

# **UQAR**

Université du Québec  
à Rimouski

## **CONCEPTION ET RÉALISATION D'UN FILTRE POUR LE CONTRÔLE D'HARMONIQUES D'UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE**

Mémoire présenté

dans le cadre du programme de maîtrise en ingénierie

en vue de l'obtention du grade de maîtrise en ingénierie

PAR

© **FATHI NASRI**

**Juin 2015**

**Composition du jury :**

**Mohammed Bahoura, président du jury, Université de Québec à Rimouski**

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

**Yacouba Coulibaly, examinateur externe, École Polytechnique de Montréal**

Dépôt initial le 13 janvier 2014

Dépôt final le 22 juin 2015

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 quelques supports 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.

*À mon père*

*À ma mère*

*À mes sœurs*

*À mes grands-parents*

*À toute la famille Nasri*

*À Tajerouine*

*À mon âme ISLEM...*



## ***REMERCIEMENTS***

Je tiens à adresser ma sincère reconnaissance à mon professeur Chan-Wang Park pour m'avoir accompagné durant mes travaux de recherche et qui m'a accueilli dans le département de Mathématique, d'Informatique et de Génie de l'Université du Québec à Rimouski. J'ai particulièrement apprécié de travailler à ses côtés, de par sa rigueur alliée à son ouverture d'esprit. Il a su m'orienter dans mon travail, se montrant disponible dès que j'avais besoin de ses conseils.

J'exprime toute ma gratitude à Monsieur Mohammed Bahoura d'avoir accepté d'être le président du jury pour l'évaluation de mon mémoire.

J'adresse également mes plus vifs remerciements à Monsieur Yacouba Coulibaly d'avoir accepté d'examiner mon travail.

Je souhaite associer à ces remerciements Monsieur Abderrazak El Ouafi, directeur du programme de maîtrise en ingénierie. Ma reconnaissance s'adresse aussi à Monsieur André Jacques, ainsi que tout le personnel du département de Mathématiques, d'Informatique et de Génie de l'Université du Québec à Rimouski.

Je remercie également Monsieur Karel Uhlir, Claude Bouchard ainsi que Traian Antonescu ainsi que les techniciens Richard Lafrance et Charles-Alexandre Drapeau pour m'avoir assisté dans la fabrication de mes cartes.

J'adresse mes sincères remerciements à mes collègues Zhebin Wang et Shengjie Gao pour l'ambiance amicale et l'esprit d'entraide durant nos études. Leurs disponibilités et leurs encouragements ont été des soutiens précieux tout au long de ces trois années ainsi que mon ami Nabil Boughanmi pour son aide à faire corriger mon mémoire.

Une pensée pour mon père, ma mère, ma fiancée mes sœurs : Nadia, Saida, Dekra et Manel, sans oublier yomma Saïda et Baba Naceur à qui je dois tout.



## **RÉSUMÉ**

La suppression d'harmoniques dans les amplificateurs de puissance de classe F et de classe F inverse est nécessaire pour avoir un rendement maximal en puissance ajoutée. Dans ce contexte, le travail consiste à étudier le filtre coupe-bande à base de lignes couplées interdigitées, comme l'élément adéquat pour le rejet d'harmoniques au niveau d'un amplificateur de puissance. Dans ce cadre, la synthèse de ce travail sera composée de deux parties. Dans la première partie du projet, nous étudions la structure proposée d'un filtre à base de cinq lignes couplées interdigitées, pour une fréquence fondamentale égale à 2,14 GHz. Cette étude permettra de montrer trois conceptions de filtre. La première conception représente le filtre coupe-bande à simple encoche qui permet la suppression du 3ème harmonique. La deuxième conception concerne le filtre coupe-bande à double encoche. Il est constitué de sept lignes couplées interdigitées dont les quatre lignes couplées aux bornes sont pliées. Cette conception permet le rejet des deux fréquences de résonances indépendamment, en variant les paramètres de chaque ligne pliée. Les résultats de mesure, après la fabrication de ce filtre, montrent que pour une fréquence fondamentale de 2,14 GHz, les valeurs des pertes sont de 16,10 dB et de 20,30 dB, respectivement pour le 3ème harmonique (6,42 GHz) et le 5ème harmonique (10,70 GHz). La troisième conception concerne le filtre à triple encoche, qui est formé de neuf lignes couplées interdigitées adjacentes dont les six aux bornes sont pliées. Les résultats de fabrication de ce filtre montrent que les pertes sont de 15,70 dB, de 31,70 dB et de 30,10 dB respectivement pour les harmoniques à rejeter de 6,42 GHz, de 10,70 GHz et de 14,98 GHz. La deuxième partie du projet est divisée en deux étapes. Dans la première étape, nous avons conçu et fabriqué un amplificateur de puissance de classe F inverse en utilisant la technologie GaN HEMT qui fonctionne à 2,14 GHz en utilisant un filtre coupe-bande à simple encoche. Pour cet amplificateur, le 3ème harmonique est rejeté par le filtre et le 5ème harmonique est supprimé par une ligne de transmission traditionnelle  $\lambda/4$  à 10,70 GHz. Ce filtre présente un minimum de perte d'insertion égale à 0,80 dB, au niveau de la fréquence fondamentale. Le rendement en puissance ajoutée mesuré est de 61,60 % avec un gain de 13 dB à 2,14 GHz. En utilisant la technologie de GaN HEMT, la seconde étape porte sur la fabrication et les tests de cet amplificateur de puissance. Ce dernier utilise un filtre coupe-bande à double encoche afin de supprimer le 3ème et le 5ème harmoniques d'un signal de fréquence fondamentale égale à 2,14 GHz. Il est enfin intéressant de noter que le rendement maximal mesuré en puissance ajoutée est égal à 66,30 % et le gain à 10,70 dB pour une fréquence de 2,14 GHz.

**Mots clés :** Filtre coupe-bande, Suppression d'harmoniques, Amplificateur de puissance, GaN, Rendement en puissance ajoutée.

## ***ABSTRACT***

The harmonic control is required to have maximum power added efficiency of Class-F and Inverse Class-F power amplifiers. In this context, we are investigating the band-stop filter based on inter-digital coupled lines for the harmonic suppression in a power amplifier. This work is divided into two parts: The first part is to investigate on the proposed filter structure based on five inter-digital coupled lines at a fundamental frequency of 2.14 GHz. In the first part, we proposed three concepts of filter: The first concept is a band-stop filter made up of five inter-digital coupled lines with two coupled lines at the end and bent to adjust the notch frequency. The second concept is a band-stop filter with dual notches. It is made up of seven inter-digital coupled lines with four coupled lines and they are bent at the end of the line. Those bent coupled lines make it possible to reject independently the harmonic frequency by varying the parameters of each bent line. At a fundamental frequency of 2.14 GHz, measured rejection for the third harmonic (6.42 GHz) and the fifth harmonic (10.70 GHz) are 16.10 dB and 20.30 dB. The third concept is a band-stop filter with triple notches. It is made up of nine adjacent inter-digital coupled lines. Six lines are bent at the end. The measurement results show that the  $S_{21}$  are 15.70 dB, 31.70 dB and 30.10 dB for the harmonic frequencies of 6.42 GHz, 10.70 GHz and 14.98 GHz respectively. The second part is divided in two steps. In the first step, we designed and made inverse class F power amplifier using GaN HEMT technology at 2.14 GHz with a single notch band-stop filter. For this amplifier, the third harmonic is rejected by a proposed band-stop filter and the fifth harmonic is suppressed by a traditional  $\lambda/4$  transmission line at 10.70 GHz. This filter has an insertion loss of 0.80 dB at 2.14 GHz. The measured power added efficiency is 61.60 % with a gain of 13 dB at 2.14 GHz. In the second step, a power amplifier was designed and tested using a band-stop filter by suppressing the third and fifth harmonic at a fundamental frequency of 2.14 GHz. The measured maximum power added efficiency is 66.30 % with a gain of 10.70 dB at 2.14 GHz.

***Keywords:*** Band-stop filter, Harmonic suppression, GaN, Power added efficiency, Power amplifier



## ***TABLE DES MATIÈRES***

<b>REMERCIEMENTS.....</b>	<b>VI</b>
<b>RÉSUMÉ.....</b>	<b>VIII</b>
<b>ABSTRACT.....</b>	<b>IX</b>
<b>TABLE DES MATIÈRES.....</b>	<b>XI</b>
<b>LISTE DES TABLEAUX.....</b>	<b>XV</b>
<b>LISTE DES FIGURES.....</b>	<b>XVII</b>
<b>LISTE DES ABRÉVIATIONS, DES SIGLES ET DES ACRONYMES.....</b>	<b>1</b>
<b>CHAPITRE 1 INTRODUCTION GÉNÉRALE.....</b>	<b>5</b>
<b>1.1 ÉTAT DE L'ART ET PROBLÉMATIQUE.....</b>	<b>5</b>
<b>1.1.1 AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE DE CLASSE F ET CLASSE F<sup>-1</sup>.....</b>	<b>5</b>
<b>1.1.2 FILTRE COUPE-BANDE.....</b>	<b>11</b>
<b>1.1.3 FILTRE PASSE-BANDE.....</b>	<b>12</b>
<b>1.1.4 LES FILTRES INTERDIGITÉES :.....</b>	<b>13</b>
<b>1.2 OBJECTIFS.....</b>	<b>14</b>
<b>1.3 HYPOTHÈSE.....</b>	<b>14</b>
<b>1.4 MÉTHODOLOGIE.....</b>	<b>16</b>
<b>1.5 ORGANISATION DE MÉMOIRE.....</b>	<b>17</b>
<b>1.6 CONTRIBUTION.....</b>	<b>18</b>
<b>CHAPITRE 2 FILTRE COUPE-BANDE À LIGNES COUPLÉES</b>	
<b>INTERDIGITÉES.....</b>	<b>20</b>
<b>2.1 INTRODUCTION.....</b>	<b>20</b>
<b>2.2 CONCEPTION D'UN CONDENSATEUR.....</b>	<b>21</b>

2.3	FILTRE À BASE DE LIGNES COUPLÉES INTERDIGITÉES .....	24
2.3.1	STRUCTURE À BASE DE TROIS LIGNES COUPLÉES .....	24
2.3.2	STRUCTURE À BASE DE CINQ LIGNES COUPLÉES .....	26
2.3.3	STRUCTURE À SEPT LIGNES COUPLÉES INTERDIGITÉES .....	27
2.3.4	STRUCTURE À BASE DE NEUF LIGNES COUPLÉES INTERDIGITÉES .....	28
2.3.5	STRUCTURE À ONZE LIGNES COUPLÉES INTERDIGITÉES .....	30
2.3.6	ANALYSE ET COMPARAISON DES RÉSULTATS DE LA SIMULATION	
	« <i>MOMENTUM</i> » DES CINQ VERSIONS DE FILTRES .....	31
2.4	FILTRE À SIMPLE ENCOCHE.....	33
2.4.1	FILTRE À BASE CINQ LIGNES COUPLÉES INTERDIGITÉES EN VARIANT «L». 35	
2.4.2	FILTRE À BASE DE CINQ LIGNES COUPLÉES EN VARIANT L'ÉSPACE «W3».. 37	
2.4.3	FILTRE À CINQ LIGNES COUPLÉES AVEC LA VARIATION DE «W4» .....	38
2.4.4	FILTRE À CINQ LIGNES COUPLÉES AVEC LA VARIATION DE «L1».....	40
2.4.5	FILTRE À SIMPLE ENCOCHE ASYMÉTRIQUE EN VARIANT L'ENCOCHE EN BAS (3,00 MM, 6,00 MM ET 8,40 MM) .....	43
2.4.6	COMPARAISON ENTRE RÉSULTATS DE FILTRE DE RÉFÉRENCE À SIMPLE ENCOCHE (FR <sub>1</sub> ) SIMULÉE À 1 MHz AVEC FILTRE DE RÉFÉRENCE À SIMPLE ENCOCHE (FR <sub>1</sub> ) FABRIQUÉE .....	48
2.4.7	COMPARAISON DES RÉSULTATS DE FABRICATION ENTRE FILTRES DE RÉFÉRENCE À SIMPLE ENCOCHE (L=8,40 MM) ET FILTRE À SIMPLES ENCOCHE FABRIQUÉE (L=8,80 MM).....	52
2.5	FILTRE À DOUBLE ENCOCHE.....	56
2.5.1	PRÉSENTATION DU FILTRE DE RÉFÉRENCE À DOUBLE ENCOCHE (FR <sub>2</sub> ).....	56
2.5.2	TENDANCE ET COMPARAISON ENTRE FILTRE DE RÉFÉRENCE À DOUBLE ENCOCHE (FR <sub>2</sub> ) ET FILTRE À DOUBLE ENCOCHE AVEC 2 <sup>ÉME</sup> ENCOCHE INVERSÉ .....	58
2.5.3	COMPARAISON ENTRE FILTRES DE RÉFÉRENCE À DOUBLE ENCOCHE (FR <sub>2</sub> ) ET FILTRE À DOUBLE ENCOCHE SANS 2 <sup>ÉME</sup> ENCOCHE .....	62
2.5.4	COMPARAISON ENTRE FILTRE DE RÉFÉRENCE À DOUBLE ENCOCHE (FR <sub>2</sub> ) ET FILTRE À DOUBLE ENCOCHE ASYMÉTRIQUE .....	65

2.6 FILTRE À TRIPLE ENCOCHE.....	70
2.6.1 PRÉSENTATION DU FILTRE DE RÉFÉRENCE À TRIPLE ENCOCHE (FR <sub>3</sub> ).....	70
2.6.2 ANALYSE COMPARATIVE ENTRE FILTRE DE RÉFÉRENCE À TRIPLE ENCOCHE (FR <sub>3</sub> ) ET FILTRE À TRIPLE ENCOCHE MODIFIÉ AU NIVEAU DE 2 ÈME ET 3ÈME ENCOCHES.....	72
2.6.3 FABRICATION ET MESURE.....	84
2.7 CONCLUSION .....	85
CHAPITRE 3 AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE AVEC FILTRE COUPE-BANDE POUR LA SUPPRESSION D'HARMONIQUES.....	87
3.1 INTRODUCTION .....	87
3.2 AP AVEC FILTRE DE RÉFÉRENCE COUPE-BANDE À SIMPLE ENCOCHE (FR <sub>1</sub> ) POUR LA SUPPRESSION DU 3ÈME HARMONIQUE.....	88
3.2.1 FILTRE DE RÉFÉRENCE COUPE-BANDE À SIMPLE ENCOCHE (FR <sub>1</sub> ) POUR REJETER LE 3ÈME HARMONIQUE .....	89
3.2.2 CONCEPTION DE L'AP DE CLASSE F <sup>-1</sup> AVEC FILTRE DE RÉFÉRENCE COUPE-BANDE À SIMPLE ENCOCHE (FR <sub>1</sub> ) .....	92
3.2.3 CONCLUSION .....	97
3.3 AP UTILISANT LA TECHNOLOGIE GAN HEMT AVEC FILTRE COUPE-BANDE À DOUBLE ENCOCHE (FR <sub>2</sub> ) POUR LA SUPPRESSION D'HARMONIQUES .....	98
3.3.1 FILTRE DE RÉFÉRENCE COUPE-BANDE À DOUBLE ENCOCHE(FR <sub>2</sub> ) POUR LE REJET DE 3ÈME ET DE 5ÈME HARMONIQUES.....	98
3.3.2 CONCEPTION DE L'AP AVEC LA TECHNOLOGIE GAN HEMT ET LE FILTRE DE RÉFÉRENCE COUPE-BANDE À DOUBLE ENCOCHE (FR <sub>2</sub> ) .....	107
3.3.3 FABRICATION DE L'AP AVEC LA TECHNOLOGIE GAN HEMT ET RÉSULTATS DE MESURES.....	111
3.3.4 CONCLUSION .....	112
CHAPITRE 4 CONCLUSION GÉNÉRALE .....	114
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES .....	117



## **LISTE DES TABLEAUX**

Tableau 1 : Sommaire de quelques résultats de recherches trouvées dans la littérature .....	11
Tableau 2 : Paramètres de filtre à base de trois lignes couplées.....	25
Tableau 3 : Paramètres de filtre à onze lignes couplées interdigitées .....	30
Tableau 4 : Paramètres du filtre de référence à simple encoche (FR <sub>1</sub> ).....	34
Tableau 5 : Paramètres du filtre à cinq lignes couplées en variant «L» .....	35
Tableau 6 : Paramètres du filtre à cinq lignes couplées en variant «W3».....	37
Tableau 7 : Paramètres du filtre à cinq lignes couplées avec différente valeur de «W4» ....	39
Tableau 8 : Paramètres du filtre à cinq lignes couplées avec variation de «L1».....	41
Tableau 9 : Valeurs de S <sub>21</sub> en fréquence fondamentale avec différente valeur de «L1».....	42
Tableau 10 : Comparaison des résultats de simulations en variant «d'» et d= 0,80 mm.....	48
Tableau 11 : Tendances des fréquences de résonances en variant «L».....	51
Tableau 12 : Résultats de simulation et de fabrication du filtre à simple encoche .....	52
Tableau 13 : Valeurs de fréquences de résonances en variant «L» .....	55
Tableau 14 : S <sub>21</sub> à la fréquence fondamentale de deux versions de filtre mesuré .....	55
Tableau 15 : Paramètres de filtre de référence à double encoche (FR <sub>2</sub> ).....	57
Tableau 16 : Paramètres de filtre avec une 2ème encoche inversé.....	59

Tableau 17 : Pertes d'insertions au niveau des harmoniques .....	61
Tableau 18 : Valeurs de $S_{21}$ au niveau des fréquences de résonance .....	61
Tableau 19 : Paramètres de filtre à double encoche sans la 2ème encoche .....	63
Tableau 20 : Valeurs des pertes d'insertions au niveau des fréquences de résonance .....	65
Tableau 21 : Paramètres de filtre double encoche asymétrique .....	67
Tableau 22 : Perte d'insertion $S_{21}$ au niveau des fréquences de résonances .....	68
Tableau 23 : Paramètres du filtre de référence à triple encoche ( $FR_3$ ) .....	71
Tableau 24 : Paramètres de filtre à triple encoche avec 2ème et 3ème encoches modifiées	73
Tableau 25 : Paramètres du filtre à triple encoche sans 2ème et 3ème encoches .....	75
Tableau 26 : Paramètres de filtre à triple encoche avec 2ème encoche modifiée .....	77
Tableau 27 : Paramètres du filtre à triple encoche sans 2ème et 3ème encoche.....	79
Tableau 28 : Paramètres du filtre à triple encoche avec la 3ème encoche plus longue et la 2ème encoche modifiée .....	81

## **LISTE DES FIGURES**

Figure 1 : AP classe F idéal : a) Circuit électrique b) Formes du courant et de tension.....	7
Figure 2 : AP classe F <sup>-1</sup> idéal : a) Circuit électrique b) Formes du courant et de la tension	8
Figure 3 : Condensateurs à élément localisés .....	20
Figure 4 : Filtre à trois lignes couplées avec « <i>Stubs</i> » d'entrées/sorties.....	23
Figure 5 : Géométrie d'un filtre à trois lignes couplées interdigitées.....	24
Figure 6 : Pertes d'insertion S <sub>21</sub> de filtre à trois lignes couplées interdigitées .....	26
Figure 7 : Géométrie de filtre à cinq lignes couplées interdigitées .....	26
Figure 8 : Pertes d'insertion de filtre à cinq lignes couplées interdigitées .....	27
Figure 9 : Géométrie de filtre à sept lignes couplées interdigitées .....	27
Figure 10 : Pertes d'insertion de filtre à sept lignes couplées interdigitées.....	28
Figure 11 : Géométrie du filtre à neuf lignes couplées interdigitées .....	29
Figure 12 : Pertes d'insertion de filtre à neuf lignes couplées interdigitées .....	29
Figure 13 : Structure de filtre à onze lignes couplées interdigitées .....	30
Figure 14 : Pertes d'insertion d'un filtre à onze lignes couplées interdigitées .....	31
Figure 15 : Comparaison des résultats de simulation S <sub>21</sub> des cinq conceptions de filtre .....	32
Figure 16 : Conception du filtre de référence à simple encoche (FR <sub>1</sub> ) proposé.....	33

Figure 17 : Pertes d'insertion de filtre à cinq lignes pour différentes valeur de «L».....	36
Figure 18 : Influence de la variation de «W3» sur la réponse du filtre en $S_{21}$ .....	38
Figure 19 : Filtre à base de cinq lignes couplées avec variation de «W4» .....	39
Figure 20 : Perte d'insertion avec différente valeur de «W4» du filtre à cinq lignes .....	40
Figure 21 : Filtre à cinq lignes couplées avec variation de «L1».....	41
Figure 22 : Perte d'insertion pour différentes valeur de «L1» du filtre à cinq lignes .....	42
Figure 23 : Conception du filtre à simple encoche avec $d'=3,00$ mm .....	43
Figure 24 : $S_{21}$ du filtre de référence (FR <sub>1</sub> ) et filtre asymétrique avec $d'=3,00$ mm.....	44
Figure 25 : Conception de filtre à simple encoche avec $d'=6,00$ mm.....	44
Figure 26 : $S_{21}$ du filtre de référence (FR <sub>1</sub> ) et filtre asymétrique avec $d'=6,00$ mm.....	45
Figure 27 : Conception du filtre à simple encoche avec $d'=8,10$ mm .....	46
Figure 28 : $S_{21}$ du filtre de référence (FR <sub>1</sub> ) et filtre asymétrique avec $d'=8,10$ mm.....	46
Figure 29 : Perte d'insertion des quatre versions de filtre pour différente valeur de «d'» .	47
Figure 30 : Prototype du filtre de référence à simple encoche (FR <sub>1</sub> ) après fabrication .....	49
Figure 31 : Résultats de simulation et de fabrication pour un filtre à simple encoche .....	50
Figure 32 : Perte d'insertion pour différentes valeur de «L» .....	51
Figure 33 : Série de filtres fabriqués en variant le paramètre «L» .....	53
Figure 34 : Perte d'insertion du filtre de référence à simple encoche (FR <sub>1</sub> ) simulé et filtre à simple encoche encoche fabriqué avec (L=8,80 mm)... <b>Error! Bookmark not defined.</b>	
Figure 35 : Perte d'insertion du filtre de référence à simple encoche (FR <sub>1</sub> ) fabriqué avec (L=8,40 mm) et filtre à simple encoche fabriqué avec (L=8,80 mm).....	54

Figure 36 : Prototype du filtre de référence à double encoche (FR <sub>2</sub> ) proposé.....	56
Figure 37 : Conception du filtre avec une 2ème encoche inversé .....	58
Figure 38 : Perte d’insertion du filtre de référence à double encoche (FR <sub>2</sub> ) et filtre à double encoche inversé.....	60
Figure 39 : Conception de filtre à double encoche sans la 2ème encoche.....	62
Figure 40 : Tendances entre filtre de référence à double encoche (FR <sub>2</sub> ) et filtre à double encoche sans la 2ème encoche.....	64
Figure 41 : Conception de filtre à double encoche asymétrique.....	66
Figure 42 : Pertes d’insertion du filtre de référence à double encoche (FR <sub>2</sub> ) et filtre à double encoche asymétrique.....	68
Figure 43 : Conception du filtre de référence à triple encoche (FR <sub>3</sub> ) proposée .....	70
Figure 44 : Conception de filtre à triple encoche avec 2ème et 3ème encoches modifiées..	72
Figure 45 : Conception de filtre à triple encoche sans 2ème et 3ème encoches.....	74
Figure 46 : Conception de filtre à triple encoche avec 2ème encoche modifiée .....	76
Figure 47 : Conception du filtre à triple encoche avec 2ème encoche plus longue.....	78
Figure 48 : Conception du filtre à triple encoche avec 3ème encoche plus longue et 2ème encoche modifiée .....	80
Figure 49 : Tendances de perte d’insertion des versions de filtre à triple encoche.....	83
Figure 50 : Prototype de filtre à triple encoches fabriqué.....	84
Figure 51 : Simulation et fabrication du filtre de référence à triple encoche (FR <sub>3</sub> ) .....	85
Figure 52 : Perte d’insertion de filtre coupe-bande à simple encoche en variant «L» .....	90

Figure 53 : Pertes de retour $S_{11}$ du filtre de référence coupe-bande à simple encoche.....	91
Figure 54 : Filtre de référence coupe-bande à simple encoche (FR <sub>1</sub> ) avec L= 8,40 mm.....	91
Figure 55 : Simulation et fabrication des pertes d'insertion du filtre de référence coupe-bande à simple encoche (FR <sub>1</sub> ).....	92
Figure 56 : Charge de l'AP avec le filtre coupe-bande à simple encoche (FR <sub>1</sub> ).....	93
Figure 57 : Résultats des pertes de retour $S_{11}$ pour le circuit de la suppression d'harmoniques.....	94
Figure 58 : Structure de l'AP de classe F <sup>-1</sup> avec filtre de référence coupe-bande à simple encoche (FR <sub>1</sub> ) pour la suppression du 3ème harmonique .....	95
Figure 59 : Partie charge du circuit fabriqué de l'AP avec filtre (FR <sub>1</sub> ) .....	96
Figure 60 : Résultats de mesure du PAE et du gain de l'AP de classe F <sup>-1</sup> proposée.....	97
Figure 61 : Prototype du filtre de référence coupe-bande à double encoche (FR <sub>2</sub> ) .....	99
Figure 62 : Série de filtres à double encoche fabriquée en variant «L3».....	100
Figure 63 : Pertes d'insertion pour différentes valeurs de «L3».....	101
Figure 64 : Série de filtre à double encoche fabriquée en variant «d1».....	102
Figure 65 : Pertes d'insertion pour différentes valeurs de «d1» .....	102
Figure 66 : Pertes d'insertion pour différentes valeurs de «W1».....	103
Figure 67 : Série de filtres à double encoche fabriquée en variant «W6» .....	104
Figure 68 : Pertes d'insertion pour différentes valeurs de «W6».....	104
Figure 69 : Pertes d'insertion pour différentes valeurs de «W3».....	105
Figure 70 : Fabrication de filtre de référence coupe-bande à double encoche (FR <sub>2</sub> ).....	105

Figure 71 : Simulation et fabrication des pertes d'insertion du filtre de référence coupe-bande à double encoche (FR <sub>2</sub> ) .....	106
Figure 72 : Structure proposée de la charge de l'AP pour la simulation « <i>Load pull</i> ».....	107
Figure 73 : Résultats des pertes de retour S <sub>11</sub> pour le circuit de la figure 72 .....	108
Figure 74 : Simulation « <i>Load pull</i> » du PAE: a) Variation de la longueur TL1 b) Variation la longueur TL2 .....	109
Figure 75 : Schéma final de l'AP avec le filtre coupe-bande à double encoche (FR <sub>2</sub> ) .....	110
Figure 76 : Prototype fabriqué de la partie charge du circuit proposé.....	111
Figure 77 : Mesure du PAE et gain de l'AP avec filtre coupe-bande à double encoche....	112



## ***LISTE DES ABRÉVIATIONS, DES SIGLES ET DES ACRONYMES***

<b>3G</b>	<i>3<sup>th</sup> Generation.</i> 3ème Génération.
<b>4G</b>	<i>4<sup>th</sup> Generation.</i> 4ème Génération.
<b>ADS</b>	<i>Advanced Design System.</i>
<b>AP</b>	<i>Power Amplifier.</i> Amplificateur de Puissance.
<b>BPF</b>	<i>Band-Pass Filter.</i> Filtre Passe-Bande.
<b>BSF</b>	<i>Band-Stop Filter.</i> Filtre Coupe-Bande.
<b>CAD</b>	<i>Computer Aided Design.</i> Conception Assistée par Ordinateur.
<b>DBBSF</b>	<i>Dual-Band Band-Stop Filter.</i> Filtre Bi-Bande Coupe-Bande.

<b>DC</b>	<i>Direct Current.</i> Courant Continu.
<b>DE</b>	<i>Drain Efficiency.</i> Efficacité Drain.
<b>DGS</b>	<i>Defected Ground Structures.</i> Structures à plan de masse usinée.
<b>EM</b>	<i>Electromagnetic.</i> Électromagnétique.
<b>FCC</b>	<i>Federal Communications Commission.</i> Commission Fédérale des Communications.
<b>FR<sub>1</sub></b>	Filtre de Référence coupe-bande à Simple Encoche.
<b>FR<sub>2</sub></b>	Filtre de Référence coupe-bande à Double Encoche.
<b>FR<sub>3</sub></b>	Filtre de Référence coupe-bande à Triple Encoche.
<b>GaN</b>	<i>Gallium Nitride.</i> Nitrure de Gallium.
<b>GSM</b>	<i>Global Systems for Mobile.</i> Système Global pour les communications Mobiles.
<b>HEMT</b>	<i>High Electron Mobility Transistor.</i> Transistor à Haute Mobilité d'Électrons.
<b>HFSS</b>	<i>High Frequency Structural Simulator.</i>

<b>MIM</b>	<i>Metal-Insulator-Metal.</i> Métal-Isolant-Métal.
<b>MMR</b>	<i>Multi-Mode Resonator.</i> Résonateurs de Mode Multiple
<b>PA</b>	<i>Power Amplifier.</i> Amplificateur de Puissance.
<b>PAE</b>	<i>Power Added Efficiency.</i> Rendement en Puissance Ajoutée.
<b>PCB</b>	<i>Printed Circuit Board.</i> Circuit Imprimé.
<b>RF</b>	<i>Radio Frequency.</i> Fréquence Radio.
<b>SIR</b>	<i>Step Impedance Resonator.</i> Résonateur à Saut d'Impédance.
<b>UMTS</b>	<i>Universal Mobile Telecommunication System.</i> Système Universel de Télécommunication Mobile.
<b>UWB</b>	<i>Ultra Wide Band.</i> Bande Ultra Large.
<b>WCDMA</b>	<i>Wideband Code Division Multiple Access.</i> Accès Multiple par Répartition en Code à bande Élargie.

**WLAN**      *Wireless Local Area Networks.*

Réseaux Locaux Sans Fil.

**WiMAX**      *Worldwide interoperability for Microwave Access.*

Interopérabilité Mondiale d'Accès par Micro-ondes.

## CHAPITRE 1

### INTRODUCTION GÉNÉRALE

#### 1.1 ÉTAT DE L'ART ET PROBLÉMATIQUE

Au cours des dernières années, les systèmes de télécommunications ont évolué de façon très rapide, que ce soit dans les applications grands publics, satellite ou radar. Cette évolution a permis d'améliorer, de plus en plus, la qualité des services. Les systèmes de télécommunications modernes utilisent des modulations numériques capables de transmettre des débits binaires de plus en plus élevés. Au sein de ces systèmes, la partie émission contient 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.

Dans le domaine de la fréquence radio (RF) et de la micro-onde, tels que les émetteurs radio et les systèmes radars, les amplificateurs de puissance (APs) sont parmi les composants les plus coûteux. Leur efficacité dépend essentiellement de leur capacité de convertir la puissance maximale d'entrée en puissance radio fréquence.

Les applications commerciales des APs, telles que les communications sans fil et par satellite, nécessitent l'augmentation du rendement en puissance. Pour améliorer l'efficacité de ces systèmes, les chercheurs ont recours à la suppression d'harmonique. Les APs de classe F et de classe F<sup>-1</sup>, basés sur la manipulation et le rejet d'harmoniques, permettent un rendement en puissance ajouté (PAE) élevé (Gao, 2006; Gao et al., 2006).

Aujourd'hui, l'amélioration de l'efficacité pour les amplificateurs de puissances fait l'objet de nombreuses recherches. Cependant, malgré la diversité des idées et l'ampleur des travaux effectués jusqu'à présent, ce sujet est remis en question, à cause de la difficulté et la sensibilité d'ajuster tous les harmoniques. Les questions qui se posent sont : comment ajuster le nombre maximal d'harmoniques? Quel est l'effet de cet ajustement sur l'efficacité des APs?

Récemment des travaux de recherche, assez variés, ont porté sur l'utilisation des filtres dans les applications d'antennes afin d'améliorer les signaux détectés. Cependant, malgré l'intérêt croissant que les filtres coupe-bande à base de lignes couplées suscitent auprès de nombreuses recherches, ils ne sont pas utilisés dans les applications d'amplificateur de puissance. Ce sujet nous amène à nous interroger sur comment nous allons intégrer ces filtres pour améliorer l'efficacité des APs? Quel est le niveau d'amélioration que nous pouvons atteindre?

Afin d'améliorer l'efficacité des APs, il est nécessaire de rejeter le nombre maximal d'harmoniques. Cela nous conduit à nous poser la question suivante : quelles sont les modifications architecturales que nous devons effectuer pour concevoir un filtre permettant de rejeter le nombre maximal d'harmoniques?

### **1.1.1 Amplificateurs de puissance de classe F et classe F<sup>-1</sup>**

La suppression d'harmoniques est l'un des facteurs le plus importants pour améliorer l'efficacité d'un amplificateur de puissance. Plusieurs recherches sur les APs de classe F (Helaoui et *al.*, 2009; Tasker, 2009 ; He et *al.*, 2010) ont montré l'importance de la suppression d'harmoniques à la sortie seulement. En nous référant sur des récents travaux pour valider le choix technologique (Wu et *al.*, 2010 ; Choi et *al.*, 2008), nous avons montré, à la fois à l'entrée et à la sortie, l'importance du rejet d'harmoniques des APs de classe F et de classe F<sup>-1</sup>. Pour cela nous avons eu l'idée de travailler avec ces classes d'APs qui sont déjà reconnues par leur efficacité élevée (Raab, 2001). Plusieurs études (Akira et *al.*, 2012) ont prouvé que l'amplificateur de classe F<sup>-1</sup> peut atteindre plus d'efficacité que les amplificateurs de classe F. En se basant sur le même principe présenté dans (Raab, 2001) et (Akira et *al.*, 2012), nous avons appliqué les techniques de classe F et de classe F<sup>-1</sup> sur des APs à faible distorsion pour les téléphones mobiles.

### a) AP de classe F

Afin d'augmenter, les rendements électriques (Cripps, 2002 ; Grebennikov et *al.*, 2007 et Ramadan, 2010) ont proposé d'exciter l'entrée de l'AP de classe F par un signal sinusoïdal et de former à la sortie une tension alternative de forme carrée. La tension sortie dépend des impédances et des courants de la charge de sortie (figure 1). Dans les circuits résonnants sans perte, une tension carrée peut être composée par un nombre important d'harmoniques (Raab, 2001; Ramadan, 2010).

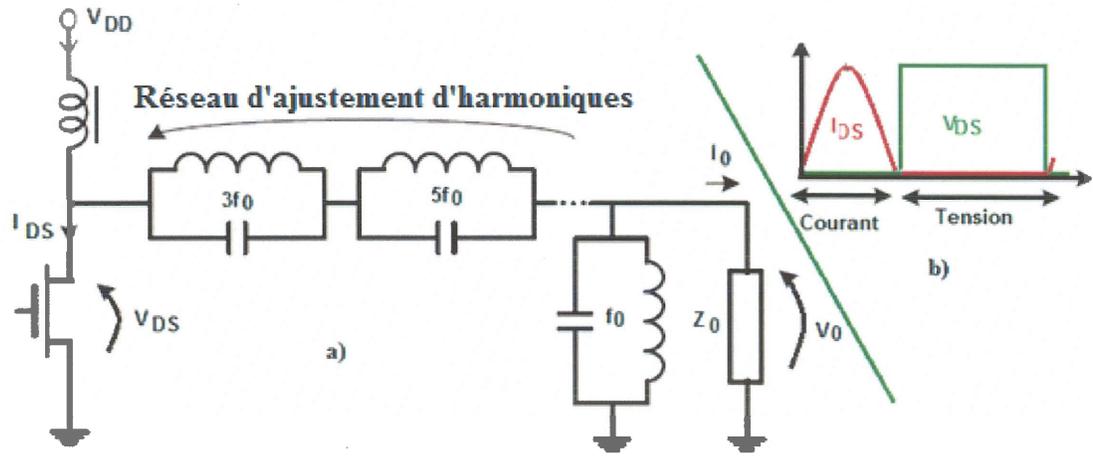


Figure 1 : AP classe F idéal : a) Circuit électrique b) Formes du courant et de tension

La tension et le courant de drain intrinsèque s'écrivent alors :

$$\frac{i_{ds}(\omega t)}{I_{ds0}} = 1 - \frac{\pi}{2} \sin \omega t - 2 \sum_{n=2,4,6,\dots}^N \frac{\cos n\omega t}{n^2 - 1} \quad (1)$$

$$\frac{v_{ds}(\omega t)}{V_{ds0}} = 1 + \frac{4}{\pi} \sin \omega t + \frac{4}{\pi} \sum_{n=3,5,7,\dots}^N \frac{\sin n\omega t}{n} \quad (2)$$

D'après (Campovecchio et *al.*, 2006; Ramadan, 2010), dans le domaine de l'hyperfréquence, il n'est pas possible sur le plan pratique de considérer un très grand

nombre d'harmoniques. Il sera avantageux de se limiter à l'ajustement des trois premiers harmoniques et aux circuits d'adaptations simples.

