

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**  
**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA**  
**RECHERCHE SCIENTIFIQUE**  
**UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA**

**FACULTE DE TECHNOLOGIE**  
**DEPARTEMENT ELECTRONIQUE**  
N° : .....



**FILIERE : TELECOMMUNICATIONS**  
**OPTION : SYSTEMES DES**  
**TELECOMMUNICATION**

**Mémoire présenté pour l'obtention**  
**Du diplôme de Master Académique**

**Par:**

BOUDRAA Aymen

BOUHALI Rabah

**THEME**

**Etude et conception d'un diviseur de puissance**  
**reconfigurable pour les applications mobiles**

**Soutenu devant le jury composé de:**

Dr. CHALABI Izeddine	Université de M'sila	Président
Dr. KENANE El-Hadi	Université de M'sila	Rapporteur
Dr. DJELLID Asma	Université de M'sila	Co-Rapporteur
Dr. GARAH Messaoud	Université de M'sila	Examineur

**Année universitaire : 2020 /2021**

# Remerciements

*A l'issue de cette fin d'étude, nous adressons nos remerciements  
premièrement à Allah le tout puissant pour la santé et la patience. Qu'il  
nous a donnés durant toutes ces longues années d'études.*

*On tient aussi à remercier tous nos profs qui nous ont enseigné tout  
au long de ces derniers cinq années.*

***Je tiens à remercier notre rapporteur et Co-rapporteur***

***Dr. KENANE et Dr. DJELLID***

***Les deux enseignants à l'université de M'sila,***

*Nous voulons remercier les membres de jury d'évaluation de note  
travail et aussi les enseignants de Système de télécommunications.*

*Nous voulons remercier les étudiants l'électronique et surtout les  
étudiants de Système de télécommunications.*

*En fin : pour tous les personnes ayant contribuées de près ou de  
loin à la réalisation de ce mémoire.*

# *Dédicace*

*A ma chère Mère*

*A mon cher Père*

*A mes frères et sœur*

*A ma grande famille et tous mes amis*

## SOMMAIR

*Dédicace*

*Remerciements*

*Sommaire*

*Liste des tableaux et des figures*

*Références*

*Introduction générale..... 2*

### *Chapitre I Etat de l'art sur les diviseurs de Wilkinson*

*I.1 Introduction..... 3*

*I.2 Description d'un diviseur de Wilkinson..... 3*

*I.2.1 Définitions..... 3*

*I.2.2 Analyse d'un diviseur de Wilkinson..... 5*

*I.3 Les différents types d'un diviseur de Wilkinson ..... 7*

*I.3.1 Diviseur de Wilkinson résistif..... 7*

*I.3.2 Diviseur de Wilkinson à  $N$  voies ..... 10*

*I.3.3 Diviseur de Wilkinson bi-bande miniaturisé utilisant des lignes de transmission chargées par condensateur ..... 11*

*I.3.4 Diviseur de Wilkinson passe-bande compact avec suppression des harmoniques..... 16*

*I.3.5 Diviseur de puissance reconfigurable compact avec une faible perte d'insertion ..... 22*

*I.4 Conclusion ..... 26*

### *Chapitre II: La reconfigurabilité dans les diviseurs de Wilkinson*

*II.1 Introduction ..... 28*

*II.2 La reconfigurabilité dans les diviseurs de Wilkinson ..... 28*

*II.2.1 Les commutateurs RF ..... 28*

*II.2.2 Les Diodes PIN..... 29*

*II.2.2.1 Définition..... 30*

*II.2.2.1 Caractéristiques importantes d'une diode PIN..... 30*

*II.2.2.1 Avantages et inconvénients d'une diode PIN..... 31*

*II.2.2.1 Les applications de la diode PIN en RF..... 32*

II.2.1 Analyse d'un diviseur de Wilkinson reconfigurable.....	32
II.3 Les différents types d'un diviseur de Wilkinson reconfigurable.....	36
II.3.1 diviseur de Wilkinson reconfigurable avec Configuration flexible de la plage de réglage.....	36
II.3.2 Diviseur de Wilkinson modifié avec fonction commutable à l'aide de commutateurs à diode PIN.....	40
II.3.3 Diviseur de Wilkinson 2 voies reconfigurable.....	43
II.4 Conclusion.....	46

