificateur de puissance large bande aux fréquences (a) 3.3 GHz (b) 3.55 GHz (c) 3.8 GHz et (d) 3.55 GHz affiné

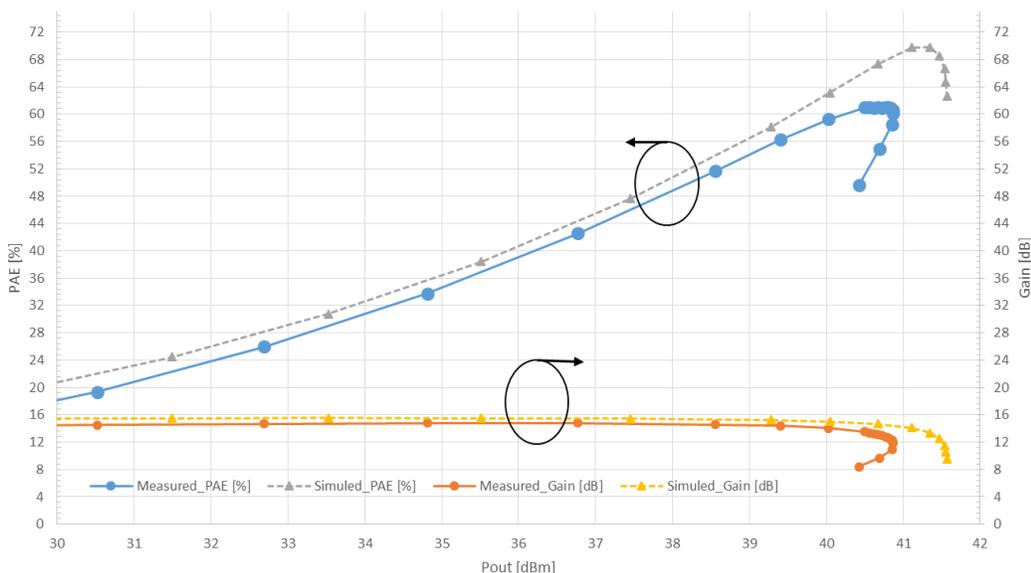


Figure 63 : Puissance de sortie Pout versus PAE et Gain simulés et mesurés de l'amplificateur de puissance large bande à 3.55 GHz

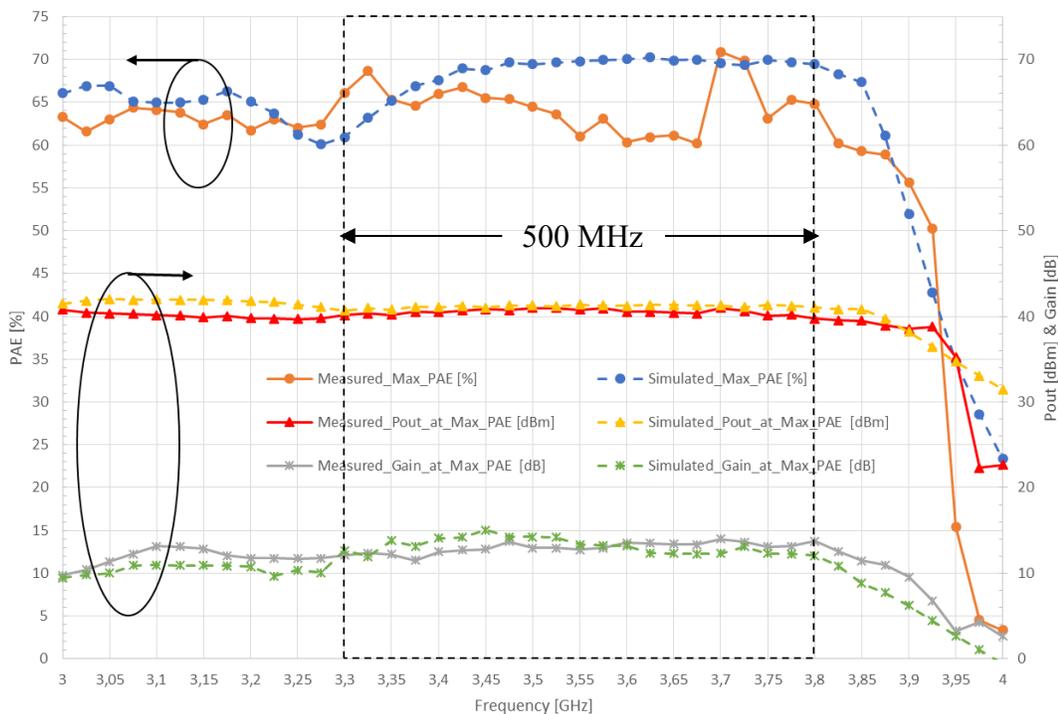


Figure 64 : Maximum du paramètre PAE, Gain et puissance de sortie (Pout) simulés et mesurés de l'amplificateur de puissance large bande sur la bande 3.3-3.8 GHz (par pas de 0.025 GHz)

3.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre, à partir des résultats de la caractérisation large bande du chapitre 2, nous avons conçu un amplificateur de puissance large bande avec contrôle des 2^e et 3^e harmoniques fonctionnant sur la bande 3.3-3.8 GHz (n78) pour la technologie 5G. Le substrat utilisé est le RF35TC de Taconic avec une hauteur de diélectrique de 30 mil (0.762 mm). Dans la bande 3.3-3.8 GHz (pas de 0.125 GHz) les paramètres PAE maximums mesurés varient entre 60.17-70.87 % et la puissance de sortie et le gain qui leurs sont associés varient respectivement entre 39.73-40.97 dBm et 11.50-13.97 dB.

Notre contribution dans ce chapitre est de fournir une méthode de réussite au premier passage pour la conception d'amplificateur de puissance large bande fonctionnant sur toute la bande n78 de la technologie 5G à partir d'une caractérisation large bande et de l'utilisation d'un réseau d'adaptation filtre passe bas pour la suppression des 2^e et 3^e harmoniques en entrée et en sortie.

CHAPITRE 4

CONCEPTION D'UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE À HAUTE EFFICACITÉ UTILISANT UN FILTRE COUPE BANDE SIW ASYMÉTRIQUE LARGE BANDE FONCTIONNANT DANS LA NOUVELLE BANDE N78 DE LA TECHNOLOGIE 5G

4.1 INTRODUCTION

La technologie 5G est déployée dans de nouvelles bandes autour de 3 GHz (3GPP, 2019, p. 35). La bande NR n78 de la technologie 5G est intéressante en raison de son utilisation par plusieurs fabricants d'équipements de télécommunications dans plusieurs pays comme les USA, la Chine, le Japon, la Corée du Sud et la France. Pour les amplificateurs de puissance à haut rendement en puissance ajoutée (PAE), comme démontré dans (Diatta *et al.*, 2017 ; Wang *et al.*, 2012 a), il faut contrôler (supprimer) les harmoniques de la bande fondamentale afin d'augmenter leur efficacité et maintenir une faible perte d'insertion dans la bande fondamentale. De même, pour les amplificateurs de puissance de la technologie 5G fonctionnant sur la bande NR n78 (3.3-3.8 GHz), il faut supprimer la large bande de sa 2^e harmonique (soit 6.6-7.6 GHz) afin d'améliorer leur efficacité et maintenir une perte d'insertion bas dans la bande NR n78.

Dans la littérature, pour supprimer une ou plusieurs bandes de fréquences, des résonateurs à talons (stubs resonators) sont souvent utilisés, mais ils n'offrent qu'une suppression de bande étroite. Dans (Shaman *et al.*, 2007), un filtre ultra large bande (UWB) basé sur (Sun *et al.*, 2006) avec réjection à bande étroite est présenté. Dans (Li *et al.*, 2006), un filtre UWB utilisant une structure de couplage large bande entre un guide d'onde

coplanaire et le micro ruban avec réjection à bande étroite est présenté. Dans (Qin *et al.*, 2009), un filtre UWB est présenté et utilise une structure alliant un filtre passe bas micro ruban, un filtre SIW et 2 résonateurs à talons symétriques (pour une réjection à bande étroite). Dans ce sous chapitre, nous cherchons à doubler voire tripler la bande de réjection en utilisant des résonateurs à talon asymétriques afin d'avoir une suppression large bande de la 2^e harmonique de la bande NR n78.

L'utilisation du filtre SIW a retenu notre attention car elle présente des performances électriques et mécaniques proches d'un guide d'onde rectangulaire classique (Wang *et al.*, 2012 b). Le SIW bénéficie d'avantages comme une faible perte, une faible interférence et une capacité de d'utilisation à haute puissance (Wang *et al.*, 2013 a). De plus, le SIW est utilisé dans de nombreux appareils passifs tels que les filtres, les coupleurs, les diviseurs et les antennes. De même, le SIW est utilisé dans des circuits actifs tels que des amplificateurs de puissance pour réaliser le réseau d'adaptation (Wang *et al.*, 2013 b ; Wang *et al.*, 2012 b). Dans les réseaux d'adaptations des articles suivants (Diatta *et al.*, 2017 ; Wang *et al.*, 2013 a ; Wang *et al.*, 2013 b ; Wang *et al.*, 2012 b), la zone du SIW est utilisée pour faire l'adaptation d'impédance avec un trou inductif métallisé.

Par conséquent, dans le deuxième sous chapitre, il est présenté un filtre coupe bande à large bande SIW utilisant 2 résonateurs à talons asymétriques (2 asymmetric stubs resonators) positionnés sur les transitions micro ruban à SIW pour éviter la zone du SIW afin d'arriver à supprimer la bande 6.6-7.6 GHz d'au moins 24 dBc correspondant à la 2^e harmonique de la bande fondamentale NR n78 de la technologie 5G permettant ainsi d'améliorer le rendement des amplificateurs de puissance 5G fonctionnant sur la bande NR n78.

Dans le troisième sous chapitre, nous présentons un amplificateur de puissance à haute efficacité utilisant le filtre coupe bande SIW asymétrique large bande (premier sous chapitre) fonctionnant à la fréquence 3.55 GHz qui est la fréquence centrale de la nouvelle bande n78 (3.3-3.8 GHz) de la technologie 5G. L'utilisation du filtre coupe bande SIW asymétrique, nous permettra de supprimer le 2^e harmonique de la bande fondamentale NR n78 d'au moins

24 dBc. Cet amplificateur confirme que la méthode d'adaptation qui a été utilisée ne permet pas d'avoir un amplificateur large bande car sur toute la bande 3.3-3.8 GHz notre amplificateur n'est efficace qu'à 3.55 GHz d'où la problématique de l'amplificateur à bande étroite dû à la méthode d'adaptation utilisée.

Dans le quatrième sous chapitre, nous proposons une méthodologie pour arriver à faire une adaptation large bande sur le filtre SIW afin de concevoir un amplificateur de puissance large bande capable de travailler sur toute la bande NR n78 (3.3-3.8 GHz). La méthodologie consiste à voir l'effet de la taille du trou métallisé inductif sur les impédances de la bande fondamentale NR n78. Nous partirons d'une taille du trou métallisé inductif de *40x40 mil*, ensuite nous définirons la position du trou pour adapter la fréquence centrale de la bande NR n78 (3.55 GHz) en se basant sur la caractérisation faite au chapitre 2. Pour finir, nous ferons une variation de la taille du trou métallisé inductif sur les impédances aux fréquences 3.3 GHz, 3.55 GHz et 3.8 GHz. Notre but est de voir si les impédances aux fréquences 3.3 GHz et 3.8 GHz s'approchent de leurs impédances optimales définies au chapitre 2 en faisant varier la taille du trou métallisé inductif à la position pour adapter la fréquence centrale 3.55 GHz.

4.2 CONCEPTION D'UN FILTRE COUPE BANDE SIW ASYMÉTRIQUE LARGE BANDE POUR LES APPLICATIONS D'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE FONCTIONNANT SUR LA NOUVELLE BANDE N78 DE LA TECHNOLOGIE 5G

Sur la base de (Bozzi *et al.*, 2011 ; Wang *et al.*, 2012 b), un filtre SIW avec des transitions micro ruban à SIW est conçu avec les paramètres L_{mst} , L_{tap} , L_{siw} , α , P , D et W_{siw} comme illustré sur la Figure 65, leurs dimensions sont données dans le Tableau 22. Le paramètre L_{mst} est la longueur des lignes micro ruban, L_{tap} la longueur des transitions micro ruban à SIW, L_{siw} la longueur du SIW, α l'angle des transitions micro ruban à SIW, P la période entre deux trous, D le diamètre des trous et W_{siw} largeur du SIW.

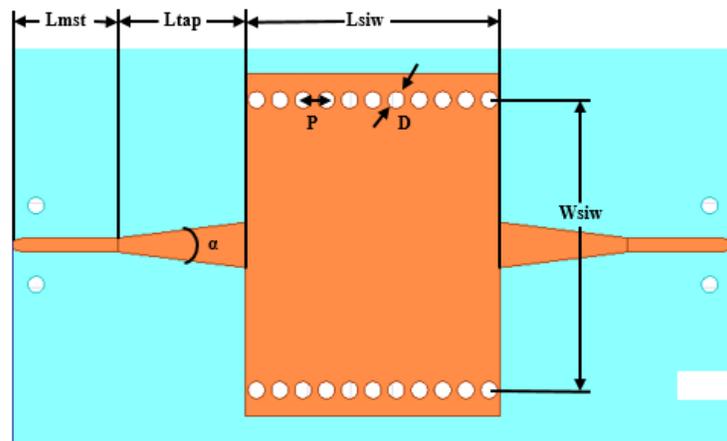


Figure 65 : Dispositif SIW avec circuit de transition micro ruban à filtre SIW

Tableau 22 : Dimensions des paramètres pour le SIW avec circuit de transition micro ruban à filtre SIW

Paramètres SIW	Dimensions
Lmst	12.70 mm
Ltap	15.33 mm
Lsiw	30.65 mm
α	14 °
P	2.80 mm
D	2.03 mm
Wsiw	34.96 mm

Dans la Figure 66, sont comparés les paramètres S_{21} (pertes d'insertion) et S_{11} (pertes de retour) mesurés et simulés dans la bande NR n78 (3.3-3.8 GHz). La perte d'insertion S_{21} simulée et mesurée la plus élevée est de 0.32 dB à 3.8 GHz dans la bande NR n78. La perte

de retour S_{11} simulée et mesurée respectivement est inférieure à 24.03 dB et 21.62 dB à 3.8 GHz dans la bande NR n78. Une excellente convergence entre les résultats simulés et mesurés est obtenue pour la perte d'insertion S_{21} . L'analyseur de réseau micro-ondes N5232A (PNA-L) de Keysight technologies a été utilisé pour mesurer les paramètres S du circuit SIW en utilisant une transition micro ruban à filtre SIW.