### b) AP de classe F<sup>-1</sup>

Pour un amplificateur de classe F<sup>-1</sup>, les formes de tension et de courant sont interchangées (le courant est de forme quasi carrée alors que la tension est de forme demi-sinusoïdale) (figure 2).

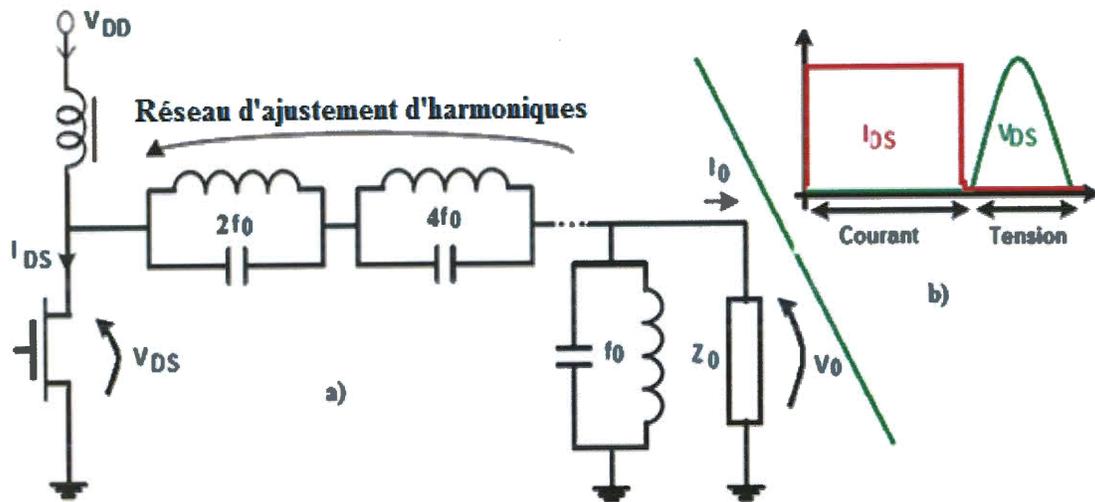


Figure 2 : AP classe F<sup>-1</sup> idéal : a) Circuit électrique b) Formes du courant et de la tension

Les équations (3) et (4) montrent respectivement les expressions du courant et de la tension. Il est à noter que la valeur minimale nulle conduit idéalement à un rendement unitaire.

$$\frac{i_{ds}(\omega t)}{I_{ds0}} = 1 + \frac{4}{\pi} \sin \omega t + \frac{4}{3\pi} 3\omega t + \frac{4}{\pi} \sum_{n=5,7,\dots}^N \frac{\sin n\omega t}{n} \quad (3)$$

$$\frac{v_{ds}(\omega t)}{V_{ds0}} = 1 - \frac{\pi}{2} \sin \omega t - \frac{2}{3} \cos 2\omega t - 2 \sum_{n=4,6,\dots}^N \frac{\cos n\omega t}{n^2 - 1} \quad (4)$$

Le mode de fonctionnement qui correspond à un AP de classe F<sup>-1</sup> requiert de hautes impédances aux harmoniques pairs et des basses impédances aux harmoniques impairs (Woo et *al.*, 2006; Wei et *al.*, 2000; cité par Ramadan, 2010).

Pour obtenir un AP de classe F<sup>-1</sup> avec un rendement idéal (100%), nous devrions travailler sur tous les harmoniques, tout en court-circuitant les harmoniques d'ordre impair et en mettant ceux d'ordre pair, en circuit ouvert. Sur le plan pratique, ceci se traduit par l'implémentation d'un nombre infini de résonateurs, ce qui n'est pas possible en réalité. D'après (Ramadan, 2010, et Saad, 2010), les conceptions réalisables se limitent au 2ème et au 3ème harmonique. Par conséquent, nous ne pouvons pas avoir un rendement idéal. Cependant, il est aussi possible d'exploiter les propriétés de lignes de transmission  $\lambda/4$  en insérant des lignes de transmission de longueur « $L$ » définie par l'équation (5) :

$$L = \frac{\lambda_0}{4n} \quad (5)$$

Où :  $n$  indique l'harmonique pair à court-circuiter et  $\lambda_0$  est la longueur d'onde de la fréquence fondamentale.

Les lignes de transmission  $\lambda/4$  peuvent être assimilées à des circuits ouverts pour les harmoniques d'ordre pair et à des courts-circuits pour les harmoniques d'ordre impair. L'utilisation de ces lignes est facile à des fréquences micro-ondes alors que ces structures sont très encombrantes pour des solutions intégrées fonctionnant à des fréquences de l'ordre de quelques GHz.

Indépendamment de la classe de l'AP, F ou F<sup>-1</sup>, la méthode de la suppression des harmoniques utilisée influe sur son rendement en puissance ajoutée (PAE), qui est une caractéristique très utilisée pour décrire le comportement des APs. Le PAE est défini

comme le rapport entre la puissance RF [ $P_{\text{sortie}} - P_{\text{entrée}}$ ] et la puissance DC consommée. L'équation (6) présente l'expression générale de PAE :

$$PAE = \frac{P_{\text{sortie}} - P_{\text{entrée}}}{P_{\text{DC}}} \quad (6)$$

Dans le même contexte, on a présenté dans l'équation (7), la définition de l'efficacité drain (DE), qui est le rapport entre la puissance RF de sortie et la puissance DC consommée :

$$DE = \frac{P_{\text{sortie}}}{P_{\text{DC}}} \quad (7)$$

Certains chercheurs (Abe et *al.*, 2008 ; Helaoui et *al.*, 2009, et Choi et *al.*, 2009), sont appuyés sur des méthodes classiques pour rejeter les harmoniques des APs. Afin de supprimer les harmoniques indésirables, nous avons proposé un nouveau procédé, qui utilise un filtre à lignes couplées interdigitées. Le filtre proposé peut jouer: d'une part, le rôle d'un filtre coupe-bande (BSF), vu qu'il supprime les harmoniques indésirables. D'autre part, il peut être assimilé à un filtre passe-bande, puisqu'il permet le passage de certains harmoniques.

Diverses références bibliographiques présentées dans le tableau 1 montrent une étude comparative de quelques types d'amplificateurs de puissance. Cette étude quantifie le PAE et le gain en puissance. Elle présente aussi plusieurs méthodes de suppression d'harmoniques.

Tableau 1 : Sommaire de quelques résultats de recherches trouvées dans la littérature

Référence	Classe d'AP	Méthode de la suppression d'harmonique	Fréq. [GHz]	PAE [%]	Gain [dB]
Choi, Jaewon (2008)	-	Ligne de transmission <i>«Shunt Stubs»</i>	1,71	87,10	-
Choi, Heungjae (2009)	Classe-E	Structure à plan de masse usinée (DGS)	2,14	70,20	12,70
Helaoui, Mohamed (2009)	Classe-F <sup>-1</sup>	Ligne de transmission $\lambda/2$ & $\lambda/4$	1,01	81,00	15,90
Abe, Yasuyuki (2008)	Classe-F <sup>-1</sup>	Éléments localisés	0,88	76,30	-

Dans la suite de cette section, nous présentons les notions de base des filtres coupe-bande et passe-bande dans le domaine RF. Afin de caractériser le filtre proposé, une partie de ce chapitre sera consacrée aux études de certaines structures de filtres.

### 1.1.2 Filtre coupe-bande

Pour répondre aux exigences de la communication, plusieurs systèmes sans fil ont été développés et améliorés, à titre d'exemple le système global pour les communications mobiles (GSM) (800/900 MHz), l'accès multiple par répartition en code à bande élargie (WCDMA) (2,1 GHz), les réseaux locaux sans fil (WLAN) (2,4/5,2 GHz) et l'interopérabilité mondiale d'accès par micro-onde (WiMAX) (3,56 GHz). De nombreuses

recherches ont été menées sur les filtres coupe-bande (BSF), qui utilisent la technologie des structures à plan de masse usinée (DGS) (Abdel-Rahman et *al.*, 2005; Tu et *al.*, 2005; cité par Lee et *al.*, 2008).

Dans les systèmes de communication micro-ondes, les filtres coupe-bande sont considérés comme des composantes importantes avec leurs tailles réduites. Ils sont utilisés habituellement au niveau des terminaux (émetteurs/récepteurs). À titre d'exemple, un filtre bi-bande coupe-bande DBBSF est souvent utilisé dans les APs et les mélangeurs pour supprimer la double bande latérale du spectre. L'utilisation de ce type de filtres nous permet de diminuer la taille des APs et de réduire leur coût (Lung et *al.*, 2009).

Dans le cas d'une structure planaire, les filtres coupe-bande sont réalisés grâce à des «*Stubs*» qui peuvent être en circuit ouvert ou en court-circuit (Vu, 2010).

### 1.1.3 Filtre passe-bande

Pour des applications de transmission sans fil, en particulier en micro-ondes, les filtres passe-bande avaient récemment suscité une énorme attention dans le milieu universitaire et industriel (Zhu et *al.*, 2012). Depuis que la Commission Fédérale des Communications (FCC) aux États-Unis a approuvé l'utilisation non autorisée du spectre à bande ultra large (UWB), les chercheurs dans les compagnies de micro-ondes avaient déclaré leurs intentions de développer des filtres passe-bande (Matthaei et *al.*, 1980 ; Hong et *al.*, 2001).

Plusieurs méthodologies ont été exploitées pour pouvoir améliorer la qualité des filtres passe-bande. Le prototype passe-haut conventionnel développé par (Levy et *al.*, 1968) a été adopté par (Wong et *al.*, 2005 ; Uhm et *al.*, 2008 ; Zhu et *al.*, 2012 ) en concevant des filtres passe-bande avec une bande passante très large. D'autres récents travaux ont été menés dans la perspective de la réduction de la taille globale du filtre et l'amélioration de sa structure. Les filtres passe-bande de tri-bande ont été présentés et étudiés d'une façon intensive dans les émetteurs-récepteurs à tri-bande (Ren, 2010).

Dans (Chen et *al.*, 2006) les filtres passe-bande sont faits à l'aide de la technologie traditionnelle de résonateurs à saut d'impédance (SIR). Ainsi, la méthode en cascade a été employée afin d'améliorer la conception de filtre. Dans ce cadre, Chen et *al.*, (2009) propose une conception améliorée de filtre tri-bande. La méthode de SIR traditionnel, qui a été utilisée pour ajuster les doubles fréquences de résonances (Lee et *al.*, 2006), montre une conception d'un filtre passe-bande (BPF) tri-bande en utilisant les quarts-longueur d'onde combinés en SIR. Cependant, dans (Hsu et *al.*, 2008), la technologie SIR avec ses trois sections sont utilisées pour obtenir trois réponses en fréquences. Un tri bande utilisant les résonateurs en boucle ouverte avec des «*Stubs*» de charge «*Loaded Stubs*» est présenté dans (Chen et *al.*, 2008 b). Les résonateurs couplés ont été utilisés dans la conception des filtres BPF double et tri-bande (Chen et *al.*, 2007).

Une autre classe principale des filtres passe-bande, basée sur la théorie des résonateurs de mode multiple (MMR), est devenue de plus en plus populaire à cause de la simplicité de sa structure et la facilité des procédures de sa conception (Menzel et *al.*, 2003; Sun et *al.*, 2006; Cité par Zhu et *al.*, 2012).

#### **1.1.4 Les filtres interdigités**

Les filtres interdigités présentent l'avantage d'être compacts et faciles à fabriquer. Les écarts, relativement importants entre les résonateurs, rendent la structure peu sensible aux tolérances de fabrication (Hanna, 2006). Matthaei (1962) a développé une étude technique de conception des filtres interdigités. Cependant, Wenzel (1965) a fourni la théorie nécessaire permettant la synthèse de ces filtres.

Ces filtres sont parfaitement adaptés aux bandes moyennes et larges à cause des forts couplages entre ses résonateurs. Cependant, ce type de filtre n'exclut pas les réalisations des bandes étroites. En plus d'être les plus compacts, ces filtres sont les plus sensibles aux dispersions de fabrication, que ce soit sur les vis ou sur les écarts (Perigaud, 2009).

## 1.2 OBJECTIFS

Les objectifs de ce travail de recherche consistent à :

- Concevoir un AP avec une efficacité en puissance, élevée.
- Proposer une nouvelle technique de conception qui nous permet la suppression des harmoniques indésirables dans un amplificateur de puissance de classe F<sup>-1</sup>.
- Concevoir un filtre coupe-bande, à base de lignes couplées, pour rejeter les harmoniques indésirables.
- Améliorer la structure du filtre proposée pour supprimer le nombre maximal d'harmoniques.
- Proposer des architectures de filtres intégrables avec un AP de classe F<sup>-1</sup> dans le but de rejeter les harmoniques indésirables en utilisant la technologie de nitrure de gallium (GaN) d'un transistor à haute mobilité d'électrons (HEMT) de modèle CGH40010 du fabricant CREE.

## 1.3 HYPOTHÈSE

Les filtres coupe-bande sont des dispositifs déjà proposés pour l'amélioration de l'efficacité de certaines applications en télécommunication telles que les antennes. Cependant, ils n'ont pas été intégrés dans les applications d'amplificateurs de puissances à micro-ondes. Dans ce travail, nous supposons que l'intégration des filtres avec les APs peut améliorer l'efficacité des APs.

En quelque sorte, nous devons étudier et proposer différentes architectures de filtres afin de trouver la structure optimale permettant de rejeter les harmoniques indésirables et de faire passer le reste des harmoniques.

En se basant sur l'hypothèse précédente, nous pouvons utiliser le filtre coupe-bande à base de lignes couplées interdigitées pour le rejet des harmoniques. En supposant que les modifications du nombre de lignes supplémentaires dans les filtres peuvent influencer sur le nombre d'harmoniques à rejeter, nous pouvons admettre que l'ajout à chaque fois de lignes supplémentaires à la structure de filtre coupe-bande proposée peut améliorer les performances des APs en puissance, en gain, etc.

Le transistor est l'élément primordial dans l'amplificateur de puissance. Il est alors très important de l'étudier et choisir le composant le plus efficace qui répond à nos attentes. Le transistor CGH40010, utilisé dans cette étude, se base sur la technologie GaN HEMT. Elle est parmi les technologies les plus connues dans les applications de haute fréquence. Ainsi, le transistor présente un faible niveau de bruit et une faible résistance à l'état passant comparé aux autres types de transistors tels que ceux en silicium (Hamady et *al.*, 2014). En se basant sur l'importance de ce composant, nous pouvons le sélectionner en supposant qu'il permet de garantir les conditions convenables permettant d'obtenir une efficacité augmentée de l'AP.

## 1.4 MÉTHODOLOGIE

L'application d'un filtre coupe-bande à base de lignes couplées interdigitées présente une nouvelle voie dans le domaine de la suppression des harmoniques de l'AP. Ce travail s'inscrit dans la recherche d'une manière adéquate permettant d'utiliser le filtre pour la suppression des harmoniques indésirables. Cette méthode nous permet de parfaire le filtre proposé pour garantir le rejet de plusieurs harmoniques en même temps.

Le transistor CGH40010 du fabricant CREE a été choisi, pour la conception de cet AP. Le transistor GaN HEMT utilisé est caractérisé par une puissance RF égale à 10 W, une tension  $V_{ds} = 28$  V et une tension  $V_{gs} = -3,4$  V.

Afin d'atteindre nos objectifs, nous devons impérativement respecter toutes les étapes de la méthodologie proposée :

1. D'abord, nous commençons par choisir la fréquence fondamentale. Dans ce cas, elle est égale à 2,14 GHz.
2. Ensuite, nous concevons et simulons le premier prototype de filtre coupe-bande à simple encoche. Ce dernier permet de supprimer le 3ème harmonique.
3. De même, nous devons prouver, par simulation, l'effet de l'ajout des lignes couplées dans le filtre coupe-bande proposé.
4. Par la suite, nous avons modifié le filtre coupe-bande à simple encoche pour rejeter deux harmoniques simultanément. Nous parlons dans ce cas d'un filtre coupe-bande à double encoche. Celui-ci permet la suppression simultanée du 3ème et du 5ème harmoniques.
5. De la même manière, nous ajoutons une encoche supplémentaire au même type du filtre précédent, pour rejeter simultanément le 3ème, le 5ème et le 7ème harmonique pour une fréquence fondamentale égale à 2,14 GHz.

6. Nous concevons ultérieurement les trois filtres proposés. Ensuite, nous comparons les résultats théoriques de simulation avec les résultats de fabrication.
7. Nous intégrons postérieurement le filtre coupe-bande à simple encoche fabriqué avec un AP de class  $F^{-1}$ , avec la technologie de GaN HEMT. Il faut noter que ce filtre permet de supprimer le 3ème harmonique de la charge de l'AP. Nous utiliserons par la suite la technique classique des lignes  $\lambda/4$  pour supprimer le 5ème harmonique.
8. Finalement, nous devons intégrer le filtre coupe-bande à double encoche fabriqué avec un amplificateur avec la technologie de GaN HEMT pour supprimer simultanément le 3ème et le 5ème harmoniques.

## 1.5 ORGANISATION DU MÉMOIRE

Dans le premier chapitre, nous avons présenté une étude bibliographique concernant les amplificateurs et les filtres. Dans ce contexte, nous avons montré un sommaire comparatif des différents résultats de recherches afin d'établir les objectifs à atteindre dans ce travail.

Le deuxième chapitre exposera les différentes étapes de filtre coupe-bande à base de lignes couplées. Il montrera les résultats de simulation «*Momentum*», du paramètre  $S_{21}$  pour le filtre proposé. Dans ce chapitre, nous confirmons que l'ajout des deux lignes supplémentaires permet l'apparition d'une fréquence à rejeter. Suivant cette hypothèse, nous pouvons concevoir ces trois structures permettant de supprimer plusieurs harmoniques dont la fréquence fondamentale est égale à 2,14 GHz. Les résultats de simulation «*Momentum*» seront validés par des mesures expérimentales. Les essais pratiques concernent notamment les circuits imprimés (PCB) des trois structures de filtres fabriqués simple, double et triple encoche.

Le troisième chapitre concerne l'intégration du filtre coupe-bande à simple encoche, avec un AP de classe  $F^{-1}$ , dans le but de rejeter le 3ème harmonique de la charge de l'AP. Toutefois, une partie de ce chapitre est consacré au filtre coupe-bande à double encoche. Notons que ce dernier filtre est utilisé avec un AP avec la technologie GaN HEMT pour supprimer le 3ème et le 5ème harmoniques de la charge de l'AP.

Finalement, les investigations actuelles sont présentées dans la conclusion générale, qui fait la synthèse de ces travaux effectués et revient sur les résultats de fabrication obtenus.

## 1.6 CONTRIBUTION

Djaiz et *al.*, (2009 et 2011) ont proposé une structure du filtre très intéressante. Cependant, son utilisation est limitée aux applications d'antenne. De plus, elle n'est pas capable de rejeter qu'une seule fréquence (5,8 GHz). La structure présentée par (Shaman et *al.*, 2007) est une structure à base de trois lignes couplées avec deux «*Stubs*» asymétriques ajoutées, qui montre plusieurs avantages. Elle est connue principalement par sa simplicité. Par contre, cette structure reste limitée au niveau des fréquences à rejeter.

Djaiz et *al.* (2009) proposent une structure de filtre UWB passe-bande utilisé dans les applications liées aux antennes. En se basant sur cette structure, nous avons pu concevoir un filtre permettant de supprimer le 3ème harmonique, et ce pour une fréquence fondamentale égale à 2,14 GHz. Ensuite, nous avons développé la même structure de filtre afin de supprimer simultanément deux harmoniques: le 3ème et le 5ème harmoniques. Pareillement, nous avons développé le filtre permettant de supprimer simultanément le 3ème, le 5ème et le 7ème harmonique simultanément pour une fréquence fondamentale de 2,14 GHz. Cette structure est applicable à la suppression des harmoniques de l'AP de classe  $F^{-1}$  dans le but d'améliorer ses performances notamment sa PAE.

Finalement, nous avons réussi à intégrer le filtre coupe-bande à simple encoche avec un AP de classe  $F^{-1}$  pour le rejet du 3ème harmonique. De même, nous avons utilisé ce

filtre pour le rejet du 3ème et du 5ème harmoniques de l'AP avec la technologie GaN HEMT.

Tout au long de ce projet de recherche, nous avons participé à des travaux concernant l'étude de la conception et la réalisation des filtres coupe-bande à base de lignes couplées interdigitées. Ces filtres sont intégrés avec des APs pour la suppression des harmoniques indésirables. Voici, un article publié dans une conférence scientifique :

NASRI, Fathi, Zhebin WANG, Shengjie GAO et Chan-Wang PARK. 2011. « Analysis and design of dual band-notched interdigital hairpin UWB band-pass filter ». Dans *11<sup>th</sup> Mediterranean Microwave Symposium*. (Hammamet, Tunisie, 8-10 septembre 2011), p. 113-116.

## CHAPITRE 2

### FILTRE COUPE-BANDE À LIGNES COUPLÉES INTERDIGITÉES

#### 2.1 INTRODUCTION

Au cours des dernières années, différentes méthodes sont utilisées pour développer de nouvelles structures de filtres passe-bande et coupe-bande dans le domaine de la micro-onde. Afin de produire une bande de rejet simple ou multiple dans un passe-bande UWB, des «*Stubs*» sont intégrés dans les conducteurs d'un filtre couplé (Kurita et *al.*, 2006 et Menzel et *al.*, 2006). Dans notre cas, nous étudions la structure du filtre coupe-bande à lignes couplées interdigitées. Nous pouvons présenter théoriquement cette structure, comme un condensateur interdigital.

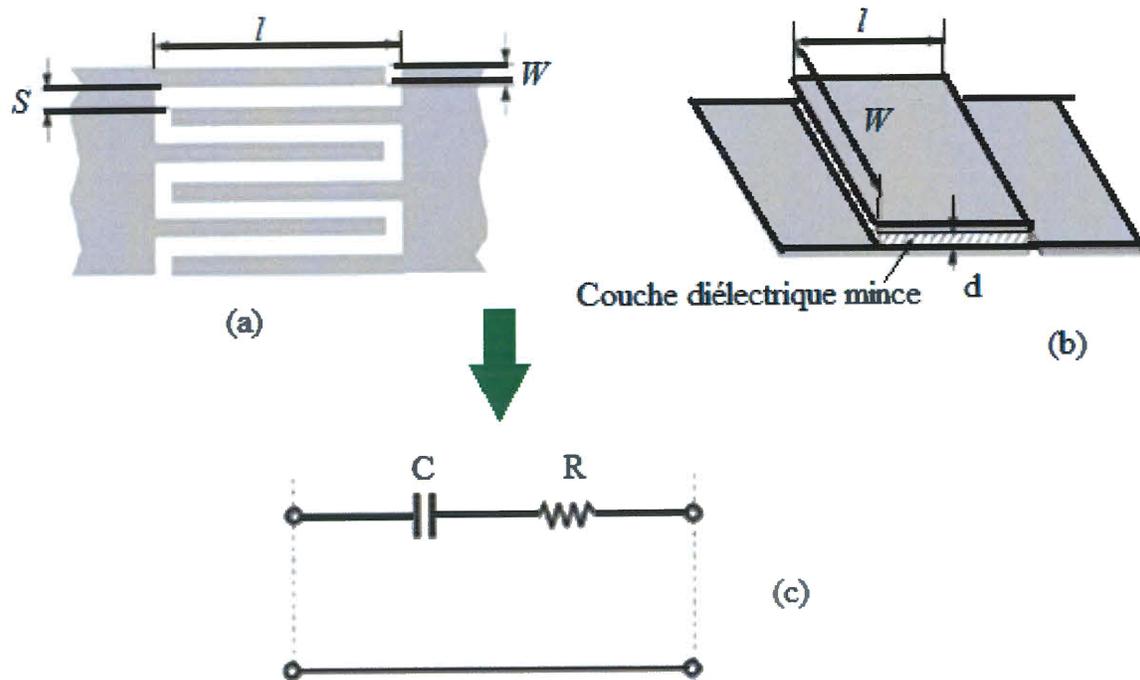


Figure 3 : Condensateurs à élément localisés : a) Condensateur interdigital b) Condensateur MIM c) Représentation de circuit idéal. (Hong, 2012).

Avec :

- $l$  : Longueur des lignes.
- $S$  : Espace entre les lignes.
- $W$  : Largeur des lignes.
- $d$  : Épaisseur de diélectrique.
- $C$  : Capacité idéale.
- $R$  : Résistance idéale.

Dans la figure 3, le condensateur interdigital est plus approprié dans des applications de faibles valeurs de capacité (moins de 1.0 pF). Le condensateur Métal-Isolant-Métal (MIM) est construit à partir d'une mince couche d'un diélectrique à faible perte (en général  $0.5 \mu\text{m}$  d'épaisseur). Il est utilisé entre deux plaques de métal pour obtenir des valeurs supérieures à 30 pF dans des petites zones. Peu importe la longueur totale de la ligne d'une inductance à constante localisée ou la taille globale d'un condensateur à constante localisée, les longueurs d'onde doivent être de petites fractions. Cette condition permet le fonctionnement du condensateur comme un élément localisé à des fréquences micro-ondes. Malheureusement, cette condition n'est pas souvent satisfaite. Dans le but de caractériser les éléments localisés et en tenant compte des parasites avec précision sur toute la bande de fréquence de fonctionnements, il est nécessaire généralement d'utiliser des simulations électromagnétiques (EM) (Hong, 2012). Néanmoins, certaines équations nous servent pour une conception initiale.

## 2.2 CONCEPTION D'UN CONDENSATEUR

Nous supposons que la largeur de la ligne « $W$ » est égale à l'espace « $S$ » entre les lignes couplées dans le but d'obtenir une densité de capacité maximale. Nous révélons également que l'épaisseur du substrat  $h$  est beaucoup plus grande que la largeur de la ligne. Dans ce stade, l'expression (8), présentée par (Alley, 1970), donne une estimation de la capacité du condensateur interdigité :

$$C[pF] = 3,937 * 10^{-5} \ell (\epsilon_r + 1) [0,11(n - 3) + 0.252] ; \text{ avec : } \ell \text{ en } \mu\text{m} \quad (8)$$

Où  $n$  est le nombre des lignes couplées et  $\epsilon_r$  est la constante de diélectrique relative du substrat. La capacité d'un condensateur MIM dépend des surfaces des plaques métalliques, qui sont parallèles et simples :

$$C = \frac{\epsilon(W \times \ell)}{d} \quad (9)$$

Avec  $(W \times \ell)$  est la surface des plaques métalliques, qui sont séparées par un film diélectrique mince d'épaisseur  $(d)$  et la constante de diélectrique qui correspond à  $(\epsilon)$ . Le facteur  $(Q_c)$ , qui correspond aux pertes dans le condensateur, est donné par :

$$Q_c = \frac{1}{\omega CR} \quad (10)$$

Le facteur de diélectrique  $(Q_d)$  est représenté par l'expression suivante :

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta} \quad (11)$$

Où  $\tan \delta$  représente les pertes au niveau de diélectrique.

Le facteur  $Q$  total peut être déterminé par l'équation (12) :

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} \quad (12)$$

La figure 4 illustre la configuration de trois lignes microruban couplées avec les «Stubs» dont l'impédance  $Z_0$  est égale à  $50 \Omega$  à l'entrée et à la sortie. Cette structure avec ces deux «Stubs» symétriques montre un couplage à faible degré (Shaman et *al.*, 2007).

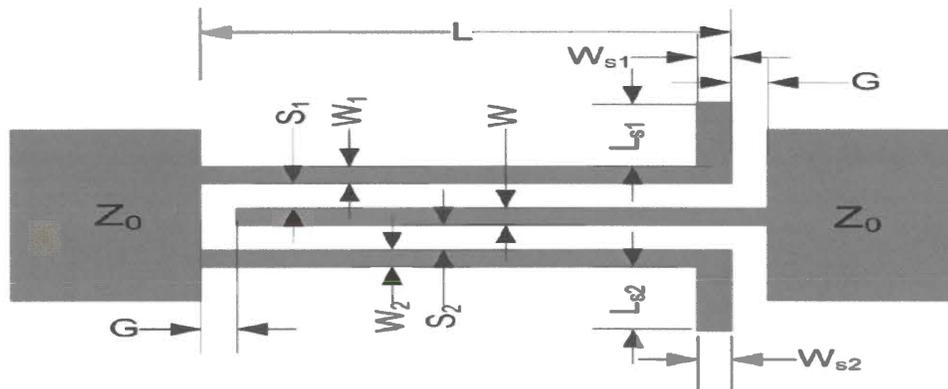


Figure 4 : Filtre à trois lignes couplées avec «Stubs» d'entrées/sorties. (Hong, 2012)

Dans ce travail, nous devons produire une bande à encoche étroite en utilisant des «Stubs» d'entrée/sortie asymétrique. En se basant sur les études réalisées par (Djaiz et *al.*, 2009) et (Hong, 2012), nous proposons une méthodologie permettant de concevoir le filtre coupe-bande à base de lignes couplées interdigitées. Ci-après, un descriptif concis des différentes étapes à respecter :

- Simuler l'influence de l'ajout de lignes interdigitées sur la réponse fréquentielle en  $S_{21}$  du filtre.
- Choisir la fréquence fondamentale à appliquer pour le filtre à simple encoche en ajoutant deux encoches supplémentaires dans le but de supprimer le 3ème harmonique.
- Modifier la conception du filtre à simple encoche en ajoutant deux encoches de plus afin de rejeter le 3ème et le 5ème harmoniques indépendants.
- Concevoir un filtre à triple encoche qui permet de supprimer le 3ème, le 5ème et le 7ème harmonique tout en gardant les mêmes paramètres de la conception du filtre à simple encoche.
- En résumé, nous pouvons constater l'intérêt de la modification de la structure du filtre à simple encoche. En quelque sorte, nous pouvons utiliser le même filtre pour supprimer plus qu'un harmonique. Nous ajoutons des éléments à la conception de référence et nous varions quelques paramètres, qui peuvent ajuster le rejet des harmoniques.

### 2.3 FILTRE À BASE DE LIGNES COUPLÉES INTERDIGITÉES

Tout au long de la section 2.3 on a utilisé le substrat de la compagnie «Rogers» RT/duroid 5880 avec les caractéristiques suivantes :

- Constante de diélectrique relative:  $\epsilon_r = 2,2$ .
- Épaisseur de substrat «*Standard thickness*» :  $H = 1,57$  mm.
- Épaisseur de cuivre «*Standard copper cladding*» :  $t = 35$   $\mu\text{m}$ .

#### 2.3.1 Structure à base de trois lignes couplées

Nous avons commencé le travail en se basant sur la structure initiale illustrée dans la figure 5. Celle-ci est formée de trois lignes couplées interdigitées en couplage mutuel. Les 3 lignes ont la même longueur « $L$ » et la même largeur « $W1$ ». Elles sont connectées aux deux «*Stubs*» d'entrée/sortie, dont («*Stub*» C) représente le «*Stub*» extérieur et («*Stub*» R) représente le «*Stub*» intérieur (voir Figure 5). En plus, « $W3$ » représente un espace constant entre les différentes lignes.

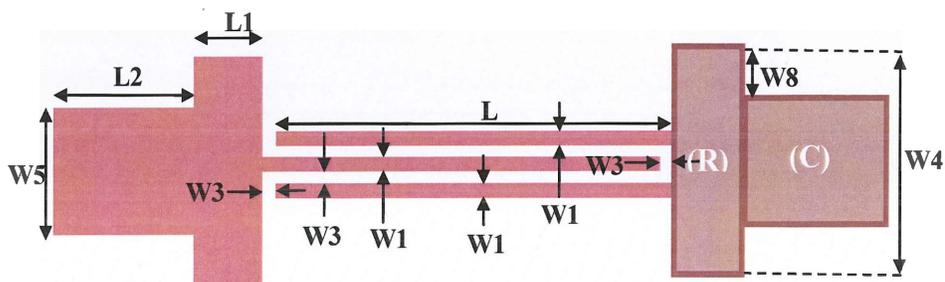


Figure 5 : Géométrie d'un filtre à trois lignes couplées interdigitées

Le tableau 2 montre les différents paramètres de ce filtre préliminaire à base de trois lignes couplées.

Tableau 2: Paramètres de filtre à base des lignes couplées

Paramètres	Description	Valeurs [mm]
<b>L</b>	Longueur de ligne	8,40
<b>L1</b>	Longueur de («Stub» R)	1,58
<b>L2</b>	Longueur de («Stub» C)	4,08
<b>W1</b>	Largeur de ligne	0,30
<b>W5</b>	Largeur de («Stub» C)	2,80
<b>W3</b>	Espace entre les lignes	0,15
<b>W4</b>	Largeur de («Stub» R)	4,00
<b>W8</b>	Position de («Stub» C) par rapport au («Stub» R)	0,60

Dans le but d'étudier et de caractériser ce filtre préliminaire, une série de simulations a été effectuée en utilisant «Momentum» du logiciel «Advanced Design System» ADS avec les caractéristiques de simulations citées ci-dessous :

- Intervalle de fréquence : 1-15 GHz.
- Nombre de Mailles : 200.
- Résolution de fréquence de simulation : 10 MHz.

La figure 6 montre que cette structure de filtre possède les performances d'un filtre passe-bande.

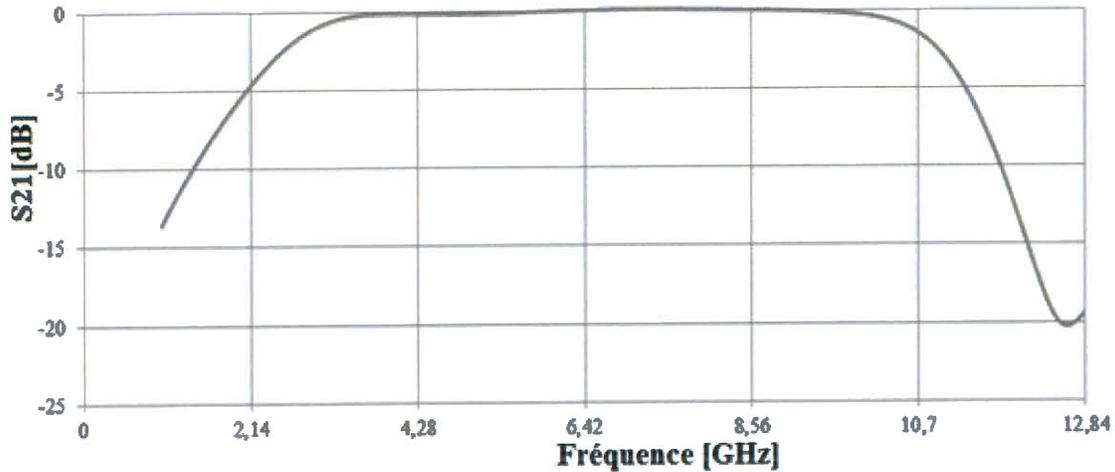


Figure 6 : Pertes d'insertion  $S_{21}$  d'un filtre à trois lignes couplées interdigitées

### 2.3.2 Structure à base de cinq lignes couplées

Le but principal de la conception du filtre est d'avoir une structure qui nous permet de rejeter une fréquence indésirable. Dans ce cadre, nous avons ajouté à la structure initiale (structure à base de trois lignes couplées) deux lignes de plus. Nous obtenons alors un total de cinq lignes couplées, placées en parallèle et en couplage mutuel. La figure 7 montre une structure de ce filtre.

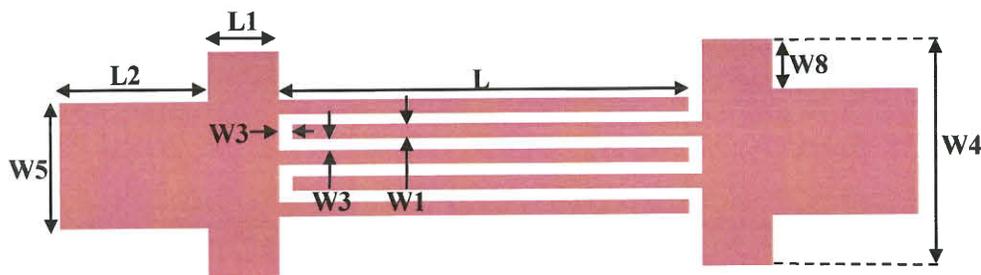


Figure 7 : Géométrie d'un filtre à cinq lignes couplées interdigitées

En se basant sur les résultats de simulation des pertes d'insertion  $S_{21}$ , qui sont déterminées par le niveau de perte mesuré à la fréquence de résonance, nous pouvons conclure que l'ajout de deux lignes couplées nous permet d'avoir une fréquence de

résonnance à rejeter. La figure 8 montre la présentation graphique des pertes d'insertion  $S_{21}$ , avec les mêmes paramètres de filtre à trois lignes couplées montrées dans le tableau 2.