### *Chapitre III : Etude paramétrique d'un diviseur de Wilkinson*

III.1 Introduction.....	55
III.2 Etude paramétrique.....	55
III.2.1 La forme proposée .....	56
III.2.2 L'influence de la longueur $L_1$ .....	57
III.2.3 L'influence de la largeur $W_1$ .....	58
III.2.4 L'influence de la longueur $L_2$ .....	58
III.2.5 L'influence de la largeur $W_2$ .....	59
III.2.6 L'influence de la longueur $L_3$ .....	60
III.2.7 L'influence de la largeur $W_3$ .....	60
III.2.8 L'influence de la longueur de grand .....	61
III.2.9 L'influence de la largeur de grand.....	62
III.2.10. L'influence de la valeur $X_0$ .....	62
III.2.11. L'influence de la valeur $W_{st}$ .....	63
III.2.12. L'influence de la valeur $L_{st}$ .....	63
III.2.13. L'influence de la longueur $L_1$ .....	64
III.2.13 L'influence de la largeur $W_1$ .....	65
III.2.14 L'influence de la longueur $L_2$ .....	66
III.2.15 L'influence de la largeur $W_2$ .....	67
III.2.16 L'influence de la longueur $L_3$ .....	67
III.2.17 L'influence de la largeur $W_3$ .....	68
III.2.18 L'influence de la longueur de grand.....	69
III.2.19 L'influence de la largeur de grand.....	69
III.2.20. L'influence de la valeur $X_0$ .....	70
III.2.21. L'influence de la valeur $w_{st}$ .....	70
III.2.22. L'influence de la valeur $L_{st}$ .....	71

<i>III.3 Conclusion .....</i>	<i>72</i>
-------------------------------	-----------

*Chapitre IV: Conception d'un diviseur de Wilkinson reconfigurable*

<i>IV.1 Introduction .....</i>	<i>75</i>
<i>IV.2 Choix de l'outil de simulation.....</i>	<i>75</i>
<i>IV.3 Le simulateur CST.....</i>	<i>75</i>
<i>IV.4 La conception d'un diviseur de Wilkinson bi-bande à quatre voies.....</i>	<i>77</i>
<i>IV.5 La conception d'un diviseur de Wilkinson reconfigurable.....</i>	<i>80</i>
<i>IV.6 Conclusion.....</i>	<i>85</i>
<i>Conclusion générale .....</i>	<i>87</i>

## Liste des tableaux

<b>Tableaux III.1</b> : Les valeurs initiales des dimensions de notre diviseur proposé dans la Figure III.2.....	56
<b>Tableau IV.1</b> : Les dimensions du diviseur proposé dans la Figure IV.3 en mm.....	78

## Liste des figures

<b>Figure I.1</b> : Un diviseur de de Wilkinson à deux voies de puissances égales.....	06
<b>Figure I.2</b> : Schéma d'un diviseur de puissance : (a) Division de la puissance (b) Combinaison de puissance.....	07
<b>Figure I.3</b> : La forme symétrique et normalisée du WPD [12].....	07
<b>Figure I.4</b> : Le circuit équivalent du WPD en mode pair.....	08
<b>Figure I.5</b> : Le Circuit équivalent en mode impair du WPD.....	08
<b>Figure I.6</b> : Diviseur de puissance résistif à trois ports : schéma en (a) et la photographie en (b) [13].....	10
<b>Figure I.7</b> : Diviseur de puissance résistive à trios ports à répartition égal.....	11
<b>Figure I.8</b> : Diviseur de puissance à N voies [14].....	12
<b>Figure I.9</b> : Structure of the primary dual-band Wilkinson power divider (WPD) [17].....	13
<b>Figure I.10</b> : (a) Diagramme de mode pair du diviseur primaire bi-bande (b) Diagramme de mode impair du diviseur primaire bi-bande [17].....	14
<b>Figure I.11</b> : Le schéma de principe du WPD double bande proposé utilisant CLTL méthode.....	15
<b>Figure I.12</b> : Disposition du WPD bi-bande proposé.....	15
<b>Figure I.13</b> : Photo fabriquée du WPD bi-bande proposé.....	16
<b>Figure I.14</b> : Paramètres S mesurés et simulés du WPD double bande proposé. (a) Paramètres S21 (b) Paramètres S11 (c) Paramètres S22 (d) Paramètres S23 (e) large gamme de fréquences des paramètres S11, S21.....	17
<b>Figure I.15</b> : Configuration, (a) filtre passe-bande de suppression des harmoniques (b) Mode impair (c) Mode pair.....	19
<b>Figure I.16</b> : La disposition du résonateur conçu et la simulation de ses paramètres de diffusion ( $L_1 = 12,4$ mm, $L_2 = 3,4$ mm, $L_3 = 10,6$ mm, $L_4 = 14,3$ mm, $L_5 = 4,3$ mm, $L_6 = 5,2$ mm, $L_7 = 1,7$ mm, $L_8 = 8,8$ mm, $L_9 = 0,8$ mm, $L_{10} = 0,3$ mm).....	20