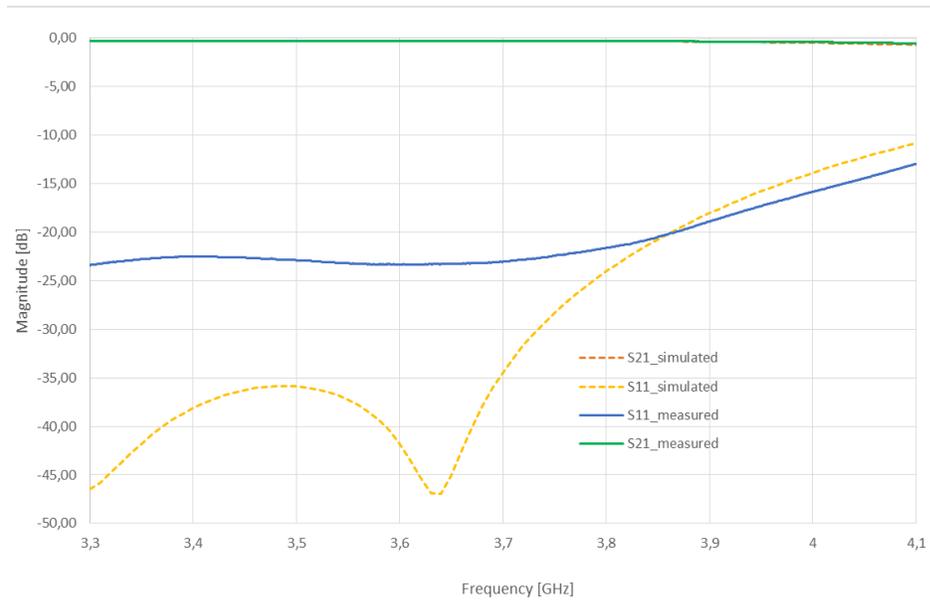


Figure 66 : Résultats simulés (avec le logiciel HFSS) et mesurés de S_{11} et S_{21} du circuit SIW avec circuit de transition micro ruban à filtre SIW

Ensuite, afin de connaître comment les paramètres d'un résonateur à tronçon (stub resonator) placé sur la transition micro ruban à filtre SIW influent sur la suppression d'une bande, nous allons faire une étude paramétrique d'un tel dispositif. En utilisant le SIW montré sur la Figure 68, ce résonateur à tronçon (stub resonator) ouvert de longueur $\lambda/4$ à la fréquence centrale à supprimer est ajouté sur une transition micro ruban à filtre SIW pour effectuer l'étude paramétrique afin de caractériser le résonateur en variant chacun de ses paramètres. L'étude paramétrique ne concerne pas la longueur du résonateur à tronçon ouvert L_{stub} car son impact sur les performances du résonateur est connu. En effet, le paramètre L_{stub} définit la fréquence centrale F_c (dans le cas de ce chapitre 7.1 GHz) à supprimer (Li et

al., 2006). L_{stub} (6.38 mm à 7.1 GHz) peut être calculé par les équations suivantes (Qin *et al.*, 2009):

$$L_{stub} = \frac{\lambda_g}{4} \quad (26)$$

la variable λ_g est la longueur d'onde guidée du micro ruban à la fréquence à supprimer (Hong *et al.*, 2001 p. 80):

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (27)$$

Avec λ_0 est la longueur d'onde dans le vide à la fréquence à supprimer et ϵ_{eff} est la constante diélectrique effective. Les paramètres du résonateur à tronçon ouvert utilisés dans l'étude paramétrique sont donc s , g , g_1 (Figure 67) et les résultats des simulations (avec le logiciel HFSS) qui suivent proviennent de la variation d'un paramètre (s ou g ou g_1) tout en gardant les autres constants.

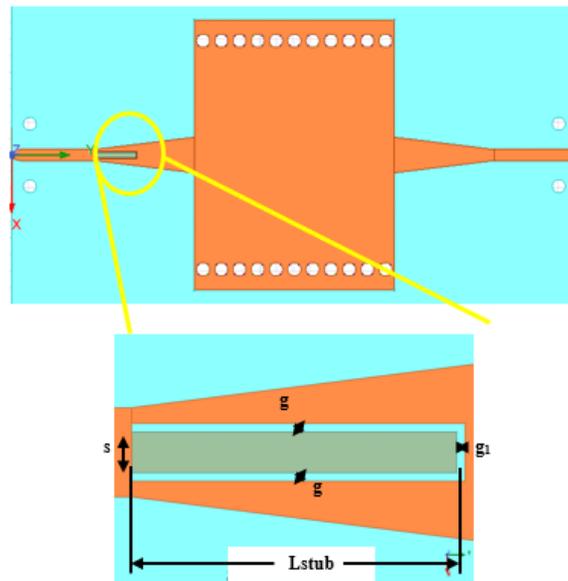


Figure 67 : 1 Résonateur à tronçon sur le circuit de transition micro ruban à filtre SIW

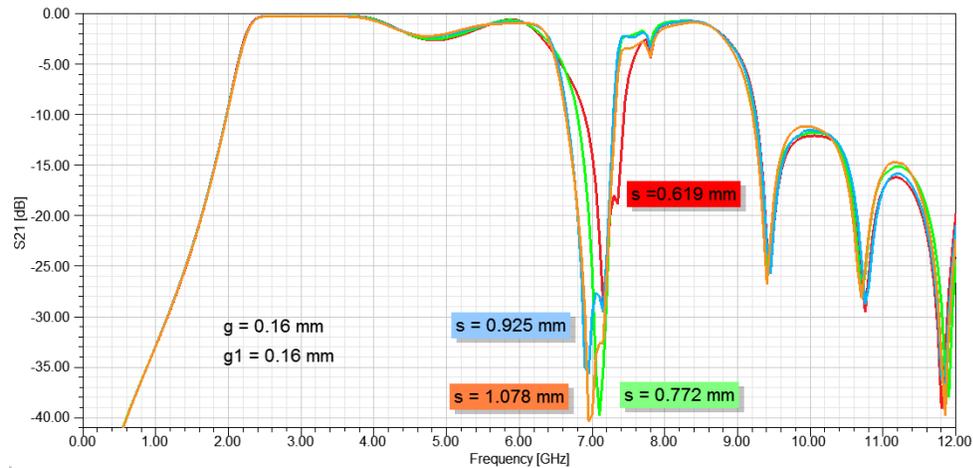


Figure 68 : Paramètre S_{21} simulé d'un résonateur sur le circuit de transition micro ruban à filtre SIW avec variation de s

La Figure 68 montre la réponse en fréquence de la perte d'insertion (S_{21}) en variant s de 0.619-1.078 mm. Le Tableau 23 montre la fréquence centrale de la largeur de bande coupée avec une atténuation d'au moins 10 dB, la largeur de bande coupée avec une atténuation d'au moins 10 dB, l'atténuation à la fréquence centrale de la bande coupée avec une atténuation d'au moins 10 dB et la perte d'insertion maximale dans la bande NR n78 de la technologie 5G à chaque variation de s . Sur la base des résultats du Tableau 23, on note qu'en augmentant s , la perte d'insertion dans la bande NR n78 augmente ainsi que la largeur de la bande coupée et l'atténuation à la fréquence centrale de la bande coupée.

Tableau 23 : Résultats de la variation de s à 10 dB d'atténuation minimum dans la largeur de la bande coupée

s (mm)	Fréquence centrale de la bande coupée (GHz)	Largeur de la bande coupée (GHz)	Atténuation à la fréquence centrale de la bande coupée (dB)	Maximum de perte d'insertion dans la bande NR n78 (dB)
0.619	7.165	0.55	27.50	0.34
0.772	7.045	0.56	34.32	0.35

s (mm)	Fréquence centrale de la bande coupée (GHz)	Largeur de la bande coupée (GHz)	Atténuation à la fréquence centrale de la bande coupée (dB)	Maximum de perte d'insertion dans la bande NR n78 (dB)
0.925	6.970	0.64	33.22	0.40
1.078	6.975	0.69	40.03	0.43

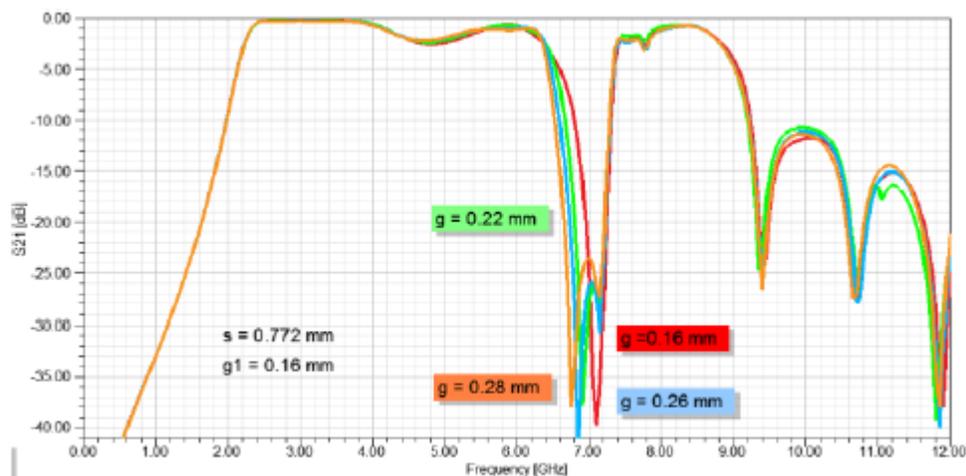


Figure 69 : Paramètre S_{21} simulé d'un résonateur sur le circuit de transition micro ruban à filtre SIW avec variation de g

La Figure 69 montre la réponse en fréquence de la perte d'insertion (S_{21}) en faisant varier g de 0.16-0.28 mm. Le Tableau 24 montre la fréquence centrale de la largeur de bande coupée avec une atténuation d'au moins 10 dB, la largeur de bande coupée avec une atténuation d'au moins 10 dB, l'atténuation à la fréquence centrale de la bande coupée avec une atténuation d'au moins 10 dB et la perte d'insertion maximale dans la bande NR n78 de la technologie 5G à chaque variation de g . Sur la base des résultats du Tableau 24, on note qu'en augmentant g , la perte d'insertion dans la bande NR n78 augmente ainsi que la largeur de la bande coupée, mais l'atténuation à la fréquence centrale de la bande coupée diminue.

Tableau 24 : Résultats de la variation de g à 10 dB d'atténuation minimum dans la largeur de la bande coupée

g (mm)	Fréquence centrale de la bande coupée (GHz)	Largeur de la bande coupée (GHz)	Atténuation à la fréquence centrale de la bande coupée (dB)	Maximum de perte d'insertion dans la bande NR n°78 (dB)
0.16	7.045	0.51	34.32	0.35
0.22	6.970	0.62	30.52	0.37
0.26	6.940	0.70	28.54	0.42
0.28	6.900	0.76	25.03	0.44

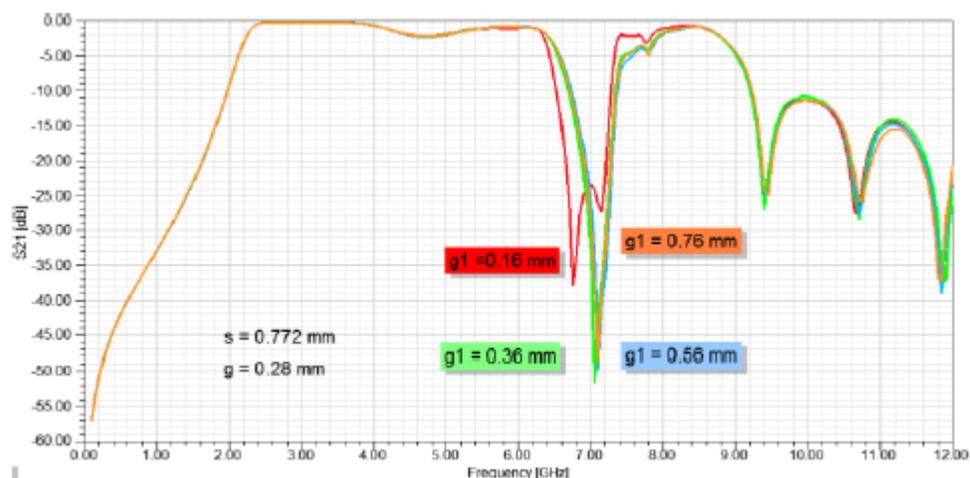


Figure 70 : Paramètre S_{21} simulé d'un résonateur sur le circuit de transition micro ruban à filtre SIW avec variation de g_1

La Figure 70 montre la réponse en fréquence de la perte d'insertion (S_{21}) en faisant varier g_1 de 0.16-0.76 mm. Le Tableau 25 montre la fréquence centrale de la largeur de bande coupée avec une atténuation d'au moins 10 dB, la largeur de bande coupée avec une

atténuation d'au moins 10 dB, l'atténuation à la fréquence centrale de la bande coupée avec une atténuation d'au moins 10 dB et la perte d'insertion maximale dans la bande NR n78 de la technologie 5G à chaque variation de g_1 . Sur la base des résultats du Tableau 25, on note qu'en augmentant g_1 , la perte d'insertion dans la bande NR n78 reste presque la même, la largeur de la bande coupée diminue et se rétrécit autour de sa fréquence centrale ce qui accentue l'atténuation à la fréquence centrale de la bande coupée avec une atténuation d'au moins 10 dB.

Tableau 25 : Résultats de la variation de g_1 à 10 dB d'atténuation minimum dans la largeur de la bande coupée

g_1 (mm)	Fréquence centrale de la bande coupée (GHz)	Largeur de la bande coupée (GHz)	Atténuation à la fréquence centrale de la bande coupée (dB)	Maximum de perte d'insertion dans la bande NR n78 (dB)
0.16	6.90	0.76	25.03	0.44
0.36	7.01	0.66	37.16	0.43
0.56	7.05	0.64	32.98	0.43
0.76	7.03	0.64	34.69	0.45

En somme, en augmentant les paramètres s et g , la largeur de la bande coupée avec une atténuation d'au moins 10 dB augmente, cependant la perte d'insertion dans la bande NR n78 augmente aussi. En augmentant g_1 , la largeur de la bande coupée avec une atténuation d'au moins 10 dB diminue et la perte d'insertion dans la bande NR n78 reste presque le même. Comme le montre la Figure 70, l'utilisation d'un résonateur à tronçon (stub resonator) ne permet pas de supprimer d'au moins 10 dB d'atténuation la bande 6.6-7.6 GHz correspondant à la 2^e harmonique de la bande NR n78 de la technologie 5G (3.3-3.8 GHz). Ceci montre la nécessité d'utiliser le couplage entre 2 résonateurs à tronçon asymétriques pour y arriver.

Ainsi, nous avons fabriqué un filtre SIW large coupe bande utilisant 2 stubs resonators asymétriques pour les applications d'amplificateur de puissance fonctionnant sur la nouvelle bande n78 de la technologie 5G comme illustré sur la Figure 71. Ce filtre est conçu avec le SIW de la Figure 65 à laquelle 2 stubs resonators asymétriques ont été ajoutés aux transitions micro ruban à filtre SIW. Les paramètres et dimensions des 2 stubs resonators asymétriques sont indiqués dans le Tableau 26. Les 2 stubs resonators sont asymétriques car ils n'ont pas les mêmes dimensions. Le substrat utilisé est le RF-35TC de la société Taconic d'une hauteur de diélectrique de 0.762 mm et les simulations ont été effectuées sur le simulateur HFSS.

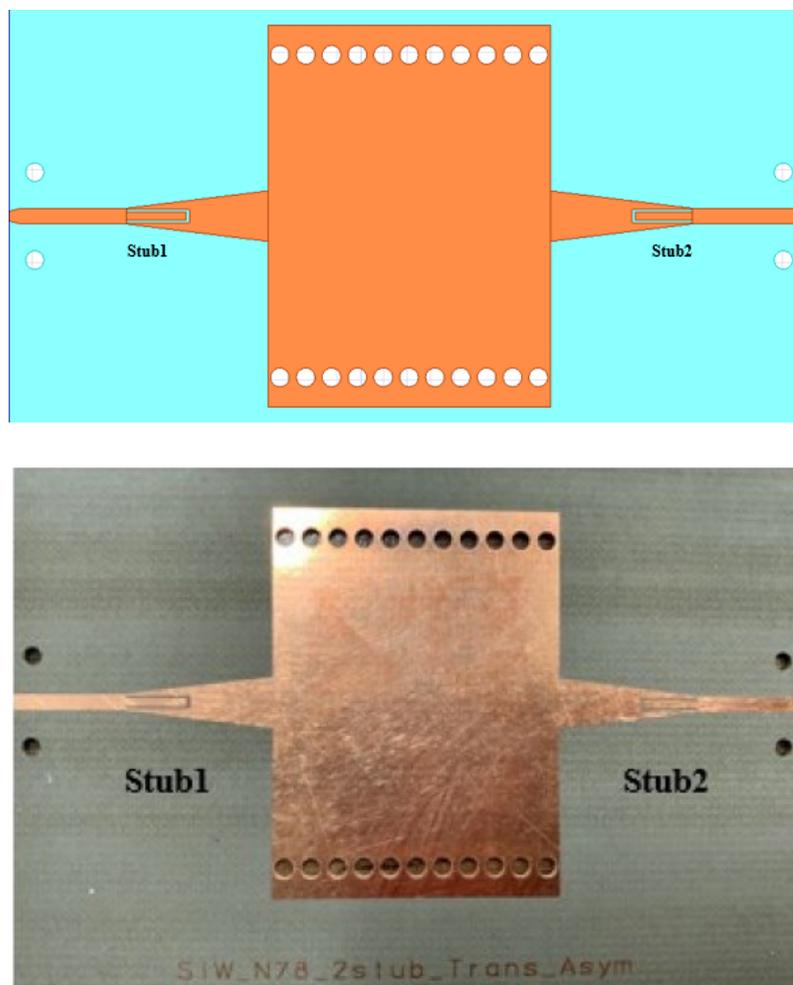


Figure 71 : Circuit du filtre SIW large coupe bande utilisant 2 stubs resonators asymétriques pour les applications d'amplificateur de puissance fonctionnant sur la nouvelle bande n78 de la technologie 5G

Tableau 26 : Dimensions des paramètres des 2 stubs resonators asymétriques du filtre SIW large coupe bande pour les applications d'amplificateur de puissance fonctionnant sur la nouvelle bande n78 de la technologie 5G

Paramètres	Stub1 (mm)	Stub2 (mm)
Lstub	6.448	6.117
g	0.264	0.264
g₁	0.380	0.379
s	0.854	0.859

Afin d'avoir un filtre large coupe bande avec une atténuation de 10 dB entre 6.6-7.6 GHz (c'est-à-dire une atténuation minimale de 10 dB pour une bande coupé de 14,08% à une fréquence centrale de 7,1 GHz) et en gardant une faible perte d'insertion dans la bande NR n78 de la technologie 5G, un filtre SIW large coupe bande utilisant 2 stubs resonators asymétriques a été construit comme illustré sur la Figure 71. Les paramètres pertes d'insertion (S_{21}) et pertes de retour (S_{11}) mesurés et simulés dans la bande NR n78 et son 2^e harmonique sont comparés sur la Figure 72.