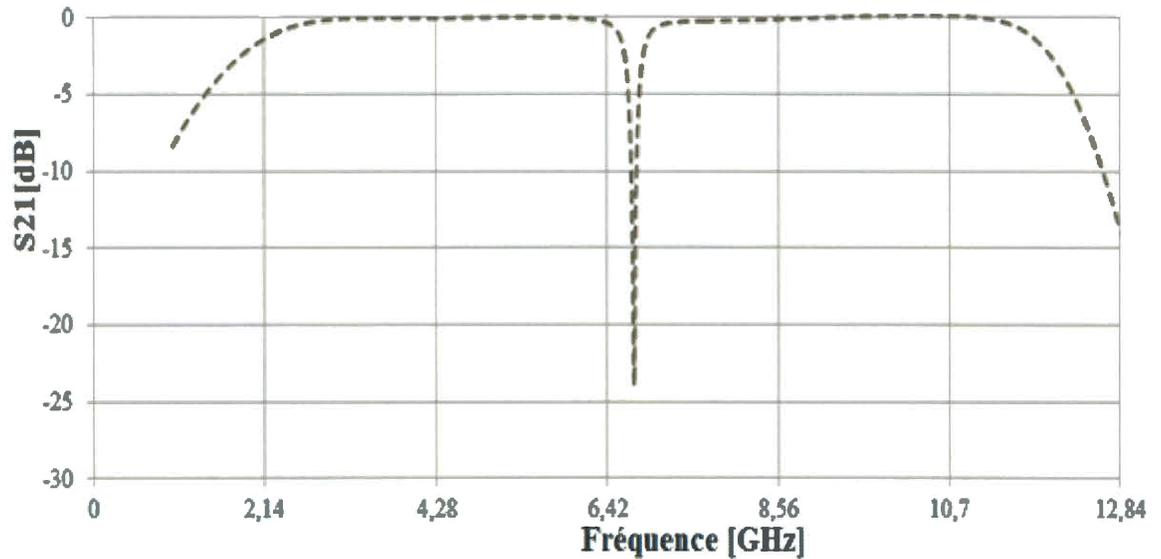


Figure 8 : Pertes d'insertion d'un filtre à cinq lignes couplées interdigitées

### 2.3.3 Structure à sept lignes couplées interdigitées

Dans cette section, nous comparons le filtre à sept lignes couplées interdigitées avec le filtre à cinq lignes couplées présentées précédemment dans la section 2.3.2. En conservant les mêmes paramètres montrés dans le tableau 2, nous avons ajouté deux lignes couplées à la structure du filtre à cinq lignes. Ces deux lignes sont placées de la même manière que les autres lignes. La figure 9 montre une représentation géométrique du filtre à base de sept lignes couplées interdigitées.

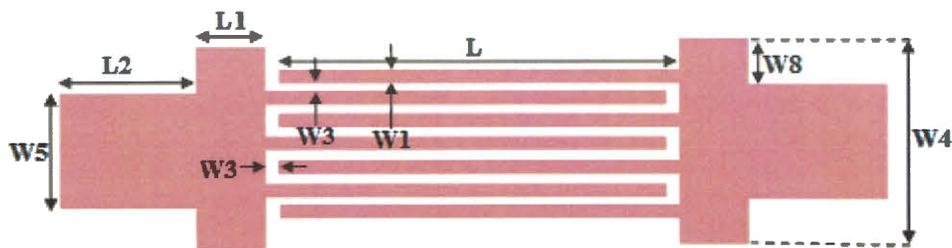


Figure 9 : Géométrie d'un filtre à sept lignes couplées interdigitées

Pour les mêmes caractéristiques de simulation des filtres précédents dans la page 25, la figure 10 montre les résultats de la simulation de  $S_{21}$  de filtre à sept lignes couplées. Nous constatons que l'ajout de deux lignes donne naissance à une fréquence de résonance supplémentaire. En résumé, cette structure montre deux fréquences de résonance à rejeter.

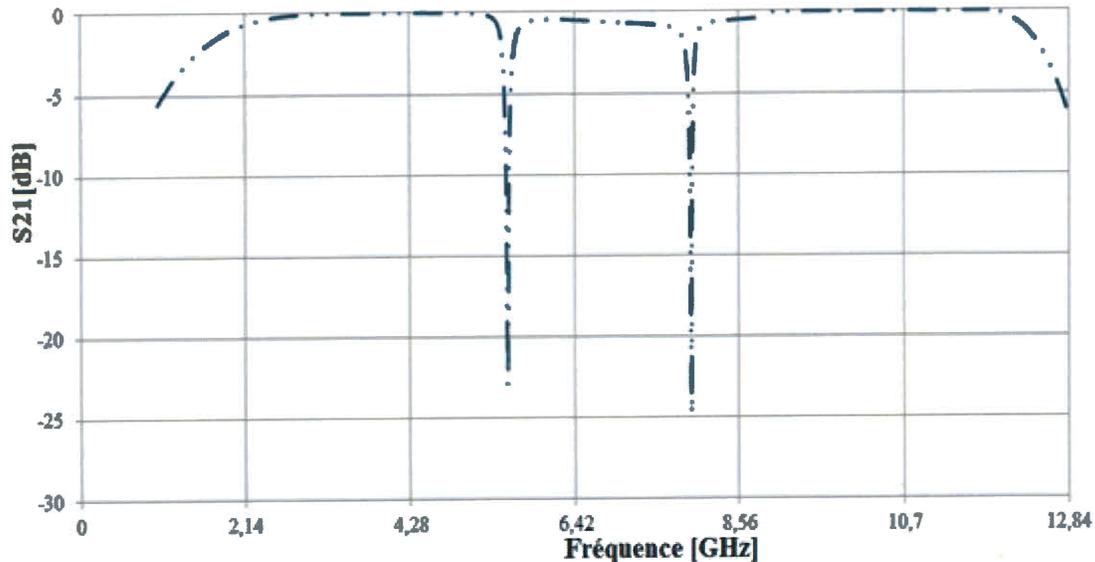


Figure 10 : Pertes d'insertion d'un filtre à sept lignes couplées interdigitées

### 2.3.4 Structure à base de neuf lignes couplées interdigitées

Dans cette partie, nous avons réalisé des simulations afin d'évaluer l'effet de l'ajout des lignes couplées sur la réponse du filtre. Pour avoir une 2<sup>ème</sup> fréquence de résonance, nous avons ajouté deux lignes couplées dans la conception du filtre à cinq lignes couplées. Pareillement et en nous basant sur cette hypothèse, nous avons ajouté deux lignes supplémentaires dans la structure à base de sept lignes couplées pour avoir une conception à neuf lignes couplées interdigitées. La figure 11 est une représentation graphique de ce filtre.

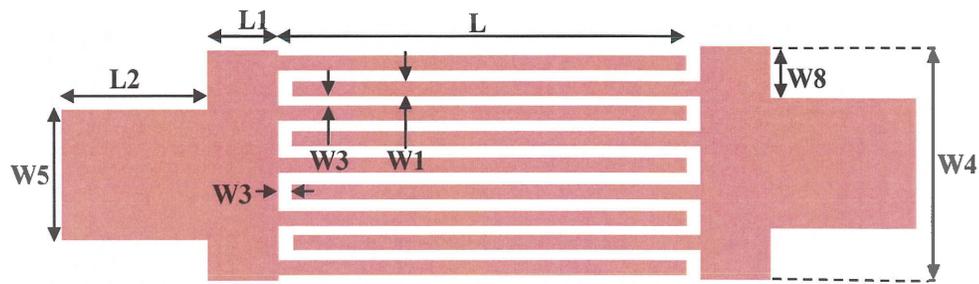


Figure 11 : Géométrie d'un filtre à neuf lignes couplées interdigitées

Dans les mêmes caractéristiques de simulation présentée dans la page 25, de celle du filtre à trois lignes couplées, la figure 12 montre les résultats de simulation  $S_{21}$  du filtre à base de neuf lignes couplées interdigitées.

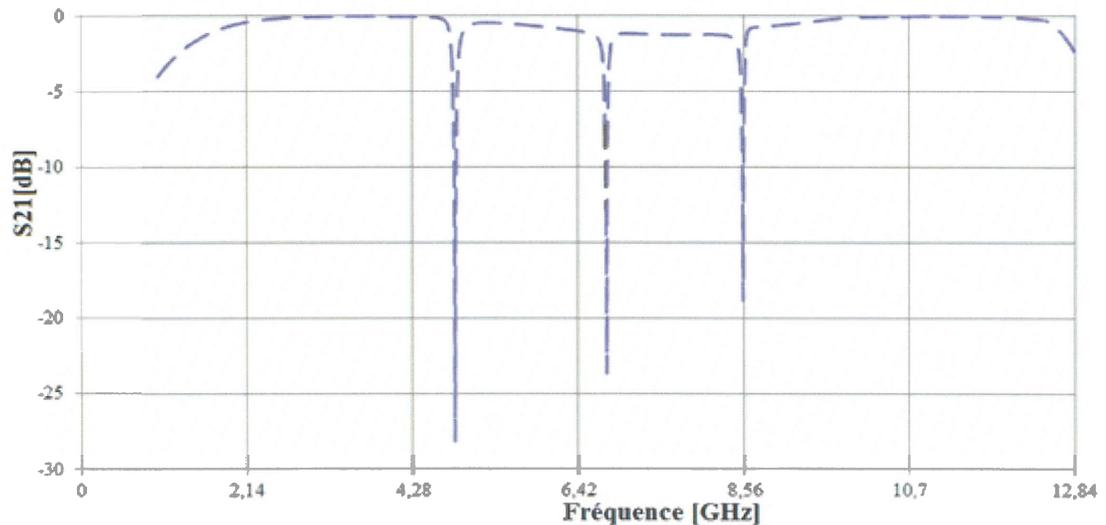


Figure 12 : Pertes d'insertion d'un filtre à neuf lignes couplées interdigitées

Après comparaison avec les autres structures déjà étudiées (à 5 lignes et à 7 lignes), nous pouvons constater qu'à chaque fois que nous ajoutons deux lignes supplémentaires à la conception, il y a naissance d'une fréquence de résonance additionnelle.

### 2.3.5 Structure à onze lignes couplées interdigitées

Pour confirmer l'hypothèse citée dans la section 2.3.4, nous avons ajouté deux lignes à la conception à base de neuf lignes. Ainsi, nous devons confirmer le rapport d'ajout de lignes sur le nombre de fréquences de résonance créées.

En quelque sorte, nous avons développé une nouvelle conception à base de onze lignes couplées interdigitées (voir figure 13). Le tableau 3 présente les dimensions de sa structure.

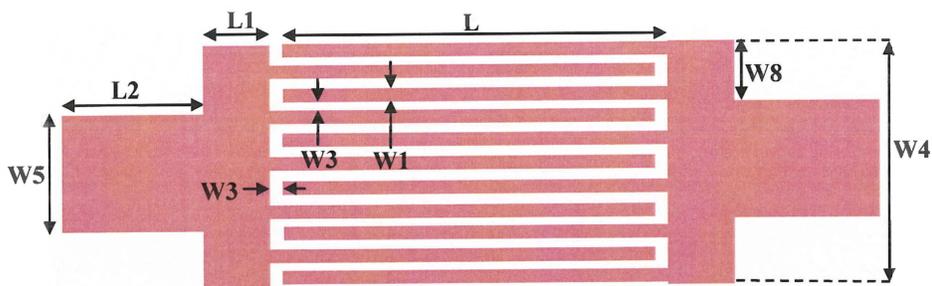


Figure 13 : Structure d'un filtre à onze lignes couplées interdigitées

Tableau 3 : Paramètres d'un filtre à onze lignes couplées interdigitées

Paramètres	L	L1	L2	W1	W5	W3	W4	W8
Valeurs [mm]	8,40	1,58	4,08	0,30	2,80	0,15	4,90	1,05

La figure 14 montre que l'ajout des lignes supplémentaires pour obtenir la structure à onze lignes couplées permet de créer quatre fréquences de résonance.

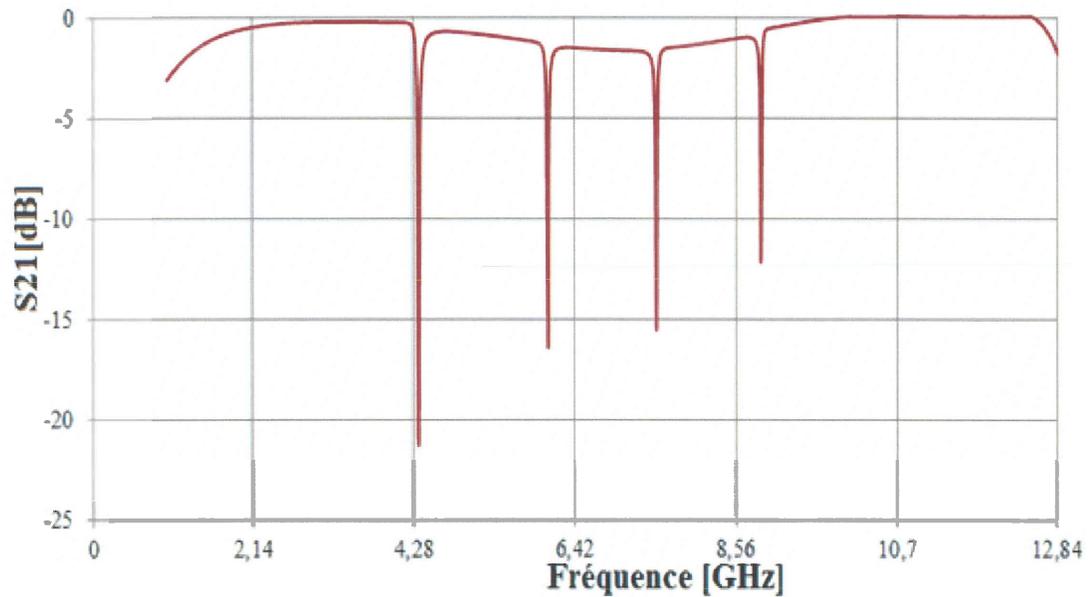


Figure 14 : Pertes d'insertion d'un filtre à onze lignes couplées interdigitées

### 2.3.6 Analyse et comparaison des résultats de la simulation «*Momentum*» des cinq versions de filtres

Dans cette section, nous comparons les résultats de simulation «*Momentum*» obtenus avec les cinq versions des filtres proposés. Cette comparaison nous permet de déterminer la tendance des apparitions des fréquences de résonance avec l'ajout des lignes.

#### a) Conditions de simulation «*Momentum*»

Toutes les simulations sont faites dans les conditions sur «*Momentum*» du logiciel ADS avec les caractéristiques citées ci-dessous :

- Intervalle de fréquence : 1-15 GHz.
- Nombre de Mailles : 200.
- Résolution de fréquence de simulation : 10 MHz.

### b) Comparaison des résultats

Cette partie présente une étude comparative des différentes conceptions des filtres étudiés précédemment. Le but principal de cette comparaison est de définir la relation entre l'ajout des lignes couplées et le nombre de fréquences de résonance. D'après la figure 15, nous remarquons que l'apparition des fréquences de résonances n'est pas possible pour un filtre dont le nombre de lignes est égal à trois.

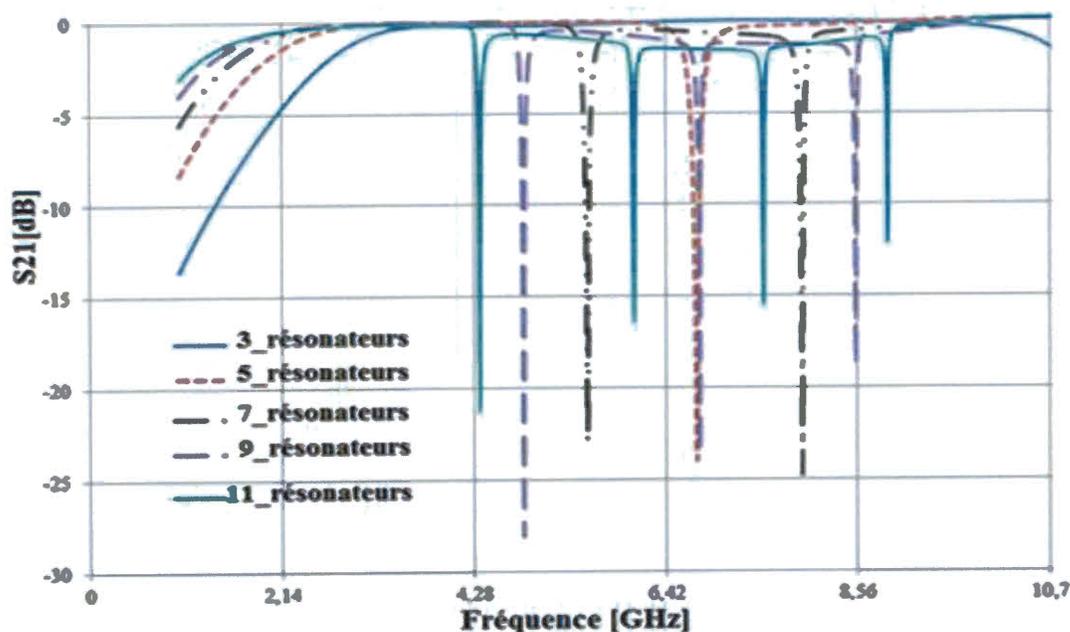


Figure 15 : Résultats de simulation  $S_{21}$  des cinq conceptions de filtre

### c) Analyse des résultats

À chaque fois que nous ajoutons deux lignes à la structure initiale (à base de trois lignes couplées interdigitées), nous obtenons une fréquence de résonance supplémentaire. Par conséquent, nous constatons les points suivants:

- Filtre à cinq lignes couplées interdigitées -----» Une fréquence de résonance.
- Filtre à sept lignes couplées interdigitées -----» Deux fréquences de résonance.
- Filtre à neuf lignes couplées interdigitées -----» Trois fréquences de résonance.
- Filtre à onze lignes couplées interdigitées -----» Quatre fréquences de résonance.

## 2.4 FILTRE À SIMPLE ENCOCHE

Le filtre de référence coupe-bande à simple encoche nommée par (FR<sub>1</sub>) montré dans la figure 16, présente la première structure à étudier dans notre mémoire, qui nous permet la suppression du 3<sup>ème</sup> harmonique d'une fréquence fondamentale égale à 2,14 GHz. Ce filtre nominal présente une structure similaire à celle de la structure du filtre à base de cinq lignes couplées interdigitées (voir figure 7).

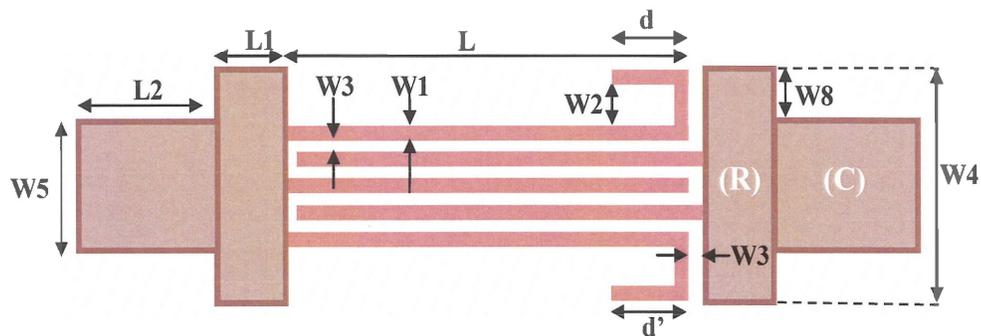


Figure 16 : Conception du filtre de référence à simple encoche (FR<sub>1</sub>) proposé

Les paramètres du filtre de référence à simple encoche (FR<sub>1</sub>), présenté dans la figure 16, sont montrés dans le tableau suivant :

Tableau 4 : Paramètres du filtre de référence à simple encoche (FR<sub>1</sub>)

Paramètres	Description	Valeurs [mm]
<b>L</b>	Longueur de ligne	8,40
<b>L1</b>	Longueur de («Stub» R)	1,58
<b>L2</b>	Longueur de («Stub» C)	4,08
<b>W1</b>	Largeur de ligne	0,30
<b>W2</b>	Largeur de l'encoche	0,65
<b>W3</b>	Espace entre les lignes	0,15
<b>W4</b>	Largeur de («Stub» R)	4,00
<b>W5</b>	Largeur de («Stub» C)	2,80
<b>W8</b>	Position de («Stub» C) par rapport au («Stub» R)	0,60
<b>d = d'</b>	Longueur de l'encoche	0,80

Dans ce qui suit, nous étudions dans un premier temps, les différents paramètres de filtre à base de cinq lignes couplées interdigitées (voir tableau 2). Ensuite, nous étudions la structure du filtre de référence à simple encoche (FR<sub>1</sub>), tout en analysant l'influence de la variation des paramètres du filtre sur sa réponse en S<sub>21</sub>. Tout au long de la section 2.4 on a utilisé le substrat de la compagnie «Rogers» RT/duroid 5880 avec les caractéristiques suivantes : H=1,57 mm, t = 35 um,  $\epsilon_r = 2,2$ . Ce substrat est utilisé pour toutes les conceptions des filtres à simple encoche (Section 2.4).

### 2.4.1 Filtre à base de cinq lignes couplées interdigitées en variant le paramètre «L»

Dans cette section, nous étudions l'influence de la longueur des lignes «L» sur la réponse en  $S_{21}$  du filtre à cinq lignes couplées, en conservant les autres paramètres. Le tableau 5 montre les différentes valeurs des paramètres utilisés.

Tableau 5 : Paramètres du filtre à cinq lignes couplées en variant «L»

Paramètres	L	L1	L2	W1	W3	W4	W5	W8
Valeurs [mm]	7,60	1,58	4,08	0,30	0,15	4,00	2,80	0,60
	8,00							
	8,40							
	8,80							

#### a) Simulations et résultats

Sur «*Momentum*» d'ADS, nous avons fait une série de simulations en gardant toujours les mêmes paramètres du filtre antécédent présenté dans le tableau 4. Nous avons simulé les quatre versions des filtres pour différentes valeurs de «L», en conservant les conditions de simulation «*Momentum*» suivantes :

- Intervalle de fréquence : 1-15 GHz
- Nombre de mailles : 200
- Résolution de fréquence de simulation : 10 MHz

La figure 17 montre une présentation graphique du paramètre  $S_{21}$  du filtre à cinq lignes couplées pour différentes valeurs de «L». Dans cette figure, nous montrons l'allure de la réponse du filtre de référence à simple encoche ( $FR_1$ ) en perte d'insertion  $S_{21}$ , pour ( $L = 8,40$  mm). Nous remarquons que la fréquence de résonance « $F_{\text{réson.}}$ » du filtre à cinq lignes couplées, est supérieure à celle du filtre de référence, pour une valeur de «L» identique. Cependant, elle diminue avec l'augmentation de la longueur «L».

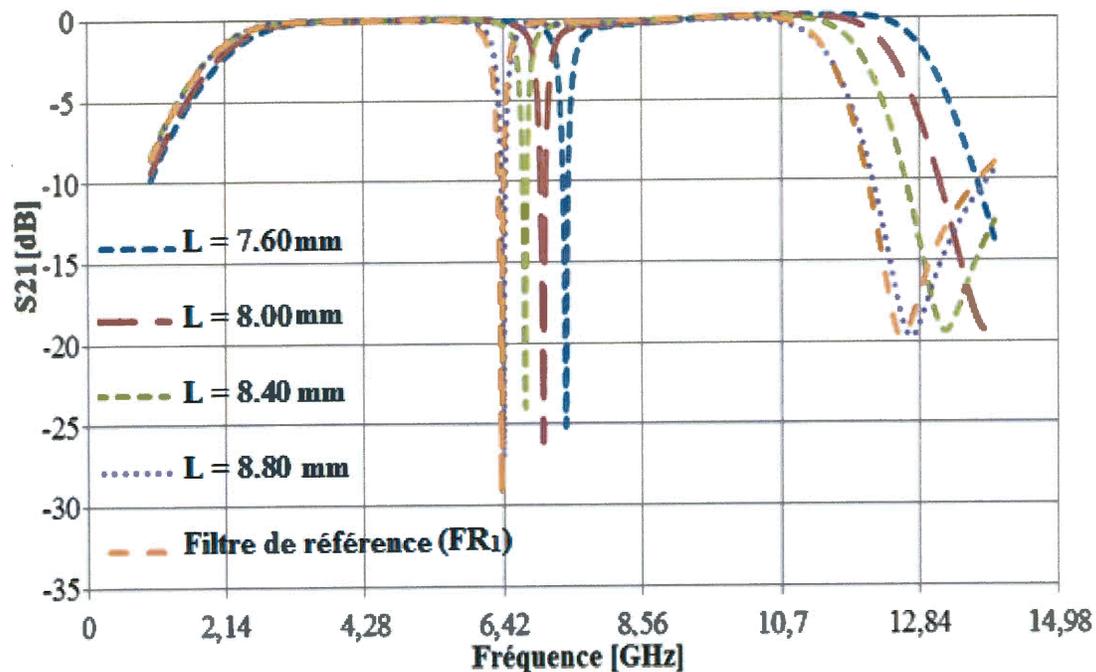


Figure 17 : Pertes d'insertion de filtre à cinq lignes couplées pour différentes valeurs de «L»

### b) Observations et analyses

D'après la figure 17, nous pouvons confirmer que le changement de la structure des «Stubs» d'entrée/sortie n'influe pas sur le nombre des fréquences de résonance, qui apparaissent lors de la simulation «*Momentum*». Par contre, la variation de «L» influe sur le déplacement de la fréquence de résonance autour de 6,42 GHz.

En résumé, en augmentant la valeur de «L», la fréquence de résonance tend vers la 3ème harmonique (6,42 GHz) alors que les pertes diminuent au niveau de la fréquence fondamentale.

#### 2.4.2 Filtre à base de cinq lignes couplées en variant l'espace «W3»

Dans cette partie, nous devons varier l'espace «W3» entre les lignes en utilisant la conception de filtre à base de cinq lignes couplées, sans encoches. Nous faisons aussi des comparaisons entre les différents résultats de simulation.

La conception du filtre garde toujours les paramètres initiaux, présentés dans la figure 7. Le tableau 6 présente tous les paramètres du filtre en changeant uniquement l'espace «W3» et en concevant tous les autres paramètres.

Tableau 6 : Paramètres du filtre à cinq lignes couplées en variant «W3»

Paramètres	L	L1	L2	W1	W3	W4	W5	W8
Valeurs [mm]	8,40	1,58	4,08	0,30	0,10	4,00	2,80	0,60
					0,15			
					0,20			

##### a) Simulations et résultats

Trois simulations sont faites sur «Momentum» d'ADS. Nous respectons les caractéristiques de simulation présentée dans la page 35, et nous varions l'espace entre les lignes interdigitées «W3» (voir tableau 6). Les trois valeurs de «W3» sont les suivantes :  $W3 = 0,10$  mm;  $W3 = 0,15$  mm et  $W3 = 0,20$  mm. La figure 18 montre l'influence de la variation de l'espace «W3» sur la conception du filtre à cinq lignes couplées.

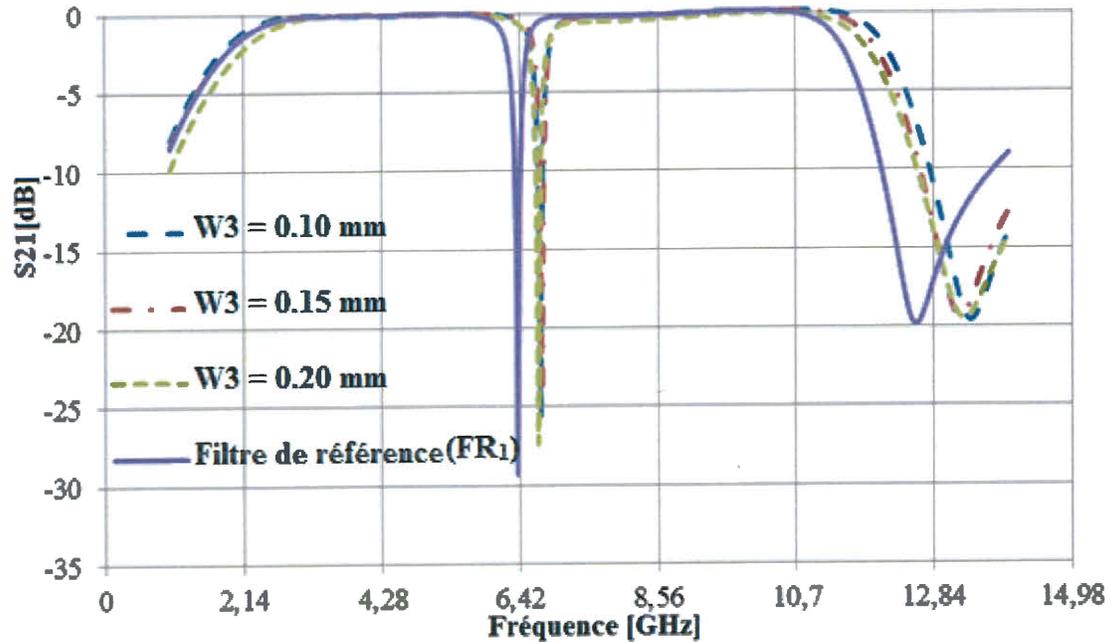


Figure 18 : Influence de la variation de «W3» sur la réponse du filtre en  $S_{21}$

### b) Observations et analyses

Comme le démontre la section 2.4.1 à la figure 17, une augmentation de « L » permet une amélioration au niveau des pertes d'insertion  $S_{21}$ , à la fréquence fondamentale (2,14 GHz). De même, une diminution de l'espace «W3» entre les lignes couplées entraîne une amélioration au niveau des pertes de la fréquence fondamentale.

#### 2.4.3 Filtre à cinq lignes couplées avec la variation de «W4»

Le but est de faire varier la largeur «W4» du «Stub» (R) (voir figure 16) en utilisant la conception du filtre avec cinq lignes couplées sans encoches (voir figure 7). Nous devons aussi faire une comparaison entre les résultats de simulation.

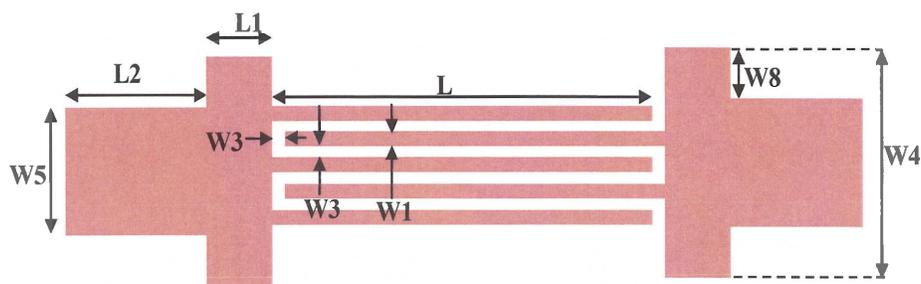


Figure 19 : Filtre à base de cinq lignes couplées avec variation de «W4»

La figure 19 représente la conception du filtre à base de cinq lignes couplées sans encoche avec une variation au niveau de la largeur «W4» du «Stub» (R). Le tableau 7 présente les différents paramètres du filtre à cinq lignes couplées interdigitées.

Tableau 7 : Paramètres du filtre à cinq lignes couplées avec différente valeur de «W4»

Paramètres	L	L1	L2	W1	W3	W4	W5	W8
Valeurs [mm]	8,40	1,58	4,08	0,30	0,15	3,00	2,80	0,60
						4,00		
						8,00		

#### a) Simulation et résultats

Dans cette section, une série de trois simulations «*Momentum*» est effectuée. Notant que les variations sont effectuées juste au niveau de «W4», soit  $W4 = 3,00$  mm,  $W4 = 4,00$  mm et  $W4 = 8,00$  mm. La figure 20 présente la tendance des paramètres  $S_{21}$  de trois versions choisies.

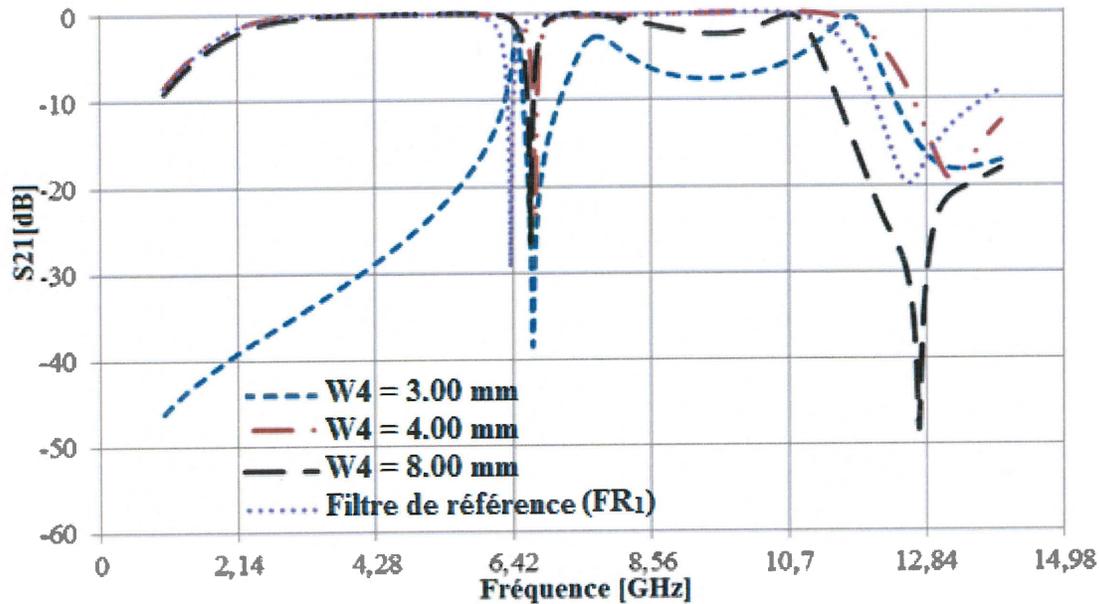


Figure 20 : Perte d'insertion avec différente valeur de «W4» du filtre à cinq lignes couplées

#### b) Observations et analyses

En diminuant la largeur «W4» du «Stub» (R) jusqu'à 3,00 mm, nous trouvons une déformation complète de la courbe.

#### 2.4.4 Filtre à cinq lignes couplées avec la variation de longueur «L1»

Au sein de cette section, le but est de varier la longueur «L1» du «Stub» (R) d'entrée/sortie en utilisant la conception du filtre avec cinq lignes couplées sans encoches et de faire une comparaison entre les résultats de simulation. La figure 19 montre la conception de ce filtre. Le tableau 8 présente les différents paramètres de la conception en variant la largeur «L1» du «Stub» (R).

Tableau 8 : Paramètres du filtre à cinq lignes couplées avec variation de «L1»

Paramètres	L	L1	L2	W1	W3	W4	W5	W6
Valeurs [mm]	8,40	1,2	4,08	0,30	0,15	4,00	2,80	0,60
		1,58						
		1,80						

La figure 21 présente la conception du filtre à cinq lignes couplées interdiguées pour différentes valeurs du paramètre «L1».

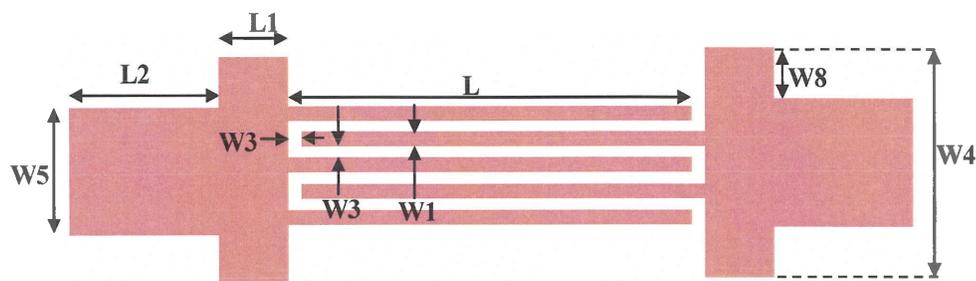


Figure 21 : Filtre à cinq lignes couplées avec variation de «L1»

#### a) Simulations et résultats

Avec les simulations «*Momentum*», nous montrons aussi trois simulations en variant «L1» du «*Stub*» (**R**), soit  $L1 = 1,20$  mm ;  $L1 = 1,58$  mm et  $L1 = 1,80$  mm. La figure 22 montre la variation de la réponse de la conception de filtre pour différentes valeurs de «L1».