<b>Figure I.17</b> : L'agencement de deux résonateurs série et la simulation de ses paramètres de diffusion ( $L_1 = 4,8$ mm, $L_2 = 1,4$ mm, $S_1 = 0,2$ mm).....	21
<b>Figure I.18</b> : Disposition du résonateur couplé, qui est un simple filtre passe-bande et ses résultats de simulation de paramètres de diffusion ( $L_1 = 13,2$ mm, $L_2 = 13,4$ mm, $L_3 = 3,8$ mm, $L_4 = 4,4$ mm, $L_5 = 14,1$ mm, $L_6 = 4,3$ mm, $L_7 = 5,1$ mm, $L_8 = 0,6$ mm, $L_9 = 0,2$ mm, $L_{10} = 9$ mm, $L_{11} = 1,7$ mm, $S_1 = 0,1$ mm).....	22
<b>Figure I.19</b> : Disposition du filtre passe-bande de suppression des harmoniques.....	23
<b>Figure I.20</b> : Deux structures passe-bande simples et créent un effet de couplage entre elles la disposition du filtre et ses résultats de simulation des paramètres de diffusion.....	23
<b>Figure I.21</b> : Le diviseur de puissance proposé (a) disposition (b) pertes d'insertion et perte de retour (c) isolements et affaiblissements d'adaptation (d) affaiblissements d'insertion et affaiblissement d'adaptation dans la bande passante.....	24
<b>Figure I.22</b> : (a) La photographie du WPD passe-bande fabriqué (b) mesuré et perte d'insertion et perte de retour simulée.....	25
<b>Figure I.23</b> : Structure du diviseur de puissance réglable propose.....	26
<b>Figure I.24</b> : Modèle de circuit équivalent du diviseur de puissance propose.....	27
<b>Figure I.25</b> : Analyse des modes pair et impair du diviseur de puissance. (a) Analyse en mode impair. (b) Analyse du mode pair.....	28
<b>Figure I.26</b> : Photographie du diviseur de puissance fabrique.....	29
<b>Figure I.27</b> : Performances des paramètres S du diviseur de puissance reconfigurable proposé avec des tensions de polarisation de la diode A et de la diode B. (a) 14,5 V et 14,2 V, (b) 5,4 V et 3,5 V, et (c) 1,8 V et 0 V.....	30
<b>Figure I.28</b> : Le circuit équivalent du WPD en mode pair.....	08
<b>Figure II.1</b> : Une commutation en utilisant une poutre métallique [24].....	34
<b>Figure II.2</b> : Le circuit équivalent de la diode PIN : (a) l'état ON (b) l'état OFF (c) modèle de la diode [25].....	35
<b>Figure II.3</b> : Le courant dans la diode lors de la phase de recouvrement [26].....	36
<b>Figure II.4</b> : (a) La configuration du circuit du WPD modifié reconfigurable, (b) Prototype de circuit .....	39
<b>Figure II.5</b> : Résultats de simulation de $S_{11}$ , $S_{12}$ , $S_{13}$ et $S_{23}$ pour WPD modifié à, (a) 2,5 GHz, (b) 3,5 GHz .....	40