Avec la simulation sur le logiciel HFSS, la perte d'insertion maximale simulée sur la bande NR n78 (3.3-3.8 GHz) est de 0.68 dB à 3.8 GHz. Pour la bande 6.6-7.6 GHz, (2^e harmonique de la bande NR n78), la perte d'insertion minimale simulée est de 12.52 dB à 6.6 GHz. Avec la simulation sur le logiciel ADS Momentum, la perte d'insertion maximale simulée sur la bande NR n78 (3.3-3.8 GHz) est de 0.9 dB à 3.8 GHz. Finalement, pour la bande 6.6-7.6 GHz, (2^e harmonique de la bande NR n78), la perte d'insertion minimale simulée est de 8.45 dB à 6.6 GHz.

Pour la mesure, la perte d'insertion maximale sur la bande NR n78 (3.3-3.8 GHz) est de 0.85 dB à 3.8 GHz associée à une perte de retour de 9.41 dB. Pour la bande 6.6-7.6 GHz,

(2^e harmonique de la bande NR n78), la perte d'insertion minimale mesurée est de 11.04 dB à 6.6 GHz associée à une perte de retour de 2.91 dB.

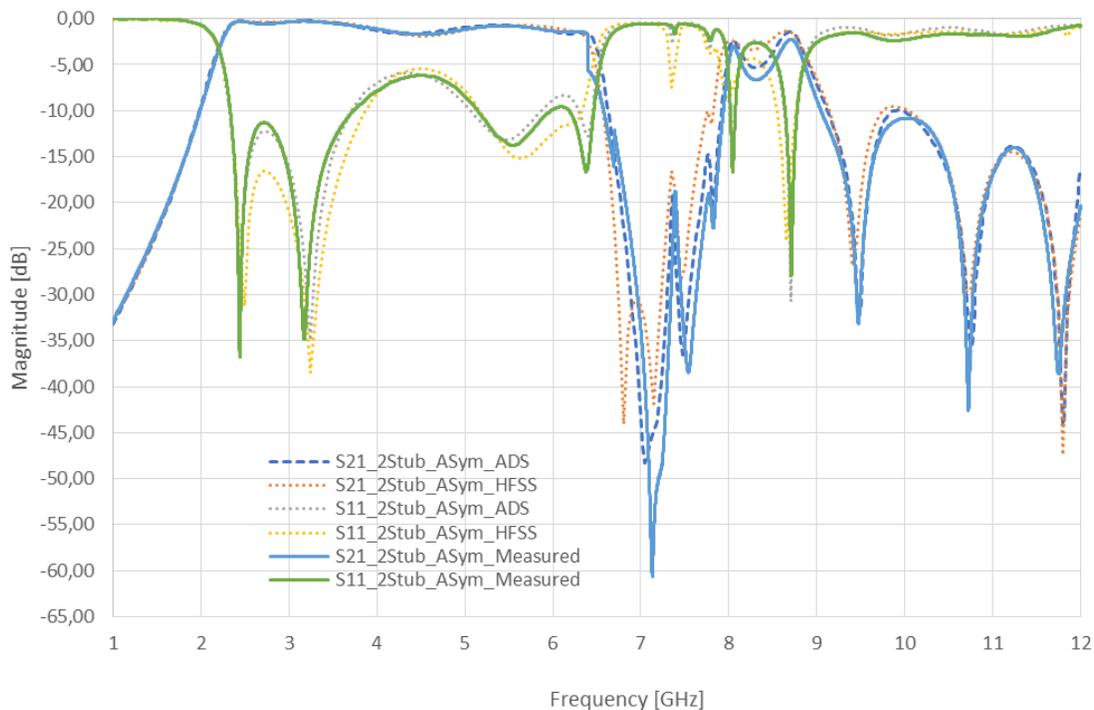


Figure 72 : Résultats de simulation (sur les logiciels HFSS et ADS Momentum) et mesure du filtre SIW large bande pour les applications d'amplificateur de puissance fonctionnant sur la nouvelle bande n78 de la technologie 5G avec 2 stubs resonators asymétriques

Le Tableau 27 compare les performances des filtres coupe bande utilisant des stubs resonators ouverts $\lambda/4$ pour avoir une atténuation d'au moins 10 dB dans la largeur de bande coupée.

Tableau 27 : Résumé des performances et comparaison à 10 dB d'atténuation minimum dans la largeur de la bande coupée

Références	Largeur de la bande coupée par rapport à la fréquence centrale de la bande (%)	Fréquence centrale de la bande coupée (GHz)
Shaman <i>et al.</i>, 2007	5.00	6.60
Qin <i>et al.</i>, 2009	3.10	5.80
Li <i>et al.</i>, 2006	4.09	5.63
Notre Filtre	18.74	7.258

Dans l'optique d'augmenter l'atténuation dans la largeur de bande coupée (supprimée) entre 6.6-7.6 GHz, nous avons optimisé le filtre SIW large coupe bande utilisant 2 stubs resonators asymétriques de la Figure 71.

Le nouveau filtre SIW coupe bande avec largeur de bande coupé à 24 dB allant de 6.6 GHz à 7.6 GHz utilisant 2 stubs resonators asymétriques nous donne de meilleurs performances dans la suppression du 2^e harmonique de la nouvelle bande n78 de la technologie 5G et moins de pertes d'insertion dans la nouvelle bande n78 de la 5G en se basant sur les résultats de simulation comme illustré sur la Figure 73.

Les paramètres du filtre SIW coupe bande avec largeur de bande coupé à 24 dB allant de 6.6 GHz à 7.6 GHz utilisant 2 stubs resonators asymétriques sont ceux des Figure 65 et Figure 71 dont les dimensions ont été mis à jour dans les Tableau 28 et Tableau 29 respectivement.

Tableau 28 : Dimensions des paramètres pour le Nouveau SIW avec circuit de transition micro ruban à filtre SIW

Paramètres SIW	Dimensions
Lmst	12.70 mm
Ltap	15.98 mm
Lsiw	31.96 mm
α	14.34 °
P	2.93 mm
D	2.03 mm
Wsiw	33.40 mm

Tableau 29 : Dimensions des paramètres des 2 stubs resonators asymétriques du nouveau filtre SIW coupe bande avec largeur de bande coupé à 24 dB allant de 6.6 GHz à 7.6 GHz pour les applications d'amplificateur de puissance fonctionnant sur la nouvelle bande n78 de la technologie 5G

Paramètres	Stub1 (mm)	Stub2 (mm)
Lstub	6.99	6.09
g	0.22	0.24
g₁	0.41	0.24
s	0.94	0.88

Sur la Figure 73 est illustrée la mesure du nouveau filtre SIW large coupe bande avec 2 stubs resonators asymétriques avec le PNA-X N5242B.

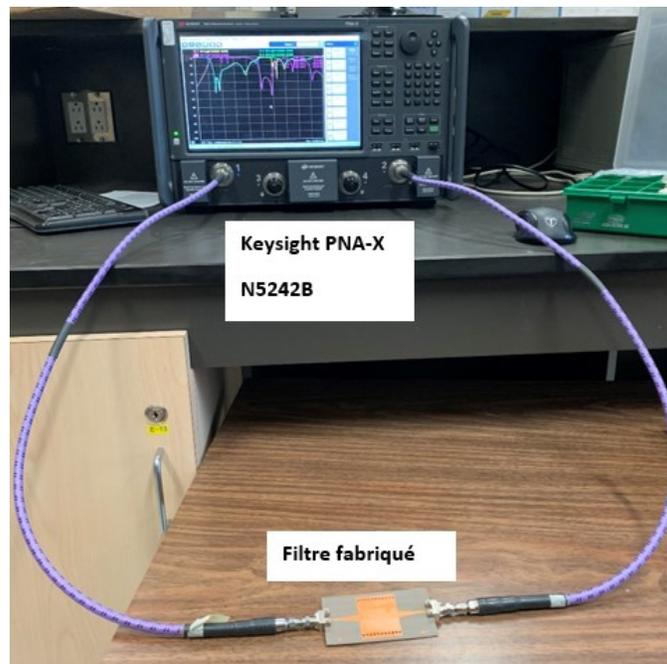


Figure 73 : Mesure du nouveau filtre SIW large coupe bande pour les applications d'amplificateur de puissance fonctionnant sur la nouvelle bande n78 de la technologie 5G avec 2 stubs resonators asymétriques avec l'analyseur de réseau micro-ondes PNA-X N5242B

Sur la Figure 74, avec la simulation sur le logiciel HFSS, la perte d'insertion simulée sur la bande NR n78 (3.3-3.8 GHz) varie entre 0.32-0.50 dB associée à une perte de retour variant entre 27.75-14.24 dB. Pour la bande 6.6-7.6 GHz, (2^e harmonique de la bande NR n78), la perte d'insertion simulée varie entre 20.65-42.34 dB associée à une perte de retour variant entre 0.59-0.89 dB. Avec la simulation sur le logiciel ADS Momentum, la perte d'insertion simulée sur la bande NR n78 (3.3-3.8 GHz) varie entre 0.28-0.73 dB associée à une perte de retour variant entre 22.50-10.16 dB. Pour la bande 6.6-7.6 GHz, (2^e harmonique de la bande NR n78), la perte d'insertion simulée varie entre 22.00-45.19 dB associée à une perte de retour variant entre 5.71-0.72 dB.

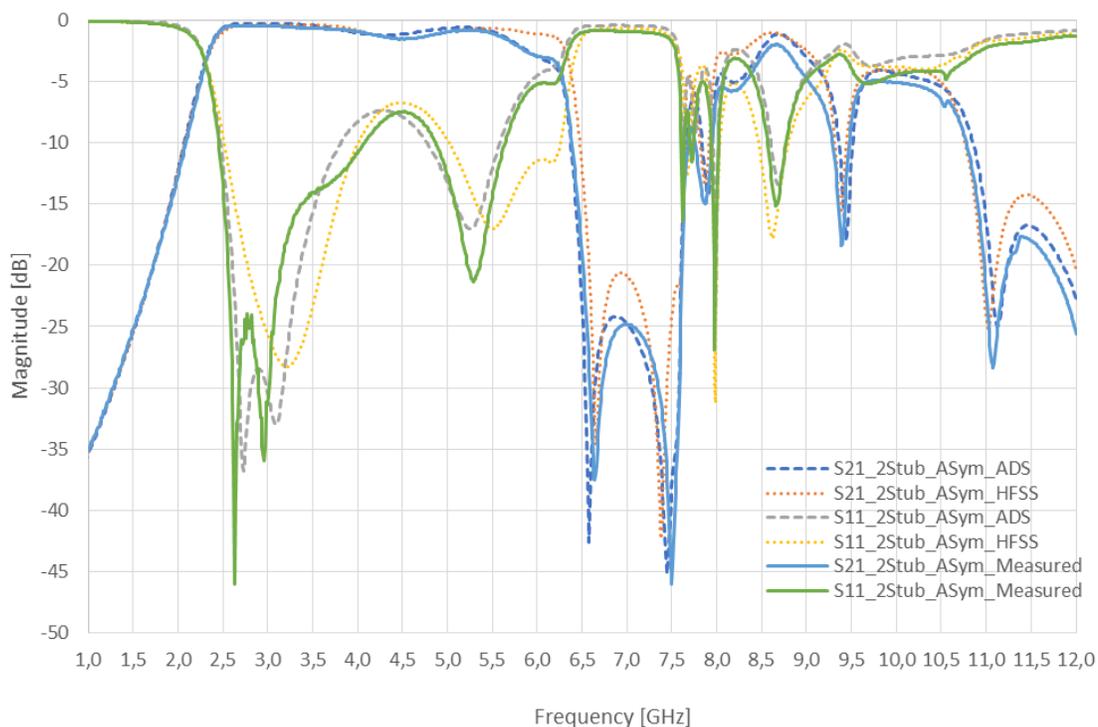


Figure 74 : Résultats de simulation (sur les logiciels HFSS et ADS Momentum) et mesure du Nouveau filtre SIW large coupe bande pour les applications d'amplificateur de puissance fonctionnant sur la nouvelle bande n78 de la technologie 5G avec 2 stubs resonators asymétriques

Sur la Figure 74, avec les mesures, la perte d'insertion mesurée sur la bande NR n78 (3.3-3.8 GHz) varie entre 0.54-0.72 dB associée à une perte de retour variant entre 15.93-12.69 dB. Pour la bande 6.6-7.6 GHz, (2^e harmonique de la bande NR n78), la perte d'insertion mesurée varie entre 24.30-46.04 dB associée à une perte de retour variant entre 8.57-0.82 dB. Ainsi, le nouveau filtre coupe bande SIW asymétrique large bande permet dans la bande 6.6-7.6 GHz, (2^e harmonique de la bande NR n78), d'avoir une suppression d'au moins 24 dBc. Dans (Qin *et al.*, 2009), pour une réjection à bande étroite, 2 résonateurs symétriques ont été utilisés. Nous avons réussi dans ce sous chapitre à doubler voire tripler la bande de réjection en utilisant des tronçons asymétriques afin d'avoir une suppression large bande.

4.3 PROBLÈME D'ADAPTATION D'IMPÉDANCE LARGE BANDE SUR UN FILTRE COUPE BANDE SIW ASYMÉTRIQUE POUR LA CONCEPTION D'UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE À HAUTE EFFICACITÉ FONCTIONNANT SUR LA BANDE N78 DE LA TECHNOLOGIE 5G

4.3.1 Conception d'un amplificateur de puissance à haute efficacité utilisant un filtre coupe bande SIW asymétrique large bande fonctionnant à la fréquence centrale de la nouvelle bande n78 de la technologie 5G

Dans (Wang *et al.*, 2012 b), une méthode d'adaptation d'impédance est démontrée. Cette méthode basée sur un guide d'onde intégré au substrat (SIW) consiste à utiliser une disposition soit symétrique à 2 trous métallisés inductifs, soit asymétrique à 1 trou métallisé inductif.

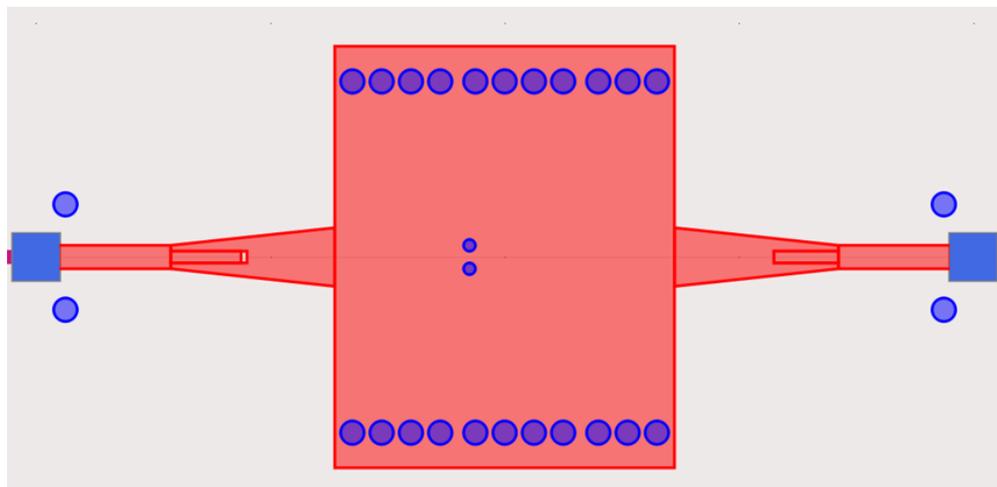
On arrive à faire l'adaptation d'impédance à bande étroite en faisant varier la position d'origine (x_0, y_0) du ou des trou(s) métallisé(s) inductif(s) suivant x ou y . En fixant y et en variant x nous remarquons que le point d'impédance se déplace dans le sens des aiguilles d'une montre dans le diagramme de Smith (Wang *et al.*, 2012 b). Pour ramener le point d'impédance au centre du diagramme de Smith, x est fixé et y est modifié.