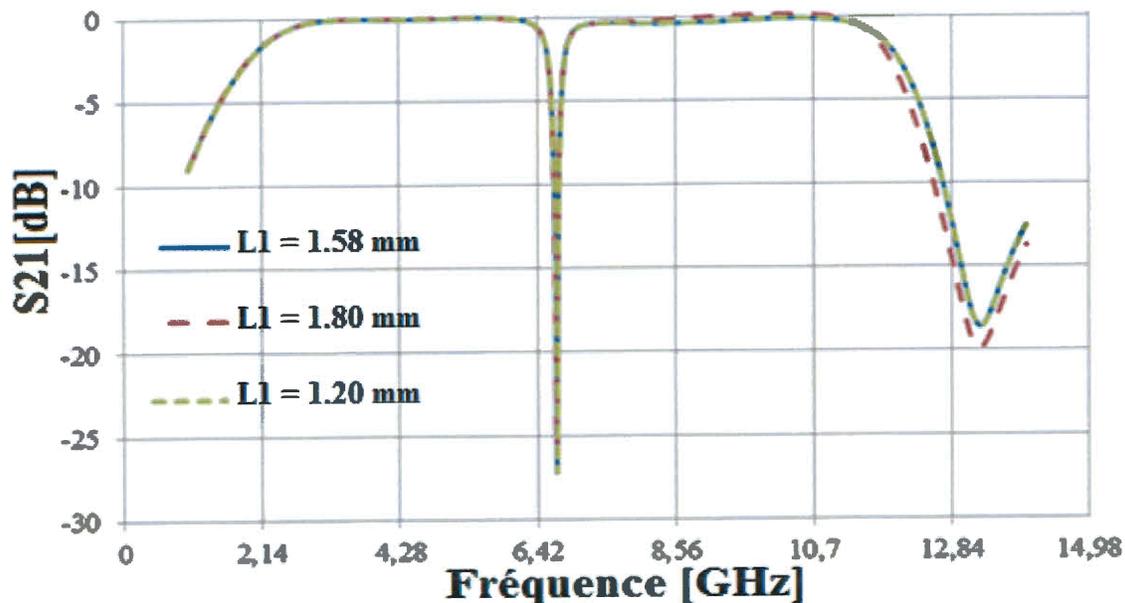


Figure 22 : Perte d'insertion pour différentes valeurs de «L1» du filtre à cinq lignes

#### b) observations et analyses

En changeant la longueur «L1» de «Stub» (R), nous obtenons un déplacement à gauche de la fréquence de résonance. Toutefois, nous remarquons que la fréquence fondamentale ( $f=2,14$  GHz) reste quasiment constante, quelle que soit la valeur de «L1». Le tableau 9 montre une comparaison entre les pertes d'insertion pour les trois valeurs de «L1».

Tableau 9 : Valeurs de  $S_{21}$  en fréquence fondamentale avec différente valeur de «L1»

Valeur L1 [mm]	L1= 1,58	L1= 1,20	L1= 1,80
$S_{21}$ [dB] de la fréquence fondamentale	-1,43	-1,70	-1,65

### 2.4.5 Filtre à simple encoche asymétrique en variant l'encoche en bas (3,00 mm, 6,00 mm et 8,40 mm)

L'objectif principal est d'ajuster l'apparition des fréquences de résonances lors de la variation de l'encoche en bas « $d'$ » de filtre à simple encoche. En suivant les différentes variations du paramètre « $d'$ », nous faisons une comparaison entre les quatre versions du filtre. Autrement dit, c'est une comparaison entre le filtre de référence à simple encoche (FR<sub>1</sub>) (voir figure 16) avec les filtres dont l'une de ses deux encoches est asymétrique ( $d' \geq d$ ), où « $d'$ » présente la longueur de l'encoche en bas du filtre et « $d$ » présente la valeur de l'encoche en haut. En plus, nous prenons en note la tendance lors de la simulation de toutes les versions de filtre, avec une résolution de fréquence de simulation égale à 10 MHz.

#### a) Filtre à simple encoche avec $d' = 3,00$ mm et $d = 0,80$ mm

Dans la figure 23, nous illustrons la conception de filtre à bras bas décalé. Il est à noter que nous avons modifié seulement le paramètre « $d$ », avec ( $d' = 3,00$  mm).

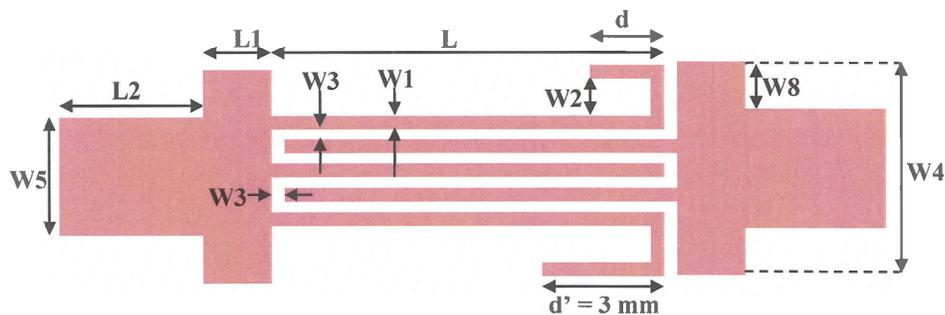


Figure 23 : Conception du filtre à simple encoche avec  $d' = 3,00$  mm

Les courbes présentées dans la figure 24 montrent une comparaison entre le filtre de référence à simple encoche (FR<sub>1</sub>) et le filtre à simple encoche modifié, avec une encoche en bas décalée de  $d' = 3,00$  mm.

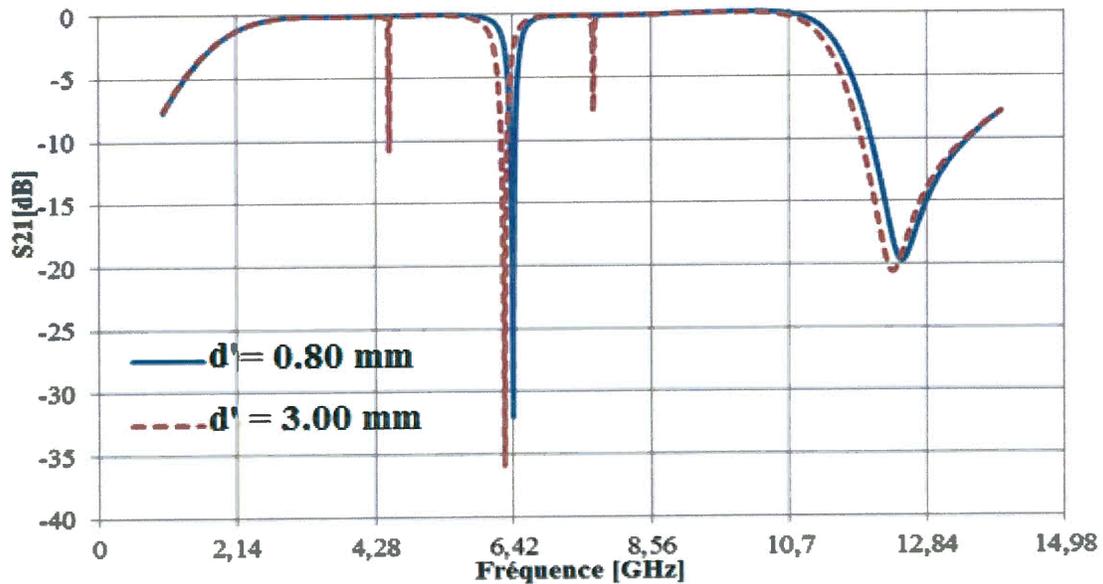


Figure 24 : Tendence de  $S_{21}$  de filtre de référence à simple encoche (FR<sub>1</sub>) avec  $d'=0,80$  mm et filtre asymétrique avec  $d'=3,00$  mm

**b) Filtre à simple encoche avec  $d'=6,00$  mm et  $d=0,80$  mm**

La conception du filtre garde des caractéristiques similaires au filtre de référence à simple encoche (FR<sub>1</sub>). La seule modification est au niveau du paramètre « $d$ » avec ( $d'=6,00$  mm).

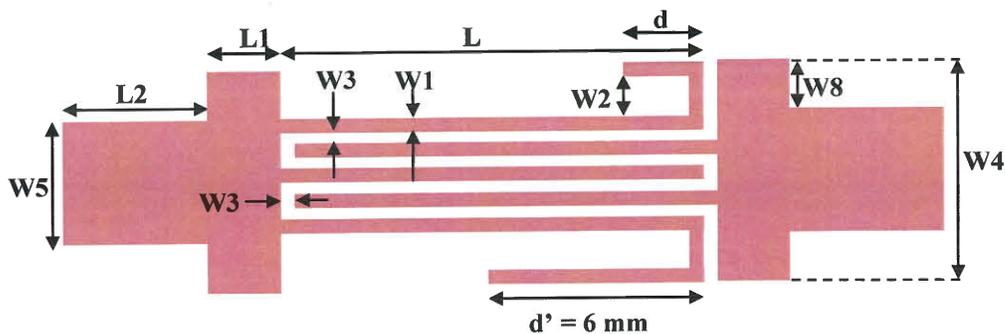


Figure 25 : Conception de filtre à simple encoche avec  $d'=6,00$  mm

La figure 26 présente la courbe de comparaison entre le filtre de référence à simple encoche ( $FR_1$ ) et le filtre à simple encoche après modification de la dernière encoche qui est devenue décalée. (Soit  $d'=6,00$  mm).

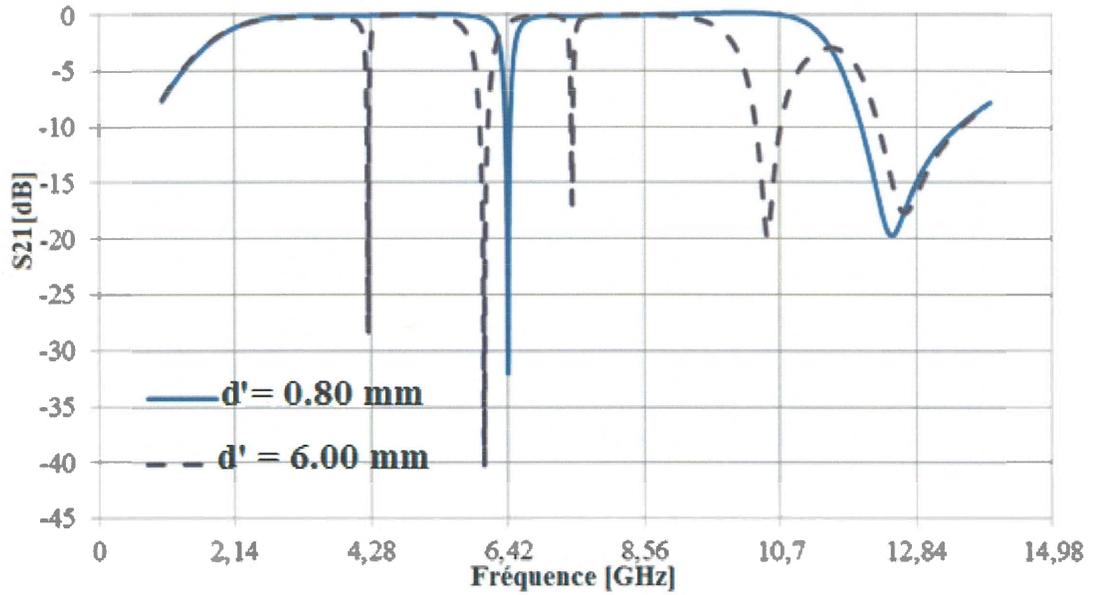


Figure 26 : Tendence de  $S_{21}$  du filtre de référence à simple encoche ( $FR_1$ ) avec  $d'=0,80$  mm et filtre asymétrique avec  $d'=6,00$  mm

### c) Filtre à simple encoche avec $d'=8,10$ mm et $d=0,80$ mm

La conception, montrée dans la figure 27 présente le filtre de référence à simple encoche ( $FR_1$ ) modifiée au niveau du paramètre « $d$ » de l'encoche inférieure avec  $d'=8,10$  mm.

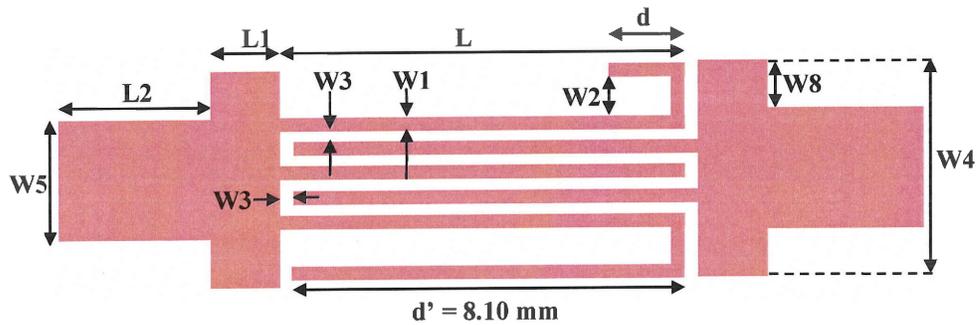


Figure 27 : Conception du filtre à simple encoche avec  $d'=8,10 \text{ mm}$

Pour voir l'influence de l'augmentation du paramètre « $d'$ », la figure 28 présente la tendance, au niveau des pertes d'insertions, entre le filtre de référence à simple encoche (FR<sub>1</sub>) (figure 16 avec  $d'=0,80 \text{ mm}$ ) et le filtre présenté à la figure 27 dont  $d'=8,10 \text{ mm}$ .

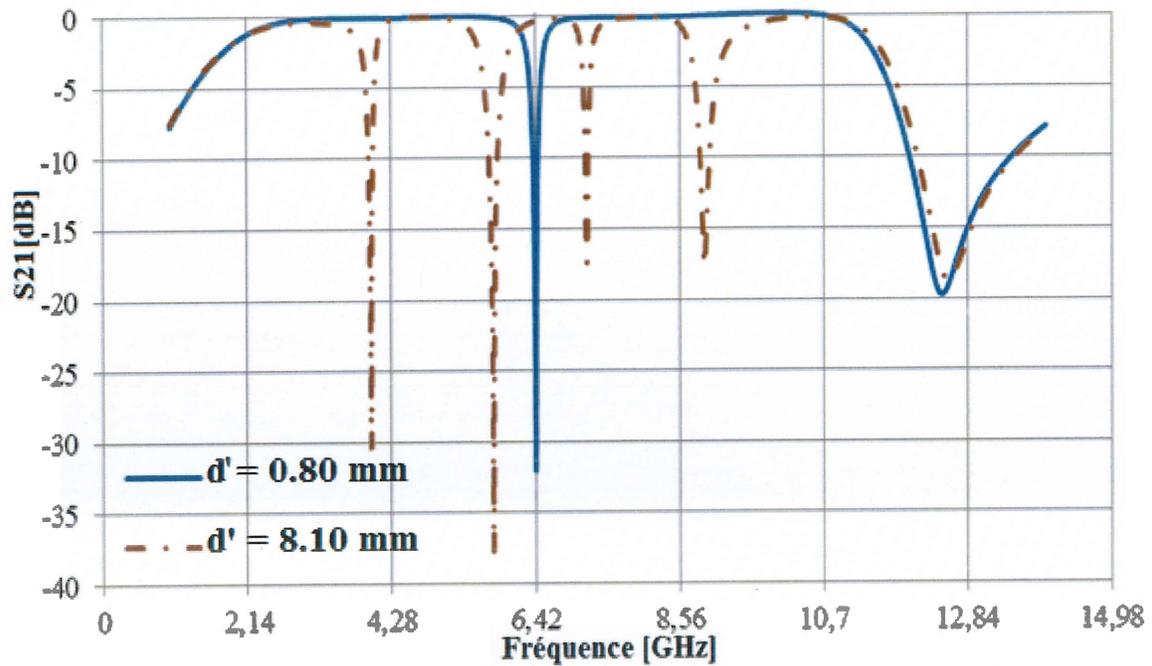


Figure 28 : Tendance de  $S_{21}$  du filtre de référence à simple encoche (FR<sub>1</sub>) avec  $d'=0,80 \text{ mm}$  et filtre à la figure 27 avec  $d'=8,10 \text{ mm}$

#### d) Simulations et résultats

La figure 29 présente la tendance lors de la variation de « $d$ ». Par la suite, nous comparons tous les résultats obtenus avec ceux du filtre de référence à simple encoche (FR<sub>1</sub>).

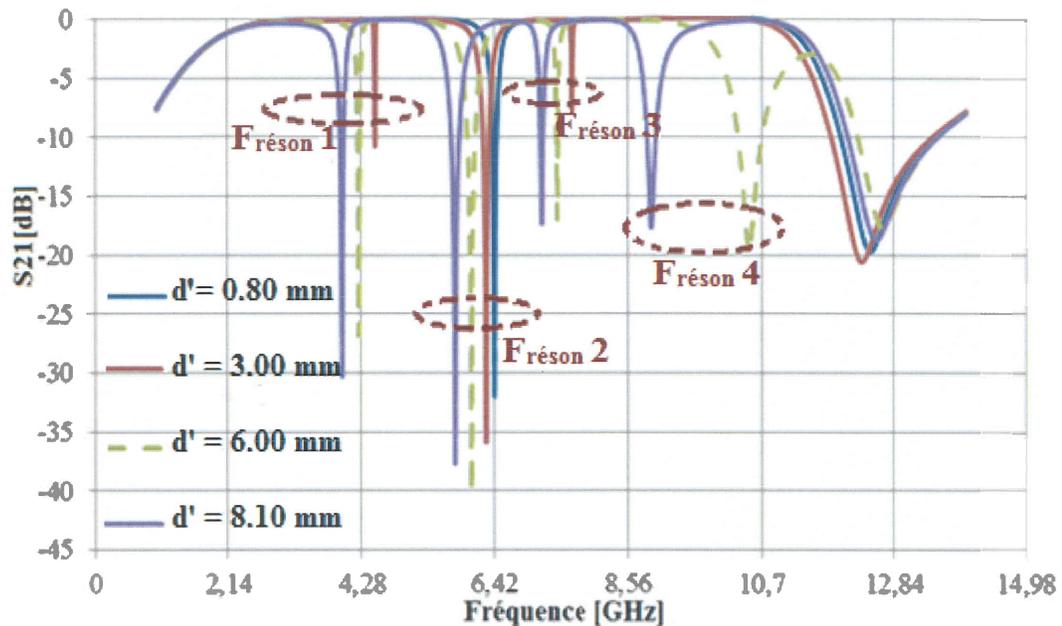


Figure 29 : Perte d'insertion des quatre versions de filtre pour différente valeur de « $d$ '»

#### e) Observations et analyses

Suivant les données de simulation du filtre de référence à simple encoche (FR<sub>1</sub>) et le filtre modifié au niveau de l'encoche inférieure ( $d' \geq d$ ), nous avons constaté l'apparition de quatre fréquences de résonances. Ces fréquences sont la conséquence de l'effet de couplage de deux bras de la même encoche. Le tableau 10 résume les résultats des simulations, faites à 10 MHz.

Tableau 10 : Comparaison des résultats de simulations en variant «d'» avec d= 0,80 mm

	<b>d'= 0,80 mm</b>	<b>d'= 3,00 mm</b>	<b>d'=6,00 mm</b>	<b>d'=8,10 mm</b>
<b>S<sub>21</sub> [dB] de la fréquence fondamentale</b>	-1,17	-1,13	-1,18	-1,17
<b>1ère F<sub>réson.</sub> [GHz]</b>	-	4,50	4,24	3,98
<b>2ème F<sub>réson.</sub> [GHz]</b>	6,42	6,28	6,05	5,79
<b>3ème F<sub>réson.</sub> [GHz]</b>	-	7,66	7,43	7,18
<b>4ème F<sub>réson.</sub> [GHz]</b>	-	-	10,50	8,93

#### **2.4.6 Comparaison entre résultats de filtre de référence à simple encoche (FR<sub>1</sub>) simulée à 1 MHz et filtre de référence à simple encoche (FR<sub>1</sub>) fabriquée**

Dans cette partie, nous devons faire une comparaison entre le filtre de référence à simple encoche (FR<sub>1</sub>) simulée à une résolution de fréquence de simulation = 1 MHz et le filtre de référence à simple encoche (FR<sub>1</sub>) fabriquée et mesurée.

L'objectif est de calculer le décalage entre la version fabriquée et la version simulée. Dans ce sens, nous devons traiter la différence entre deux fréquences de résonances de chacune des deux versions. Par conséquent, il est nécessaire de trouver une manière permettant de rapprocher les résultats de fabrication à la simulation. Finalement, nous devons identifier les paramètres, que nous pouvons ajuster afin de minimiser le décalage entre la fabrication et la simulation.

##### **a) Paramètres du filtre de référence à simple encoche (FR<sub>1</sub>) simulé**

Les différents paramètres du filtre de référence à simple encoche (FR<sub>1</sub>) sont déjà présentés dans le tableau 4. La conception du filtre de référence à simple encoche (FR<sub>1</sub>),

présentée dans la figure 30, est fabriquée en utilisant le substrat de la compagnie «*Rogers*» RT/duroid 5880 avec les caractéristiques suivantes :  $H=1,57$  mm,  $t = 35$   $\mu$ m,  $\epsilon_r = 2,2$ .

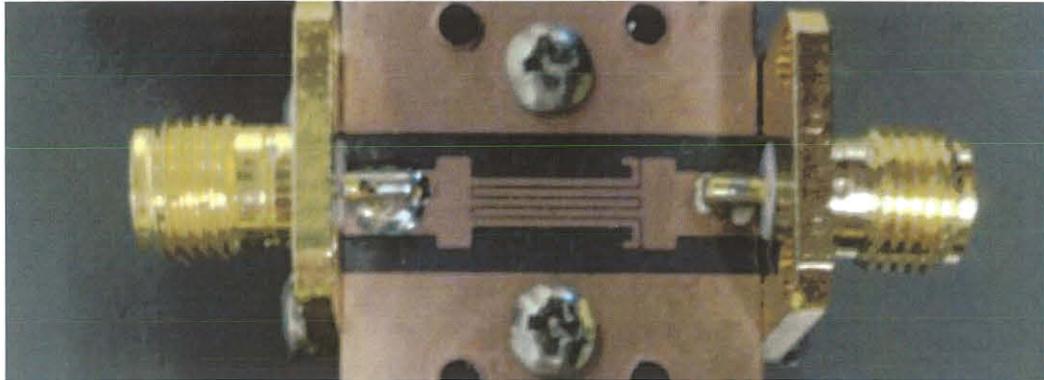


Figure 30 : Prototype du filtre de référence à simple encoche (FR<sub>1</sub>) après fabrication

### **b) Simulations et résultats**

Nous avons augmenté le nombre de mailles afin d'avoir des résultats plus précis. En outre, nous avons diminué la résolution de fréquence de simulation de 10 MHz à 1 MHz. Ci-dessus un récapitulatif concernant les caractéristiques de simulation :

- Intervalle de fréquence : 1-15 GHz
- Nombre de mailles : 300
- Résolution de fréquence de simulation : 1 MHz

Après simulation et fabrication, nous avons abouti au résultat, présenté dans la figure 31 qui représente une comparaison des deux résultats :

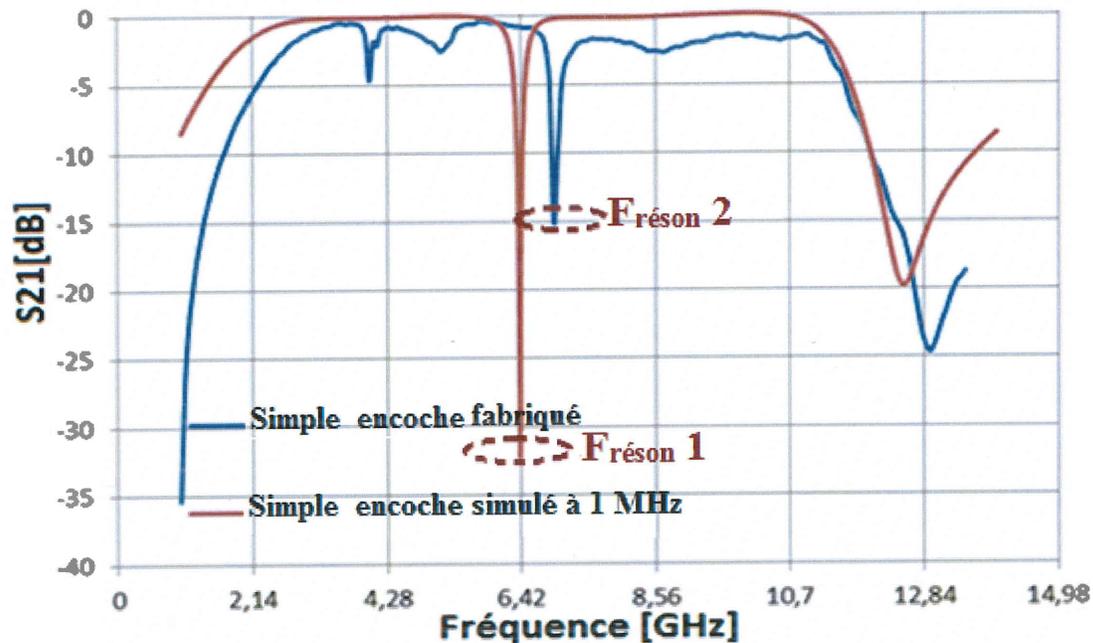


Figure 31 : Résultats de simulation et de fabrication pour un filtre à simple encoche

### c) Observations et analyses

Lors de la superposition des deux courbes sur un même graphique, nous avons remarqué qu'il y a un décalage. D'une part, ce décalage est au niveau de la fréquence de résonance des deux versions (version simulée et version fabriquée). D'autre part, il est au niveau des pertes d'insertion  $S_{21}$  des deux fréquences de résonances. De même, nous avons constaté une différence au niveau de la fréquence fondamentale ( $f = 2,14$  GHz). Par conséquent, pour rapprocher les résultats de fabrication à ceux de la simulation et minimiser ainsi le décalage, il faut modifier la longueur «L» du filtre de référence à simple encoche (FR<sub>1</sub>) simulée. En se basant sur les résultats trouvés dans la figure 32, nous pouvons affirmer que la variation du paramètre «L» influe sur le déplacement de la fréquence de résonance autour de 6,42 GHz. En plus, l'augmentation de ce paramètre influe sur la diminution des pertes au niveau de la fréquence fondamentale.

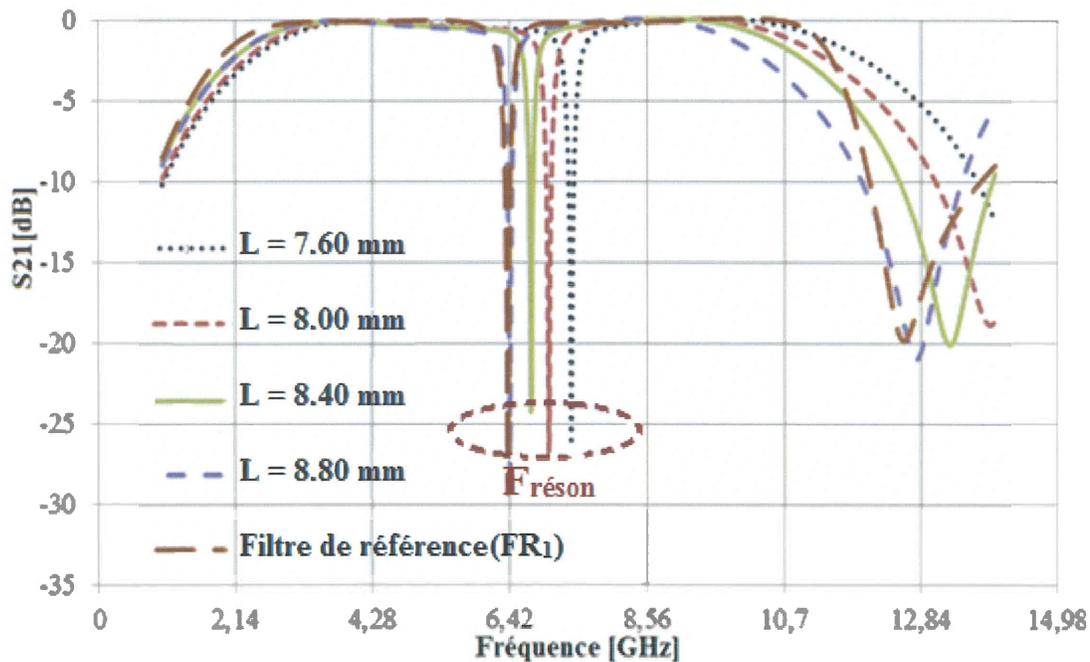


Figure 32 : Perte d'insertion pour différentes valeurs de «L»

Nous présentons dans le tableau 11 les valeurs des fréquences de résonance obtenues pour différentes valeurs de «L».

Tableau 11 : Tendance des fréquences de résonance en variant «L»

L[mm]	Fréquence de résonance [GHz]
7,60	7,38
8,00	7,03
8,40	6,75
8,80	6,42

Nos mesures sur l'analyseur de réseaux sont faites dans des conditions standards, qui sont différentes des conditions de simulation. Le tableau 12 comporte une comparaison entre les deux résultats (simulé et fabriqué).

Tableau 12 : Résultats de simulation et de fabrication du filtre à simple encoche

Paramètres	Valeurs	
	Filtre simulé	Filtre fabriqué
<b>S<sub>21</sub> [dB] de la fréquence fondamentale</b>	-1,46	-5,30
	6,39	
<b>1ère Fréson. Filtre simulé [GHz]</b>	6,39	
<b>1ère Fréson. Filtre fabriqué [GHz]</b>	6,93	

D'après ces résultats, nous pouvons confirmer que pour avoir une valeur mesurée de la fréquence de résonance autour de 6,42 GHz, il faut augmenter «L» dans le prototype. Étant donné que «L» est égal à (8,40 mm) pour la version simulée, il faut choisir «L» autour de (9,00 mm et 9,20 mm) pour le prototype expérimental.

#### 2.4.7 Comparaison des résultats de fabrication entre filtre de référence à simple encoche (L=8,40 mm) et filtre à simple encoche fabriqués (L=8,80 mm)

Le but dans la section 2.4.7 est de comparer deux versions de filtres à simples encoches fabriquées (pour deux valeurs de «L» : soit L = 8,40 mm et L = 8,80 mm). Pour valider nos analyses avec les versions de filtres fabriquées, nous avons démontré l'influence de la variation de «L» avec les fréquences de résonances.

##### a) Paramètre du filtre de référence à simple encoche (FR<sub>1</sub>)

Dans cette section, nous allons comparer les résultats du filtre fabriqué et de filtre de référence à simple encoche (FR<sub>1</sub>) simulée. En conséquence, une série des filtres à simples encoches est fabriquée en utilisant le substrat du fabricant «Rogers» RT/duroid 5880 avec les caractéristiques suivantes : H=1,57 mm, t = 35 um,  $\epsilon_r = 2,2$ . Un exemple des filtres fabriqués est présenté dans la figure 33 ci-dessous.

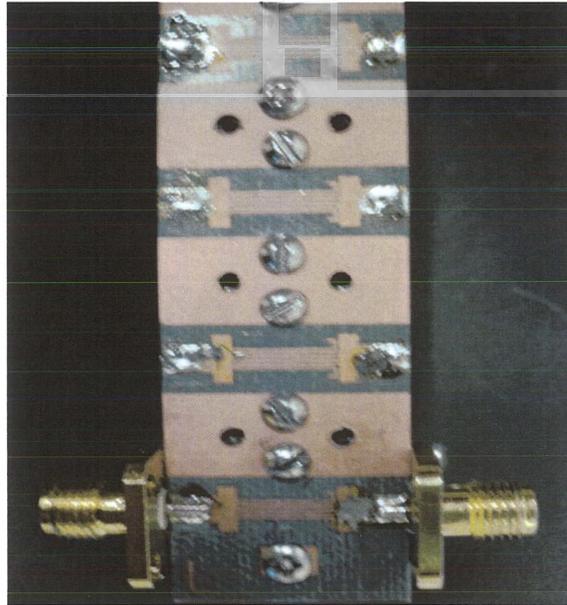


Figure 33 : Série de filtres fabriqués en variant le paramètre «L»

**b) Comparaison entre filtres de référence à simple encoche fabriquée (FR<sub>1</sub>) avec (L=8,40 mm) et filtre à simple encoche fabriqué avec (L = 8,80 mm)**

La courbe, présentée dans la figure 35, montre la comparaison entre les deux versions de filtre fabriqué, soient le filtre de référence à simple encoche (FR<sub>1</sub>) avec L=8,40 mm et filtre à simple encoche avec L=8,80 mm. La variation de la longueur «L» est la cause du décalage entre les deux fréquences de résonances. Cela nous confirme les résultats trouvés précédemment par la simulation.

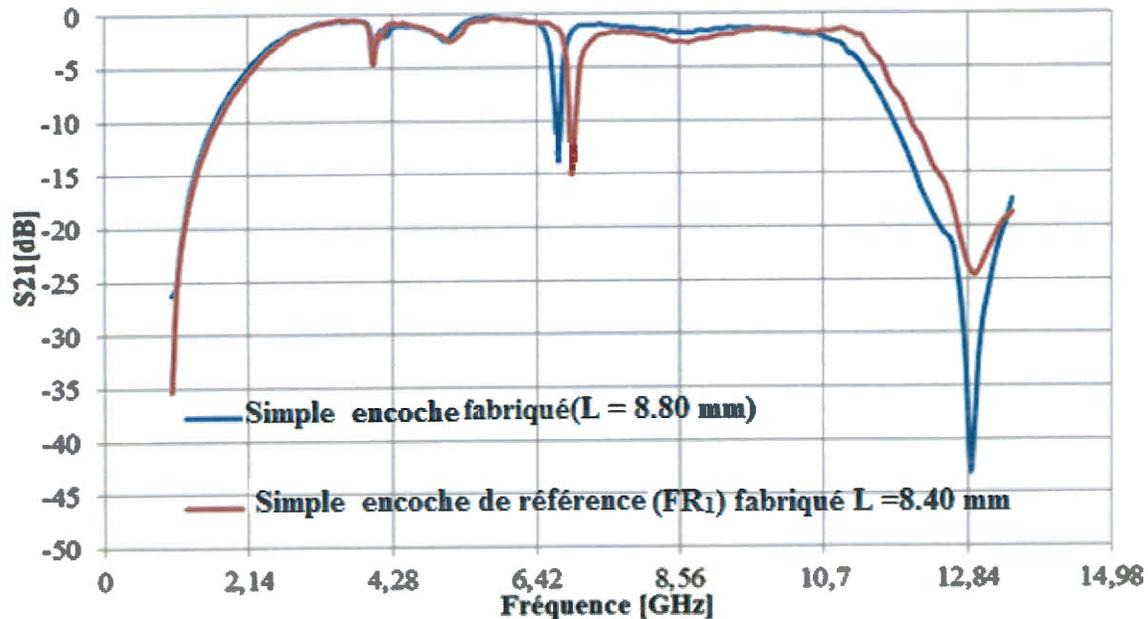


Figure 34 : Perte d'insertion de filtre de référence à simple encoche (FR<sub>1</sub>) fabriquée avec (L=8,40 mm) et filtre à simple encoche fabriqué avec (L=8,80 mm)

### c) Observations et analyses

D'après la démarche que nous avons déjà entamée, nous pouvons confirmer que pour déplacer la fréquence de résonance de filtre fabriqué vers 6,42 GHz, il faut augmenter le paramètre «L». De plus, l'augmentation de ce paramètre influe sur la diminution des pertes au niveau de la fréquence fondamentale. D'après la figure 35, nous pouvons remarquer que la fréquence de résonance se déplace vers la fréquence désirée ( $f = 6,42$  GHz). Le tableau 13 montre le déplacement de fréquence de résonance entre les deux versions du filtre.

Tableau 13 : Valeurs de fréquences de résonances en variant «L»

<b>Valeur de L [mm]</b>	<b>Fréquence de Résonance [GHz]</b>
<b>L = 8,40</b>	6,93
<b>L = 8,80</b>	6,75

On résume dans le tableau 14 ci-dessous les pertes d'insertion au niveau de la fréquence fondamentale (2,14 GHz), pour les deux versions de filtres fabriqués.

Tableau 14 : Valeurs de  $S_{21}$  à la fréquence fondamentale de deux versions de filtre fabriqué

<b>Filtres fabriqués</b>	<b><math>S_{21}</math> [dB] au niveau de la fréquence fondamentale</b>
<b>L= 8,40 mm</b>	-5,30
<b>L= 8,80 mm</b>	-4,80

## 2.5 FILTRE À DOUBLE ENCOCHE

Dans la partie 2.3, nous avons prouvé que l'ajout des lignes couplées influe directement sur la réponse du filtre. Le filtre avec sept lignes couplées nous donne deux fréquences de résonances. Par conséquent, nous proposons une nouvelle structure de filtre nommé filtre à double encoche. Ce dernier est formé à partir du prototype de référence du filtre à simple encoche ( $FR_1$ ), présenté dans la section (2.4), tout en ajoutant deux autres encoches parallèles aux deux encoches de départ. Le filtre proposé permet de supprimer les deux harmoniques indésirables d'une fréquence fondamentale égale à 2,14 GHz. Le 3ème harmonique est déjà supprimé par le filtre à simple encoche au niveau de 6,42 GHz de même que le 5ème harmonique (10,7 GHz). Tout au long de la section 2.5 on a utilisé le substrat de la compagnie «Rogers» RT/duroid 5880 avec les caractéristiques suivantes :  $H=1,57$  mm,  $t = 35$  um,  $\epsilon_r = 2,2$ .