<b>Figure II.6 :</b> La comparaison des résultats de simulation et de mesure (a) S11, (b) S12.....	41
<b>Figure II.7 :</b> La comparaison des résultats de simulation et de mesure (a) S11, (b) S12 et S23 pour WPD modifié à 3,5 GHz .....	41
<b>Figure II.8 :</b> Proposed reconfigurable WPD [27].....	43
<b>Figure II.9 :</b> Résultats mesurés du WPD expérimental (a) S11. (b) S21. (c) S22. (d) S23.....	44
<b>Figure II.10 :</b> Vue de dessus du WPD fabriqué.....	45
<b>Figure II.11 :</b> (a) La configuration du circuit du WPD modifié commutable et (b) le prototype de circuit.....	47
<b>Figure II.12 :</b> Résultats de simulation de S11, S12, S13 et S23 pour WPD modifié fonctionne comme (a) un diviseur de puissance et (b) un commutateur SPDT à 2,5GHz.....	48
<b>Figure II.13 :</b> La comparaison des résultats de simulation et de mesure a) S11, (b) S12 et (c) S23 pour WPD modifié fonctionnent comme un commutateur SPDT à 2,5 GHz.....	48
<b>Figure II.14 :</b> Modèle fabriqué de diviseur de puissance reconfigurable .....	50
<b>Figure II.15 :</b> (a) Le résultat de la simulation pour la polarisation 2V et 0V fonctionne à 1,8 GHz et 1,9 GHz (b) Le résultat de la simulation pour la polarisation 5V et 3V fonctionne à 1,9 GHz et 2,4 GHz .....	51
<b>Figure II.16 :</b> (c) Le résultat de la simulation pour la polarisation 5V et 7V fonctionne à 1,9 GHz et 2,6 GHz .....	52
<b>Figure III.1 :</b> La topologie standard d'un diviseur de Wilkinson .....	55
<b>Figure III.2 :</b> Un schéma représentatif du diviseur de WILKINSON en utilisant le simulateur CST .....	56
<b>Figure III.3 :</b> L'évolution du coefficient de réflexion S11 du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeurs de L1.....	57
<b>Figure III.4 :</b> L'évolution du coefficient de réflexion S11 du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeurs de W1.....	58
<b>Figure III.5 :</b> L'évolution du coefficient de réflexion S11 du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeurs de L2.....	59
<b>Figure III.6 :</b> L'évolution du coefficient de réflexion S11 du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeurs de W2.....	59
<b>Figure III.7 :</b> L'évolution du coefficient de réflexion S11 du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeurs de L3.....	60
<b>Figure III.8 :</b> L'évolution du coefficient de réflexion S11 du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeurs de W3.....	61

<b>Figure III.9</b> : L'évolution du coefficient de réflexion S11 du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeurs de la longueur de grand.....	61
<b>Figure III.10</b> : L'évolution du coefficient de réflexion S11 du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeurs de la largeur de grand.....	62
<b>Figure III.11</b> : L'évolution du coefficient de réflexion S11 du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeurs Xo.....	62
<b>Figure III.12</b> : L'évolution du coefficient de réflexion S11 du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeurs wst.....	63
<b>Figure III.13</b> : L'évolution du coefficient de réflexion S11 du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeurs Lst.....	64
<b>Figure III.14</b> : L'évolution du coefficient de réflexion S11 du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeur L1.....	65
<b>Figure III.15</b> : L'évolution du coefficient de réflexion S11 du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeur W1.....	65
<b>Figure III.16</b> : L'évolution du coefficient de réflexion S11 du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeur L2.....	66
<b>Figure III.17</b> : L'évolution du coefficient de réflexion S11 du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeur W2.....	67
<b>Figure III.18</b> : L'évolution du coefficient de réflexion S11 du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeur L3.....	68
<b>Figure III.19</b> : L'évolution du coefficient de réflexion S11 du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeur W3.....	68
<b>Figure III.20</b> : L'évolution du coefficient de réflexion S11 du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeur Lg.....	69
<b>Figure III.21</b> : L'évolution du coefficient de réflexion S11 du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeur Wg .....	70
<b>Figure III.22</b> : L'évolution du coefficient de réflexion S11 du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeur Xo.....	70
<b>Figure III.23</b> : L'évolution du coefficient de réflexion S11 du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeur Wst.....	71
<b>Figure III.24</b> : L'évolution du coefficient de réflexion S11 du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeur Lst.....	72
<b>Figure IV.1</b> : Une interface graphique du simulateur CST studio.....	75