Nous voyons que la région d'adaptation d'impédance pour la structure asymétrique est inférieure à celle de la structure symétrique.

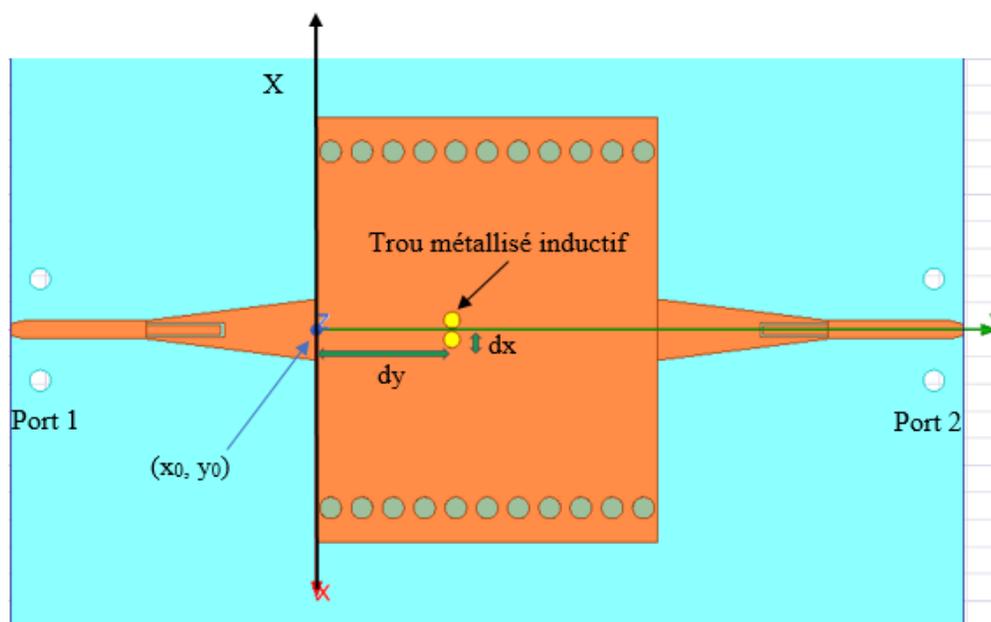
Pour notre amplificateur, nous utiliserons la procédure d'adaptation d'impédance décrite ci-dessus sur le nouveau filtre SIW coupe bande avec largeur de bande coupé à 24 dB allant de 6.6 GHz à 7.6 GHz utilisant 2 stubs resonators asymétriques. Par ce processus, nous arriverons à concevoir les réseaux d'adaptation entrée et sortie de l'amplificateur de puissance à haute efficacité utilisant un filtre coupe bande SIW asymétrique large bande fonctionnant sur la nouvelle bande n78 de la technologie 5G.

En se basant sur le nouveau filtre SIW coupe bande avec largeur de bande coupé à 24 dB allant de 6.6 GHz à 7.6 GHz utilisant 2 stubs resonators asymétriques, les réseaux

d'adaptation en entrée et en sortie sont simulés sur les logiciels ADS Momentum et HFSS (High Frequency Structure Simulator) et se présentent comme suit :

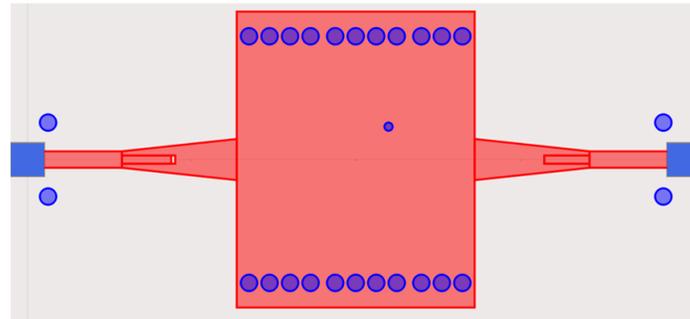


(a)

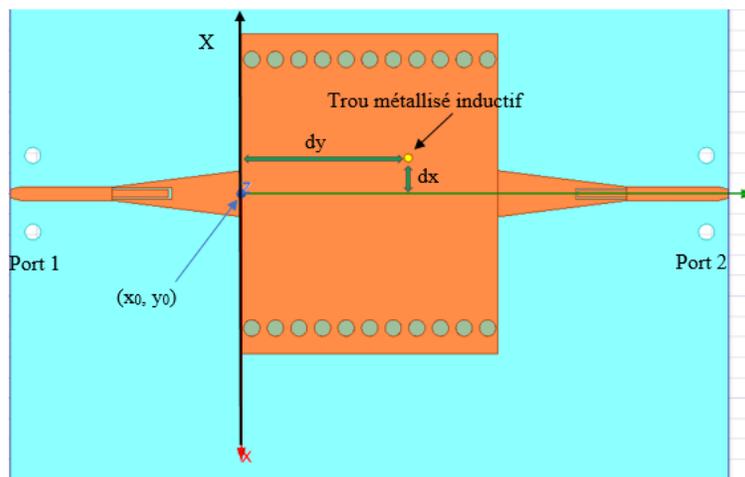


(b)

Figure 75 : Modèle SIW réseau d'adaptation en entrée sur les logiciels ADS Momentum (a) et HFSS (b)



(a)



(b)

Figure 76 : Modèle SIW réseau d'adaptation en sortie sur les logiciels ADS Momentum (a) et HFSS (b)

Ainsi, pour notre cas, si nous prenons comme exemple le modèle du filtre SIW réseau d'adaptation en sortie (Figure 76), on arrive à faire l'adaptation d'impédance en faisant varier la position d'origine (x_0, y_0) du trou métallisé inductif suivant x ou y . En fixant x et en variant y nous remarquons que le point d'impédance se déplace dans le sens des aiguilles d'une montre dans le diagramme de Smith (Figure 77). Pour ramener le point d'impédance au centre du diagramme de Smith, y est fixé et x est modifié (Figure 77).

Nous remarquons que la méthode d'adaptation d'impédance décrite dans (Wang *et al.*, 2012 b) et la simulation de notre réseau d'adaptation en sortie basé sur le Nouveau filtre SIW

coupe bande avec largeur de bande coupé à 24 dB allant de 6.6 GHz à 7.6 GHz utilisant 2 stubs resonators asymétriques ont le même comportement sur la variation des points d'impédances dans l'abaque de Smith. Cela veut dire que l'utilisation du nouveau filtre SIW coupe bande avec largeur de bande coupé à 24 dB allant de 6.6 GHz à 7.6 GHz utilisant 2 stubs resonators asymétriques pour en faire un réseau d'adaptation est possible.

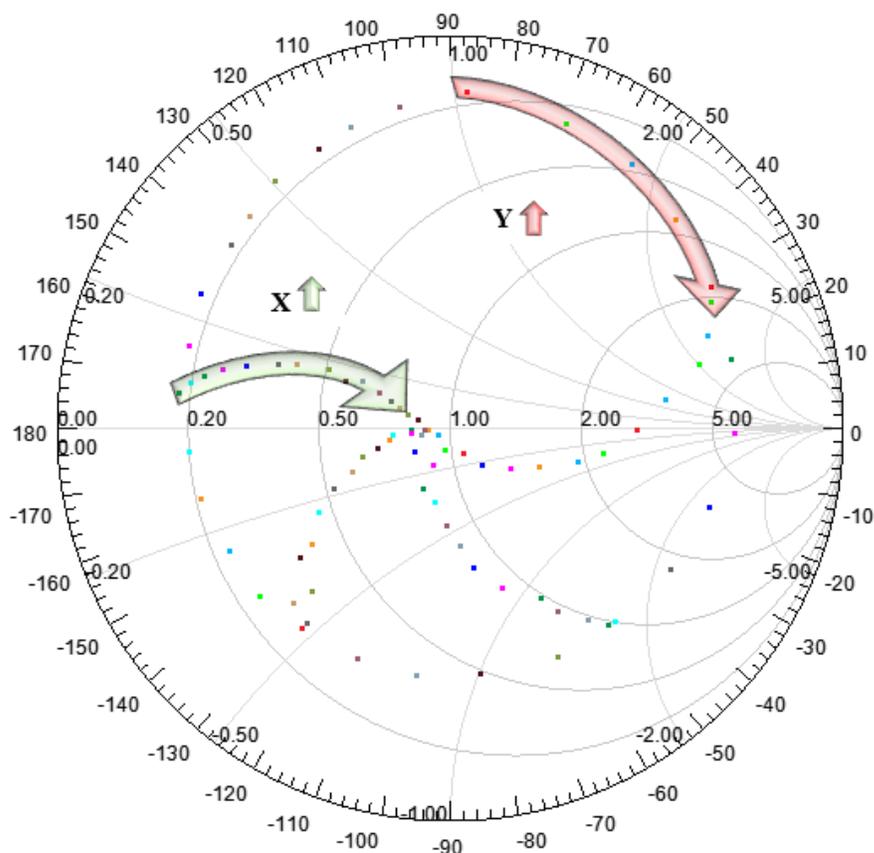
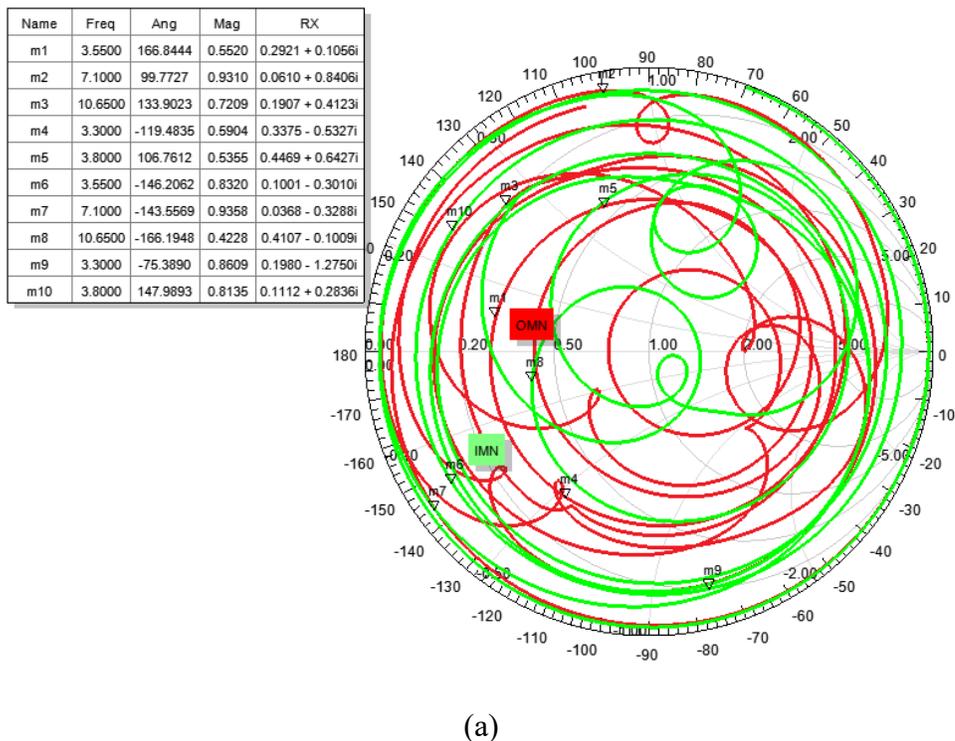


Figure 77 : Simulation sur le logiciel HFSS des points d'impédances obtenus par variation de position du trou métallisé inductif sur le nouveau filtre SIW coupe bande avec largeur de bande coupé à 24 dB allant de 6.6 GHz à 7.6 GHz utilisant 2 stubs resonators asymétriques à la fréquence 3.55 GHz

En fixant l'impédance référence à 50 ohms, les impédances issues des réseaux d'adaptation en entrée et en sortie simulées à partir des logiciels HFSS et ADS Momentum

sont présentées sur la Figure 78. Les points d'impédances simulés de la bande fondamentale 3.55 GHz, de la deuxième harmonique 7.1 GHz et de la troisième harmonique 10.65 GHz sont illustrés sur la Figure 78. Le pas de fréquence est de 0.005 GHz.

Pour le réseau d'adaptation en entrée basé sur le nouveau filtre SIW coupe bande avec largeur de bande coupé à 24 dB allant de 6.6 GHz à 7.6 GHz utilisant 2 stubs resonators asymétriques, la position d'origine (x_0, y_0) représentant le centre du trou métallisé inductif suivant x et y est variée à la position $(36 \text{ mil}, 500 \text{ mil})$ avec un diamètre du trou de 60 mil et une symétrie du trou métallisé inductif par rapport à y est effectuée (Figure 75). Pour le réseau d'adaptation en sortie basé sur le nouveau filtre SIW coupe bande avec largeur de bande coupé à 24 dB allant de 6.6 GHz à 7.6 GHz utilisant 2 stubs resonators asymétriques, la position d'origine (x_0, y_0) représentant le centre du trou métallisé inductif suivant x et y est variée à la position $(176 \text{ mil}, 817 \text{ mil})$ avec un diamètre du trou de 40 mil (Figure 76).



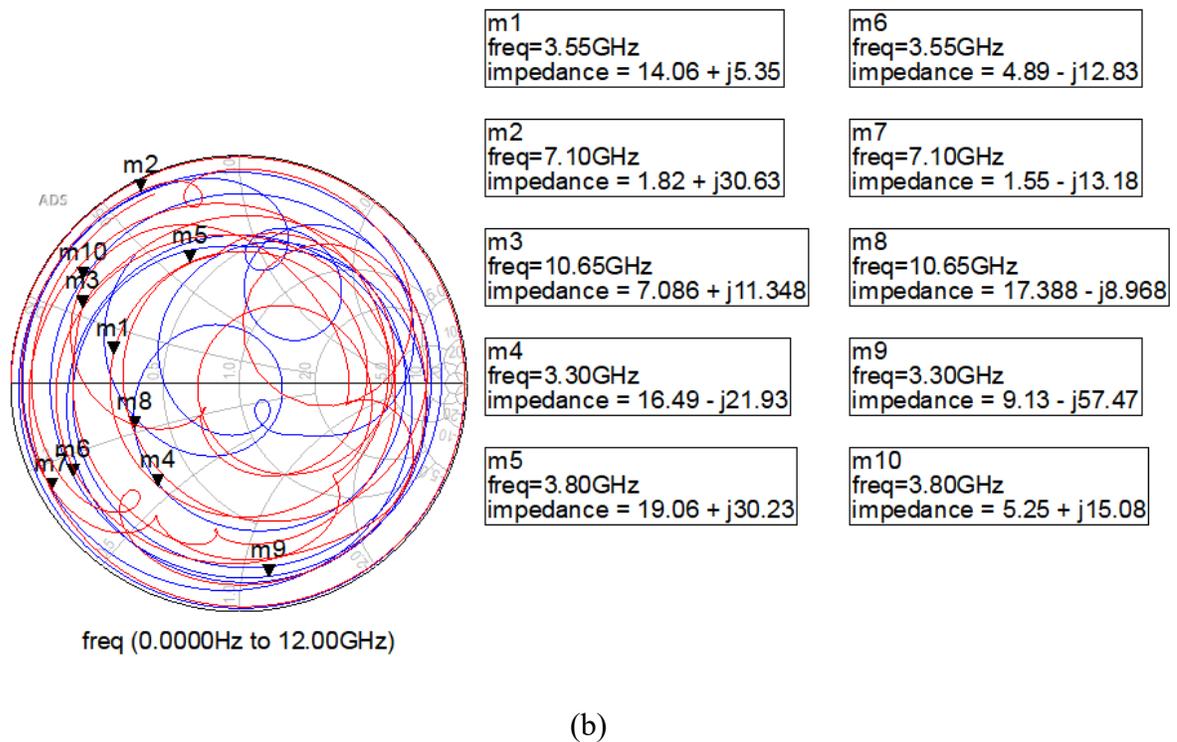


Figure 78 : Impédances issues des réseaux d'adaptation SIW en entrée et en sortie simulées sur les logiciels HFSS (a) et ADS Momentum (b)

Le Tableau 30 ci-après résume les points d'impédances issues des réseaux d'adaptation SIW en entrée et en sortie simulées à partir des logiciels HFSS et ADS Momentum illustrés sur la Figure 78 (les marqueurs 1 à 5 sont pour les points d'impédances au port 1 du réseau d'adaptation en sortie et ceux de 6 à 10 pour les points d'impédances au port 2 du réseau d'adaptation en entrée). Les points d'impédances simulés de la bande fondamentale 3.55 GHz, 3.3 GHz et 3.8 GHz, de la deuxième harmonique à la fréquence fondamentale 3.55 GHz (7.1 GHz) et de la troisième harmonique à la fréquence fondamentale 3.55 GHz (10.65 GHz) sont résumés sur le Tableau 30.