### 2.5.1 Présentation du filtre de référence coupe-bande à double encoche ( $FR_2$ )

La figure 36 montre la structure de filtre de référence coupe-bande à double encoche proposé nommé par ( $FR_2$ ). Ce filtre présente réellement la conception de la structure nominale de filtre à simple encoche ( $FR_1$ ) en ajoutant deux encoches, un en haut et l'autre en bas.

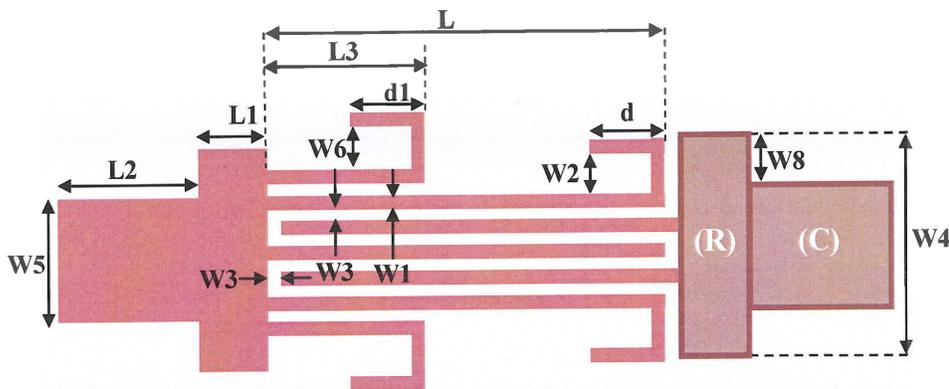


Figure 35 : Prototype de filtre de référence à double encoche ( $FR_2$ ) proposé

Le tableau 15 présente tous les paramètres du filtre de référence à double encoche (FR<sub>2</sub>) présenté dans la figure 36.

Tableau 15 : Paramètres de filtre de référence à double encoche (FR<sub>2</sub>)

<b>Paramètres</b>	<b>Description</b>	<b>Valeurs [mm]</b>
<b>L</b>	Longueur de ligne	8,40
<b>L1</b>	Longueur de («Stub» R)	1,58
<b>L2</b>	Longueur de («Stub» C)	4,08
<b>L3</b>	Longueur de ligne de l'encoche	3,80
<b>d</b>	Longueur de l'encoche simple	0,80
<b>d1</b>	Longueur de l'encoche double	1,70
<b>W1</b>	Largeur de ligne	0,30
<b>W2</b>	Largeur de l'encoche	0,65
<b>W3</b>	Espace entre les lignes	0,15
<b>W4</b>	Largeur de («Stub» R)	4,00
<b>W5</b>	Largeur de («Stub» C)	2,80
<b>W6</b>	Largeur de l'encoche double	0,65
<b>W8</b>	Position de («Stub» C) par rapport au («Stub» R)	0,60

### 2.5.2 Tendances et comparaison entre filtre de référence à double encoche (FR<sub>2</sub>) et filtre à double encoche avec 2<sup>ème</sup> encoche inversé

Nous avons fait une comparaison entre le filtre de référence à double encoche (FR<sub>2</sub>) avec le même type de filtre dont le paramètre «d1» garde la même valeur avec  $d1 = 0,80$  mm, en inversant le sens de la 2<sup>ème</sup> encoche (voir figure 37). Par conséquent, nous pouvons voir l'influence du changement de la direction de l'encoche. De plus, nous pouvons voir la tendance entre les deux résultats lors de la simulation «*Momentum*» des deux versions.

#### a) Présentation du filtre à double encoche avec 2<sup>ème</sup> encoche inversé

Le filtre à double encoche avec 2<sup>ème</sup> encoche inversé garde exactement les paramètres du filtre de référence à double encoche (FR<sub>2</sub>) (voir tableau 15). Néanmoins, le seul changement est au niveau du sens de la 2<sup>ème</sup> encoche (sens inverse). La figure 37 présente la conception du filtre à double encoche avec une 2<sup>ème</sup> encoche inversé.

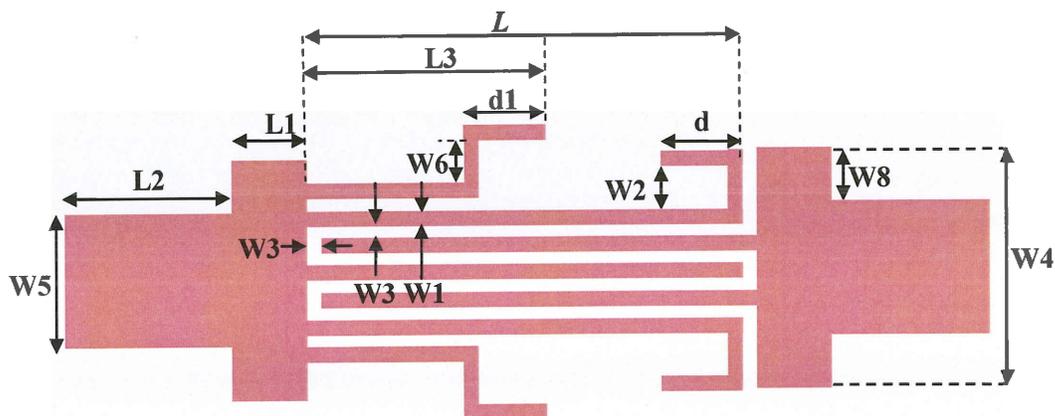


Figure 36 : Conception du filtre avec 2<sup>ème</sup> encoche inversé

Le tableau 16 affiche les paramètres du filtre à double encoche avec 2ème encoche inversé.

Tableau 16 : Paramètres de filtre à double encoche avec 2ème encoche inversé

<b>Paramètres</b>	<b>Valeurs [mm]</b>
<b>L</b>	8,40
<b>L1</b>	1,58
<b>L2</b>	4,08
<b>L3</b>	5,20
<b>d</b>	0,80
<b>d1</b>	1,70
<b>W1</b>	0,30
<b>W2</b>	0,65
<b>W3</b>	0,15
<b>W4</b>	4,00
<b>W5</b>	2,80
<b>W6</b>	0,65
<b>W8</b>	0,60

## b) Simulations et résultats

Une série de simulations est faite sur «*Momentum*» d'ADS, en utilisant le substrat de «Rogers» RT/duroid 5880 avec les caractéristiques suivantes :  $H=1,57$  mm,  $t = 35$   $\mu$ m,  $\epsilon_r = 2,2$ . Pour comparer les réponses des deux filtres (figures 36 et 37), les simulations sont faites dans l'environnement suivant :

- Intervalle de fréquence : 1-15 GHz
- Nombre de mailles : 300
- Résolution de fréquence de simulation : 5 MHz

Après le repérage de la tendance de deux filtres, tout en se basant sur les caractéristiques citées précédemment, nous obtenons les résultats de simulation de deux versions dans la figure 38.

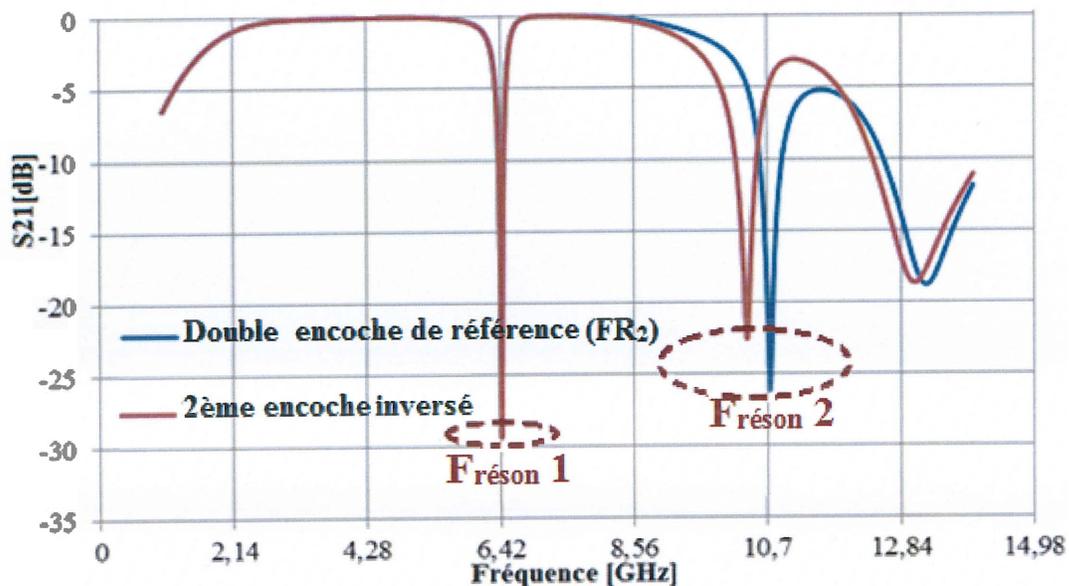


Figure 37 : Perte d'insertion du filtre de référence à double encoche ( $FR_2$ ) et celle du filtre à double encoche avec 2ème encoche inversé

### c) Observations et analyses

En observant les résultats de simulations de deux versions de filtres présentées dans la figure 38, nous pouvons constater que suite aux modifications effectuées, nous avons pu déplacer la 2ème fréquence de résonance. Cependant, aucune influence n'est remarquée sur la première fréquence de résonance et sur le 3ème harmonique (6,42 GHz). De même, et comme il est mentionné dans le tableau 17, le filtre avec une 2ème encoche inversée ne donne que (-5,28 dB) en termes de  $S_{21}$ , au niveau du 5ème harmonique (10,70 GHz). Les deux tableaux suivants résument les résultats des simulations faites (avec une résolution de fréquence de simulation égale à 5 MHz).

Tableau 17 : Pertes d'insertions au niveau des harmoniques

	Filtre de référence à double encoche (FR <sub>2</sub> )	Filtre avec 2ème encoche inversé
<b>S<sub>21</sub> [dB] de la Fréquence fondamentale</b>	-0,86	-0,87
<b>S<sub>21</sub> [dB] au niveau du 3ème harmonique</b>	-28,81	-29,26
<b>S<sub>21</sub> [dB] au niveau du 5ème harmonique</b>	-19,34	-5,28

Tableau 18 : Valeurs de  $S_{21}$  au niveau des fréquences de résonance

	S <sub>21</sub> [dB] de Filtre de référence à double encoche (FR <sub>2</sub> )	S <sub>21</sub> [dB] de Filtre avec 2ème encoche inversé
<b>1ère F<sub>réson.</sub></b>	-29,23	-29,26
<b>2ème F<sub>réson.</sub></b>	-26,15	-22,55

### 2.5.3 Comparaison entre filtres de référence à double encoche (FR<sub>2</sub>) et filtre à double encoche sans 2ème encoche

Dans cette partie, nous devons faire une comparaison entre le filtre de référence à double encoche (FR<sub>2</sub>) et le filtre à double encoche avec changement de structure de la 2ème encoche (sans la 2ème encoche montrée dans la figure 39). Nous devons aussi étudier la tendance des deux résultats lors de la simulation «*Momentum*» des deux versions de filtres.

#### a) Présentation de filtre à double encoche sans 2ème encoche

La figure 39 présente le prototype du filtre à double encoche sans 2ème encoche. Ces paramètres sont identiques que ceux du filtre de référence à double encoche (FR<sub>2</sub>), qui sont présentés dans le tableau 15, avec une seule altération au niveau de 2ème encoche, sous forme d'une ligne couplée interdigitée sans pli avec une longueur ( $L_3 = 6,13$  mm).

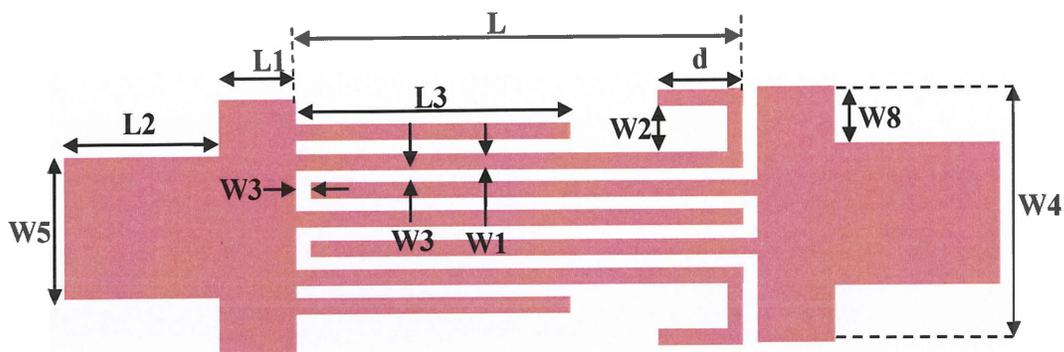


Figure 38 : Conception de filtre à double encoche sans 2ème encoche

Tous les paramètres du filtre à double encoche sans 2ème encoche sont présentés dans le tableau 19.

Tableau 19 : Paramètres de filtre à double encoche sans 2ème encoche

<b>Paramètres</b>	<b>Valeurs [mm]</b>
<b>L</b>	8,40
<b>L1</b>	1,58
<b>L2</b>	4,08
<b>L3</b>	6,13
<b>d</b>	0,80
<b>W1</b>	0,30
<b>W2</b>	0,65
<b>W3</b>	0,15
<b>W4</b>	4,00
<b>W5</b>	2,80
<b>W8</b>	0,60

### **b) Simulations et résultats**

Nous avons utilisé le même substrat déjà présenté dans la section 2.5.2. Suite aux simulations des deux versions de filtres, la figure 40 nous permet d'observer la tendance des deux résultats de simulations.

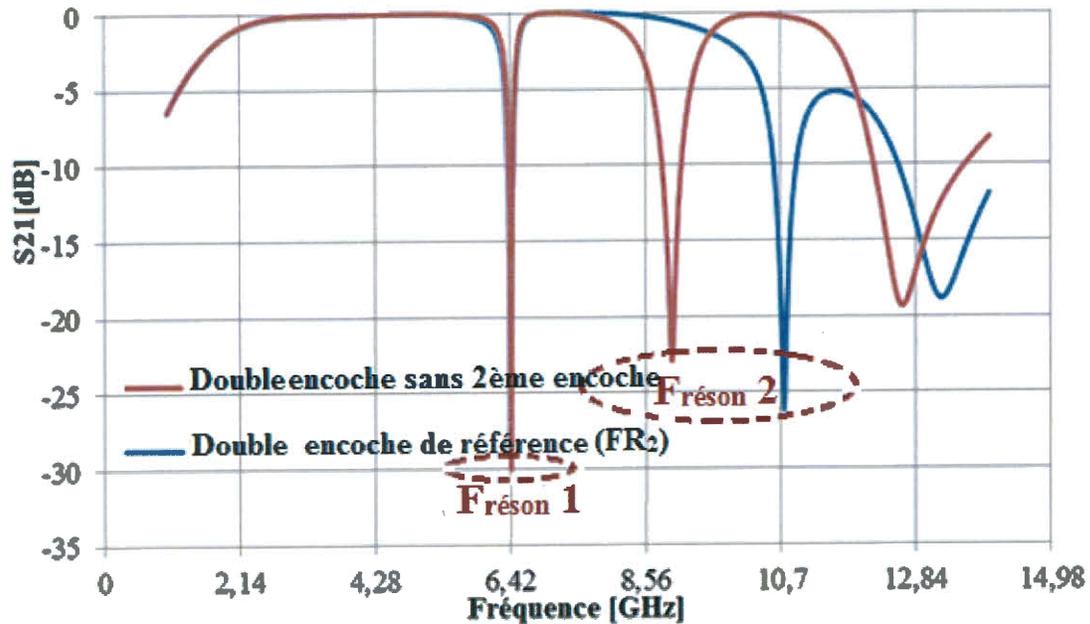


Figure 39 : Tendence entre filtre de référence à double encoche (FR<sub>2</sub>) et filtre à double encoche sans 2ème encoche

### c) Observations et analyses

Dans cette section, nous observons les résultats de simulations des deux versions de filtres. Pour le deuxième filtre (figure 39), nous avons seulement changé la 2ème encoche. De plus, nous pouvons constater que lors de cette modification, nous avons déplacé la 2ème fréquence de résonance, mais aucun changement de la première fréquence de résonance. Le tableau 20 suivant résume les résultats quantitatifs en termes de perte d'insertion au niveau des fréquences de résonances trouvées.

Tableau 20 : Valeurs des pertes d'insertions au niveau des fréquences de résonance

	<b>S<sub>21</sub> [dB] du filtre de référence à double encoche (FR<sub>2</sub>)</b>	<b>S<sub>21</sub> [dB] du filtre à double encoche sans 2ème encoche</b>
<b>1ère F<sub>réson.</sub></b>	-29,23	-30,01
<b>2ème F<sub>réson.</sub></b>	-26,15	-22,88

#### **2.5.4 Comparaison entre filtre de référence à double encoche (FR<sub>2</sub>) et filtre à double encoche asymétrique**

Nous comparons le filtre de référence à double encoche (FR<sub>2</sub>) avec le filtre qui comporte les deux encoches en bas asymétrique (voir figure 41). Nous devons voir la tendance lors de simulation «*Momentum*» des deux versions de filtre, avec une résolution de fréquence de simulation égale à 5 MHz.

##### **a) Filtre à double encoche asymétrique**

Dans cette partie nous avons modifié la longueur des deux encoches en bas du filtre à double encoche. La figure 41 présente la conception du filtre à double encoche, avec les deux encoches en bas asymétriques par rapport aux deux encoches en haut, avec : (d<sub>4</sub>= 3,00 mm) au lieu de (0,80 mm) et (d<sub>3</sub> = 2,70 mm) au lieu de (1,70 mm).

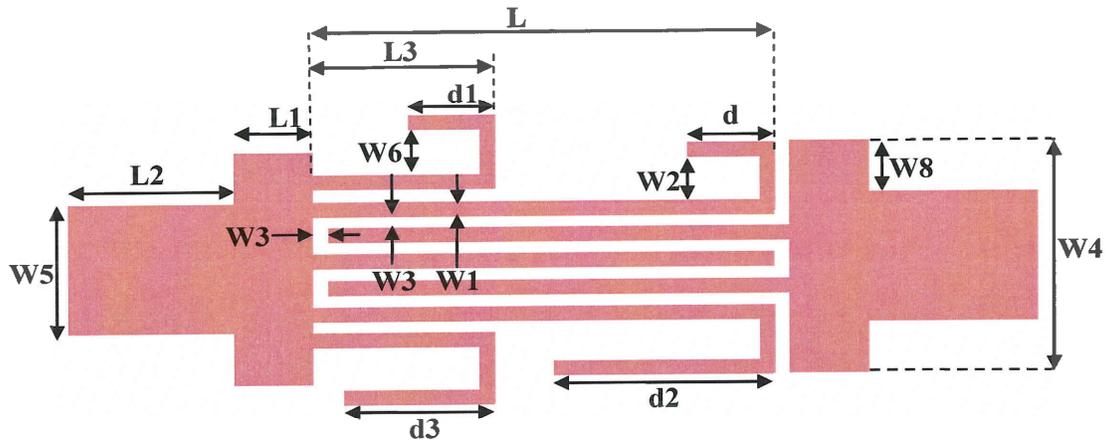


Figure 40 : Conception de filtre à double encoche asymétrique

Avant de passer à la simulation de circuit proposée dans la figure 41, le tableau 22 synthétise tous les paramètres de la conception de filtre présenté :

Tableau 21 : Paramètres de filtre à double encoche asymétrique

<b>Paramètres</b>	<b>Valeurs [mm]</b>
<b>L</b>	8,40
<b>L1</b>	1,58
<b>L2</b>	4,08
<b>L3</b>	3,80
<b>d</b>	0,80
<b>d1</b>	1,70
<b>d2</b>	3,00
<b>d3</b>	2,70
<b>W1</b>	0,30
<b>W2</b>	0,65
<b>W3</b>	0,15
<b>W4</b>	4,00
<b>W5</b>	2,80
<b>W6</b>	0,65
<b>W8</b>	0,60

### b) Simulations et résultats

La figure 42 présente les courbes comparatives et la tendance entre les deux versions de filtres en utilisant le substrat de «Rogers» RT/duroid 5880, dont les caractéristiques sont les suivantes :  $H=1,57$  mm,  $t = 35$   $\mu\text{m}$ ,  $\epsilon_r = 2,2$  ; avec des paramètres de simulations semblables à celle qui a été utilisée dans les sections antérieures.

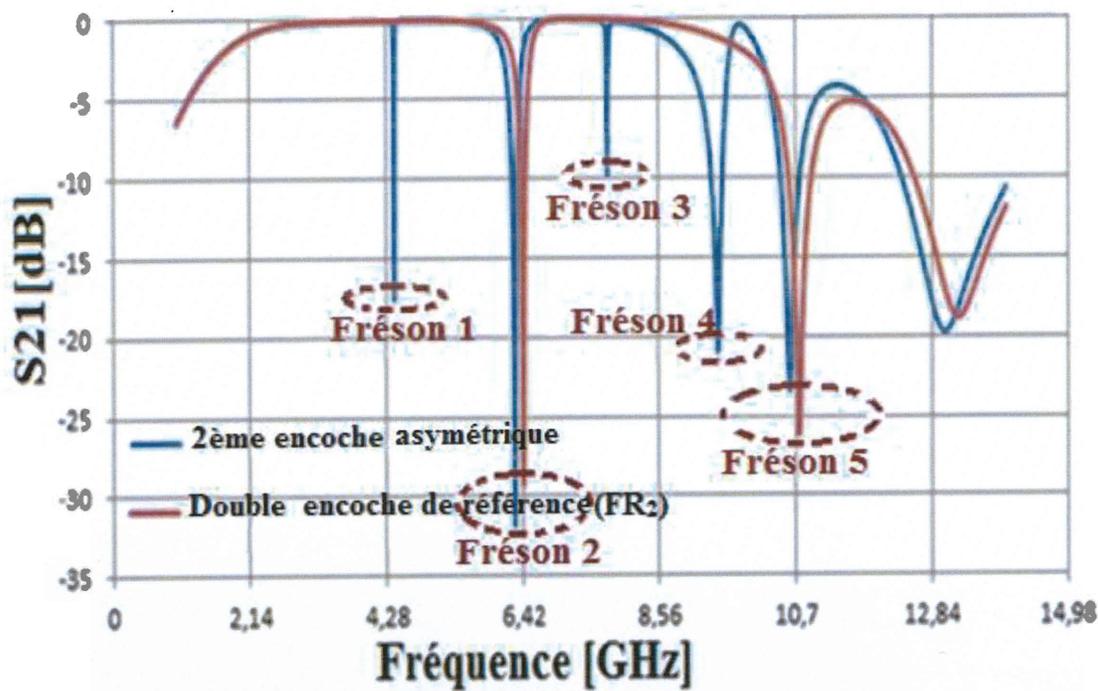


Figure 41 : Pertes d'insertion du filtre de référence à double encoche (FR<sub>2</sub>) et du filtre à double encoche asymétrique

### c) Observations et analyses

Lors de la simulation du filtre de référence à double encoche (FR<sub>2</sub>) et le filtre à double encoche asymétrique, nous avons constaté l'apparition de trois fréquences de résonances suite à cette modification. Le tableau 22 résume l'état de variation des fréquences de résonances lors de la simulation du filtre à double encoche asymétrique.

Tableau 22 : Perte d'insertion  $S_{21}$  au niveau des fréquences de résonances

	<b>Filtre de référence à double encoche (FR<sub>2</sub>)</b>	<b>Filtre à double encoche asymétrique</b>
<b>S<sub>21</sub> [dB] de la Fréquence fondamentale</b>	-0,86	-0,87
<b>1ère Fréson. [GHz]</b>		4,40
<b>2ème Fréson. [GHz]</b>	6,42	6,29
<b>3ème Fréson. [GHz]</b>		7,75
<b>4ème Fréson. [GHz]</b>		9,36
<b>5ème Fréson. [GHz]</b>	10,75	10,60

## 2.6 FILTRE À TRIPLE ENCOCHE

Dans la partie 2.5, nous avons traité le cas de filtre à double encoche, dans le but d'éliminer le 3ème et le 5ème harmonique d'une fréquence fondamentale égale à 2.14 GHz. En suivant un principe semblable, nous avons conçu un filtre à trois lignes couplées interdigitées. Ce dernier sert à supprimer trois harmoniques à partir de la fréquence fondamentale ( $f = 2,14$  GHz). Donc, le filtre à triple encoche garde le même rôle que le filtre à double encoche, en ajustant le 3ème et le 5ème harmoniques. En plus, il élimine le 7ème harmonique ( $f = 14,98$  GHz). Pour toutes les simulations du filtre à triple encoche (Section 2.6), on a utilisé le substrat de «Rogers» RT/duroid 5880, dont les caractéristiques sont les suivantes :  $H = 1,57$  mm,  $t = 17$   $\mu$ m,  $\epsilon_r = 2,2$ .

### 2.6.1 Présentation du filtre de référence coupe-bande à triple encoche (FR<sub>3</sub>)

La figure 43 présente la conception proposée de filtre de référence coupe-bande à triple encoche proposée sous le nom de (FR<sub>3</sub>), avec ces différents paramètres.

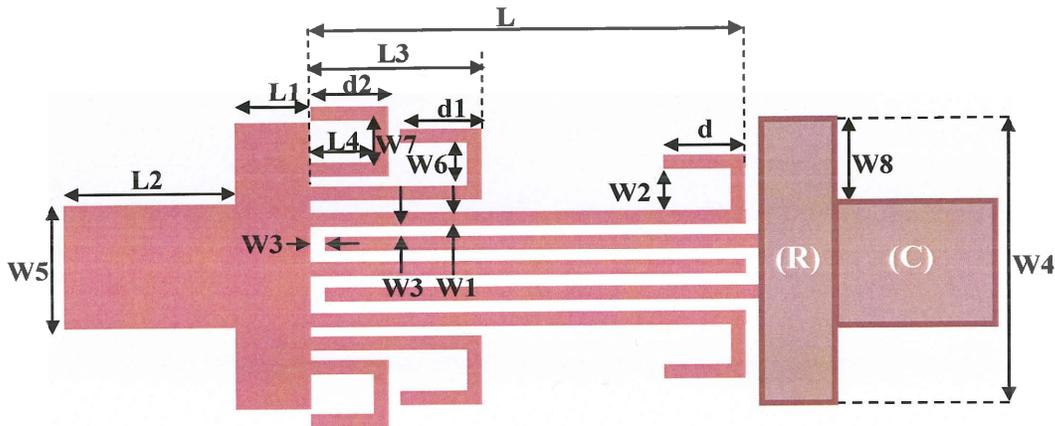


Figure 42 : Conception du filtre de référence à triple encoche (FR<sub>3</sub>) proposée

Le tableau 23 résume les paramètres de filtre de référence à triple encoche (FR<sub>3</sub>) proposé dans la figure 43.

Tableau 23 : Paramètres du filtre de référence à triple encoche (FR<sub>3</sub>)

<b>Paramètres</b>	<b>Description</b>	<b>Valeurs [mm]</b>
<b>L4</b>	Longueur de ligne de la triple encoche	1,90
<b>L3</b>	Longueur de ligne de l'encoche double	3,80
<b>L</b>	Longueur de ligne	8,40
<b>L1</b>	Longueur de («Stub» R)	1,58
<b>L2</b>	Longueur de («Stub» C)	4,08
<b>d2</b>	Longueur de la triple encoche	1,90
<b>d1</b>	Longueur de l'encoche double	1,70
<b>d</b>	Longueur de l'encoche simple	0,80
<b>W1</b>	Largeur de ligne	0,30
<b>W7</b>	Largeur de la triple encoche	0,65
<b>W3</b>	Espace entre les lignes	0,15
<b>W6</b>	Largeur de l'encoche double	0,65
<b>W2</b>	Largeur de l'encoche simple	0,65
<b>W4</b>	Largeur de («Stub» R)	4,90
<b>W5</b>	Largeur de («Stub» C)	2,80
<b>W8</b>	Position («Stub» C) par rapport au («Stub» R)	1,05

## 2.6.2 Analyse comparative entre filtre de référence à triple encoche (FR<sub>3</sub>) et filtre à triple encoche avec 2ème et 3ème encoches modifiées

### a) Objectif général

L'objectif dans la section 2.6.2 est de modifier l'allure des deux encoches du filtre à triple encoche, tous les projets modifiés. Cette expérience permet de les comparer avec le projet de référence. Nous pouvons alors, observer la tendance lors de la modification des encoches. Nous utiliserons une résolution de fréquence de simulation égale à 10 MHz, pour chaque simulation, tout en gardant la même longueur totale d'encoche  $L_{total}$  pour les encoches modifiées, telles que définies ci-dessous :

- 2ème encoche :  $L_{total-2ème} = L_3 + W_6 + d_1$
- 3ème encoche :  $L_{total-3ème} = L_4 + W_7 + d_2$

### b) Filtre à triple encoche avec 2ème et 3ème encoches modifiées

La figure 44 représente la conception de filtre à triple encoche dont les structures des 2ème et 3ème encoches sont modifiées.

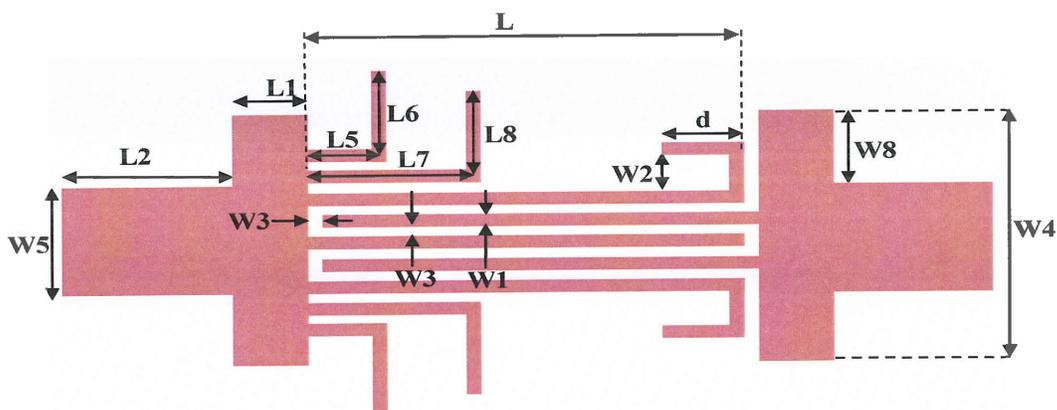


Figure 43 : Conception de filtre à triple encoche avec 2ème et 3ème encoches modifiées

La conception présentée dans la figure 44, garde exactement les paramètres de filtre de référence à triple encoche (FR<sub>3</sub>), sauf les seules modifications réalisées au niveau des 2ème et 3ème encoches, en gardant la même longueur de  $L_{total-2ème}$  et  $L_{total-3ème}$ . Les paramètres modifiés au niveau des 2èmes et 3èmes encoches sont présentés dans le tableau 24.

Tableau 24 : Paramètres de filtre à triple encoche à 2ème et 3ème encoches modifiées

<b>Paramètres</b>	<b>Valeurs [mm]</b>
<b>L</b>	8,40
<b>L1</b>	1,58
<b>L2</b>	4,08
<b>L5</b>	1,75
<b>L6</b>	2,97
<b>L7</b>	3,65
<b>L8</b>	2,79
<b>d</b>	0,80
<b>W1</b>	0,30
<b>W3</b>	0,15
<b>W2</b>	0,65
<b>W4</b>	4,90
<b>W5</b>	2,80
<b>W8</b>	1,05

### c) Filtre à triple encoche sans 2ème et 3ème encoche

Dans cette partie, nous avons changé la structure du filtre à triple encoche en enlevant la 2ème et la 3ème encoche, en gardant ainsi juste la première encoche, comme présentée dans la figure 45:

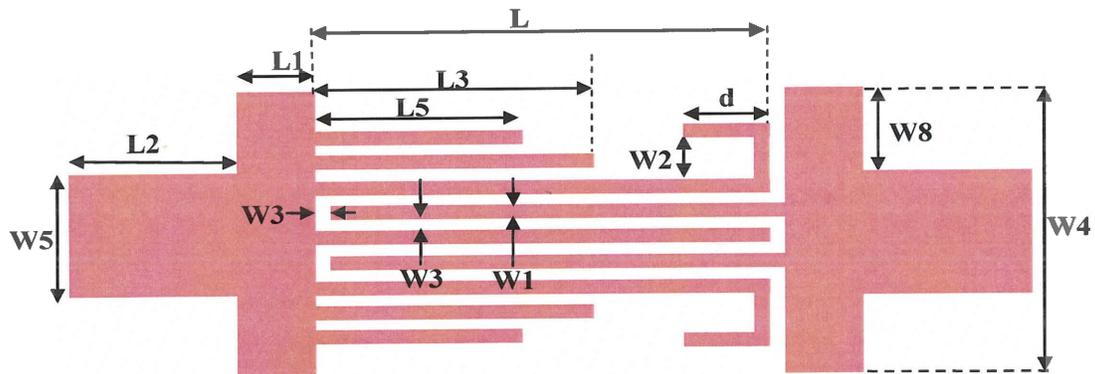


Figure 44 : Conception de filtre à triple encoche sans 2ème et 3ème encoches

La conception du filtre présenté dans la figure 45 garde toujours les paramètres de la structure de filtre ( $FR_3$ ). Les seules modifications se présentent au niveau de 2ème et 3ème encoches, en enlevant les quatre encoches, en gardant la même longueur de  $L_{total-2ème}$  et  $L_{total-3ème}$ . Le tableau 25 résume les paramètres modifiés.

Tableau 25 : Paramètres du filtre à triple encoche sans 2ème et 3ème encoches

Paramètres	Valeurs [mm]
L3	6,38
L	8,40
L1	1,58
L2	4,08
L5	4,42
d	0,80
W1	0,30
W3	0,15
W2	0,65
W4	4,90
W5	2,80
W8	1,05

**d) Filtre à triple encoche avec 2ème encoche modifiée**

La figure 46 présente la conception du filtre à triple encoche, dont la 2ème encoche est modifiée, en gardant une structure similaire pour les 1ère et 3ème encoches du filtre (FR<sub>3</sub>).

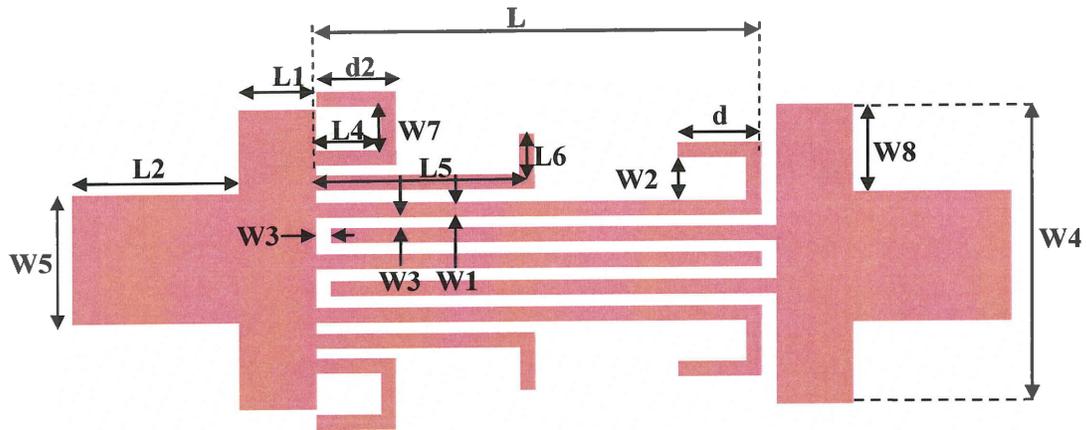


Figure 45 : Conception de filtre à triple encoche avec 2ème encoche modifiée

Le tableau 26 présente les dimensions du filtre à triple encoche avec la 2ème encoche modifiée. Nous considérons que la somme des longueurs « $L_5$ » et « $L_6$ » est égale à la longueur totale de l'encoche. Par conséquent, elle garde toujours une longueur totale égale à  $(L_{\text{total-2ème}})$ , peu importe la modification de la forme de l'encoche.