<b>Figure IV.2 :</b> Détermination de $Z_0$ pour $w$ et $\epsilon_e$ donnée en utilisant le simulateur CST.....	77
<b>Figure IV.3 :</b> Une forme proposée du diviseur de Wilkinson à quatre voies.....	79
<b>Figure IV.4 :</b> Coefficient de réflexion $S_{11}$ pour le diviseur proposé avec les dimensions citées dans le Tableau IV.1 .....	80
<b>Figure IV.5 :</b> Un diviseur optimal.....	81
<b>Figure IV.6 :</b> $S_{11}$ de la figure précédente.....	81
<b>Figure IV.7 :</b> les quatres diodes de la figure précédente.....	82
<b>Figure IV.8 :</b> $S_{11}$ de 4 diodes OFF de la figure IV.14.....	82
<b>Figure IV.9 :</b> Diviseur avec deux diodes OFF alors que les deux autres diodes ON..	83
<b>Figure IV.10:</b> $S_{11}$ de 2 diodes OFF de la figure IV.16.....	83
<b>Figure IV.11:</b> l'isolation $S_{23}$ et $S_{45}$ pour l'exemple de la figure IV.16.....	84



# **Introduction générale**



## *Introduction générale*

Les diviseurs de puissance sont des circuits passifs les plus populaires dans les applications RF et micro-ondes [1]. Ces diviseurs sont largement utilisés dans les réseaux d'antennes, les amplificateurs équilibrés, les mélangeurs, les multiplicateurs de fréquence, etc., en tant que combineurs ou diviseurs de puissance. En particulier, ces diviseurs sont utilisés pour assurer une alimentation électrique d'un réseau d'antennes, un chemin doit être connecté à l'aide d'un ou plusieurs diviseurs de puissance (matrice de Butler) ce qui permet de faire une jonction entre une entrée d'un seul canal avec la sortie de plusieurs canaux.

Au sein de la communauté RF et micro-ondes, les diviseurs de puissance ont joué un rôle de premier plan pendant des années. La fonction principale d'un diviseur de puissance est de diviser un signal d'entrée donné en deux signaux ou plus selon les besoins du circuit / système. Une application typique pour un diviseur de puissance est de diviser un signal pour alimenter plusieurs amplificateurs de faible puissance, puis de faire recombinaison des signaux des amplificateurs en un signal de sortie de puissance élevée. Une autre application de diviseur de puissance et l'inspiration pour ce travail de thèse, se trouve dans un système de réseau d'antennes phasées. Dans ce système, un signal est acheminé via un diviseur de puissance à répartition égale comportant un nombre spécifique de ports de sortie, ou une série de diviseurs de puissance à répartition égale. Les signaux divisés sont ensuite envoyés à travers des déphaseurs puis à un réseau d'antennes d'émission. La différence de phase entre chaque signal transmis permet un balayage électronique du faisceau, permettant au faisceau transmis d'être focalisé dans différentes directions en fonction de la différence de phase.

Parmi ces dispositifs passifs, on peut citer le diviseur de Wilkinson, la ligne secondaire et la rate de race. Ces diviseurs de puissance ont une bande passante étroite et occupent de grandes tailles, ce qui limite leur application et leur flexibilité dans les circuits hyperfréquences. En raison de l'exigence de double bande dans certains systèmes de communication sans fil (GSM, UMTS, LTE). Certaines techniques ont été utilisées pour réaliser un diviseur de puissance à double bande comme l'insertion de lignes de transmission non uniformes, en utilisant des lignes de transmission, des stubs et des composants actifs (diodes PIN). Un diviseur Wilkinson à 4 voies reconfigurable est un composant très utile dans les applications mobiles.

Dans notre travail, cet appareil peut être conçu à l'aide de diodes PIN. Ces diviseurs permettent de modifier le fonctionnement en activant ou en désactivant les diodes PIN. Dans cette étude utilisant un simulateur CST

Ce dossier est organisé comme suit:

Dans le premier chapitre, nous passerons en revue Etat de l'art sur les diviseurs de Wilkinson.

Le deuxième chapitre est consacré pour la reconfigurabilité des diviseurs de Wilkinson

Dans le troisième chapitre, une étude paramétrique d'un diviseur de Wilkinson sera faite.