Tableau 30 : Points d'impédances issues respectivement des réseaux d'adaptation SIW en entrée et en sortie simulées à partir des logiciels HFSS et ADS Momentum illustrés sur la Figure 78

Fréquence (GHz)	ADS Momentum Impédances S_{22} en entrée (Ohm)	HFSS Impédances S_{22} en entrée (Ohm)	ADS Momentum Impédances S_{11} en sortie (Ohm)	HFSS Impédances S_{11} en sortie (Ohm)
3.55	4.89-j*12.83	5.01-j*15.05	14.06+j*5.35	14.61+j*5.28
7.1	1.55-j*13.18	1.84-j*16.44	1.82+j*30.63	3.05+j*42.03
10.65	17.39-j*8.97	20.54-j*5.05	7.09+j*11.35	9.54+j*20.62
3.3 GHz	9.13-j*57.47	9.90-j*63.75	16.49-j*21.93	16.88-j*26.64
3.8 GHz	5.25+j*15.08	5.56+j*14.18	19.06+j*30.23	22.35+j*32.14

Sur le Tableau 30, nous voyons qu'aux fréquences 3.3 GHz et 3.8 GHz les points d'impédances en entrée et en sortie sont trop loin des points d'impédances en entrée et en sortie à 3.55 GHz. Nous rappelons que la position du trou métallisé inductif a été choisie pour faire l'adaptation d'impédance en entrée et en sortie à 3.55 GHz. Donc à 3.3 GHz et 3.8 GHz les impédances obtenues sont loin des impédances optimales source et charge définies au chapitre 2. De ce fait avec cette méthode d'adaptation d'impédance, nous prédisons déjà une inefficacité de l'amplificateur aux fréquences 3.3 GHz et 3.8 GHz. Cette prédiction sera vérifiée par les résultats de simulation et de mesure (paramètre PAE, puissance de sortie et Gain) de l'AP aux fréquences 3.3 GHz et 3.8 GHz. Si notre prédiction s'avère vraie, alors notre amplificateur travail en bande étroite à 3.55 GHz.

La Figure 79 illustre le circuit total de l'amplificateur de puissance (réseaux d'adaptation SIW avec le circuit de polarisation et le condensateur de blocage en entrée et en

sortie) simulé à partir d'une Co-simulation sur le logiciel ADS Momentum. Le circuit de polarisation est le même que celui utilisé dans le sous chapitre 3.2.7 (Figure 57) de même que le condensateur de blocage (ATC 600S). Les simulations suivantes s'effectueront sur ADS Momentum seulement car nous utiliserons des modèles de condensateur fournis par Modelitichs afin de faire une Co-simulation. Un ajustement de la position du trou métallisé inductif sur les réseaux d'adaptation SIW ont été fait pour réajuster les impédances en entrée et en sortie de la fondamentale décalés à cause de l'ajout du condensateur de blocage. Pour le réseau d'adaptation en entrée basé sur le nouveau filtre SIW coupe bande avec largeur de bande coupé à 24 dB allant de 6.6 GHz à 7.6 GHz utilisant 2 stubs resonators asymétriques, la position (36 mil, 500 mil) est ajustée à la position (36 mil, 610 mil) (Figure 79). Pour le réseau d'adaptation en sortie basé sur le nouveau filtre SIW coupe bande avec largeur de bande coupé à 24 dB allant de 6.6 GHz à 7.6 GHz utilisant 2 stubs resonators asymétriques, la position (176 mil, 817 mil) est ajustée à la position (176 mil, 684 mil) (Figure 79).

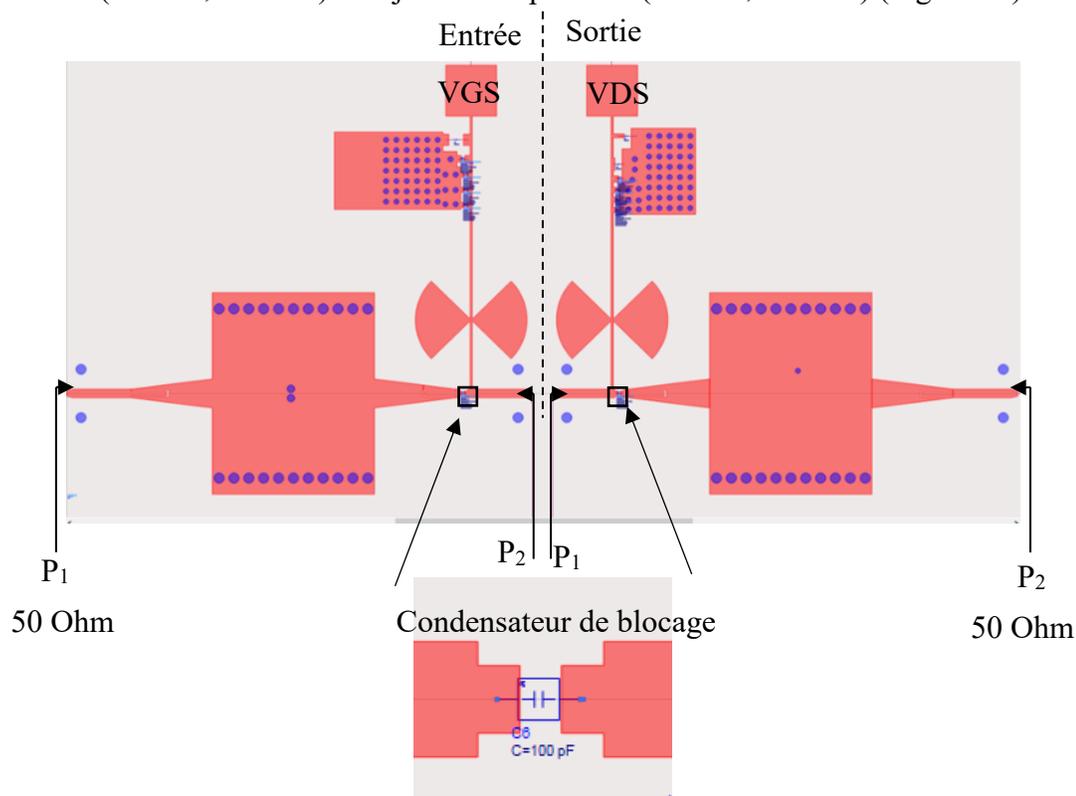


Figure 79 : Réseaux d'adaptation SIW entrée/sortie sur ADS Momentum Co-simulation

En fixant l'impédance référence à 50 ohms, les impédances issues des SIW réseaux d'adaptation en entrée et en sortie simulées à partir de la Co-simulation du logiciel ADS Momentum sont présentées sur la Figure 80. Les points d'impédances simulés de la fondamentale 3.55 GHz, de la deuxième harmonique 7.1 GHz et de la troisième harmonique 10.65 GHz sont illustrés sur la Figure 80. Le pas de fréquence est de 0.005 GHz.

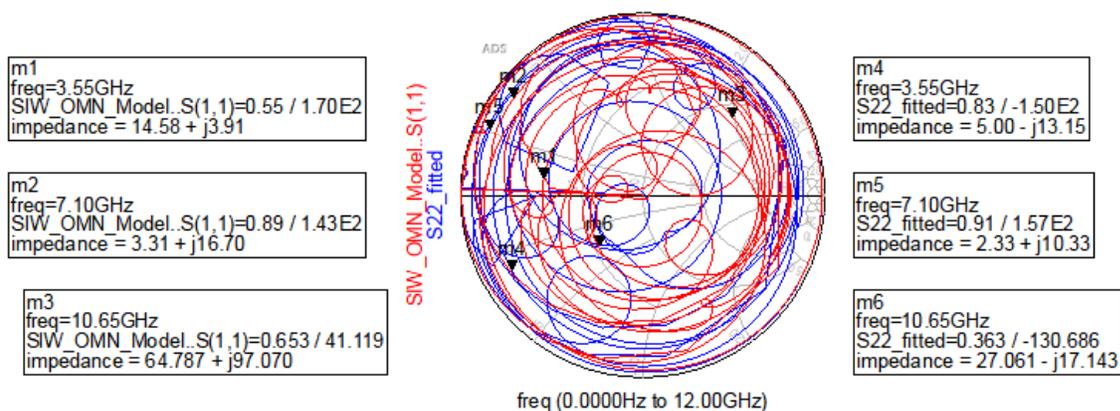
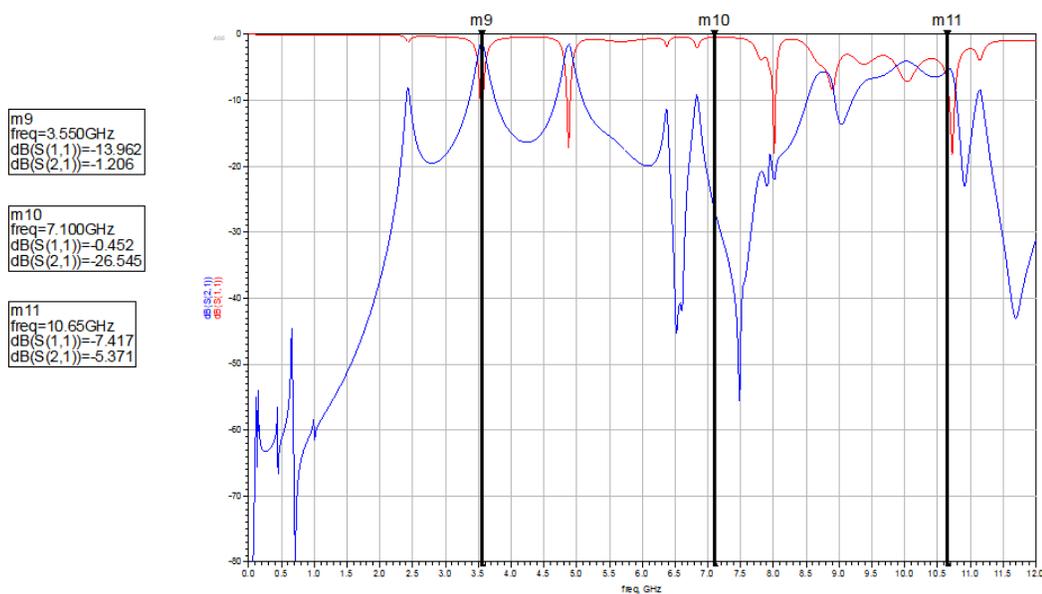


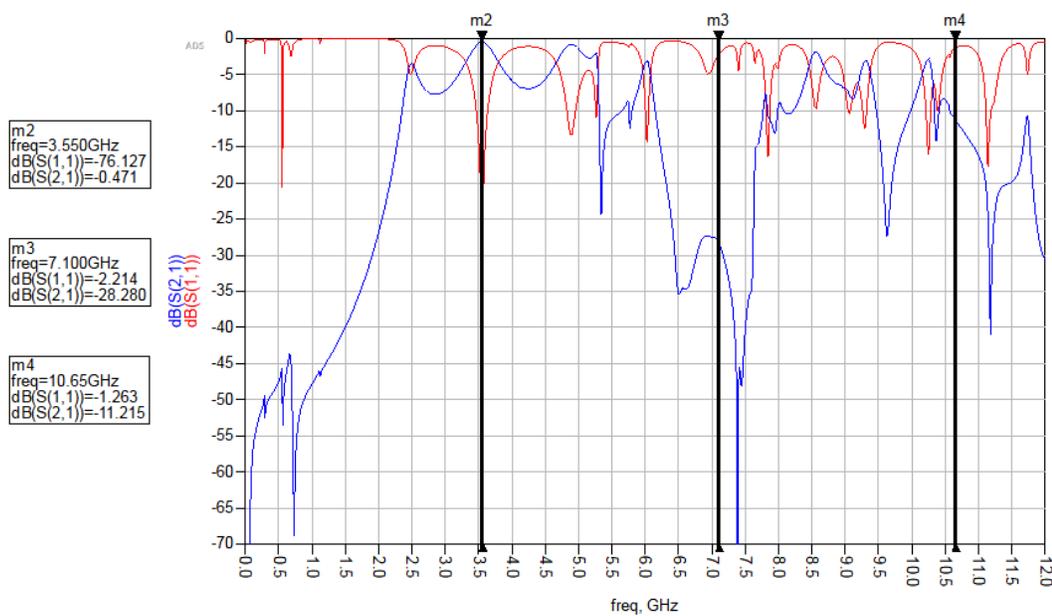
Figure 80 : Impédances issues des réseaux d'adaptation SIW en entrée et en sortie simulées à partir de la Co-simulation du logiciel ADS Momentum

Sur la Figure 81 qui suit nous avons illustré respectivement les pertes d'insertions et de retour pour les réseaux d'adaptation SIW en entrée et en sortie simulées à partir de la Co-simulation du logiciel ADS Momentum en fixant le conjugué de l'impédance en entrée $5.00 + j*13.15$ Ohm et le conjugué de l'impédance en sortie $14.58 - j*3.91$ Ohm dans la simulation à la fréquence 3.55 GHz.

Le Tableau 31 ci-après résume les points d'impédances (en entrée et en sortie), les pertes d'insertion et de retour associées issues des réseaux d'adaptation SIW en entrée et en sortie simulées à partir de la Co-simulation du logiciel ADS Momentum illustrés sur la Figure 80 (les marqueurs 1 à 3 sont pour les points d'impédances au port 1 du réseau d'adaptation en sortie et ceux de 4 à 6 pour les points d'impédances au port 2 du réseau d'adaptation en entrée).



(a)



(b)

Figure 81 : Pertes d'insertions et de retour pour les réseaux d'adaptation SIW en entrée (a) et en sortie (b) simulées à partir de la Co-simulation du logiciel ADS Momentum à 3.55 GHz

Tableau 31 : Points d'impédances (en entrée et en sortie) illustrés sur la Figure 80 et les pertes d'insertion et de retour associées issues des réseaux d'adaptation SIW en entrée et en sortie simulées à partir de la Co-simulation du logiciel ADS Momentum

Fréquence (GHz)	Impédances S_{22} en entrée (Ohm)	Impédances S_{11} en sortie (Ohm)	Paramètres S en entrée (dB) à S_{22}^*		Paramètres S en sortie (dB) à S_{11}^*	
			S_{21}	S_{11}	S_{21}	S_{11}
3.55	5.00-j*13.15	14.58+j*3.91	-1.21	-13.96	-0.47	-76.13
7.1	2.33+j*10.33	3.31+j*16.70	-26.55	-0.45	-28.28	-2.21
10.65	27.06-j*17.14	64.79+j*97.07	-5.37	-7.42	-11.22	-1.26

Nous voyons qu'à partir du Tableau 31, pour le réseau d'adaptation SIW en entrée basé sur le nouveau filtre SIW coupe bande avec largeur de bande coupé à 24 dB allant de 6.6 GHz à 7.6 GHz utilisant 2 stubs resonators asymétriques (Figure 81 a), la perte d'insertion à la fréquence de la fondamentale 3.55 GHz est de -1.21 dB, la deuxième harmonique 7.1 GHz est supprimée à 26.55 dB. De même, pour le réseau d'adaptation SIW en sortie basé sur le nouveau filtre SIW coupe bande avec largeur de bande coupé à 24 dB allant de 6.6 GHz à 7.6 GHz utilisant 2 stubs resonators asymétriques (Figure 81 b), la perte d'insertion à la fréquence de la fondamentale 3.55 GHz est de -0.45 dB, la deuxième harmonique 7.1 GHz est supprimée à 28.28 dB. Les réseaux d'adaptation SIW en entrée et en sortie simulées adaptent la source et la charge du transistor CGH40010 à 50 ohms. Nous remarquons que le nouveau filtre SIW coupe bande avec largeur de bande coupé à 24 dB allant de 6.6 GHz à 7.6 GHz utilisant 2 stubs resonators asymétriques pour les applications d'amplificateur de puissance fonctionnant à la fréquence centrale de la nouvelle bande n78 de la technologie 5G coupe (supprime) efficacement la deuxième harmonique des SIW réseaux d'adaptation en entrée et en sortie.