Tableau 26 : Paramètres de filtre à triple encoche avec 2ème encoche modifiée

<b>Paramètres</b>	<b>Valeurs [mm]</b>
<b>L</b>	8,40
<b>L1</b>	1,58
<b>L2</b>	4,08
<b>L4</b>	1,90
<b>L5</b>	4,66
<b>L6</b>	1,78
<b>d</b>	0,80
<b>d2</b>	1,90
<b>W1</b>	0,30
<b>W2</b>	0,16
<b>W3</b>	0,15
<b>W4</b>	4,90
<b>W5</b>	2,80
<b>W7</b>	0,65
<b>W8</b>	1,05



Tableau 27 : Paramètres du filtre à triple encoche avec 2ème encoche plus longue

<b>Paramètres</b>	<b>Valeurs [mm]</b>
<b>L</b>	8,40
<b>L1</b>	1,58
<b>L2</b>	4,08
<b>L3</b>	4,66
<b>L4</b>	1,90
<b>d</b>	0,80
<b>d1</b>	0,70
<b>d2</b>	1,90
<b>W1</b>	0,30
<b>W2</b>	0,65
<b>W3</b>	0,15
<b>W4</b>	4,90
<b>W5</b>	2,80
<b>W6</b>	0,65
<b>W7</b>	0,65
<b>W8</b>	1,05



Tableau 28 : Paramètres du filtre à triple encoche avec 3ème encoche plus longue et 2ème encoche modifiée

<b>Paramètres</b>	<b>Valeurs [mm]</b>
<b>L3</b>	2,75
<b>L</b>	8,40
<b>L1</b>	1,58
<b>L2</b>	4,08
<b>L5</b>	4,66
<b>L6</b>	1,78
<b>d</b>	0,90
<b>d2</b>	0,80
<b>W1</b>	0,30
<b>W7</b>	0,65
<b>W3</b>	0,15
<b>W2</b>	0,65
<b>W4</b>	4,90
<b>W5</b>	2,80
<b>W8</b>	1,05

### **g) Simulations et résultats**

Comme on a signalé précédemment, le substrat utilisé pour toutes les versions de filtre à triple encoche est celui de «*Rogers*» RT/duroid 5880, dont les caractéristiques sont les suivantes :  $H=1,57$  mm,  $t= 17$   $\mu$ m,  $\epsilon_r= 2,2$ .

Les simulations de toutes les versions de filtre à triples encoches sont faites dans les conditions de simulation ci-dessous :

- Intervalle de fréquence : 1-18 GHz.
- Nombre de mailles : 300.
- Résolution de fréquence de simulation : 10 MHz.

La figure 49 présente la tendance des simulations des différentes versions de filtre à triple encoche modifiées, avec le filtre de référence à triple encoche (FR<sub>3</sub>).

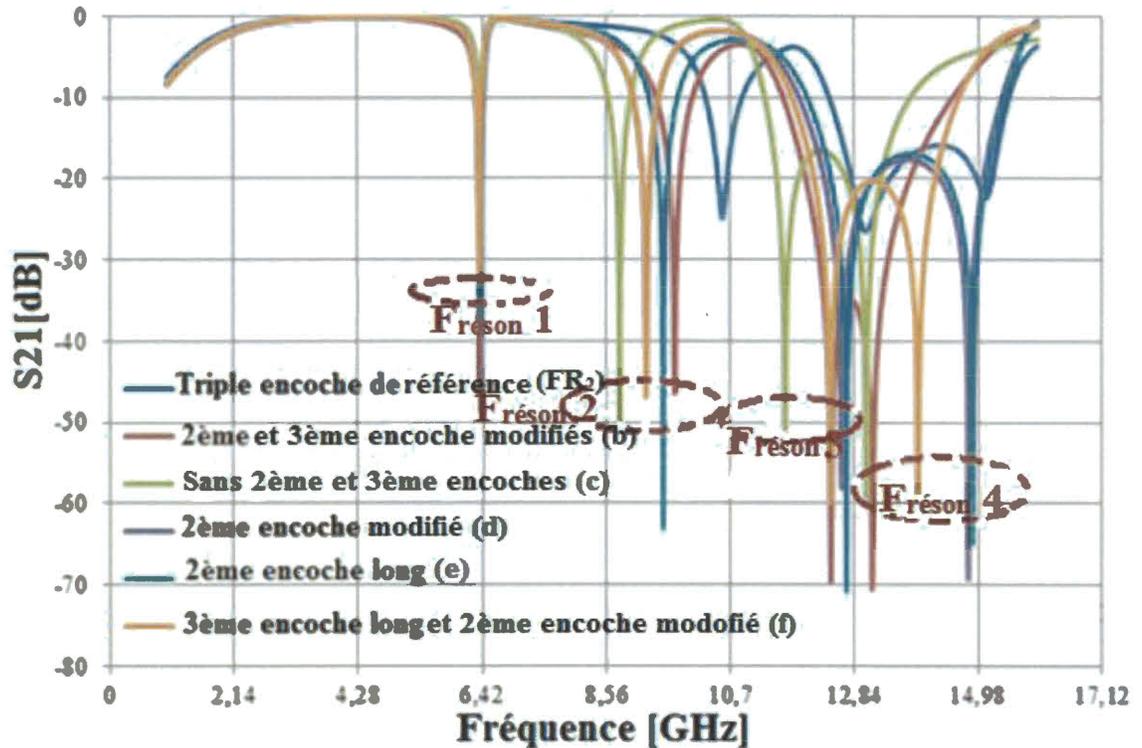


Figure 48 : Tendances de perte d'insertion des différentes versions de filtre à triple encoche

#### h) Observations et analyses

En nous basant, sur les modifications effectuées sur la conception du filtre à triple encoche, au niveau de la 2ème et la 3ème encoche, nous pouvons confirmer que, quelle que soit la modification, nous observons l'apparition de quatre fréquences de résonances, comme présentées dans la figure 49. La différence qui figure au niveau de la bande de fréquence entre les fréquences de résonances et également au niveau de la valeur des pertes en [dB] et au niveau de  $S_{21}$ , pour chaque fréquence de résonance. De plus, nous remarquons que toutes les courbes sont quasiment confondues au niveau du 3ème harmonique (6,42 GHz).

### 2.6.3 Fabrication et mesure

Le filtre coupe-bande à triple encoche proposé est conçu pour bloquer le 3<sup>ème</sup>, le 5<sup>ème</sup> et le 7<sup>ème</sup> harmonique, pour une fréquence fondamentale égale à 2,14 GHz. Les fréquences à rejeter sont donc successivement 6,42 GHz ; 10,70 GHz et 14,98 GHz. La conception du filtre est utilisée pour l'application de suppression des harmoniques. Les différents paramètres du filtre sont présentés dans le tableau 23 dans la section 2.6.1. La figure 50 représente la conception de filtre à triple encoche, fabriqué en utilisant le substrat de «*Rogers*», RT/duroid. 5880 avec une constante de diélectrique relative  $\epsilon_r=2,2$ , une épaisseur de substrat  $H= 1.57$  mm et une épaisseur de cuivre  $t= 17$   $\mu\text{m}$ .

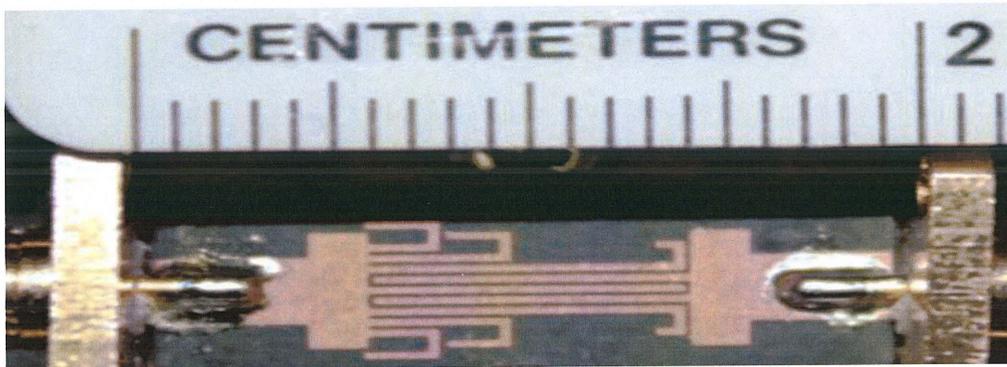


Figure 49 : Prototype de filtre à triple encoches fabriqué

La figure 51 représente la courbe de comparaison entre les résultats de simulation et les résultats de mesure en  $S_{21}$  du filtre coupe-bande à triple encoche.

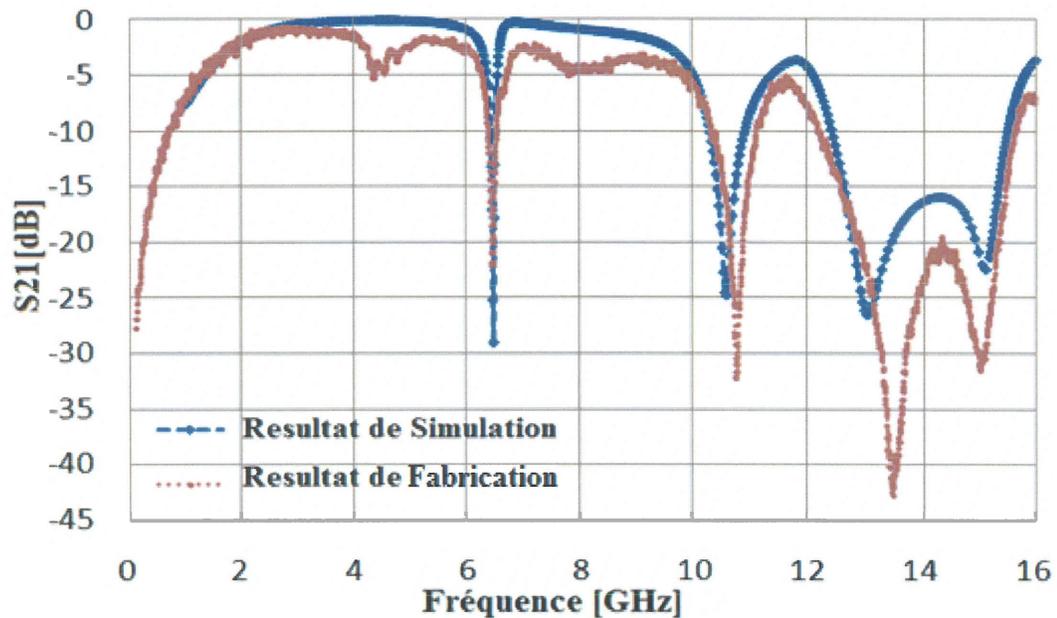


Figure 50 : Simulation et fabrication du filtre de référence à triple encoche (FR<sub>3</sub>)

Les mesures de perte d'insertion dans les fréquences à rejeter 6,42 GHz ; 10,70 GHz et 14,98 GHz ont respectivement, les valeurs suivantes : 15,70 dB ; 31,70 dB et 30,10 dB (Wang et *al.*, 2011).

## 2.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons étudié la conception nominale proposée du filtre coupe-bande à base de lignes couplées interdigitées. Nous avons traité en premier la structure de filtre qui est présentée sous forme de trois lignes couplées interdigitées situées entre les deux «*Stubs*» d'entrées/sorties («*Stubs*» R) et («*Stubs*» C). À partir de cette structure, nous avons montré que l'apparition des fréquences de résonances à un rapport direct avec l'ajout de deux lignes couplées sur la conception de référence.

Ensuite, nous avons présenté les trois structures du filtre coupe-bande à lignes couplées interdigitées. La première structure est le filtre coupe-bande à simple encoche à lignes couplées interdigitées (FR<sub>1</sub>). Des séries de simulation sont effectuées dans le but d'obtenir une structure qui nous permet de rejeter le 3ème harmonique d'une fréquence

fondamentale. Après la fabrication, les résultats de mesure de  $S_{21}$  sont égaux à 16,10 dB au niveau du 3ème harmonique (6,42 GHz). Les pertes d'insertion au niveau de la fréquence fondamentale ne dépassent pas 0,80 dB.

La 2ème structure est une modification du type de filtre coupe-bande à simple encoche. Cette structure est nommée filtre coupe-bande à double encoche (FR<sub>2</sub>). Comparativement au filtre à simple encoche, le filtre coupe-bande à double encoche et à lignes couplées interdigitées nous permet de supprimer le 3ème et le 5ème harmoniques ayant la même fréquence fondamentale utilisée (2,14 GHz) avec le filtre à simple encoche.

Une fois fabriqués, les résultats de mesure de  $S_{21}$  au niveau des harmoniques à 6,42 GHz et 10,70 GHz sont respectivement 16,10 dB et 20,30 dB. Par contre, les pertes d'insertion au niveau de la fréquence fondamentale sont égales à 1,20 dB.

Dans la troisième partie de ce chapitre, nous avons traité le cas du filtre de référence coupe-bande à triple encoche (FR<sub>3</sub>). Ce dernier sert à supprimer indépendamment les trois harmoniques (6,42 GHz, 10,70 GHz et 14,98 GHz) d'une fréquence fondamentale égale à 2,14 GHz. Les résultats de mesure de perte d'insertion  $S_{21}$  du prototype de filtre coupe-bande à triple encoche dans les trois harmoniques 6,42 GHz, 10,70 GHz et 14,98 GHz sont respectivement 15,70 dB, 31,70 dB et 30,10 dB.

Le but général de la fabrication de ces différentes structures de filtres est de les utiliser dans les applications de la suppression d'harmoniques pour les APs.

Le chapitre suivant traite les cas d'utilisation de ces filtres comme des candidats adéquats pour la suppression des harmoniques indésirables pour un AP.

## CHAPITRE 3

### AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE AVEC FILTRE COUPE-BANDE POUR LA SUPPRESSION D'HARMONIQUES

#### 3.1 INTRODUCTION

Les réseaux de télécommunications mobiles de la 3ème génération (3G) sont très utilisés de nos jours, aussi bien que la large bande d'accès multiples par répartition de code (WCDMA), la technique HSDPA (accès rapide en mode paquet sur la liaison descendante) et le système universel de télécommunication mobile (UMTS). La naissance des réseaux de 4ème génération (4G), avec ses hautes qualités de services, est une extension des réseaux mobiles 3G (Govil et *al.*, 2007).

Plusieurs chercheurs ont proposé des méthodes pour bloquer les harmoniques indésirables. La méthode la plus populaire est l'utilisation des lignes de transmission  $\lambda/4$  (Wu et *al.*, 2010; Helaoui et *al.*, 2009). La raison principale de l'utilisation de cette méthode est sa simplicité de conception et sa haute précision de fabrication, à l'aide des logiciels de conception assistée par ordinateur (CAD), tel que «*Momentum*» d'ADS et «*High Frequency Structural Simulator*» (HFSS).

Récemment, une nouvelle structure nommée DGS a été appliquée dans la conception d'un amplificateur de puissance de classe E pour le rejet d'harmonique (Choi et *al.*, 2009). Dans (Abe et *al.*, 2008), le résonateur LC parallèle a été employé pour supprimer les harmoniques.

Le filtre coupe-bande à base de lignes couplées interdigitées est un candidat idéal pour le rejet d'harmonique. Il peut passer le signal dans la bande ultra large, tandis qu'il rejette la bande de fréquence spécifique. Le filtre utilise la structure des lignes couplées interdigitées; donc le courant continu (DC) ne peut pas passer. Il joue donc aussi le rôle d'un condensateur de blocage pour protéger le matériel de mesure du courant DC.

Dans la première partie de ce chapitre, nous allons utiliser le filtre de référence coupe-bande à simple encoche ( $FR_1$ ) pour la suppression du 3ème harmonique d'un amplificateur de puissance de classe  $F^{-1}$ . Dans cette partie, nous ajustons jusqu'au 5ème harmonique, en se basant sur les caractéristiques de rejet d'harmonique pour un AP de classe F et classe  $F^{-1}$ . Ainsi, nous bloquons les harmoniques impairs (3ème et 5ème harmoniques). Dans notre cas, le 2ème et le 4ème harmoniques sont ajustés par le circuit de polarisation pour simplifier la complexité de circuit. Vu que la fréquence de travail est 2,14 GHz alors le 3ème harmonique est ajusté par le filtre de référence coupe-bande à simple encoche ( $FR_1$ ) à 6,42 GHz. Le 5ème harmonique est ajusté par la méthode classique des lignes de transmission  $\lambda/4$ . Le but est d'assurer une PAE maximale en simulation et après la fabrication du circuit.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous allons utiliser le filtre de référence coupe-bande à double encoche ( $FR_2$ ) qui a pour supprimer le 3ème et le 5ème harmoniques en même temps et séparément. Le filtre de référence coupe-bande à double encoche ( $FR_2$ ) est intégré à un AP avec la technologie GaN HEMT ayant la même fréquence de fonctionnement (2,14 GHz).

### **3.2 AP AVEC FILTRE DE RÉFÉRENCE COUPE-BANDE À SIMPLE ENCOCHE ( $FR_1$ ) POUR LA SUPPRESSION DU 3ÈME HARMONIQUE**

Comme nous avons mentionné dans l'introduction de ce chapitre, l'utilisation de filtre de référence coupe-bande à simple encoche ( $FR_1$ ) a pour rôle de rejeter le 3ème harmonique à 6,42 GHz, d'une fréquence fondamentale égale à 2,14 GHz dans un AP de classe  $F^{-1}$ . Dans cette partie, nous allons présenter en premier lieu, la structure du filtre de référence coupe-bande à simple encoche ( $FR_1$ ). Ensuite, nous allons proposer les procédures de fabrication de l'AP avec le filtre ( $FR_1$ ). Finalement, nous finirons par la discussion des résultats de fabrication et simulation de cet amplificateur de puissance multi harmonique.

### 3.2.1 Filtre de référence coupe-bande à simple encoche (FR<sub>1</sub>) pour rejeter le 3<sup>ème</sup> harmonique

Le filtre de référence coupe-bande à simple encoche (FR<sub>1</sub>) a été étudié dans le chapitre 2 (figure 16 et figure 30). Il est formé de trois lignes couplées, identiques et interdigitées, avec deux autres lignes à encoches superposées sur les deux bouts des trois lignes couplées pour assurer la bande à rejeter. Pour vérifier la variation de la bande à rejeter, nous avons démontré que l'augmentation et la diminution de la longueur «L» des lignes nous permettent de varier la fréquence de résonance à éliminer autour de 6,42 GHz.

Comme nous avons expliqué dans la section 2.4.1, lors de la variation de la longueur «L» des lignes avec trois différentes valeurs, nous pouvons confirmer que lorsque nous augmentons «L», la fréquence de résonance à rejeter tend vers les basses fréquences. Par contre, lorsque nous diminuons «L», la fréquence de résonance tend vers les hautes fréquences. D'après la figure 52, nous pouvons constater que la fréquence de résonance est fixée à 6,42 GHz avec L=8,40 mm.

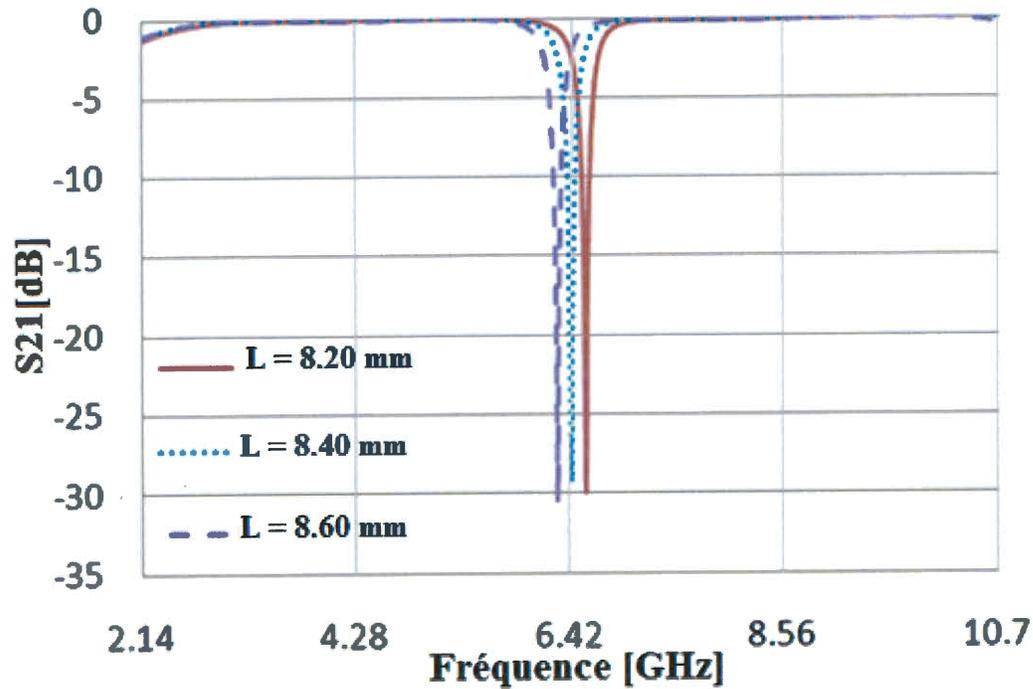


Figure 51 : Perte d'insertion de filtre coupe-bande à simple encoche en variant «L»

La figure 53 présente le résultat de perte de retour  $S_{11}$  de simulation «*Momentum*» à 6,42 GHz. Avec sa structure à base de lignes couplées interdigitées, le filtre de référence coupe-bande à simple encoche (FR<sub>1</sub>) bloque automatiquement le passage du courant DC comme un condensateur de blocage du courant DC.

En termes de fréquence fondamentale, la perte d'insertion est égale à 0,80 dB. Donc, nous pouvons considérer que le filtre de référence coupe-bande à simple encoche (FR<sub>1</sub>) joue le rôle d'une ligne de transmission de 50  $\Omega$ , à la fréquence fondamentale.

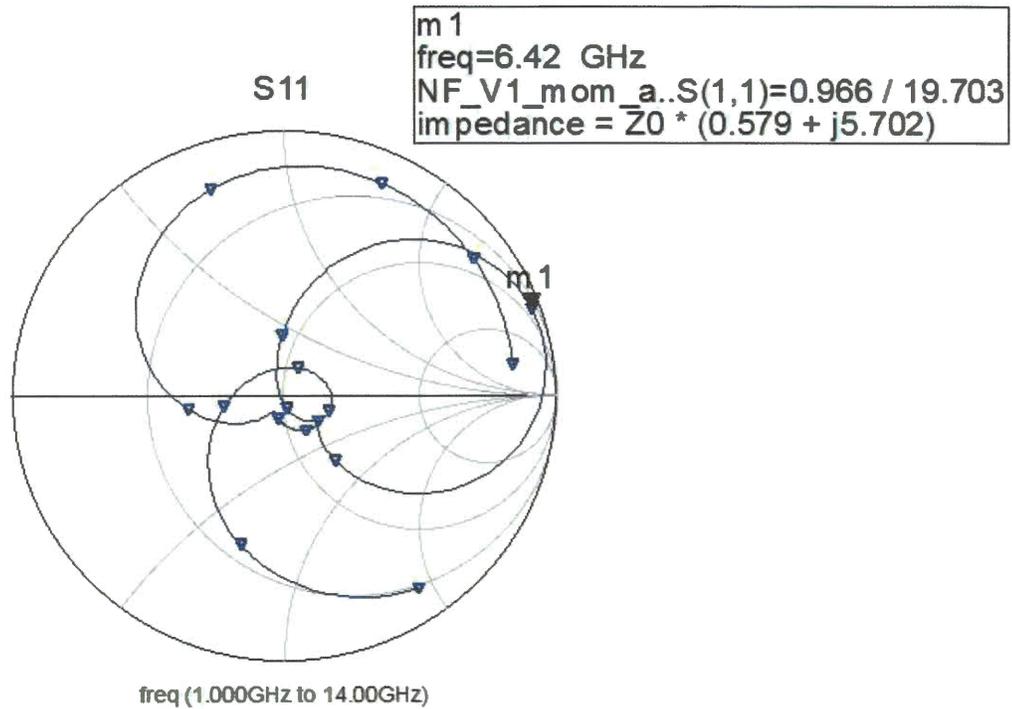


Figure 52 : Pertes de retour  $S_{11}$  du filtre de référence coupe-bande à simple encoche ( $FR_1$ )

Le filtre de référence coupe-bande à simple encoche ( $FR_1$ ) représentée dans la figure 54 est fabriqué avec une longueur de  $L = 8,40$  mm, en utilisant le substrat de «*Rogers*» RT/duroid 5880 avec les caractéristiques suivantes :

- Constante de diélectrique relative :  $\epsilon_r = 2,2$ .
- Épaisseur de substrat :  $H = 1,57$  mm.
- Épaisseur de cuivre :  $t = 35$   $\mu\text{m}$ .

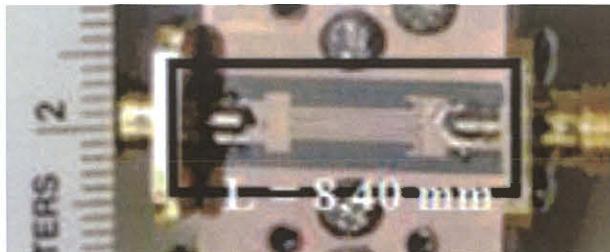


Figure 53 : Filtre de référence coupe-bande à simple encoche ( $FR_1$ ) avec  $L = 8,40$  mm

La figure 55 présente une courbe comparative entre les résultats de simulation des pertes d'insertion  $S_{21}$  sur «*Momentum*» d'ADS et les résultats de fabrication présentés dans la figure 54 (avec  $L = 8,40$  mm).

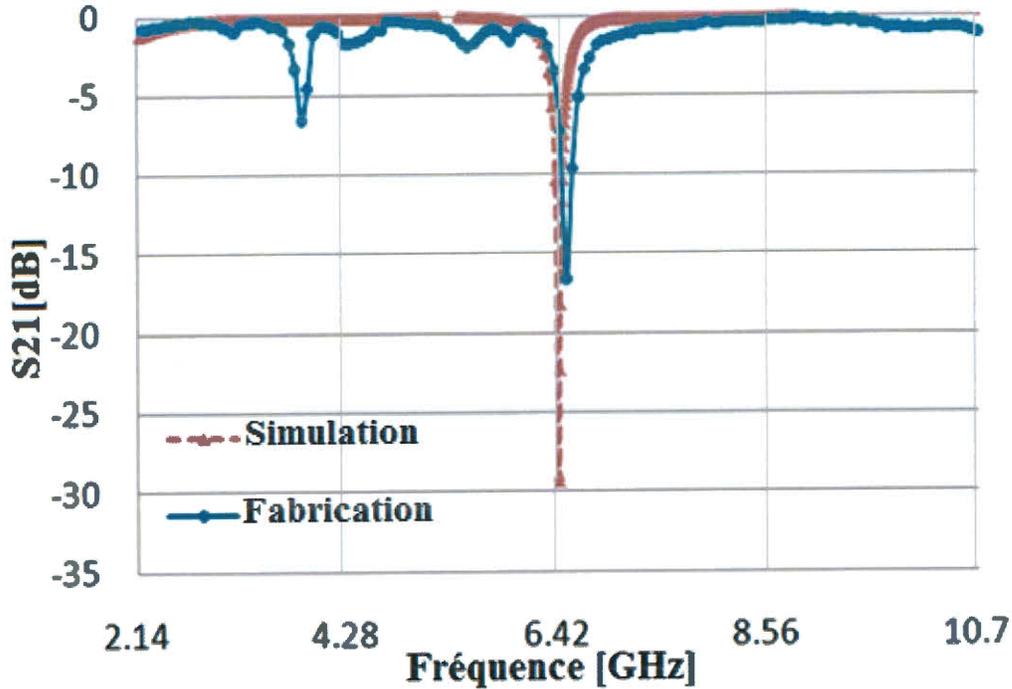


Figure 54 : Simulation et fabrication des pertes d'insertion du filtre de référence coupe-bande à simple encoche (FR<sub>1</sub>)

### 3.2.2 Conception de l'AP de classe F<sup>-1</sup> avec filtre de référence coupe-bande à simple encoche (FR<sub>1</sub>)

Le circuit AP avec filtre doit être conçu obligatoirement sur le substrat qui est déjà utilisé dans la fabrication du filtre de référence coupe-bande à simple encoche (FR<sub>1</sub>), celui de «*Rogers*», RT/duroid 5880 avec une constante de diélectrique relative  $\epsilon_r=2,2$  et une épaisseur de substrat  $H = 1,57$  mm et une épaisseur de cuivre  $t= 35$   $\mu\text{m}$ . Le transistor de CREE utilisé dans notre cas est le GaN HEMT CGH40010. La tension de polarisation est fixée à 28 V pour  $V_{ds}$  et -3,4 V pour  $V_{gs}$ .

La structure de la suppression des harmoniques dans la partie charge de l'AP est présentée dans la figure 56. Le 3ème harmonique est rejeté par le filtre de référence coupe-bande à simple encoche (FR<sub>1</sub>). Ainsi, nous avons utilisé les lignes de transmissions traditionnelles  $\lambda/4$  pour la suppression du 5ème harmonique à 10,70 GHz.

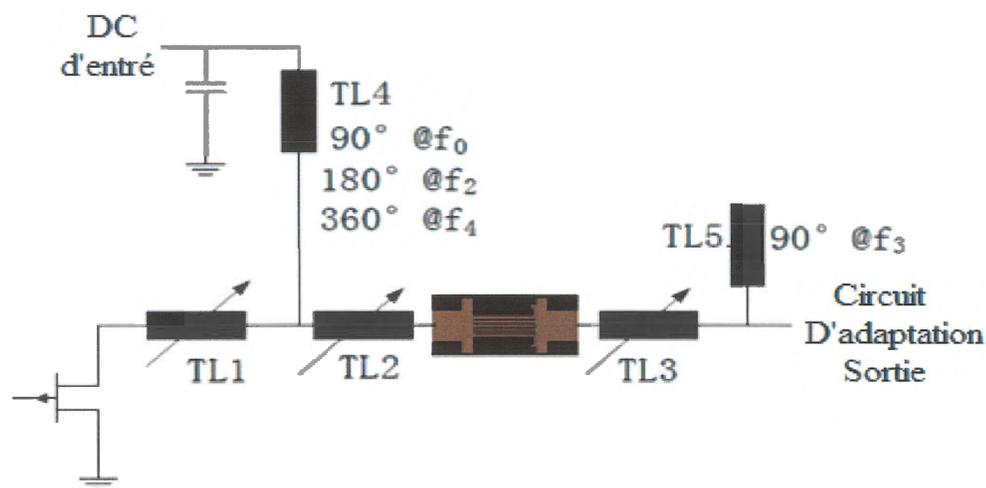


Figure 55 : Partie charge de l'AP avec le filtre de référence coupe-bande à simple encoche (FR<sub>1</sub>)

La figure 57 montre les résultats de simulations en  $S_{11}$  des différents harmoniques et les amplitudes des pertes de retour qui se rapprochent de l'unité de l'abaque de Smith.

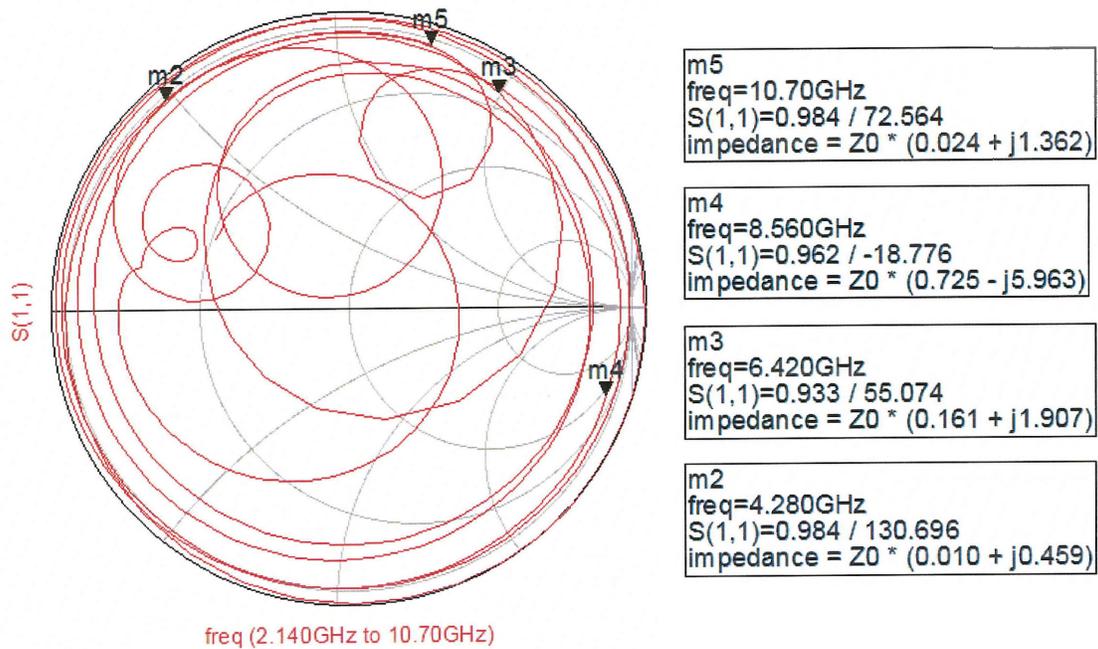


Figure 56 : Résultats des pertes de retour  $S_{11}$  pour le circuit de la suppression d'harmoniques

Dans le cas d'un AP de classe  $F^{-1}$ , la forme du courant du drain doit être carrée, tandis que la forme d'onde de tension est semi-sinusoïdale. La longueur des lignes de transmission TL1, TL2 et TL3 est modifiée progressivement pour avoir la forme carrée du courant au niveau du drain et la forme semi-sinusoïdale de la tension du drain. Les valeurs d'impédances au niveau de la source et au niveau de la charge de l'AP sont obtenues lors de la simulation «*Source Pull*» et «*Load Pull*» sur ADS.

La simulation du «*Load Pull*» montre que la valeur de l'impédance de source est égale à  $Z_s = 1,18 - j*6,63 \Omega$  et la valeur de l'impédance de la charge de l'AP est égale à  $Z_L = 23,8 - j*7,3 \Omega$ ; ce qui correspond à une PAE maximale. Le schéma final de l'AP de classe  $F^{-1}$  proposée est présenté dans la figure 58.

Après avoir ajusté toutes les harmoniques dans la partie charge de l'AP, nous avons ajouté le circuit d'adaptation d'impédance conventionnelle pour l'adaptation entière d'impédance de la partie charge de l'AP au point mentionné par la simulation du «*Load Pull*».