Le quatrième chapitre est consacré pour l'optimisation d'un diviseur Wilkinson à 4 voies reconfigurables pour les applications WLAN à l'aide du simulateur CST.

À la fin, nous terminons notre mémoire par une conclusion générale et quelques perspectives pour les travaux au futur.



**Chapitre I:**  
**Etat de l'art sur les**  
**diviseurs de**  
**Wilkinson**



## *1.1 Introduction*

Le diviseur de puissance [1] en tant que composant passif fait partie du système de radar de navigation dont la fonction est de diviser la puissance du signal qui, dans ce système, était de l'oscillateur de commande de tension (VCO) à l'extrémité avant de l'émetteur et au mélangeur dans le module récepteur, comme le montre la figure 1. Puissance Wilkinson diviseur a été choisie pour son isolation élevée entre les deux ports de sortie. Avec l'ajout d'une résistance entre les deux quart les transformateurs d'onde qui le diffèrent de la jonction en T contribuent à une isolation significative entre les ports de sortie. Le diviseur de jonction en T, le diviseur résistif et le diviseur de Wilkinson étaient les diviseurs de puissance couramment utilisés. Bien que la jonction en T soit capable de fournir un diviseur sans perte, elle ne peut pas correspondre à tous ses ports et ne peut pas fournir une isolation entre les ports de sortie. Diviseur de puissance résistif capable de correspondre à tous les ports, mais il ne peut pas fournir un diviseur sans perte et une isolation entre les ports de sortie. Pendant ce temps, diviseur de puissance Wilkinson capable de fournir les trois qualités, dont un diviseur sans perte, une impédance adaptée dans tous les ports et une isolation entre tous les ports de sortie [2].

Il y a eu de nombreux types de recherche sur le diviseur de puissance qui ont déjà été effectués pour obtenir de meilleures performances du diviseur, comme par exemple en comparant l'utilisation du microruban et de la ligne couplée [3], combinant le diviseur de puissance Wilkinson et le diviseur de puissance Gysel afin d'obtenir une bande passante plus élevée [4], implémentation de la structure défectueuse du microruban pour obtenir une dimension minimisée du diviseur [2] et un diviseur de puissance de transformateur de ligne conique pour obtenir un diviseur ultra-large bande [5].

## *1.2 Description d'un diviseur de Wilkinson*

### *1.2.1 Définitions*

Le diviseur de puissance Wilkinson a été inventé en 1960 [7] et a des ports de sortie complètement adaptés avec une isolation suffisamment élevée entre eux. Cet appareil est également potentiellement sans perte à condition qu'aucune puissance réfléchi par les ports de sortie n'y pénètre [8]. C'est un appareil micro-ondes à trois

ports qui est utilisé pour la division de puissance ou la combinaison de puissance comme représenté sur la figure I.1. Il s'agit d'un dispositif réciproque, c'est-à-dire qu'il peut également être utilisé pour combiner la puissance des ports de sortie dans le port d'entrée. Les diviseurs de puissance sont utilisés dans les conceptions de circuits micro-ondes. Dans un diviseur de puissance idéal, le port 1 est également divisé entre les deux ports de sortie pour la division de puissance et vice versa pour la combinaison de puissance [9]. Ce périphérique offre une isolation maximale entre trois ports. C'est très avantageux pour les applications à bande passante limitée. Ce diviseur a de grandes applications dans les circuits hyperfréquences et les alimentations d'antenne, mais il a une bande passante étroite avec les meilleures performances à une fréquence centrale. Plusieurs schémas ont été conçus pour augmenter sa bande passante [10,11]. Le diviseur de puissance Wilkinson peut également être fabriqué avec une répartition de puissances inégales. Ils sont utilisés comme l'un des composants clés dans diverses applications micro-ondes pour l'allocation de puissance et la synthèse. Le diviseur de puissance Wilkinson est largement utilisé en raison de sa perte de retour et de son isolation élevée ainsi que de sa faible perte d'insertion par la structure de la simplicité. Cependant, un diviseur de puissance Wilkinson conventionnel a une taille faible, car il est composé de lignes de transmission quart d'onde.