4.3.2 Mesures et analyse de l'amplificateur de puissance à haute efficacité utilisant un filtre coupe bande SIW asymétrique large bande fonctionnant à la fréquence centrale de la nouvelle bande n78 de la technologie 5G

Pour tester l'AP, nous avons utilisé la configuration de mesure décrite à la Figure 83 avec le générateur de signal ROHDE&SCHWARZ SMBV100A, le préamplificateur Mini-Circuits ZHL-16W-43+, l'atténuation de 32 dB et l'analyseur de signal Agilent MXA N9020A. L'ensemble des composants utilisés pour la conception de l'AP sont présentés sur le Tableau 21. L'amplificateur de puissance à haute efficacité utilisant un filtre coupe bande SIW asymétrique large bande pour contrôler le 2^e harmonique de la bande NR n78 (6.6-7.6 GHz) fonctionne sur la fréquence centrale de la bande NR n78 (3.55 GHz) de la technologie 5G. Cet amplificateur illustré sur la Figure 82, nous présente sur la Figure 85 les résultats de simulation et de mesure la puissance de sortie (Pout) versus le paramètre PAE et le gain à la fréquence 3.55 GHz. La Figure 84 montre les résultats de mesure AM-AM. Les résultats de la Figure 85 sont obtenus en excitant l'amplificateur de puissance en entrée par une onde continue (CW) et en fixant $V_{GS} = -1.42$ V et $V_{DS} = 27.65$ V. À la fréquence 3.55 GHz, nous avons obtenu en simulation un paramètre PAE maximum de 63.09 % avec 40.78 dBm de puissance de sortie et un gain de 11.78 dB (Figure 85). Et pour les résultats mesurés à la fréquence 3.55 GHz nous avons obtenu un paramètre PAE maximum de 52.20 % avec 40.47 dBm de puissance de sortie et un gain de 11.47 dB (Figure 85). La perte au PAE maximum entre la simulation et la mesure est de l'ordre de 10.89 %. Aux fréquences 3.3 GHz et 3.8 GHz l'amplificateur ne marche pas tant dans les simulations que dans la mesure.

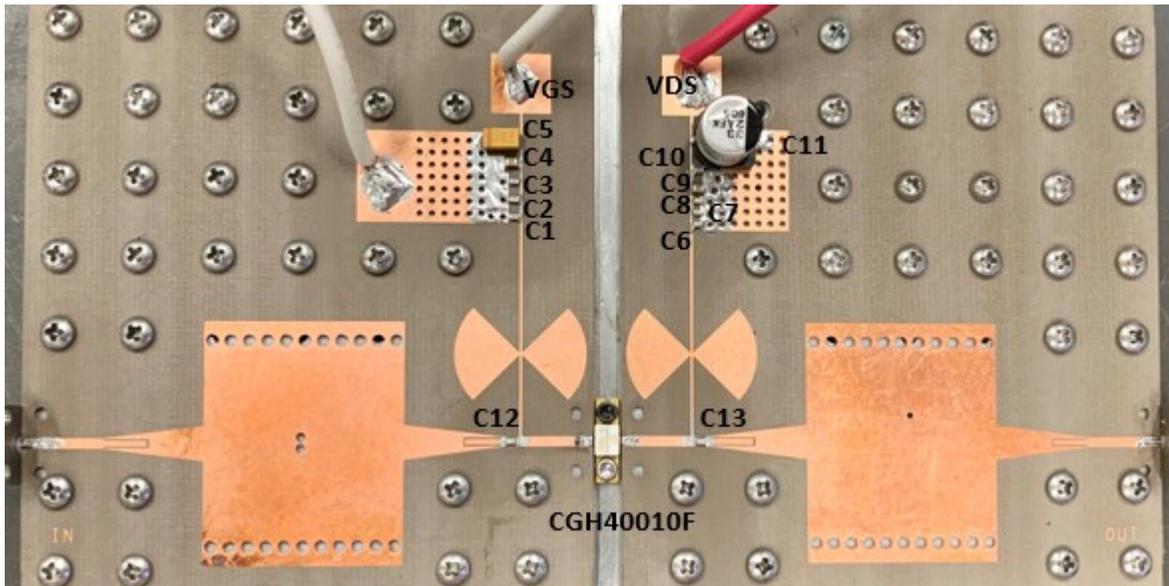


Figure 82 : Amplificateur de puissance SIW large bande proposé fabriqué

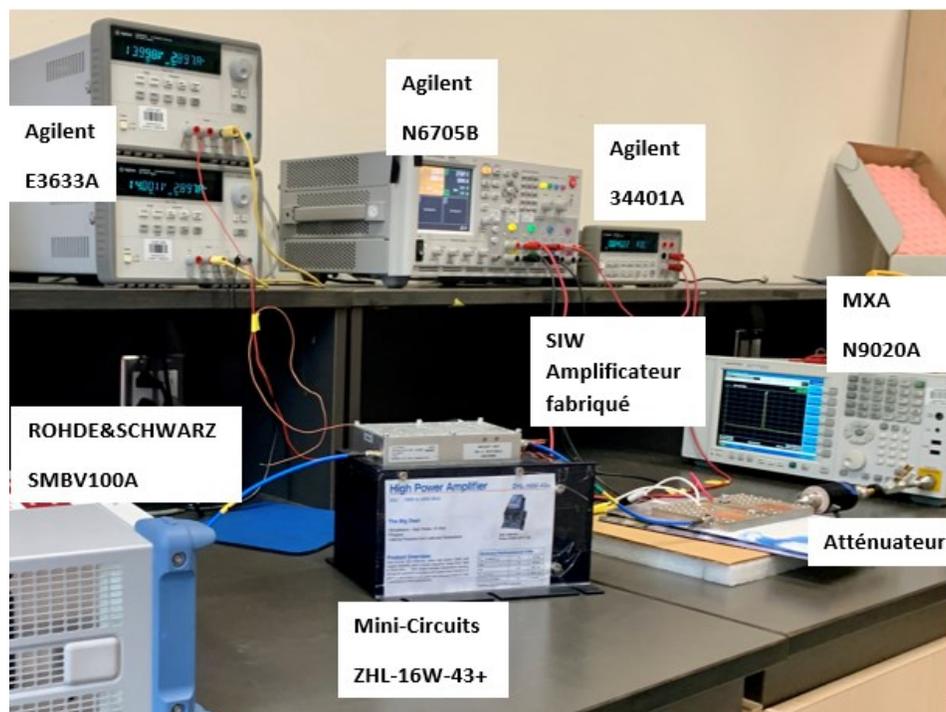


Figure 83 : Configuration pour la mesure de l'amplificateur de puissance SIW large bande proposé

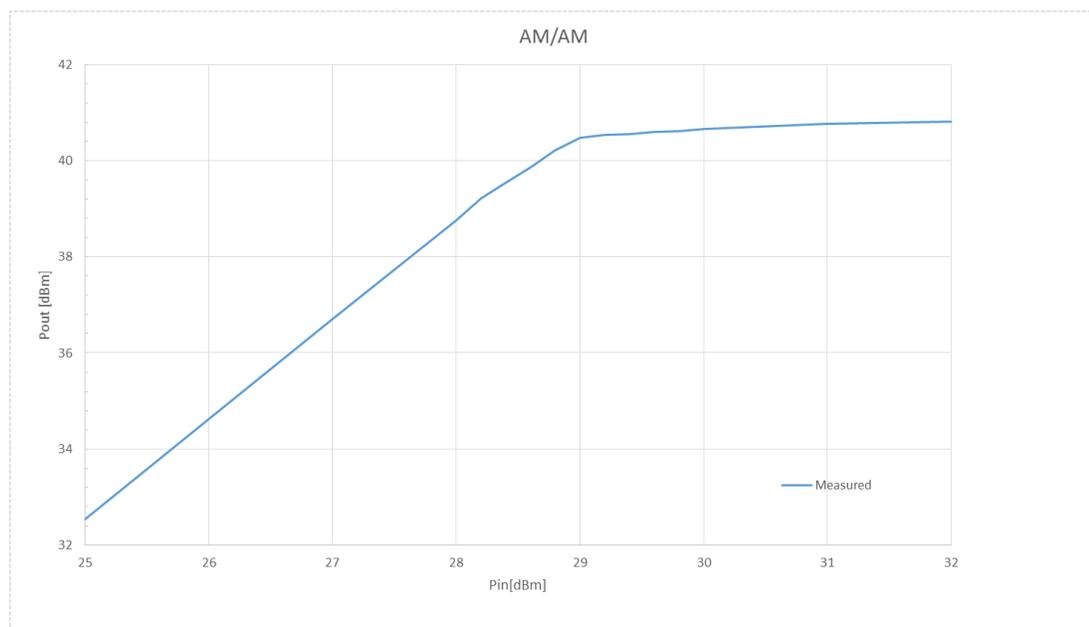


Figure 84 : Comportement AM-AM mesuré de l'amplificateur de puissance SIW large bande à 3.55 GHz

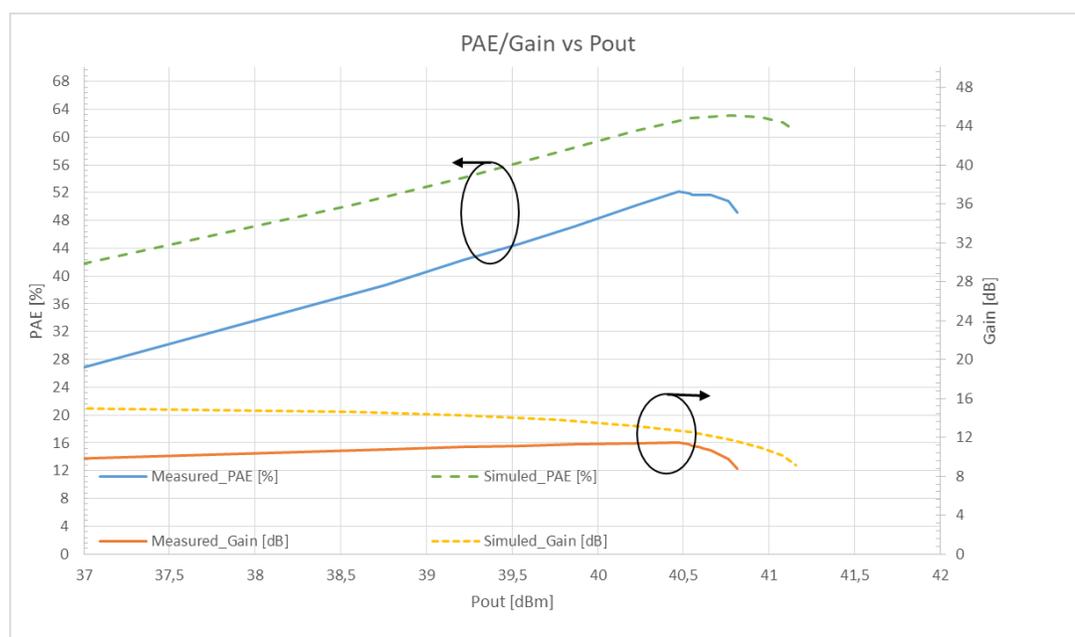


Figure 85 : Puissance de sortie (Pout) versus paramètre PAE et Gain simulés et mesurés de l'amplificateur de puissance SIW large bande à la fréquence 3.55 GHz

4.3.3 Conclusion partielle

Dans ce sous-chapitre, à partir des résultats de la caractérisation large bande du chapitre 2, nous avons conçu un amplificateur de puissance à haute efficacité utilisant un filtre coupe bande SIW asymétrique large bande fonctionnant sur la nouvelle bande n78 de la technologie 5G. Ce filtre permet dans la bande 6.6-7.6 GHz, (2^e harmonique de la bande NR n78), d'avoir une suppression d'au moins 24 dBc. Le substrat utilisé est le type RF35TC de Taconic avec une hauteur de diélectrique de 30 mil (0.762 mm). À la fréquence 3.55 GHz, nous avons obtenu en mesure un paramètre PAE maximum de 52.20 % avec 40.47 dBm de puissance de sortie et un gain de 11.47 dB (Figure 85). Aux fréquences 3.3 GHz et 3.8 GHz, l'amplificateur ne marche pas tant dans les simulations que dans la mesure. Nous confirmons ainsi que la méthode d'adaptation d'impédance utilisée pour concevoir l'AP ne permet pas d'opérer en large bande. Ce problème est dû au fait que la méthode d'adaptation utilisée fonctionne juste en bande étroite. Pour corriger cela, il faudrait trouver une méthode qui nous permettra d'adapter toute la bande fondamentale NR n78. Pour y arriver, nous proposons dans le sous-chapitre suivant une méthode d'adaptation d'impédance large bande.

4.4 PROPOSITION DE MÉTHODOLOGIE POUR L'ADAPTATION D'IMPÉDANCE LARGE BANDE

La méthodologie consiste à voir l'effet de la taille du trou métallisé inductif sur les impédances de la bande fondamentale NR n78. Nous partirons d'une taille du trou métallisé inductif de *40x40 mil*, ensuite nous définirons la position du trou pour adapter l'impédance en sortie à l'impédance optimale obtenue par la caractérisation faite au chapitre 2 à la fréquence centrale de la bande NR n78 (3.55 GHz). Pour finir, nous ferons une variation de la taille du trou métallisé inductif et nous regarderons l'effet de cette variation sur les impédances aux fréquences 3.3 GHz, 3.55 GHz et 3.8 GHz. Notre but est de voir si les impédances aux fréquences 3.3 GHz et 3.8 GHz s'approchent de leurs impédances optimales

définies au chapitre 2 en faisant varier la taille du trou métallisé inductif à la position pour adapter l'impédance en sortie la fréquence centrale 3.55 GHz.

Dans le chapitre 2, les impédances optimales à la charge aux fréquences 3.3 GHz, 3.55 GHz et 3.8 GHz sont respectivement $Z_{l_@3.3GHz} = 15.43 + j*5.66 \Omega$; $Z_{l_@3.55GHz} = 14.68 + j*4.90 \Omega$ et $Z_{l_@3.8GHz} = 13.93 + j*3.39 \Omega$. Maintenant, en faisant varier la position du trou métallisé inductif de sa position d'origine (x_0, y_0) représentant le centre du trou métallisé inductif suivant x et y à la position $(138 \text{ mil}, 683 \text{ mil})$, nous cherchons à avoir au port 1 du réseau d'adaptation en sortie, l'impédance conjuguée de $Z_{l_@3.55GHz}$ ($Z_{l_@3.55GHz}^*$) pour faire l'adaptation d'impédance en sortie à la fréquence 3.55 GHz.

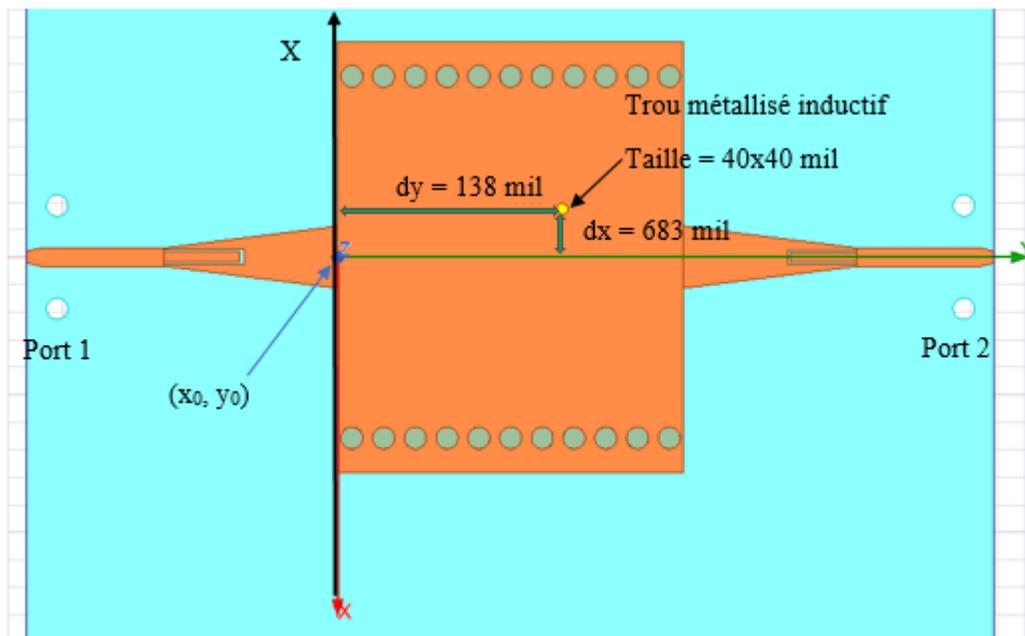


Figure 86 : Réseau d'adaptation en sortie avec variation de la taille du trou métallisé inductif

Avec l'impédance référence à 50 ohms et la position fixe (138 mil, 683 mil) du trou métallisé inductif, la Figure 87 présente les points d'impédances au port 1 obtenus par variation de la taille du trou métallisé inductif sur le réseau d'adaptation en sortie. Le Tableau 32 répertorie les points d'impédances de la Figure 87 pour chaque taille de trou aux fréquences 3.3 GHz, 3.55 GHz et 3.8 GHz.