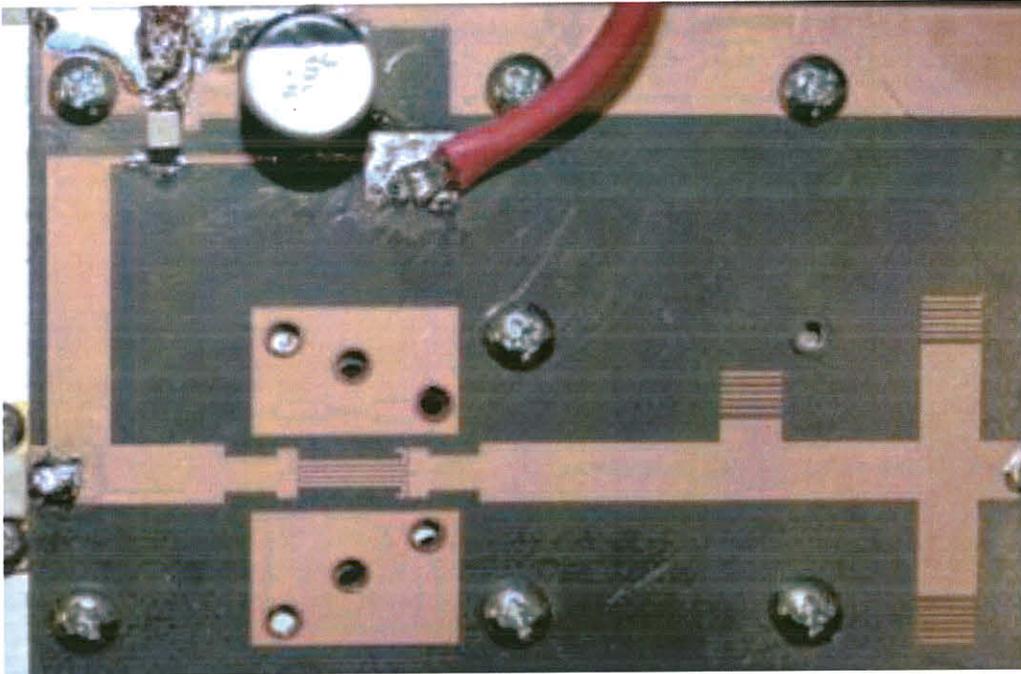


Figure 58 : Partie charge du circuit fabriqué de l'AP avec filtre de référence coupe-bande à simple encoche (FR<sub>1</sub>)

Après les mesures effectuées sur le circuit, nous avons obtenu une PAE maximale égale à 61,60 % à 2,14 GHz, avec une puissance de sortie égale à 38,80 dBm. Par contre, la valeur de gain est de 13 dB pour une PAE maximale. Dans cette expérience, le gain maximal est de 15,90 dB et la valeur maximale de la puissance de sortie obtenue est égale à 39,40 dBm. Les valeurs de mesure de gain et de PAE sont mentionnées dans la figure 60 ci-dessous :

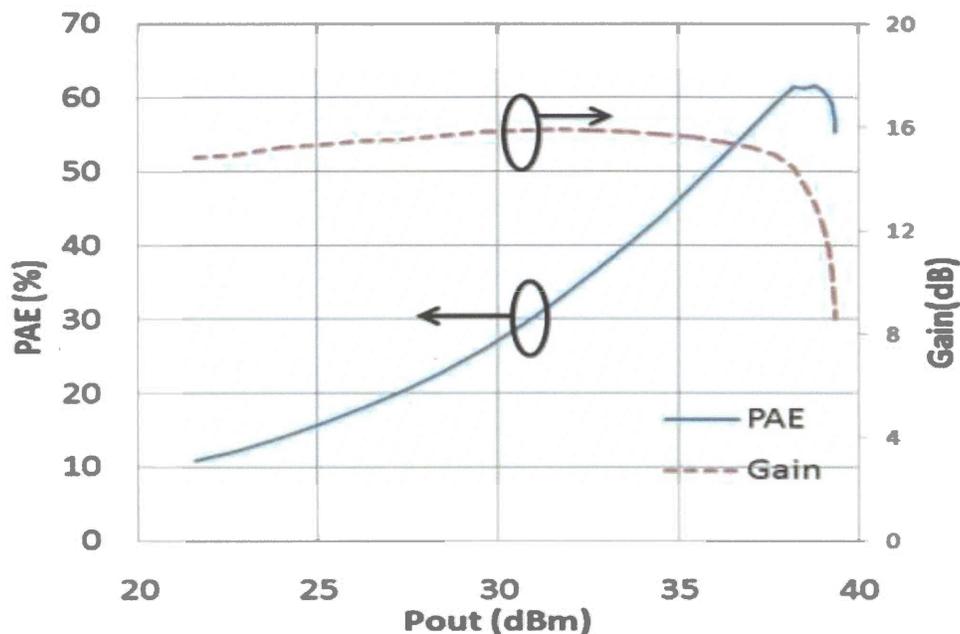


Figure 59 : Résultats de mesure du PAE et du gain de l'AP de classe  $F^{-1}$  proposé

### 3.2.3 Conclusion

Dans cette première section du chapitre 3, nous avons présenté le filtre de référence coupe-bande à simple encoche ( $FR_1$ ) pour la suppression du 3ème harmonique de l'AP de classe  $F^{-1}$ . La fréquence de résonance à rejeter peut être ajustée en variant la longueur «L» de lignes couplées pliées. Les caractéristiques du filtre de référence coupe-bande à simple encoche ( $FR_1$ ) sont vérifiées et discutées en comparant les résultats de simulation et de fabrication. En intégrant le filtre dans l'AP de classe  $F^{-1}$ , le 3ème harmonique est supprimé grâce à sa structure à base de lignes couplées interdigitées. La présence d'un condensateur de blocage n'est pas nécessaire dans la charge de l'AP, car le filtre joue un rôle similaire qu'un condensateur, dans le but de protéger les matériaux de mesures. Pour cet AP de classe  $F^{-1}$ , le 3ème harmonique est rejeté par le filtre de référence coupe-bande à simple encoche ( $FR_1$ ) et le 5ème harmonique est supprimé par le moyen des lignes de transmissions  $\lambda/4$  à 10,70 GHz pour une fréquence de 2,14 GHz. Les résultats de mesures nous amènent à une PAE maximale de 61,60 %, une puissance de sortie de 38,80 dBm et un gain de 13 dB.

### **3.3 AP UTILISANT LA TECHNOLOGIE GAN HEMT AVEC FILTRE DE RÉFÉRENCE COUPE-BANDE À DOUBLE ENCOCHE (FR<sub>2</sub>) POUR LA SUPPRESSION D'HARMONIQUES**

Dans cette deuxième partie du chapitre, nous allons présenter le filtre de référence coupe-bande à double encoche (FR<sub>2</sub>), qui nous permet de rejeter deux harmoniques impairs de l'AP, pour une fréquence fondamentale égale à 2,14 GHz.

Dans cette partie, nous allons commencer, tout d'abord, par la présentation de la structure du filtre de référence coupe-bande à double encoche (FR<sub>2</sub>). Nous allons, ensuite, présenter les procédures de conception et de fabrication de l'ensemble du filtre avec cet amplificateur de puissance multi harmonique. Finalement, nous avons discuté les résultats de simulations et de mesures de l'AP avec la technologie GaN HEMT et le filtre de référence coupe-bande à double encoche (FR<sub>2</sub>).

#### **3.3.1 Filtre de référence coupe-bande à double encoche (FR<sub>2</sub>) pour le rejet de 3ème et de 5ème harmoniques**

Le filtre de référence coupe-bande à double encoche (FR<sub>2</sub>) a pour rôle de bloquer simultanément le 3ème et le 5ème harmoniques (6,42 GHz et 10,70 GHz), et de faire passer la fréquence fondamentale de 2,14 GHz. La base de cette structure de filtre est le filtre de référence coupe-bande à simple encoche (FR<sub>1</sub>) déjà présenté dans la première partie de ce chapitre. En ajoutant deux lignes couplées supplémentaires, pliées dans les deux bornes du filtre (FR<sub>1</sub>), avec une longueur inférieure aux autres lignes (figure 36). Ces deux lignes supplémentaires pliées peuvent fournir une autre fréquence de résonance à rejeter pour  $f_2 = 10,70$  GHz. Cependant, elle n'a aucune influence sur la première bande de fréquence rejetée à la fréquence  $f_1 = 6,42$  GHz.

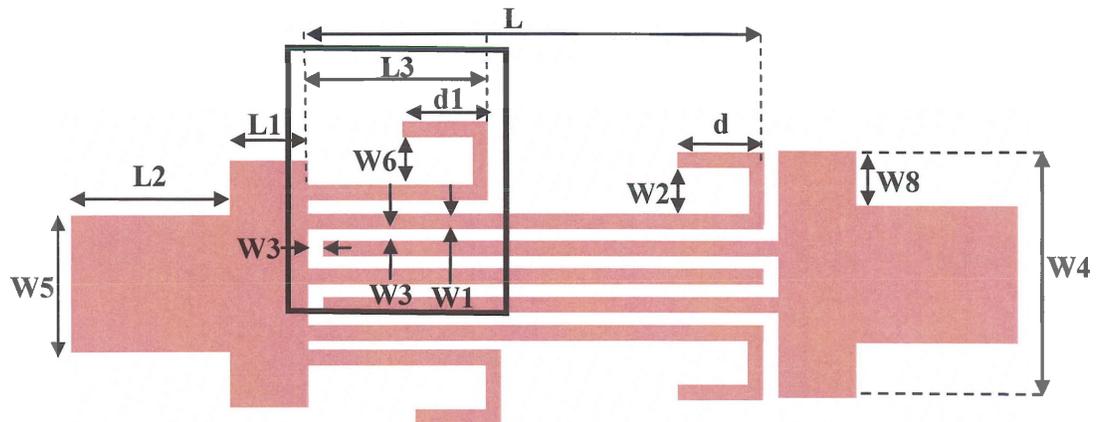


Figure 60 : Prototype de filtre de référence coupe-bande à double encoche (FR<sub>2</sub>)

Pour changer la position de la fréquence  $f_2$  à rejeter, les cinq paramètres des deux lignes pliées supplémentaires peuvent être accordés, comme présenter dans la figure 61, avec :

- «W3» : la largeur entre les lignes.
- «W6» : La longueur du pli de la ligne supplémentaire.
- «W1» : La largeur de la ligne couplée.
- «L3» : La longueur de la ligne pliée supplémentaire.
- «d1» : La longueur de l'encoche de la ligne pliée supplémentaire.

Le tableau 15 résume tous les paramètres du filtre de référence coupe-bande à double encoche (FR<sub>2</sub>) présentés dans la figure 61. L'influence de chaque paramètre des deux lignes pliées supplémentaires sur la 2<sup>ème</sup> fréquence à rejeter  $f_2$  sera démontrée ultérieurement dans une série de figures, et ce, dans le but de vérifier l'influence de chaque paramètre.

Dans un premier temps, nous avons effectué une série de simulations «*Momentum*» des paramètres-S sur la conception de filtre en changeant à chaque fois un seul paramètre. Dans un second temps, nous avons fabriqué une série de filtres coupe-bande à double encoche pour confirmer nos résultats de simulations en fonction de la variation des paramètres de la 2<sup>ème</sup> encoche. Dans ce sens, l'analyse suivante montre les résultats de

fabrication de certaines versions de filtre, tous en variant un seul paramètre de la 2ème encoche et en fixant tous les autres.

Dans ce contexte, des séries de filtres sont conçues sur le substrat de «*Rogers*» RT/duroid 5880, avec une constante de diélectrique relative  $\epsilon_r=2,2$  ; une épaisseur de substrat  $H= 1,57$  mm et une épaisseur de cuivre  $t= 35$  um.

Dans la première série, nous avons varié la longueur «L3», en conservant le reste des paramètres fixes. La figure 62 montre la série de filtres à double encoche fabriquée avec une variation de «L3».

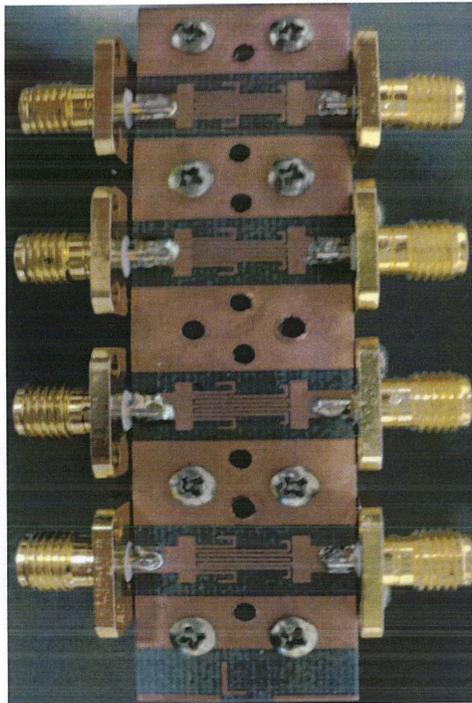


Figure 61 : Série de filtres à double encoche fabriquée en variant «L3»

La figure 63 montre les résultats de fabrication en réponse fréquentielle  $S_{21}$  en variant juste la valeur de «L3» de 3,60 mm à 4,20 mm, et en fixant tous les autres paramètres.

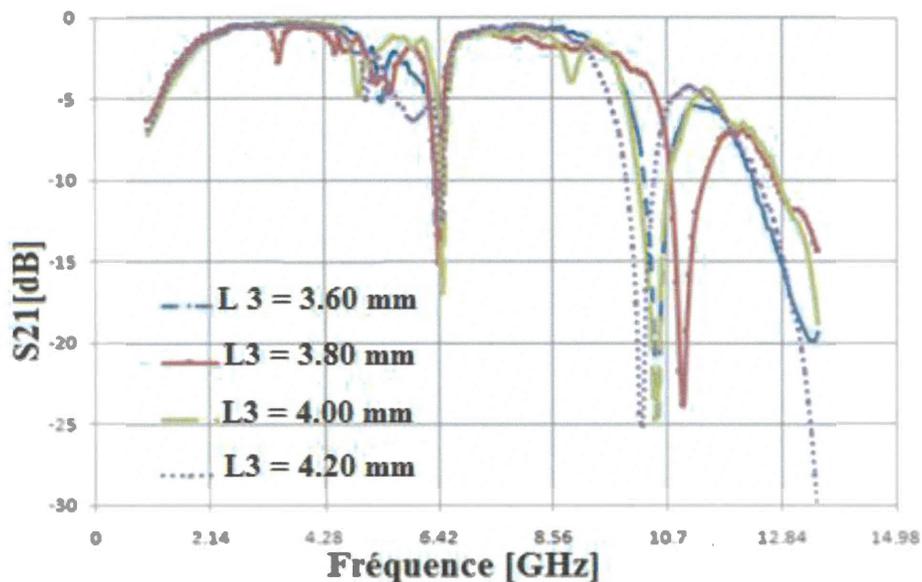


Figure 62 : Pertes d'insertion pour différentes valeurs de «L3»

Il est bien clair que les résultats de fabrications lors de la variation de «L3» influent uniquement sur la position de  $f_2$ , tandis que  $f_1$  reste fixe dans la fréquence de 6,42 GHz. Cela signifie que la variation du paramètre «L3» n'affecte pas la première fréquence à rejeter  $f_2$ . Cependant, elle influe juste sur la 2ème fréquence  $f_2$ .

La figure 64 présente une série de filtres à double encoche avec la variation du paramètre «d1».

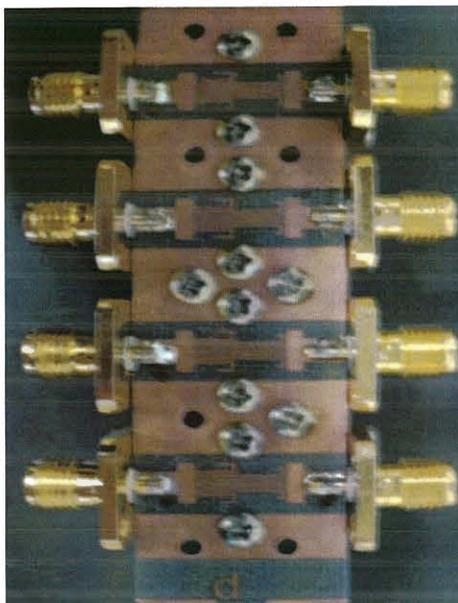


Figure 63 : Série de filtres à double encoche fabriquée en variant «d1»

La figure 65 présente les résultats de fabrications des pertes d'insertion  $S_{21}$  en fonction du paramètre «d1» qui varie de 1,50 mm à 2,10 mm, et en fixant toujours le reste des paramètres comme il est indiqué dans le tableau 15.

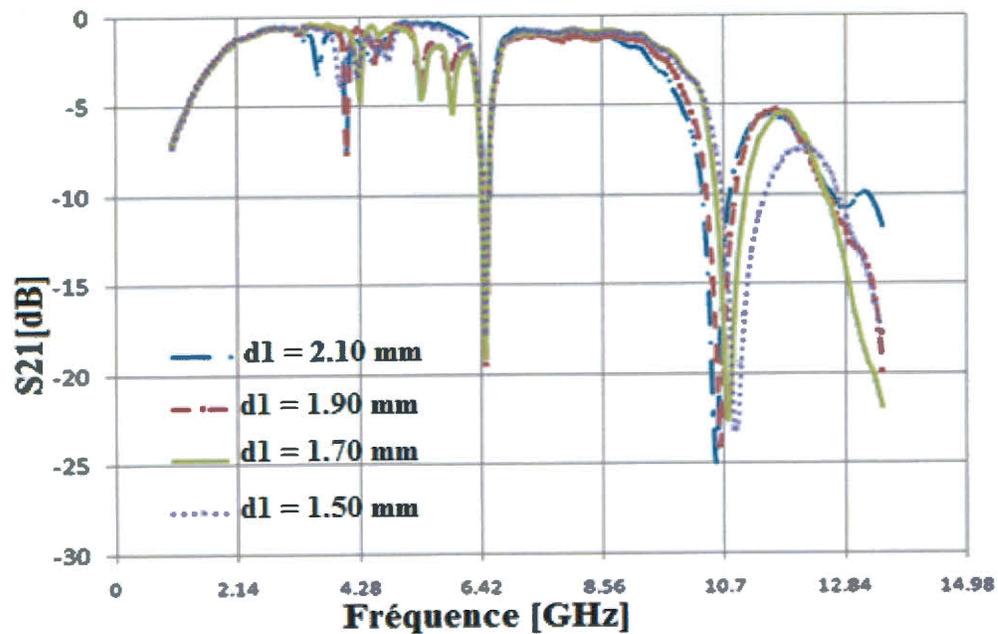


Figure 64 : Pertes d'insertion pour différentes valeurs de «d1»

Suivant les résultats présentés dans la figure 65, nous pouvons confirmer que l'influence de la variation «d1» est semblable à celle de la variation de «L3». Par conséquent, la variation du paramètre «d1» influe juste sur la position de  $f_2$ , en gardant la position pour la fréquence  $f_1$ .

La figure 66 montre les résultats de fabrications en  $S_{21}$  en variant la valeur de «W1» de 0,20 mm à 0,50 mm, et en fixant toujours les autres paramètres du filtre au niveau de la 2ème encoche.

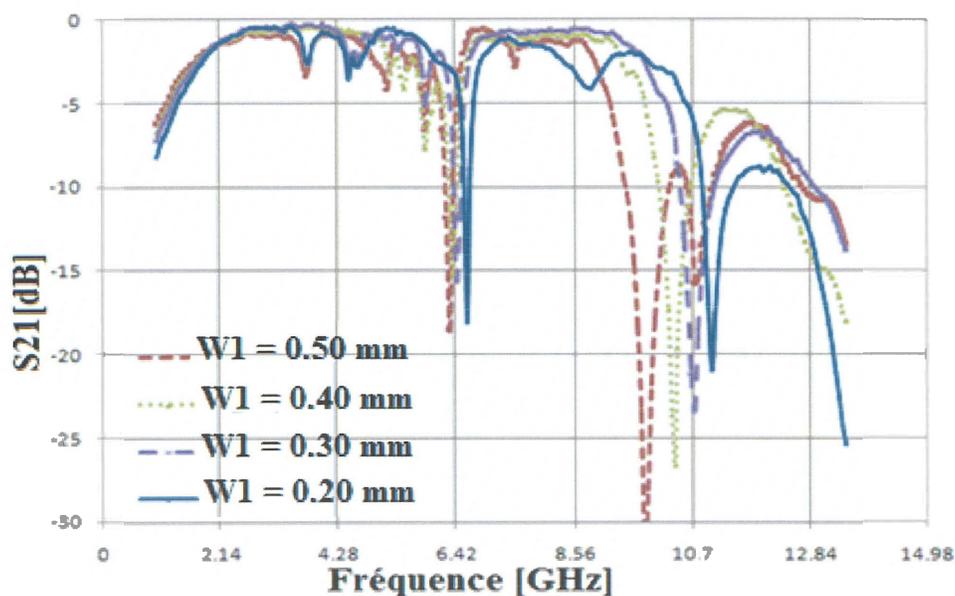


Figure 65 : Pertes d'insertion pour différentes valeurs de «W1»

De plus, pour voir l'influence de la variation du paramètre «W6», une série de filtre présentée dans la figure 67 est fabriquée et mesurée.

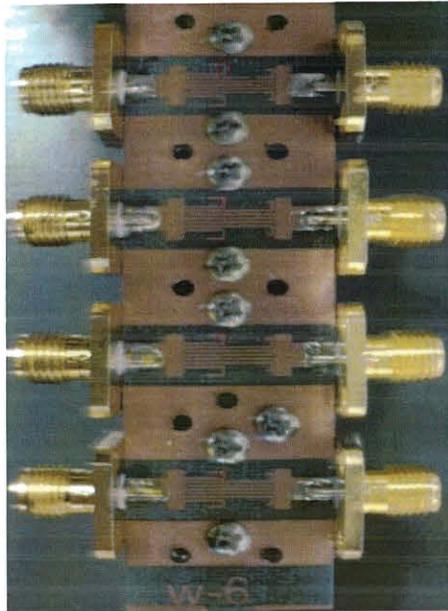


Figure 66 : Série de filtres à double encoche fabriquée en variant «W6»

Les résultats de mesure des pertes d'insertion lors de la variation de «W6» de 0,45 mm à 0,85 mm, et en fixant les autres paramètres de la 2ème encoche sont montrés dans la figure 68.

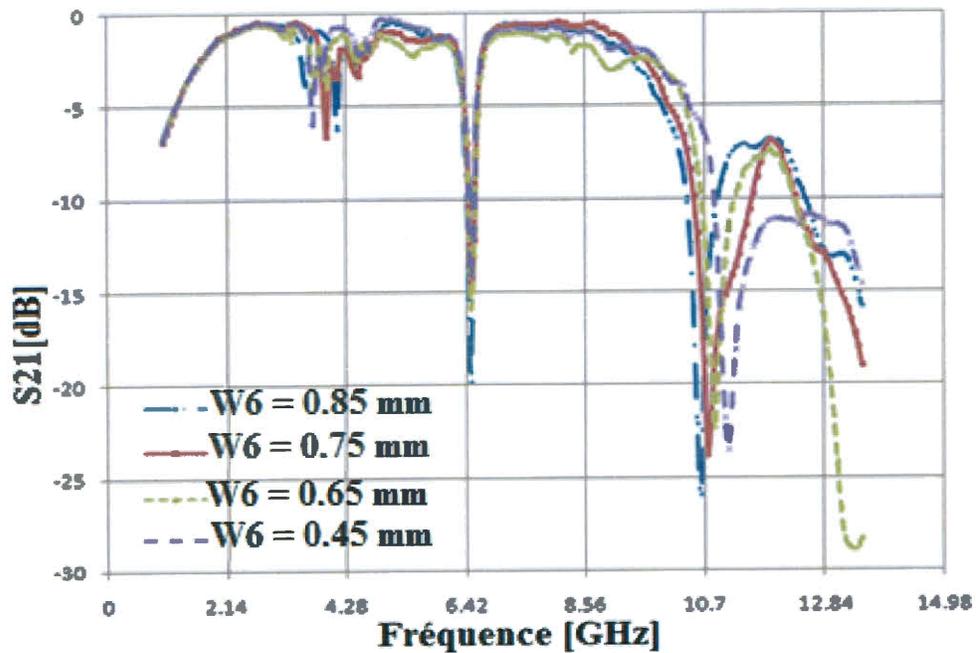


Figure 67 : Pertes d'insertion pour différentes valeurs de «W6»

Finalement, la variation de la valeur du paramètre «W3» de 0,15 mm à 0,23 mm, et en gardant les autres paramètres de la 2ème encoche fixes est représentée dans la figure 68.

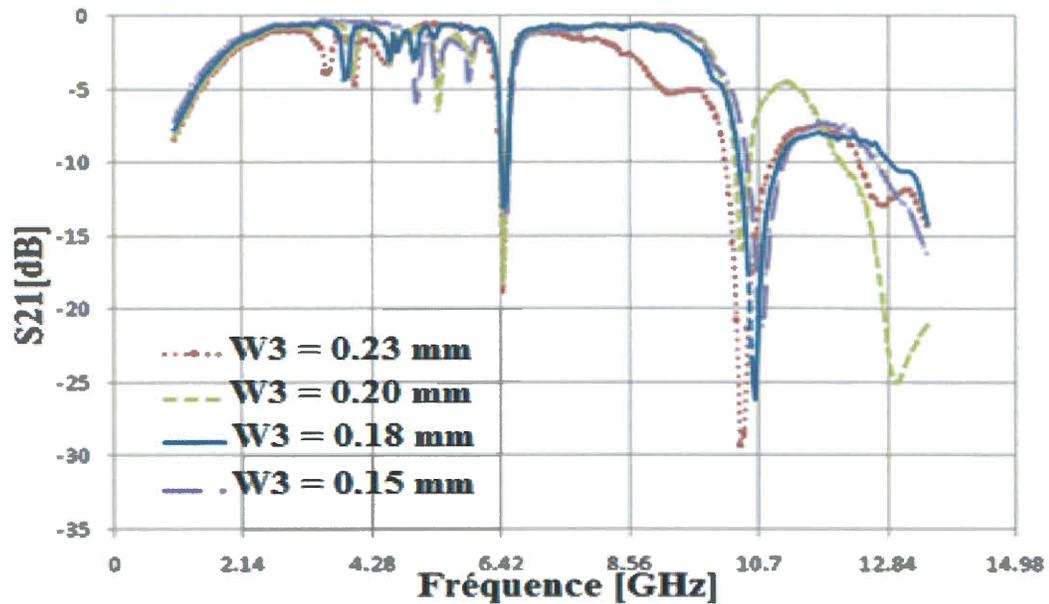


Figure 68 : Pertes d'insertion pour différentes valeurs de «W3»

De l'analyse des figures 63, 65, 68 et 69, nous montrons que lors du traitement des paramètres de la 2ème encoche du filtre, chaque paramètre influe juste sur la 2ème fréquence  $f_2$  à rejeter, tandis que la première fréquence  $f_1$  reste fixe. Donc nous pouvons confirmer que cette structure de filtre nous permet de supprimer deux fréquences indépendamment en changeant les paramètres des doubles encoches.

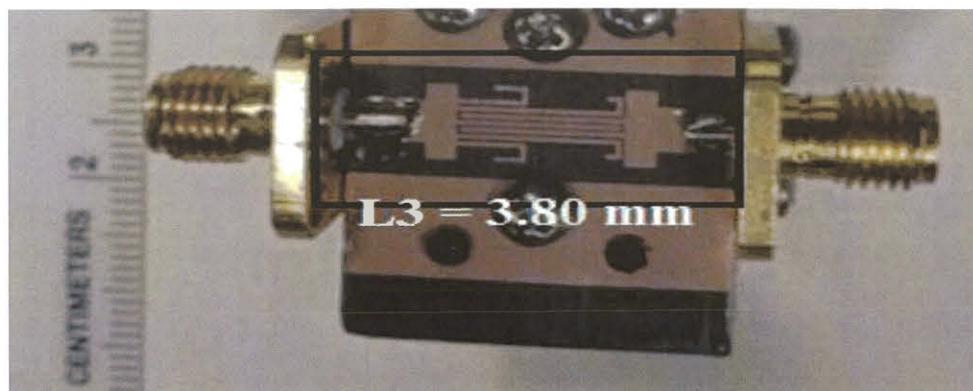


Figure 69 : Fabrication de filtre de référence coupe-bande à double encoche (FR<sub>2</sub>)

La figure 70 montre un prototype de filtre coupe-bande à double encoche ( $FR_2$ ) fabriqué sur le substrat déjà utilisé pour le filtre coupe-bande à simple encoche ( $FR_1$ ). Le but principal de ce type de filtre est de rejeter simultanément les deux fréquences 6,42 GHz et 10,70 GHz. La figure 71 montre un schéma comparatif des résultats de fabrications et les résultats de simulation de filtre de référence coupe-bande à double encoche ( $FR_2$ ).

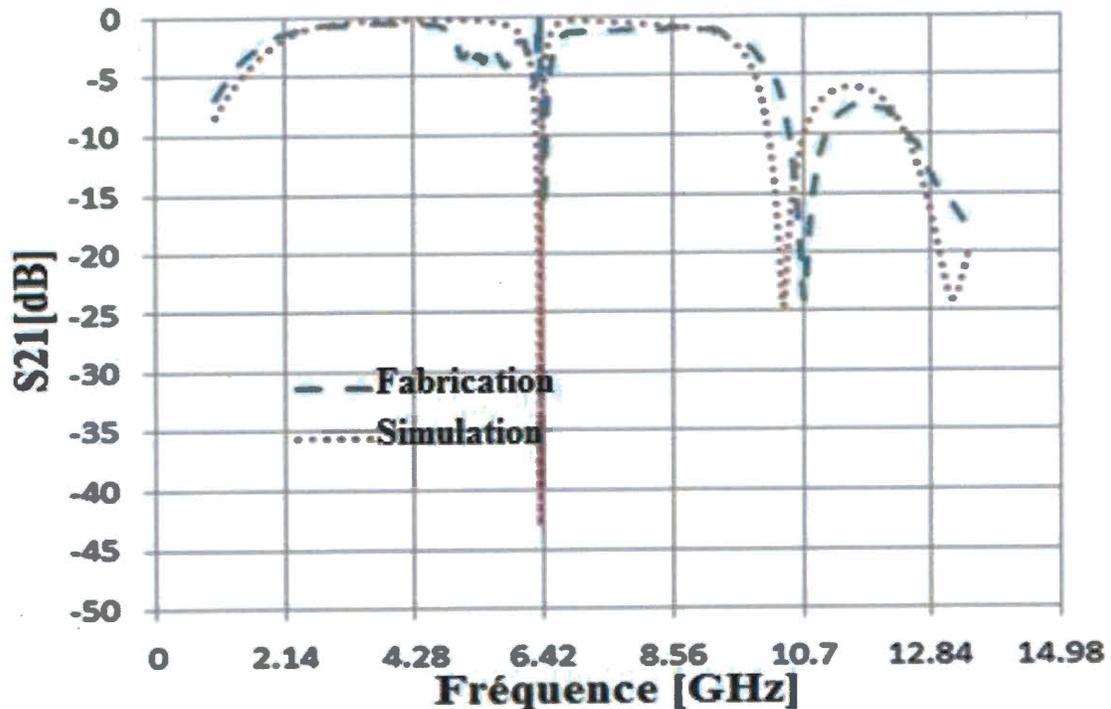


Figure 70 : Simulation et mesure des pertes d'insertion du filtre coupe-bande à double encoche ( $FR_2$ )

Les valeurs de mesure de  $S_{21}$ , dans les deux fréquences 6,42 GHz et 10,70 GHz sont respectivement, 16,10 dB et 20,30 dB alors que les pertes, au niveau de la fréquence fondamentale, sont égales à 1,20 dB. Ce résultat est assez satisfaisant. Par conséquent, ces filtres peuvent être utilisés dans l'application des amplificateurs de puissance pour rejeter les harmoniques.

### 3.3.2 Conception de l'AP avec la technologie GaN HEMT et le filtre de référence coupe-bande à double encoche (FR<sub>2</sub>)

L'amplificateur de puissance proposé dans ce cas est conçu en utilisant le filtre de référence coupe-bande à double encoche (FR<sub>2</sub>), sur le substrat de «Rogers», RT/duroid 5880 avec une constante de diélectrique relative  $\epsilon_r=2,2$  et une épaisseur de substrat  $H = 1,57$  mm et une épaisseur de cuivre  $t= 35$  um. Le transistor utilisé est le GaN CGH40010 du CREE. Le circuit de polarisation est alimenté par les tensions suivantes :  $V_{ds} = 28$  V et  $V_{gs} = -3.4$  V.

La figure 72 montre la structure de rejet des harmoniques dans la charge de l'amplificateur de puissance proposé.

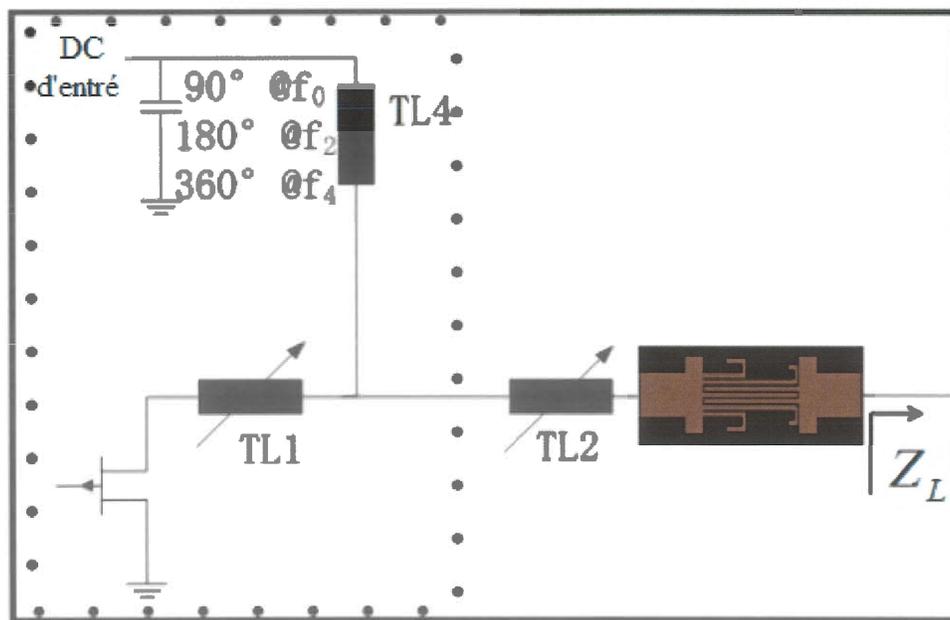


Figure 71 : Structure proposée de la charge de l'AP pour la simulation «Load pull»

Pour le 2ème et le 4ème harmoniques, nous avons utilisé le circuit de polarisation pour les rejeter en variant la longueur de TL4. Par contre, le 3ème et le 5ème harmoniques sont ajustés par le filtre (FR<sub>2</sub>) proposé. Les résultats de simulations pour la suppression des harmoniques du circuit sont représentés dans la figure 73. Pour tous les harmoniques, les

amplitudes de coefficient de réflexion sont toutes à proximité du contour de l'abaque de Smith ( $\Gamma = 1$ ).

Pour vérifier les pertes de retour de la phase au niveau de chaque harmonique, l'approche se base sur des travaux publiés dans (David et *al.*, 2010). Nous avons utilisé le transistor CGH40010, présenté dans la figure 72. Chaque étage de rejet d'harmoniques été utilisé des lignes de transmission  $50\Omega$  pour TL1 et TL2.

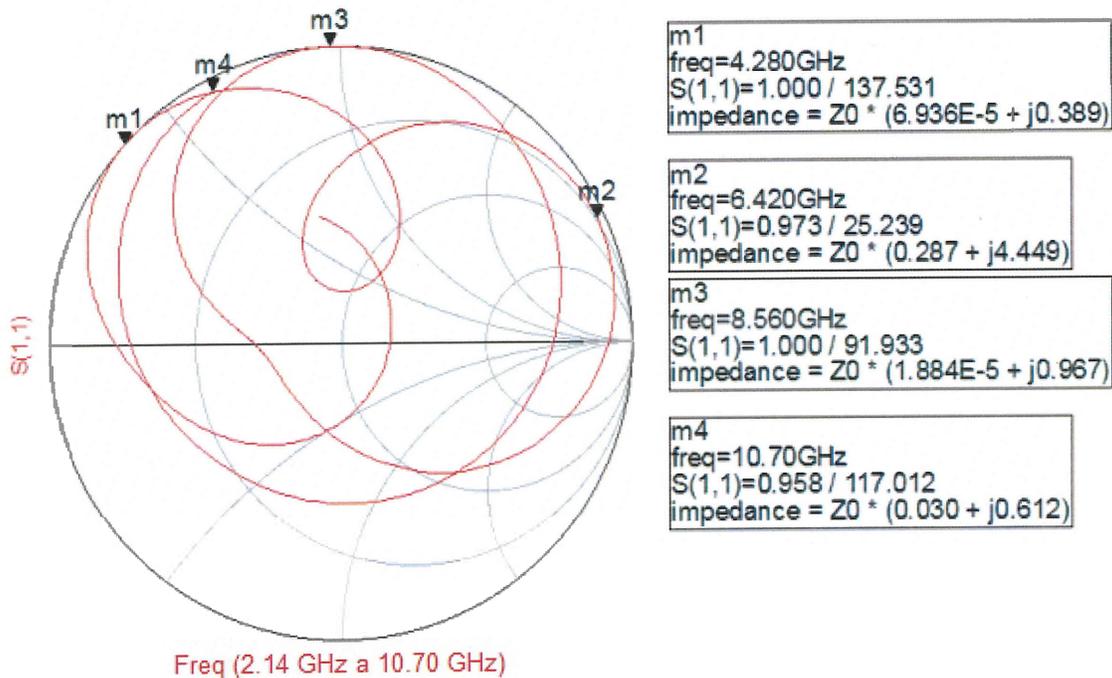


Figure 72 : Résultats des pertes de retour  $S_{11}$  pour le circuit de la figure 72

La valeur de PAE varie quand les pertes de retour de la phase pour chaque harmonique sont changées. Subséquemment, la valeur de PAE est proportionnelle à la valeur de la perte de retour de phase. La simulation «*Load Pull*» est effectuée en deux étapes. C'est pour cela que nous avons divisé la structure du circuit, présenté dans la figure 72, en deux étages. La partie en pointillé présente le premier étage. Elle est simulée en premier lieu lors de la variation de TL1 de 0 à 25,4 mm (1000 mil) ( $0-180^\circ @ 4,28\text{GHz}$ ). La simulation de «*Load Pull*» nous permet de trouver la valeur de TL1 qui correspond à une PAE maximale, comme montrer dans la figure 74 a).

Dans le deuxième étage, nous allons fixer la valeur de TL1 au premier étage. Puis nous allons ajouter la ligne TL2. Dans cet étage, nous allons varier la longueur de TL2 de 0 à 15,24 mm (600 mil) ( $0-180^\circ @ 6,42\text{GHz}$ ). La figure 74 (b) montre que lorsque la valeur de TL2 est égale à 13,46 mm (530 mil), la PAE atteint sa valeur maximale.