Le schéma d'un WPD à deux sorties de puissance identiques est illustré à la Figure I.1.

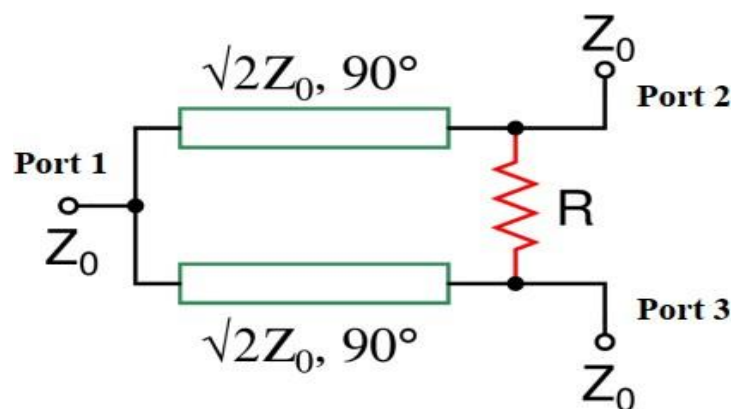
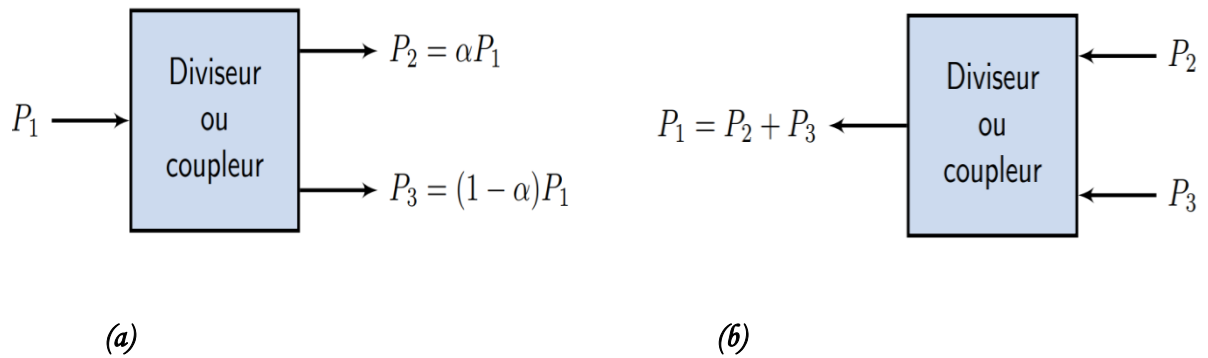


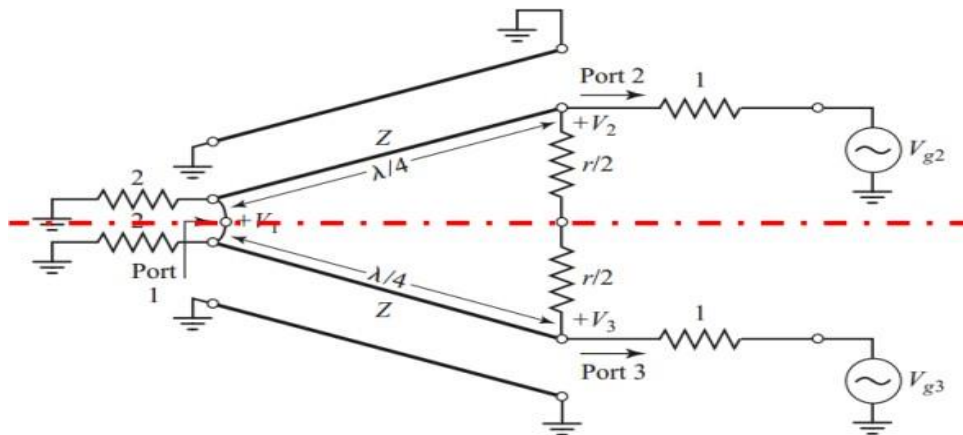
Figure I.1 : Un diviseur de de Wilkinson à deux voies de puissances égales.