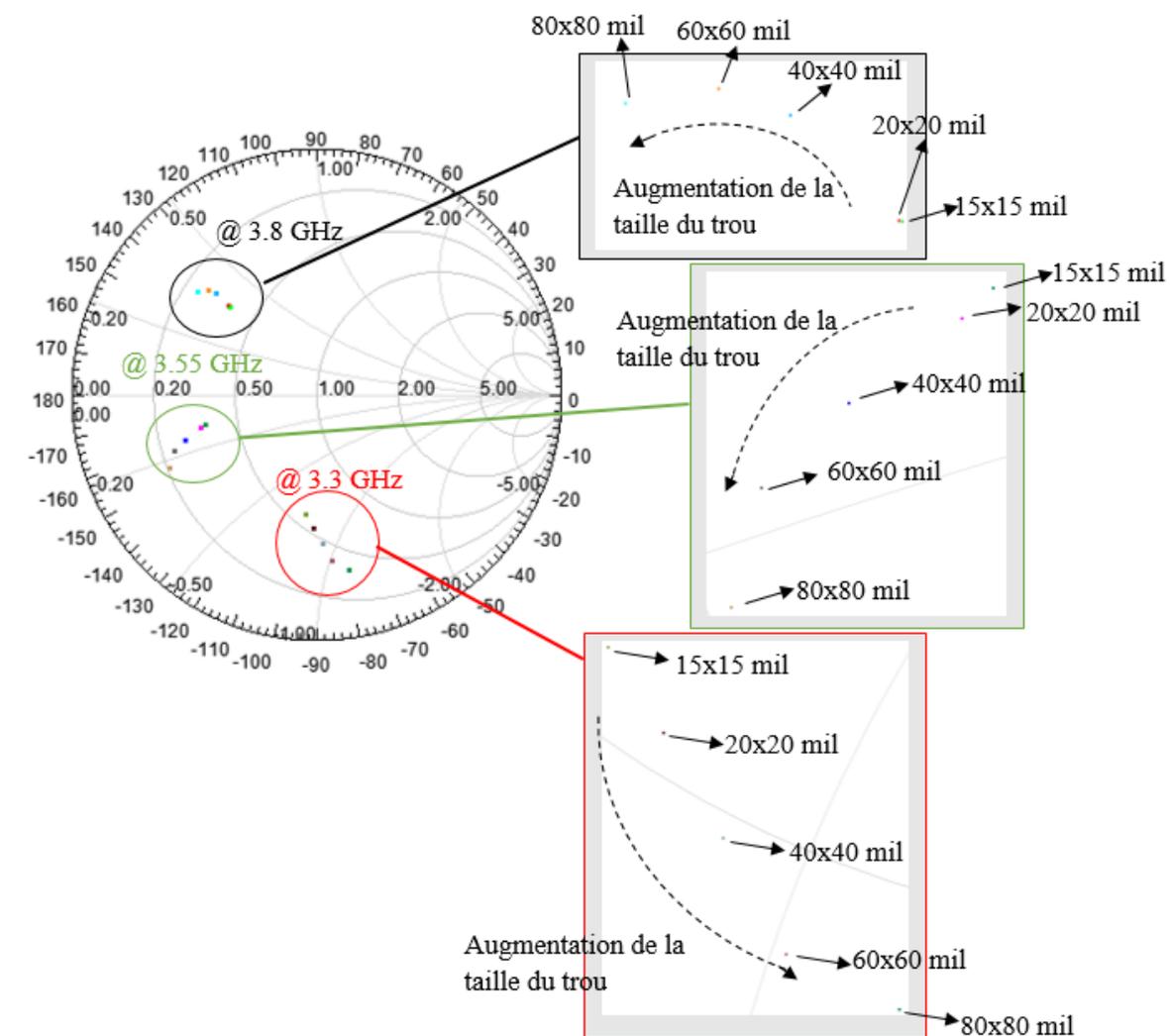


Figure 87 : Simulation sur le logiciel HFSS des points d'impédances obtenus par variation de la taille du trou métallisé inductif sur le réseau d'adaptation en sortie

Tableau 32 : Points d'impédances au port 1 du réseau d'adaptation en sortie avec variation de la taille du trou métallisé inductif aux fréquences 3.3 GHz, 3.55 GHz et 3.8 GHz

Taille du trou métallisé inductif (mil)	Impédances S_{11} à 3.3 GHz (Ohm)	Impédances S_{11} à 3.55 GHz (Ohm)	Impédances S_{11} à 3.8 GHz (Ohm)
15x15	28.42-j*36.61	18.31-j*5.70	18.97+j*18.23
20x20	26.78-j*41.07	17.40-j*6.33	18.88+j*18.23
40x40	23.87-j*45.97	14.30-j*7.73	15.45+j*19.02
60x60	19.99-j*50.70	11.94-j*9.05	13.81+j*18.67
80x80	18.79-j*56.54	10.50-j*11.24	12.32+j*17.39

À partir du Tableau 32, nous voyons qu'en fixant la position du trou métallisé inductif à (138 mil, 683 mil) avec une taille de 40x40 mil, nous arrivons à faire l'adaptation d'impédance en sortie à la fréquence 3.55 GHz car l'impédance au port 1 du réseau d'adaptation en sortie est sensiblement égale à $Z_{l_@3.55GHz}^*$. Cependant, les impédances au port 1 du réseau d'adaptation en sortie à 3.3 GHz et 3.8 GHz restent loin du point $Z_{l_@3.55GHz}^*$ et donc des points $Z_{l_@3.3GHz}^*$ et $Z_{l_@3.8GHz}^*$. Ce comportement est similaire à la méthode utilisée dans la section 4.3.1. Maintenant, en faisant varier la taille du trou métallisé inductif et en gardant sa position toujours fixe à (138 mil, 683 mil), nous remarquons que les impédances au port 1 du réseau d'adaptation en sortie à 3.3 GHz et 3.8 GHz restent toujours loin du point $Z_{l_@3.55GHz}^*$ et donc des points $Z_{l_@3.3GHz}^*$ et $Z_{l_@3.8GHz}^*$, aussi l'impédance à la fréquence 3.55 GHz change entraînant ainsi une désadaptation. Cependant, si on exprime l'impédance en termes de coefficient de réflexion, on remarque qu'en augmentant la taille du trou métallisé inductif, le module du coefficient de réflexion tend vers 1.

Nous pouvons conclure que la variation de la taille du trou métallisé inductif ne nous permettra pas d'avoir une adaptation large bande. Voilà pourquoi dans la section suivante

nous proposons un travail futur à effectuer pour trouver une méthode d'adaptation d'impédance permettant de concevoir un filtre SIW AP large bande capable d'opérer sur toute la bande NR n78 de la technologie 5G

4.5 TRAVAIL À FAIRE POUR TROUVER UNE MÉTHODE D'ADAPTATION D'IMPÉDANCE PERMETTANT DE CONCEVOIR UN AP LARGE BANDE BASÉ SUR UN FILTRE SIW CAPABLE DE TRAVAILLER SUR TOUTE LA BANDE NR n78 DE LA TECHNOLOGIE 5G

La méthode d'adaptation d'impédance proposé dans (Wang *et al.*, 2012 b) et utilisé dans ce mémoire (section 4.3.1) est à bande étroite, elle ne permet pas de faire une adaptation d'impédance large pour toute la bande fondamentale NR n78. Cependant cette adaptation à bande étroite permet d'adapter l'impédance en une seule fréquence en utilisant un trou métallisé inductif avec une taille et une position donnée.

Nous proposons comme travail futur, de fixer une taille pour le trou métallisé inductif, ensuite de faire la variation de la position du trou sur le filtre SIW afin de trouver les positions du trou métallisé inductif permettant d'adapter les impédances de façon optimales pour les fréquences de la bande NR n78. Par exemple, si on utilise les fréquences 3.3 GHz, 3.425 GHz, 3.55 GHz, 3.675 GHz et 3.8 GHz pour représenter toute la bande NR n78, le travail qu'on propose serait alors de chercher la position du trou sur le filtre SIW afin d'adapter chaque impédance de façon optimale pour chaque fréquence. Dans ce cas, 5 fréquences (3.3 GHz à 3.8 GHz par pas de 0.125 GHz) nécessiteront 5 positions sur le filtre SIW. Maintenant, en créant 5 trous sur le filtre SIW avec les 5 positions trouvées, il serait peut être possible d'arriver à faire l'adaptation d'impédance sur toute la bande NR n78. Aussi, en essayant d'associer les 5 trous pour en faire un avec une forme qui englobe la position de chaque trou, il serait peut-être possible d'arriver à faire l'adaptation d'impédance sur toute la bande NR n78.

4.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre, à partir des résultats de la caractérisation large bande du chapitre 2, nous avons conçu un amplificateur de puissance à haute efficacité utilisant un filtre coupe bande SIW asymétrique large bande fonctionnant sur la nouvelle bande n78 de la technologie 5G. Le filtre coupe bande SIW asymétrique large bande permet dans la bande 6.6-7.6 GHz, (2^e harmonique de la bande NR n78), d'avoir une suppression d'au moins 24 dBc. Le substrat utilisé est le type RF35TC de Taconic avec une hauteur de diélectrique de 30 mil (0.762 mm). À la fréquence 3.55 GHz, nous avons obtenu en mesure un paramètre PAE maximum de 52.20 % avec 40.47 dBm de puissance de sortie et un gain de 11.47 dB. L'AP n'étant pas large bande à cause de la méthode d'adaptation utilisé, il ne fonctionne pas aux fréquences 3.3 GHz et 3.8 GHz. Ensuite, pour régler les problèmes liés au fonctionnement large bande de l'AP, nous avons proposé une méthodologie pour l'adaptation d'impédance large bande sur le filtre SIW. Malheureusement, cette méthode proposée à son tour ne règle pas nos problèmes d'adaptation d'impédance large bande, néanmoins elle nous a permis de connaître l'effet de la taille du trou métallisé inductif sur les impédances. Si on exprime l'impédance en terme de coefficient de réflexion, on remarque qu'en augmentant la taille du trou métallisé inductif, le module du coefficient de réflexion tend vers 1. Pour finir, nous avons défini un travail futur à effectuer pour trouver une méthode d'adaptation d'impédance permettant de concevoir un filtre SIW AP large bande capable d'opérer sur toute la bande NR n78 de la technologie 5G.

En premier, notre contribution dans ce chapitre est de fournir une méthode de conception d'un filtre coupe bande SIW asymétrique large bande pour les applications d'amplificateur de puissance fonctionnant dans la nouvelle bande n78 de la technologie 5G. Ce filtre large coupe bande nous permet de supprimer les harmoniques tout en évitant l'utilisation de la zone du SIW car cette dernière devrait être utilisée pour l'adaptation d'impédance. Ainsi, le filtre large coupe bande nous permet de répondre aux besoins d'amplificateurs de puissance large bande basés sur du filtre SIW. Ensuite, pour démontrer

l'utilisation possible de notre filtre coupe bande SIW asymétrique large bande, nous avons détaillé une méthode de conception d'un amplificateur de puissance à haute efficacité utilisant le filtre coupe bande SIW asymétrique large bande fonctionnant à la fréquence centrale (3.55 GHz) de la nouvelle bande n78 de la technologie 5G. Le filtre coupe bande SIW asymétrique large bande dans ce cas est utilisé pour établir les réseaux d'adaptation en entrée et en sortie et pour la suppression de la 2^e harmonique en entrée et en sortie. Enfin, nous avons proposé une méthodologie pour l'adaptation d'impédance large bande sur le filtre SIW pour pallier aux problèmes de fonctionnement en bande étroite de notre AP, cette proposition ne règle pas notre problème d'adaptation d'impédance large bande mais nous a permis de connaître l'effet de la taille du trou métallisé inductif sur les impédances. De même, nous avons dégagé un travail futur à effectuer pour trouver une méthode d'adaptation d'impédance permettant de concevoir un filtre SIW AP large bande capable d'opérer sur toute la bande NR n78 de la technologie 5G.

CONCLUSION GÉNÉRALE

L'évolution rapide des systèmes de télécommunications notamment les systèmes de communications sans fil constaté fait appel à la fabrication de nouveaux dispositifs permettant d'améliorer la qualité des services. Pour standardiser cette évolution dans les systèmes de télécommunication sans fil et répondre à diverses applications de communication, des normes sont mises en place comme les normes GSM, WCDMA, UMTS, LTE et WiMAX. Toutes ces normes précédemment citées ont pour but de diminuer la latence dans la communication, d'augmenter le débit, de rendre meilleur le paramètre QoS (Quality of Service). C'est dans ce but de rendre toujours plus performant les systèmes de télécommunication sans fil que la technologie 5G (réseaux mobiles de cinquième génération) a été définie avec une bande passante de 500 MHz pour la plage de fréquence appelée NR n78 ou 3.5 GHz allant de 3.3 GHz à 3.8 GHz. Dans ce mémoire, nous avons présenté dans le chapitre 2 une méthode de caractérisation par simulation afin d'atteindre les contraintes de large bande, de puissance de sortie et d'efficacité imposées par la technologie 5G. Le chapitre 3 nous avons utilisé les résultats du chapitre 2 pour concevoir un amplificateur de puissance capable d'opérer sur toute la bande NR n78 avec une efficacité et une puissance de sortie proche des prévisions faites sur le chapitre 2. Dans le chapitre 4, à partir d'un filtre SIW coupe bande capable de supprimer la bande de la 2^e harmonique de la fondamentale NR n78, nous avons conçu un amplificateur de puissance SIW fonctionnant à la fréquence centrale (3.55 GHz) de la bande NR n78.

Dans le chapitre 2, une méthodologie de caractérisation pour les applications large bande avec une bande de fréquence fondamentale (3.3-3.8 GHz) et ses 2^e et 3^e bandes d'harmoniques a été présentée. La caractérisation du transistor CGH40010 capable de fournir

10 W en puissance de sortie avec une puissance d'entrée de 26.5 dBm a été faite en simulation sur le logiciel ADS 2019 avec le modèle large bande du transistor nommé CGH40010F_r6_CGH40_r6 fournit par la société Wolfspeed. La méthodologie utilisée consiste à faire des simulations de type Loadpull/Sourcepull avec les fréquences fondamentales 3.3 GHz, 3.425 GHz, 3.55 GHz, 3.675 GHz, 3.8 GHz afin de couvrir la bande 3.3-3.8 GHz (Notons que dans la simulation les deuxième et troisième harmoniques sont prises en compte en entrée et en sortie pour l'AP large bande NR n78). Ensuite, en faisant une analyse des données découlant de cette simulation, nous avons déterminé les impédances optimales des bandes fondamentales, deuxième et troisième harmoniques nous permettant ainsi de rechercher un paramètre PAE dans toute la bande NR n78 de plus de 75% comme indiqué dans la théorie (Tableau 2). Le Tableau 15 résume les impédances optimales à la source et à la charge de la fondamentale, la deuxième et troisième harmonique ainsi que le paramètre PAE, le gain et la puissance de sortie associés avec une puissance en entrée de 26.5 dBm. D'après notre caractérisation, la puissance de sortie obtenue dans la bande NR n78 est d'au moins 41.37 dBm et le paramètre PAE est d'au moins 75.96 %.