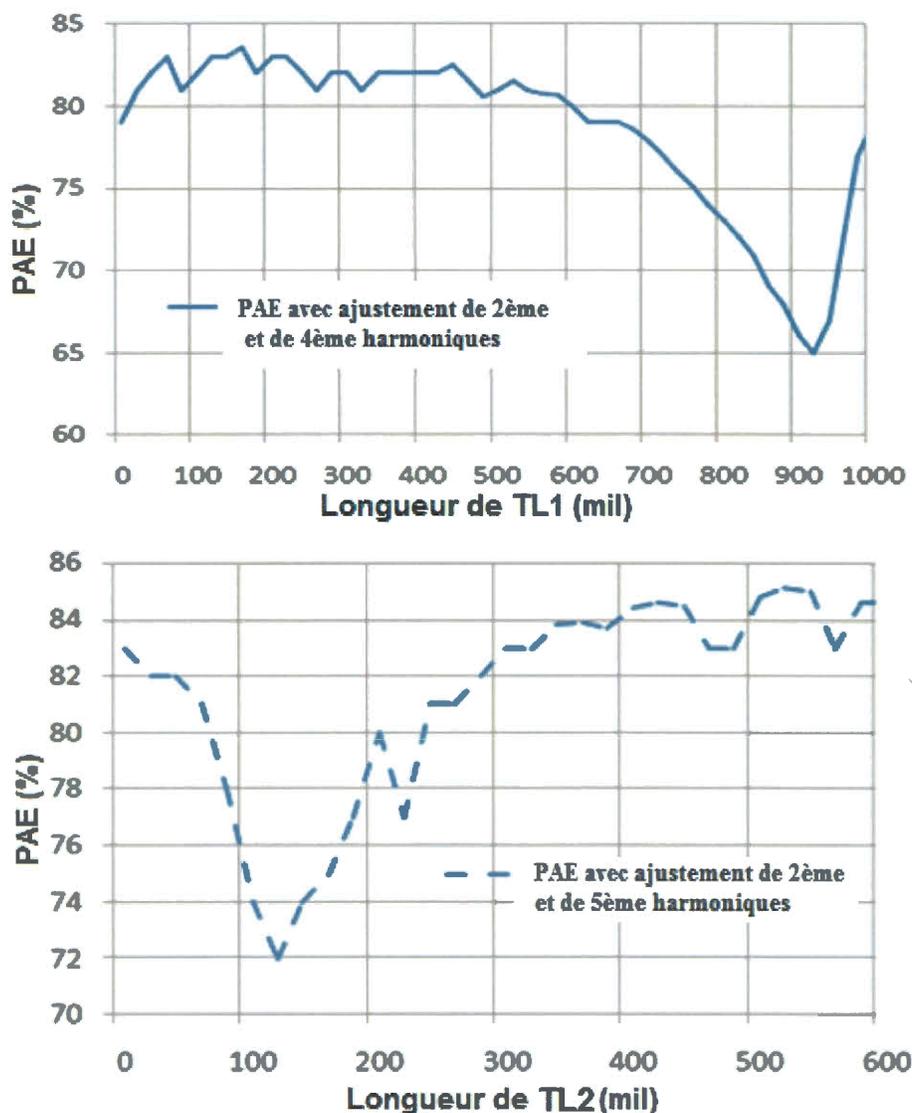


Figure 73 : Simulation «Load pull» du PAE: a) Variation de la longueur TL1 b) Variation la longueur TL2

Nous avons fixé la longueur de TL1 et de TL2, par simulation «LoadPull». En plus, nous pouvons optimiser, à la fois l'impédance de source et l'impédance de la charge de

l'AP ( $Z_L$  indiqué dans la figure 72). Ce qui nous fournit une valeur maximale de PAE. La conception finale de l'AP proposé est montrée dans la figure 75.

Dans ce cas, nous avons utilisé juste un seul filtre, avec le circuit de polarisation pour supprimer les quatre harmoniques dans le circuit d'adaptation d'impédance de la partie charge de l'AP. Dans un premier temps, nous avons fixé tous les harmoniques dans la charge de l'AP. Dans un second temps, nous avons ajouté le circuit d'adaptation d'impédance pour adapter l'impédance «Load» (fixé par la simulation «Load Pull» dans la source). Nous avons également utilisé le circuit d'adaptation d'impédance le plus simple pour obtenir un gain élevé.

Du côté du drain de transistor, nous avons ajusté jusqu'au 5ème harmonique, tandis qu'à la fréquence fondamentale, l'impédance de la charge de l'AP est adaptée à la valeur obtenue lors de la simulation «Load Pull».

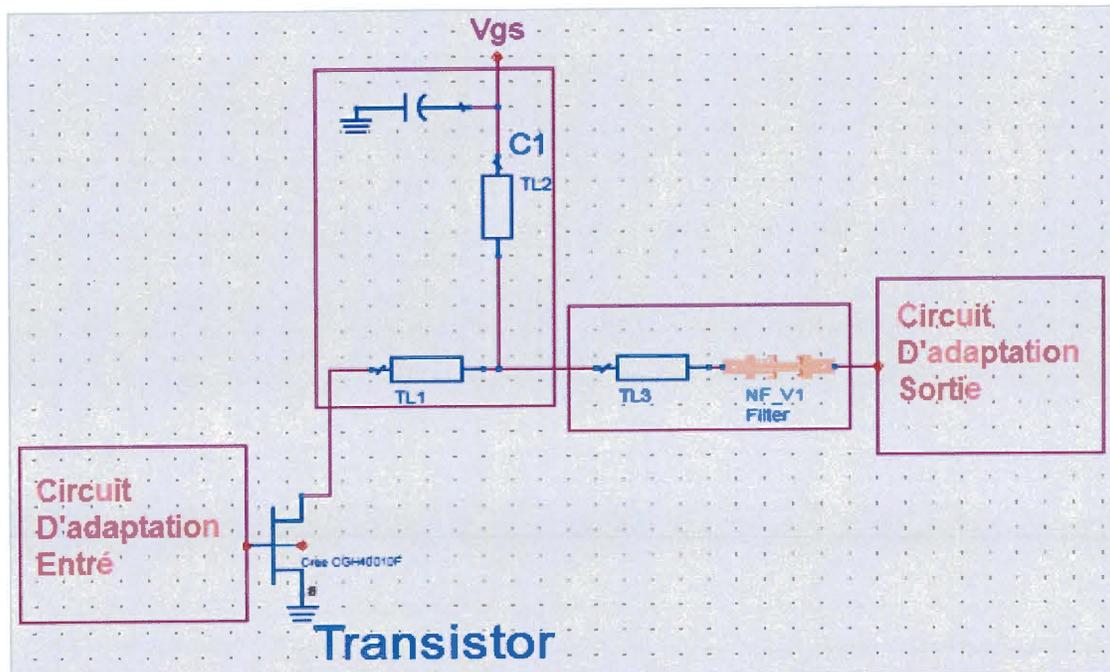


Figure 74 : Schéma final de l'AP avec le filtre de référence coupe-bande à double encoche (FR<sub>2</sub>)

### 3.3.3 Fabrication de l'AP avec la technologie GaN HEMT et résultats de mesures

Le circuit de l'AP proposé est fabriqué, en utilisant le substrat de «Rogers» RT/duroid 5880, avec une constante de diélectrique relative  $\epsilon_r=2,2$  et une épaisseur de substrat  $H=1,57$  mm et une épaisseur de cuivre  $t=35$   $\mu\text{m}$ . La figure 76 montre l'image du circuit de rejet des harmoniques de l'AP proposé dans la partie charge de l'AP.

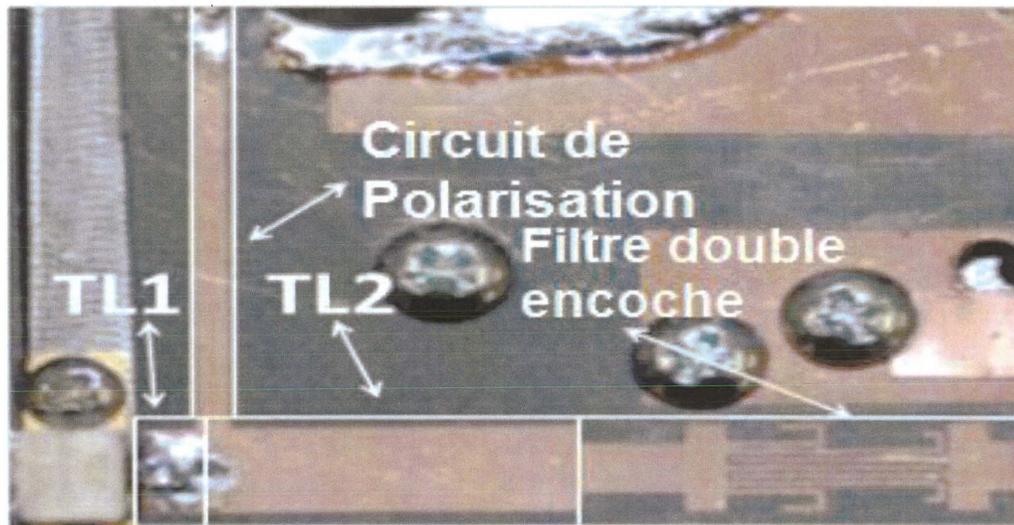


Figure 75 : Prototype fabriqué de la partie charge du circuit proposé

Lors des mesures faites sur le circuit de l'AP proposé, nous avons eu une PAE maximale égale à 66,30 % à la fréquence 2,14 GHz, avec une puissance de sortie égale à 37,50 dBm. Au point de PAE maximale, nous avons eu un gain égal à 10,70 dB. Par contre, le gain maximal atteint est de 14,70 dB et la valeur maximale de la puissance à la sortie est de 38 dBm. Les résultats de fabrications sont montrés dans la figure 77.

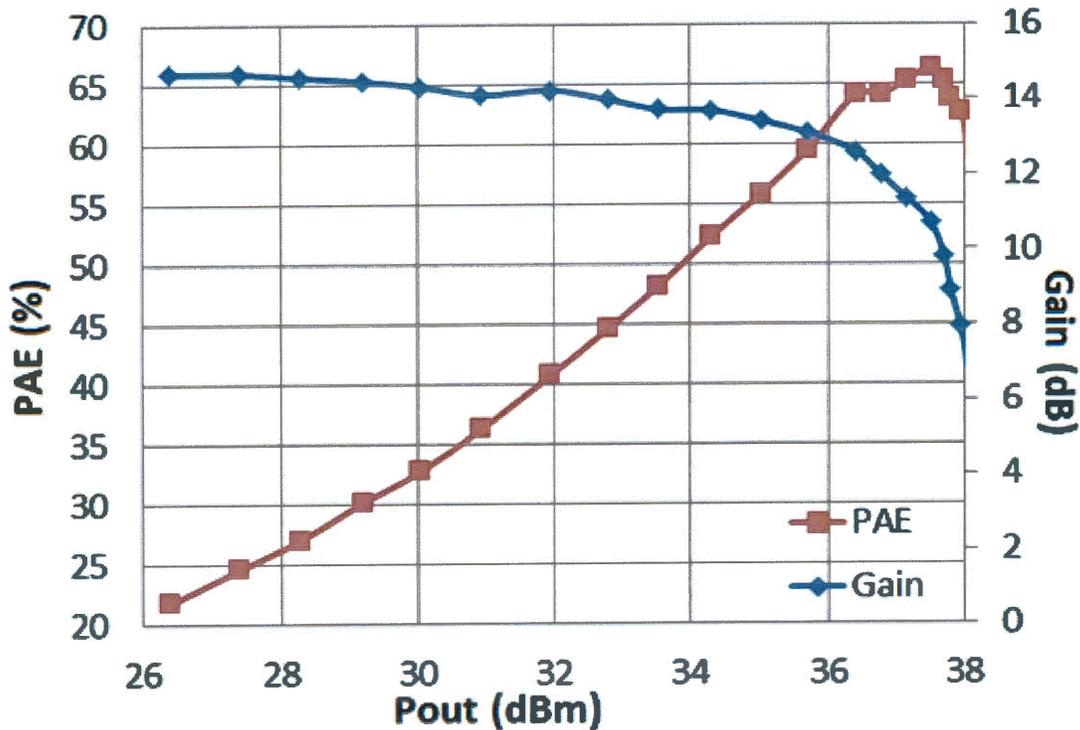


Figure 76 : Mesure du PAE et du gain de l'AP avec filtre de référence coupe-bande à double encoche (FR<sub>2</sub>)

### 3.3.4 Conclusion

Dans cette section, nous avons présenté une nouvelle conception d'un AP avec la technologie GaN HEMT et un filtre coupe-bande à double encoche à base de lignes couplées interdigitées. En ajoutant deux lignes pliées supplémentaires à la conception de filtre coupe-bande à simple encoche, deux fréquences peuvent être supprimées simultanément. Pour ajuster les fréquences à rejeter, il suffit de varier indépendamment les paramètres des deux lignes pliées.

Les caractéristiques du filtre proposé sont vérifiées et discutées en fabriquant une série de filtres avec différents paramètres au niveau des lignes pliées. En intégrant le filtre dans l'AP proposé, le 3<sup>ème</sup> et le 5<sup>ème</sup> harmoniques sont supprimés.

En raison de sa structure basée sur des lignes couplées interdigitées, le condensateur de blocage n'est plus nécessaire dans la partie charge de l'AP. Pour cet AP, le 2ème et le 4ème harmoniques sont ajustés par la ligne  $\lambda/4$  de circuit de polarisation à la fréquence fondamentale, tandis que le 3ème et le 5ème harmoniques sont ajustés par le filtre proposé.

## CHAPITRE 4

### CONCLUSION GÉNÉRALE

Jusqu'à ce jour, les chercheurs continuent de travailler à l'amélioration de l'efficacité des APs. Dans ce contexte, ils ont proposé plusieurs méthodes. Parmi les méthodes offertes, on trouve la suppression des harmoniques pour certains types d'APs utilisés dans les systèmes de communications sans fil. Certaines méthodes sont utilisées pour la perfection de PAE et la performance des APs, en ajustant les harmoniques. Parmi ces méthodes, nous trouvons la méthode des lignes de transmission  $\lambda/4$ . Celle-ci est la plus classique pour le rejet des harmoniques. Dernièrement, d'autres chercheurs ont utilisé les transmetteurs parallèles LC. La structure DGS a été employée pour le rejet des harmoniques dans le cas d'amplificateur de puissance de classe E.

À travers nos travaux de recherche, nous avons réussi à concevoir une nouvelle technologie permettant de supprimer les harmoniques des APs. C'est ainsi que nous avons été amenés à proposer parmi les solutions adéquates, le filtre coupe-bande à base de lignes couplées interdigitées. Ce dernier nous permet de passer le signal dans l'ultra large bande, tandis qu'il rejette la bande de fréquence indésirable. En plus, il joue le rôle d'un condensateur de blocage qui protège le matériel de mesure.

La structure de ce mémoire a été divisée en deux grandes parties. Dans la première partie, qui s'associe au deuxième chapitre, nous avons traité le cas du filtre coupe-bande à base de lignes couplées interdigitées en quatre sections. Dans la première section, nous avons vérifié le principe d'un filtre coupe-bande à lignes couplées. Par la suite nous avons démontré par simulations des paramètres-S, l'influence de l'ajout des lignes sur la réponse de la structure de filtre grâce à « *Momentum* » d'ADS.

Dans la deuxième section, premièrement, nous avons fixé la fréquence de travail à 2,14 GHz. Deuxièmement, nous avons concevait la première conception de filtre de référence coupe-bande à simple encoche ( $FR_1$ ), qui sert à supprimer le 3ème harmonique à 6,42 GHz. Comme résultats de fabrication, nous avons trouvé les pertes d'insertion  $S_{21}$  égale à 16,10 dB et la perte d'insertion au niveau de la fréquence fondamentale ne dépasse pas 0,80 dB.

Dans la troisième section, nous avons modifié le filtre de référence coupe-bande à simple encoche ( $FR_1$ ) en ajoutant deux lignes supplémentaires, qui nous permettent de supprimer à la fois le 3ème et le 5ème harmoniques. Dans ce cas, nous parlons de filtre de référence coupe-bande à double encoche ( $FR_2$ ). Après la fabrication, nous avons trouvé comme résultats de mesure de  $S_{21}$  : 16,10 dB et 20,30 dB respectivement, à 6,42 GHz et à 10,70 GHz. Nous avons trouvé les pertes d'insertion au niveau de la fréquence fondamentale égale à 1,20 dB.

Nous achevons le deuxième chapitre par la quatrième section qui présente le filtre de référence coupe-bande à triple encoche ( $FR_3$ ). Nous avons modifié la conception de filtre à double encoche par l'ajout de deux autres lignes supplémentaires pliées. Le filtre ( $FR_3$ ) nous permet le rejet de trois harmoniques le 3ème, le 5ème et le 7ème harmonique, en même temps, pour une fréquence fondamentale égale à 2,14 GHz. Après la conception de ce filtre, les résultats de mesure des pertes d'insertion pour 6,42 GHz, 10,70 GHz et 14,98 GHz sont respectivement 15,70 dB, 31,70 dB et 30,10 dB.

Pour ces trois filtres (à simple, à double et à triple encoches) nous avons présenté dans le deuxième chapitre. Le troisième chapitre est divisé en deux parties. Dans la première partie, nous avons utilisé le filtre de référence coupe-bande à simple encoche ( $FR_1$ ) dans la conception d'un AP avec la technologie GaN HEMT de classe  $F^{-1}$ . Le but est de supprimer le 3ème harmonique de cet amplificateur pour la fréquence fondamentale à 2,14 GHz. Pour cet amplificateur, le 3ème harmonique est rejeté par le filtre ( $FR_1$ ) et le 5ème harmonique est ajusté en utilisant des lignes de transmission  $\lambda/4$  à 10,70 GHz.

De même en utilisant le filtre coupe-bande à simple encoche, nous n'avons plus besoin des condensateurs de blocage puisque le filtre joue un rôle similaire. Les mesures expérimentales nous permettent de trouver une PAE de 61,60 %, une puissance à la sortie égale à 38,80 dBm à 2,14 GHz et un gain maximal égal à 15,90 dB.

Finalement, dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons utilisé le filtre de référence coupe-bande à double encoche ( $FR_2$ ) pour la conception d'un nouveau type d'AP utilisant la technologie GaN HEMT. Le rôle de ce filtre est de supprimer le 3ème et le 5ème harmoniques. Comme résultats de fabrication, nous avons trouvé une perte d'insertion égale à 16,10 dB et 20,30 dB, respectivement pour le 3ème et le 5ème harmoniques. Nous avons trouvé aussi un minimum de perte d'insertion au niveau de la fréquence fondamentale.

Pour cet amplificateur, le 3ème et le 5ème harmoniques sont rejetés grâce au filtre de référence coupe-bande à double encoche ( $FR_2$ ). Ainsi, l'utilisation de ce filtre nous permet d'éviter l'utilisation du condensateur de blocage dans la partie charge du circuit d'adaptation d'indépendance. La PAE maximale mesurée dans cet amplificateur est de 66,30 % avec 37,50 dBm de puissance à la sortie pour une fréquence de 2,14 GHz, avec un gain maximal de 14,70 dB. La vision futuriste de ce sujet est d'ajuster la phase dans les trois structures de filtres fabriqués.

## **RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES**

- ABDEL-RAHMAN, Adel, Ali ALI R., Smain AMARI et Abbass Sayed OMAR. 2005. « Compact Bandpass filters using defected ground structure (DGS) coupled resonators ». Dans *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. (Long Beach, CA, 12-17 juin 2005).
- ABE, Yasuyuki, Ishikawa RYO et Kazuhiko HONJO. 2008. « Inverse Class-F AlGaIn/GaN HEMT Microwave Amplifier Based on Lumped Element Circuit Synthesis Method ». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 56, numéro12, pp. 2748-2753.
- AKIRA, Inoue, Ohta AKIRA, Ishikawa TAKAHIDE et Matsuda YOSHIO. 2004. « The Efficiency of Class-F and Inverse Class-F Amplifiers ». Dans *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. (Fort Worth, Texas, 06-11 juin 2004), p. 1947-1950.
- ALBULET, Mihai. 2001. *RF power Amplifier*. 1<sup>e</sup> édition. États-Unis: Noble Publishing Corporation. 366 p.
- ALLEY, Gray D. 1970. « Interdigital capacitors and their application to lumped-element microwave integrated circuits ». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 18, numéro12, pp. 1028-1033.
- ANDIA MONTES, Luis Alejandro. 2010. « Amplificateur de puissance en classe commutée pour application dans un émetteur multi radio à haut rendement ».

Thèse de doctorat en électronique, optronique et systèmes, Université Paris-Est, 161 p.

CAMPOVECCHIO, Michel, Philippe BOUYESSE, Jean-Michel NEBUS et Raymond QUÉRÉ. 2006. « High efficiency power amplifiers: class-F and Beyond ». Dans *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. (San Francisco, CA, 11-16 juin 2006), p. 1-4.

CHEN, Bo-Jiun, Shen TZE-MIN et Ruey-Beei WU. 2009. « Design of tri-band filters with improved band allocation ». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 57, numéro 7, pp. 1790-1797.

CHEN, Chi-Feng, Ting-Yi HUANG et Ruey-Beei WU. 2006. « Design of dual and triple passband filter using alternately cascaded multiband resonators ». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 54, numéro 9, pp. 3550-3558.

CHEN, Chien-Heng et Kuan-Huang LIN. 2008 a. « Novel compact LTCC UWB bandpass filter with simple semi-lumped circuit model ». Dans *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*. (Nanjing, Chine, 21-24 avril 2008), p. 147-149.

CHEN, Fu-Chang, Qing-Xin XIN CHU et Zhi-Hong TU. 2008 b. « Tri-band bandpass filter using stub loaded resonators ». *Electronics letters*, volume 44, numéro 12, pp. 747-749.

CHEN, Fu-Chang et Qing-Xin CHU. 2009. « Design of compact tri-band bandpass filters using assembled resonators ». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 57, numéro 1, pp. 165-171.

- CHEN, Xiao-Ping, Ke WU et Zhao-Long LI. 2007. « Dual-band and triple-band substrate integrated waveguide filters with Chebyshev and quasi-elliptic responses ». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 55, numéro 12, pp. 2569-2578.
- CHOI, Heungjae, Sungun SHIM, Yongchae JEONG, Jongsik LIM et Chul Dong KIM. 2009. « A compact DGS load-network for highly efficient Class-E power amplifier ». Dans *IEEE European Microwave Conference*. (Rome, Italie, 29 septembre- 1 octobre 2009), p. 492-495.
- CHOI, Jaewon et Chulhum SEO. 2008. « High efficiency power amplifier using in/output matching networks based on novel harmonic control circuit ». *Microwave and optical technology letters*, volume 53, numéro 6, pp. 1873-1876.
- CRIPPS, Steve. 2001. *Advanced techniques in RF power amplifier design*. 1<sup>e</sup> édition. MA: Artech House. 338p.
- DJAIZ, Azzeddine, Mohamed A. HABIB, Mourad NEDIL et Tayeb A. DENIDNI. 2009. « Design of UWB filter-antenna with notched band at 5.8 GHz ». Dans *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation society International Symposium*. (Charleston, SC, 1-5 juin 2009), p. 1-4.
- DJAIZ, Azzeddine, Mourad NEDIL, Mohamed A. HABIB et Tayeb A. DENIDNI. 2011. « Design of a new UWB- integrated antenna filter with a rejected WLAN band at 5.8 GHz ». *Microwave and optical technology letters*, volume 51, numéro 6, pp. 1298-1302.
- EL DEIN, Adel Z., Adel B. ABDEL-RAHMAN, Raafat E, FAT-HELBARY et A, M, MONTASER. 2010. « Tunable-compact bandstop defected ground structure (DGS) with lumped element ». Dans *7<sup>th</sup> International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices*. (Amman, Jordan, 27-30 juin 2010), p. 1-3.

- FAN, Li, Yong Jiu ZHAO, Hong Bo QIN et Wei ZHAO. 2010. « A UWB filter design based on stepped impedance Resonator ». Dans *9<sup>th</sup> International Symposium on Antennas Propagation and EM Theory*. (Guangzhou, Chine, 29 novembre- 2 décembre 2010), p. 974-976.
- FCC. 2002. Revision of part 15 of the commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems. « First report and order ». D.C. Washington, États-Unis, pp. 98-153.
- GAO, Steven. 2006. « High-efficiency class-F RF/Microwave power amplifiers ». *IEEE Microwave Magazine*, volume 7, numéro 1, pp. 40-48.
- GAO, Steven, Peter BUTTERWORTH, Shirt Fun OOI et Alistair SAMBELL. 2006. « High efficiency class-F power amplifier design including input harmonic termination ». *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, volume 16, numéro 2, pp. 81-83.
- GONZALEZ, Guillermo. 1997. *Microwave transistor amplifiers analysis and design*, 2<sup>e</sup> édition. Upper Saddle River, NJ, États-Unis: Prentice-Hall. Inc. 506 p.
- GOVIL, Jivech et Jivika GOVIL. 2007. « 4G mobile communication systems: turns, trends and transition ». Dans *International Conference on convergence information Technology*. (Gyeongju, Corée de Sud, 21-23 novembre 2007), p.13-18.
- GREBENNIKOV, Andrei et Nathan O. SOKAL. 2007. *Switchmode RF power amplifiers*. 1<sup>e</sup> édition. MA : Newnes. 448 p.
- HAMADY, Saleem, Frédérick MORANCHO, Bilal BEYDOUN, Patrick AUSTIN et Mathieu GAVELLE. 2014. « Un interrupteur GaN HEMT normally-off grâce à

des ions fluor implantés sous l'interface AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> ». Dans *Symposium de Génie électrique*. (Cachan, France, 8-9 juillet 2014), p.1-4.

HANNA, Elias. 2006. « Synthèse et réalisations avec des zéros de transmission de filtres planaires miniaturisés à topologies fractales en substrat suspendu ». Thèse de doctorat en électronique, Université Bordeaux 1, 272 p.

HAO, Zhang-Cheng et Jia-Sheng HONG. 2005. « Compact UWB Filter with Double Notch-Bands Using Multilayer LCP Technology ». *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, volume 19, numéro 8, pp. 500-502.

HAO, Zhang-Cheng, Jia-Sheng HONG, Jonathan P. PARRY et Duncan P, HAND. 2009. « Ultra-Wideband Bandpass Filter with Multiple Notch Bands Using Nonuniform Periodical Slotted Ground Structure ». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique*, volume 57, numéro 12, pp. 3080-3088.

HE, Tian et Balaji UMA. 2010. « Design of a class F power amplifier ». *PIERS online*, volume 6, numéro 2, pp. 141-144.

HELAOUI, Mohamed et Fadhel M, GHANNOUCHI. 2009. « Optimizing losses in distributed multiharmonic matching networks applied to the design of an RF Ga<sub>N</sub> power amplifier with higher than 80% power-added efficiency ». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 57, numéro 2, pp. 314-322.

HONG, Jia-Sheng. 2012. *Microstrip filters for RF/Microwave Applications*. 2<sup>e</sup> édition. NJ: Wiley. pp. 93-95 et pp. 543-545.

HONG, Jai-Sheng et M. J. LANCASTER. 2001. *Microstrip filters for RF/microwave applications*. 1<sup>e</sup> édition. NY: Wiley. 488 p.

- HSU, Chung I. G., Ching-Her LEE et Yi-Huan HSIEH. 2008. « Tri-band bandpass filter with sharp passband skirts designed using tri-section SIRs ». *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, volume 18, numéro 1, pp. 19-21.
- KUO, Tsung-Nan, Shih-Cheng LIN et Chun Hsiung CHEN. 2006. « Compact ultra-wideband bandpass filters using composite microstrip-coplanar-wave guide structure ». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 54, numéro 10, pp. 3772-3778.
- LAI, Xin, Chang-Hong LIANG, Hao DI et Bian WU. 2010. « Design of tri-band filter based on stub loaded resonator and DGS resonator ». *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, volume 20, numéro 5, pp. 265-267.
- LEE, Ching-Her, Chung I. G. HSU et Jhuang HE-KAI. 2006. « Design of a new tri-band microstrip BPF using combined quarter-wavelength SIRs ». *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, volume 16, numéro 11, pp. 594-596.
- LEE, Jahyeon, Jinwoo JUNG, Kyoungkeun KIM et Yeongseog LIM. 2010. « Compact Dual-Mode Interdigital-loop Resonator and Filter Applications ». Dans *IEEE International Conference on Wireless Information Technology and Systems*. (Honolulu, HI, 28 août- 3 septembre 2010), p. 1-4.
- LEE, Sang-Yun, Won-Gyu LIM, Won-Seok JEONG et Jong Won YU. 2008. « A tunable bandstop filter design using parallel coupled line resonator with varactor ». Dans *IEEE Asia-Pacific Microwave Conference*. (Macau, Chine, 16-20 décembre 2008), p. 1-4.
- LEVY, Ralph et L. F. LIND. 1968. « Synthesis of symmetrical branch-guide directional couplers ». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 16, numéro 2, pp. 80-89.

- LEVY, Ralph. 2009. « Compact waveguide bandstop Filters for wide stopbands ». Dans *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. (Boston, MA, 7-12 juin 2009), p.1245-1248.
- LI, Keren, Kurita DAISUKE et Matsui TOSHIAKI. 2006. « UWB bandpass filters with multi notched bands ». Dans *IEEE European Microwave Conference*. (Manchester, UK, 10-15 septembre 2006), p. 591-594.
- LUNG, Chih-Kang, Kuo-Sheng CHIN et Jeffrey Shiang FU. 2009. « Tri-section stepped-impedance resonators for design of dual-band bandstop filter ». Dans *IEEE European Microwave Conference*. (Rome, Italie, 29 septembre-1 octobre 2009), p. 771-774.
- MATTHAEI, Georgel, L. 1962. « Interdigital Band-Pass Filters ». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 10, numéro 6, pp. 479-491.
- MATTHAEI, Georgel, L., Leo YOUNG et E. M.T. JONES. 1980. *Microwave filters, impedance matching networks, and coupling structures*. 1<sup>e</sup> édition. MI: Artech House. 1098 p.
- MENZEL, Wolfgang, Lei ZHU, Ke WU et Frank BOGELSACK. 2003. « On the design of novel compact broad-band planar filters ». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 51, numéro 2, pp. 364-370.
- MENZEL, Wolfgang et Peter FEIL. 2006. « Ultra-wideband (UWB) filters with WLAN notch ». Dans *IEEE European Microwave Conference*. (Manchester, UK, 10-15 septembre 2006), p. 595-598.
- PERIGAUD, Aurélien. 2009. « Conception de banques de filtres micro-ondes passifs compacts dans la bande 2-20 GHz à l'aide des technologies multicouches ».

Thèse de doctorat en communications optiques et micro-ondes, Université de Limoges, 222 p.

RAAB, Frederick H. 1997. « Class-F power amplifiers with maximally flat waveforms ». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 45, numéro 11, pp. 2007-2012.

RAAB, Frederick H. 2001. « Maximum efficiency and output of class-F power amplifiers ». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 49, numéro 6, pp. 1162-1166.

RAMADAN, Alaaeddine. 2010. « Amplification de puissance à haut rendement en bande L et en technologie GaN intégrant une préformation de la tension de commande d'entrée ». Thèse de doctorat en électronique des hautes fréquences, photonique et systèmes, Université de Limoges, 199 p.

REN, L.-Y. 2010. « Tri-band bandpass filters based on dual-plane microstrip/DGS slot structure ». *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, volume 20, numéro 8, pp. 429-431.

SAAD, Paul, Christian FAGER, Hossein Mashad NEMATLI, Haiying CAO, Herbert ZIRATH et Kristoffer ANDERSSON. 2010. « A highly efficient 3.5 GHz inverse class-F GaN HEMT power amplifier ». *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, volume 2, numéro 3-4, pp. 317-324

SHAMAN, Hussein et Jia-Sheng HONG. 2007 a. « Asymmetric Parallel-Coupled Lines for Notch Implementation in UWB Filters ». *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, volume 17, numéro 7, pp. 516-518.

- SHAMAN, Hussein et Jia-Sheng HONG. 2007 b. « Ultra-wideband (UWB) bandpass filter with embedded band notch structures ». *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, volume 17, numéro 3, pp. 193-195.
- SUN, Sheng et Lei ZHU. 2006. « Capacitive-ended interdigital coupled lines for UWB band pass filters with improved out-of- band performance ». *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, volume 16, numéro 8, pp. 440-442.
- TASKER, Paul J. 2009. « Practical waveform engineering ». *IEEE microwave magazine*, volume 10, numéro 7, pp. 65-76.
- TU, Wen-Hua et Kai CHANG. 2005. « Compact microstrip bandstop filter using open stub and spurline ». *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, volume 15, numéro 4, pp. 268-270.
- UHM, Manseok, Kichul KIM et Dejan S. FILIPOVIC. 2008. « Ultra-wideband bandpass filters using quarter-wave short- circuited shunt stubs and quarter-wave series transformers ». *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, volume 18, numéro 10, pp. 668-670.
- VILLEGAS, Martine. 2007. « Du circuit hybride micro-ondes aux architectures UWB ». Mémoire d'habilitation à diriger des recherches, Université de Marne La Vallée, 149 p.
- VU, Thanh Mai. 2010. « Contribution à la mise en œuvre de fonctions accordables a MEMS RF en bande millimétrique sur silicium ». Thèse de doctorat en micro-ondes, Électromagnétisme et Optoélectronique, Université Toulouse III- Paul Sabatier, 235 p.
- WANG, Zhebin, Fathi NASRI et Chan-Wang PARK. 2011. « Compact tri-band notched UWB band-pass filter based on interdigital hairpin finger structure ». Dans *IEEE*

*Wireless and Microwave Technology Conference*. (Clearwater, FL, 18-19 avril 2011), p. 1-4.

WEI, Ce-jun, Paul DICARLO, Yevgeniy Gene TAKACHENKO, R. MCMORROW et Dylan BARTLE. 2000. « Analysis and experimental waveform study on inverse class-F mode of microwave power FETs ». Dans *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. (Boston, MA, 11-16 juin 2000), p. 625-628.

WEI, Feng, Li CHEN, Xiao Wei SHI, Qiu Yi WU, Chang Jia GAO et XinHuai WANG. 2010. « Design of a compact ultra-wideband bandpass filter with two notched bands ». Dans *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*. (Chengdu, Chine, 8-11 mai 2010), p. 710-712.

WENZEL, Robert, J. 1965. « Exact theory of interdigital band pass filter and related coupled band-pass structures ». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 13, numéro 5, pp. 559-575.

WONG, Sai Wai et Lei ZHU. 2007. « Ultra-Wideband (UWB) Microstrip Bandpass Filters with Improved Upper-Stopband and Miniaturized Size ». Dans *IEEE Asia-Pacific Microwave Conference*. (Bangkok, Thaïlande, 11-14 décembre 2007), p. 1-4.

WONG, Wei-Ting, Yo-Shen LIN, Chi-Hsueh WANG et Chen Hsiung CHEN. 2005. « Highly selective microstrip bandpass filters for ultra-wideband (UWB) applications ». Dans *IEEE Asia-Pacific Microwave Conference*. (Suzhou, Chine, 4-7 décembre 2005), p. 2850-2853.

WOO, Young Yun, Youngoo YANG et Bumman KIM. 2006. « Analysis and experiments for high-efficiency class-F and inverse class-F power amplifiers ». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 54, numéro 5, pp. 1969-1974.

- WOO, Young Yun, Youngoo YANG, Ildu KIM et Bumman KIM. 2007. « Efficiency Comparison between highly efficient class-F and inverse class-F power amplifiers ». *IEEE Microwave Magazine*, volume 8, numéro 3, pp.100-110.
- WU, David Yu-Ting, Daniel FREBROWSKI et Slim BOUMAIZA. 2010 b. « First pass design of high efficiency power amplifiers using accurate large signal models ». Dans *IEEE Wireless and Microwave Technology Conference*. (Melbourne, FL, 12-13 avril 2010), p. 1-4.
- WU, David Yu-Ting et Slim BOUMAIZA. 2010. « Comprehensive first pass design methodology for high efficiency mode power amplifier ». *IEEE Microwave Magazine*, volume 11, numéro1, pp. 116-121.
- ZHU, Jiwen et Zhenghe FENG. 2006. « Microstrip Interdigital Hairpin Resonator With an Optimal Physical Length ». *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, volume 16, numéro 12, pp. 672-674.
- ZHU, Lei, Sheng SUN et Rui LI. 2012. *Microwave bandpass filters for wideband communication*. 1<sup>e</sup> édition. NJ: Wiley. pp. 8-10. 240 p.
- ZHU, Lei, Sheng SUN et Wolfgang MENZEL. 2005. « Ultra-wideband (UWB) bandpass filters using multiple-mode resonator ». *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, volume 15, numéro 11, pp. 796-798.