Dans le chapitre 3, en se basant sur les points d'impédances optimales du chapitre 2, un amplificateur de puissance large bande fonctionnant sur toute la bande NR n78 a été présenté pour atteindre les contraintes de large bande, de puissance de sortie et d'efficacité imposées par la technologie 5G. Pour améliorer le paramètre PAE, nous avons utilisé un filtre passe bas adaptateur d'impédance afin de supprimer les bandes des 2^e et 3^e harmoniques. En effet, la largeur de bande des 2^e et 3^e harmoniques sont respectivement 2 à 3 fois plus grande que la largeur de bande de la fondamentale NR n78, ainsi l'utilisation d'un filtre passe bas est un choix justifié comme réseau d'adaptation en entrée et en sortie pour supprimer les 2^e et 3^e harmoniques. Les paramètres PAE maximums simulés varient entre 60.93-70.26 % et la puissance de sortie et le gain qui leurs sont associés varient respectivement entre 40.66-41.35 dBm et 12.66-12.35 dB. Les paramètres PAE maximums mesurés varient entre 60.17-70.87 % et la puissance de sortie et le gain qui leurs sont associés varient respectivement entre 39.73-40.97 dBm et 11.50-13.97 dB.

Enfin, dans le chapitre 4, en se basant aussi sur les points d'impédances optimales du chapitre 2, un amplificateur de puissance à haute efficacité utilisant un filtre coupe bande SIW asymétrique large bande fonctionnant dans la nouvelle bande n78 est présenté. Pour améliorer le paramètre PAE, le filtre SIW coupe bande qu'on propose permet de doubler voire tripler la bande de réjection proposée par la littérature en utilisant des tronçons asymétriques afin d'avoir une suppression large bande de la 2^e harmonique (6.6-7.6 GHz) d'au moins 24 dBc tout en minimisant les pertes dans la bande fondamentale NR n78. En effet, la largeur de bande de la 2^e harmonique est 2 fois plus grande que la largeur de bande de la fondamentale NR n78. Ainsi l'utilisation d'un filtre SIW coupe bande est un choix justifié comme réseau d'adaptation en entrée et en sortie pour supprimer la 2^e harmonique sans utiliser la zone du filtre SIW et faire l'adaptation d'impédance avec un trou inductif métallisé. À la fréquence 3.55 GHz, nous avons obtenu en mesure un paramètre PAE maximum de 52.20 % avec 40.47 dBm de puissance de sortie et un gain de 11.78 dB. L'AP n'étant pas large bande à cause de la méthode d'adaptation utilisé, il ne fonctionne pas aux fréquences 3.3 GHz et 3.8 GHz. Ensuite, pour régler les problèmes liés au fonctionnement large bande de l'AP, nous avons proposé une méthodologie pour l'adaptation d'impédance large bande sur le filtre SIW. Malheureusement, cette méthode proposée à son tour ne règle pas nos problèmes d'adaptation d'impédance large bande, néanmoins elle nous a permis de connaître l'effet de la taille du trou métallisé inductif sur les impédances. Si on exprime l'impédance en terme de coefficient de réflexion, on remarque qu'en augmentant la taille du trou métallisé inductif, le module du coefficient de réflexion tend vers 1. Pour finir, nous avons défini un travail futur à effectuer pour trouver une méthode d'adaptation d'impédance permettant de concevoir un filtre SIW AP large bande capable d'opérer sur toute la bande NR n78 de la technologie 5G.

Dans le futur, un travail à effectuer pour trouver une méthode d'adaptation d'impédance permettant de concevoir un filtre SIW AP large bande capable d'opérer sur toute la bande NR n78 de la technologie 5G a été proposé. Aussi, la caractérisation du chapitre 2 pourrait être faite avec un signal avancé comme un signal 5G. De même, les mesures effectuées dans le chapitre 3 pourraient être faites avec un signal 5G. En outre, la

possibilité d'implémenter les méthodes de conception décrites dans les chapitres 3 et 4 pour concevoir des structures comme des amplificateurs de puissance Doherty large bande pour la technologie 5G est envisageable.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- 3GPP. 2019. *3GPP TR 21.915 V15.0.0: Release 15 Description; Summary of Rel-15 Work Items (release 15)*. Rapport n°21915. Sophia Antipolis Valbonne (France) : 3rd Generation Partnership Project, 118 p.
- ALMUHAISEN, Abdullah, J. LEES, Steve C. Cripps, P. J. TASKER et J. BENEDIKT. 2011. « Wide band high-efficiency power amplifier design ». Dans *2011 6th European Microwave Integrated Circuit Conference*. (Manchester, 10-11 octobre 2011), p. 184-187. Manchester (UK) : IEEE.
- BINYAN, Yao, Qunsheng CAO, et Yonggang ZHOU. 2008. « Ultra-wideband bandpass filter with notched band using microstrip/CPW structure ». Dans *2008 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*. (Nanjing, 21-24 avril 2008), p. 277-279. Nanjing (Chine) : IEEE.
- BOZZI, M., A. GEORGIADIS, et K. WU. 2011. « Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas ». *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, volume 5, numéro 8, p. 909.
- CHEN, Kenle et Dimitrios PEROULIS. 2012. « Design of broadband high-efficiency power amplifier using in-band Class-F-1/F mode-transferring technique ». Dans *2012 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest*. (Montréal, 17-22 juin 2012), p. 1-3. Montréal (QC) : IEEE.
- CHEN, Kenle et Dimitrios PEROULIS. 2011. « Design of Highly Efficient Broadband Class-E Power Amplifier Using Synthesized Low-Pass Matching Networks ». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 59, numéro 12, p. 3162-3173.
- DAWSON, Dale E. 2009. « Closed-Form Solutions for the Design of Optimum Matching Networks ». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 57, numéro 1, p. 121-129.
- DIATTA, Djitiningo Thierry Joel et Chan-Wang PARK. 2017. « Full mode substrate integrated waveguide type high power amplifier with second harmonic suppression

- ». Dans *2017 IEEE Asia Pacific Microwave Conference (APMC)*. (Kuala Lumpur, 13-16 novembre 2017), p. 992-994. Kuala Lumpur (Malaisie) : IEEE.
- ERICSSON CANADA. 2018. *Addendum to the Consultation on Releasing Millimetre Wave Spectrum to Support 5G*. Rapport n°SLPB-005-18. Mississauga : Ericsson Canada, 15 p.
- FANO, R. M. 1948. *Theoretical Limitations on the Broadband Matching of Arbitrary Impedances*. Rapport n°41. Massachusetts : Research Laboratory of Electronics Massachusetts Institute of Technology, 44 p.
- GAO, S., P. BUTTERWORTH, S. OOI et A. SAMBELL. 2006. « High-efficiency power amplifier design including input harmonic termination ». *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, volume 16, numéro 2, p. 81-83.
- GONZALEZ, Guillermo. 1984. *Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design*. 1^o édition. Englewood Cliffs : Prentice-Hall. 245 p.
- GREBENNIKOV, Andrei et Nathan O. SOKAL. 2007. *Switchmode RF Power Amplifiers*. 1^o édition. Burlington : Newnes. 424 p.
- GREBENNIKOV, Andrei. 2005. *RF and Microwave Power Amplifier Design*. 1^o édition. New York : McGraw-Hill. 420 p.
- GSA. 2018. *Spectrum for 5G: Plans, Licences and Trials*. Farnham: Global mobile Suppliers Association, 15 p.
- GUO, Pengliang, Wa KONG, Jing XIA et Lixia YANG. 2015. « Wideband Doherty power amplifier using suitable peaking output matching network ». Dans *2015 Asia-Pacific Microwave Conference*. (Nanjing, 6-9 décembre 2015), p. 1-3. Nanjing (Chine) : IEEE.
- HELAOUI, Mohamed et Fadhel M. GHANNOUCHI. 2009. « Optimizing Losses in Distributed Multiharmonic Matching Networks Applied to the Design of an RF GaN Power Amplifier With Higher Than 80% Power-Added Efficiency ». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 57, numéro 2, p. 314-322.
- HONG, Jia-Shen G. et M. J. LANCASTER. 2001. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. 1^o édition. New York : John Wiley & Sons. 471 p.
- HUAWEI. 2017. *5G Spectrum: Public Policy Position*. Bantian Longgang : Huawei Technologies, 16 p.

- INOUE, A., T. HEIMA, A. OHTA, R. HATTORI et Y. MITSUI. 2000. « Analysis of class-F and inverse class-F amplifiers ». Dans *2000 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. (Boston, 11-16 juin 2000), p. 775-778. Boston (MA) : IEEE.
- KAZIMIERCZUK, Marian K. 2008. *RF Power Amplifiers*. 1^e édition. Chichester : John Wiley & Sons. 405 p.
- KE Wu, D. DESLANDES, et Y. CASSIVI. 2003. « The substrate integrated circuits - a new concept for high-frequency electronics and optoelectronics ». Dans *6th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service, 2003 (TELSIKS 2003)*. (Montenegro-Nis, 1-3 octobre 2003), p. 2-9. Montenegro-Nis (Serbie) : IEEE.
- LI, Keren, Daisuke KURITA, et Toshiaki MATSUI. 2006. « UWB Bandpass Filters with Multi Notched Bands ». Dans *2006 European Microwave Conference*. (Manchester, 10-15 septembre 2006), p. 591-594. Manchester (UK) : IEEE.
- LV, Guansheng, et al. 2019. « A Dual-Band GaN MMIC Power Amplifier With Hybrid Operating Modes for 5G Application ». *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, volume 29, numéro 3, p. 228-230.
- MATTHAEI, G.L. 1964. « Tables of Chebyshev impedance-transforming networks of low-pass filter form ». *Proceedings of the IEEE*, volume 52, numéro 8, p. 939-963.
- MAYEDA, J. C., D.Y.C. LIE et J. LOPEZ. 2018. « A high efficiency fully-monolithic 2-stage C-band GaN power amplifier for 5G microcell applications ». Dans *2018 Texas Symposium on Wireless and Microwave Circuits and Systems (WMCS)*. (Waco, 5-6 avril 2018), p. 1-4. Waco (USA) : IEEE.
- MOON, Junghwan, Juyeon LEE, Raymond S. PENGELLY, Ryan BAKER et Bumman KIM. 2012. « Highly Efficient Saturated Power Amplifier ». *IEEE Microwave Magazine*, volume 13, numéro 1, p. 125-131.
- NEGRA, Renato, Fadhel M. GHANNOUCHI et Werner BACHTOLD. 2007. « Study and Design Optimization of Multiharmonic Transmission-Line Load Networks for Class-E and Class-F K-Band MMIC Power Amplifiers ». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 55, numéro 6, p. 1390-1397.
- POZAR, David M. 2011. *Microwave Engineering*. 4^e édition. Hoboken : John Wiley & Sons. 731 p.
- QIN, Wei, Wei HONG, Hong Jun TANG, et Jing WANG. 2009. « Design and implementation of UWB bandpass filter with a frequency notch for choking back the interference from narrow band wireless communication systems ». Dans *2009 IEEE International Conference on Ultra-Wideband*. (Vancouver, 9-11 septembre 2009), p.

- 521-524. Vancouver (BC) : IEEE.
- RAAB, F.H. 1997. « Class-F power amplifiers with maximally flat waveforms ». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 45, numéro 11, p. 2007-2012.
- RABBI, K. et al. 2017. « Highly efficient wideband harmonic-tuned power amplifier using low-pass matching network ». Dans *2017 47th European Microwave Conference (EuMC)*. (Nuremberg, 10-12 octobre 2017), p. 292-295. Nuremberg (Allemagne) : IEEE.
- SAAD, Paul. 2012. « Efficient and Wideband Power Amplifiers for Wireless Communications ». Thèse de doctorat, Göteborg : Chalmers Univ. of Technology, 160 p.
- SAAD, Paul, Christian FAGER, Haiying CAO, Herbert ZIRATH et Kristoffer ANDERSSON. 2010. « Design of a Highly Efficient 2–4-GHz Octave Bandwidth GaN-HEMT Power Amplifier ». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 58, numéro 7, p. 1677-1685.
- SAAD, Paul, Hossein Mashad NEMATI, Mattias THORSELL, Kristoffer ANDERSSON et Christian FAGER. 2009. « An inverse class-F GaN HEMT power amplifier with 78% PAE at 3.5 GHz ». Dans *2009 European Microwave Conference*. (Rome, 29 septembre-1 octobre 2009), p. 496-499. Rome (Italie) : IEEE.
- SHAMAN, Hussein et Jia-Sheng HONG. 2007. « Asymmetric Parallel-Coupled Lines for Notch Implementation in UWB Filters ». *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, volume 17, numéro 7, p. 516-518.
- SHIN, Ki R., et Kim EILERT. 2018. « Compact low cost 5G NR n78 band pass filter with silicon IPD technology ». Dans *2018 IEEE 19th Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON)*. (Sand Key, 9-10 avril 2018), p. 1-3. Sand Key (USA) : IEEE.
- SUN, S. et L. ZHU. 2006. « Capacitive-Ended Interdigital Coupled Lines for UWB Bandpass Filters With Improved Out-of-Band Performances ». *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, volume 16, numéro 8, p. 440-442.
- TAN, J., K. S. YUK et G.R. BRANNER. 2017. « Design of a high power, wideband power amplifier using AlGaIn/GaN HEMT ». Dans *2017 IEEE 18th Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON)*. (Cocoa Beach, 24-25 avril 2017), p. 1-4. Cocoa Beach (FL) : IEEE.

- TELUS. 2018. *Consultation on Revisions to the 3500 MHz Band to Accommodate Flexible Use and Preliminary Consultation on Changes to the 3800 MHz Band*. Rapport n°SLPB-004-18. Burnaby : Telus Communications, 44 p.
- TUFFY, Neal, Anding ZHU et Thomas J. BRAZIL. 2011. « Novel realisation of a broadband high-efficiency continuous class-F power amplifier ». Dans *2011 6th European Microwave Integrated Circuit Conference*. (Manchester, 10-11 octobre 2011), p. 120-123. Manchester (UK) : IEEE.
- TUFFY, Neal, Lei GUAN, Anding ZHU et Thomas J BRAZIL. 2012. « A Simplified Broadband Design Methodology for Linearized High-Efficiency Continuous Class-F Power Amplifiers ». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 60, numéro 6, p. 1952-1963.
- UNIVERSITÉ DU QUEBEC À RIMOUSKI. 2017. « Un étudiant à la maîtrise en ingénierie remporte un prix international » Dans *UQAR-info*. En ligne. <<https://www.uqar.ca/nouvelles/uqar-info/2255-un-etudiant-a-la-maitrise-en-ingenierie-remporte-un-prix-international>>. Consulté le 10 août 2020.
- WANG, Zhebin et Chan-Wang PARK. 2013 a. « Novel half mode substrate integrated waveguide power amplifier ». Dans *WAMICON 2013*. (Orlando, 7-9 avril 2013), p. 1-3. Orlando (FL) : IEEE.
- WANG, Zhebin et Chan-Wang PARK. 2013 b. « Novel substrate integrated waveguide (SIW) type high power amplifier using microstrip-to-SIW transition ». Dans *2013 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC)*. (Séoul, 5-8 novembre 2013), p. 101-103. Séoul (Corée du Sud) : IEEE.
- WANG, Zhebin et Chan-Wang PARK. 2012 a. « Novel wideband GaN HEMT power amplifier using microstrip radial stub to suppress harmonics ». Dans *2012 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest*. (Montréal, 17-22 juin 2012), p. 1-3. Montréal (QC) : IEEE.
- WANG, Zhebin, Sulav ADHIKARI, David DOUSSET, Chan-Wang PARK et Ke WU. 2012 b. « Substrate integrated waveguide (SIW) power amplifier using CBCPW-to-SIW transition for matching network ». Dans *2012 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest*. (Montréal, 17-22 juin 2012), p. 1-3. Montréal (QC) : IEEE.
- WOLFSPEED. 2020 « *CGH40010* », Dans Wolfspeed En ligne. 15 pages. <<https://www.wolfspeed.com/downloads/dl/file/id/317/product/483/cgh40010.pdf>>. Consulté le 20 août 2020.
- WU, David Yu-Ting et Slim BOUMAIZA. 2010. « Comprehensive First-Pass Design Methodology for High Efficiency Mode Power Amplifier ». *IEEE Microwave Magazine*, volume 11, numéro 1, p. 116-121.

- XIA, Jing, Xiao-Wei ZHU et Lei ZHANG. 2014. « A Linearized 2–3.5 GHz Highly Efficient Harmonic-Tuned Power Amplifier Exploiting Stepped-Impedance Filtering Matching Network ». *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, volume 24, numéro 9, p. 602-604.
- XU, Yingjie, Jingqi WANG et Xiaowei ZHU. 2010. « Analysis and implementation of inverse class-F power amplifier for 3.5GHz transmitters ». Dans *2010 Asia-Pacific Microwave Conference*. (Yokohama, 7-10 décembre 2010), p. 410-413. Yokohama (Japon) : IEEE.