**Figure I.2** : Schéma d'un diviseur de puissance : (a) Division de la puissance  
(b) Combinaison de puissance.

### 1.2.2 Analyse d'un diviseur de Wilkinson

Le WPD peut être facilement analysé en utilisant la procédure en mode pair-impair [12]. Le WPD illustré précédemment à la Figure I.1 est redessiné à la Figure I.3 de manière symétrique et de forme normalisée. Dans la forme normalisée, chaque impédance est divisée par l'impédance caractéristique de la ligne d'entrée  $Z_0$ .



**Figure I.3** : La forme symétrique et normalisée du WPD [1].

Dans le cas du mode pair, la même source de tension est appliquée aux ports 2 et 3 ( $V_{g2} = V_{g3} = 2V_0$ ) et de la symétrie de la structure il ne résulte qu'aucun courant ne circule dans l'impédance  $2Z$  (circuit ouvert), par conséquent le circuit se simplifie comme illustré dans

la Figure I.4.

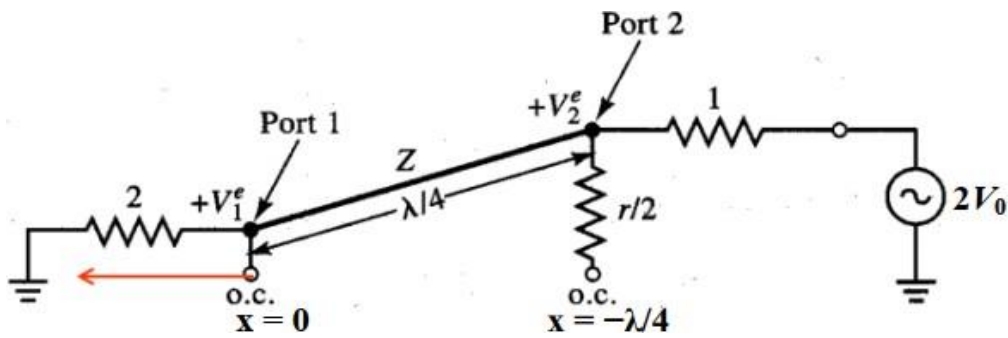


Figure I.4 : Le circuit équivalent du WPD en mode pair [1].

D'autre part, dans le mode impair,  $V_{g2} = -V_{g3} = 2V_0$  et, par conséquent, le mode impair a pour effet d'introduire une masse virtuelle au port 1, et au centre de l'impédance  $2Z$ , c-à-d., chaque point le long de l'axe de symétrie est court-circuité. Le circuit équivalent est donné dans la Figure I.5.

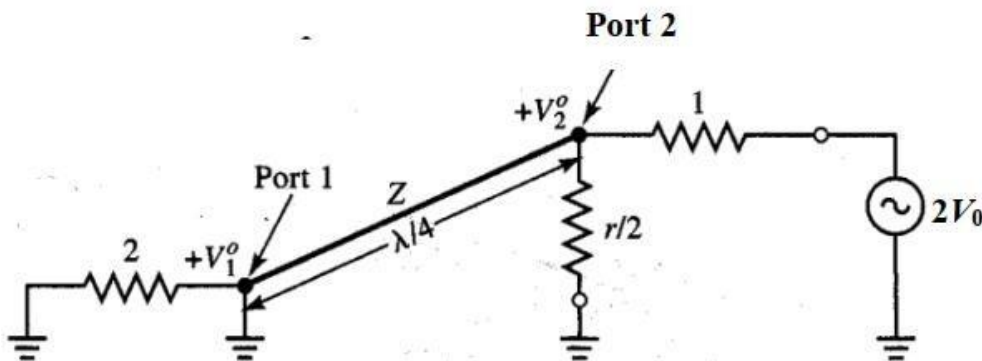


Figure I.5 : Le Circuit équivalent en mode impair du WPD. [1]

Dans le demi-circuit en mode pair illustré à la Figure I.4, Il est évident que la résistance d'isolation (ou d'équilibre) n'a aucun rôle dans ce mode car celui est équivalente à un circuit ouvert. Par conséquent, l'impédance d'entrée au port 2 dans ce mode est donnée par :

$$Z_{in}^e = \frac{Z^2}{2} \tag{I.1}$$

Puisque, pour l'adaptation,  $Z_{in}^e = 1$  et, donc  $Z_{in}^e = 1 \implies Z = \sqrt{2}$ . De plus,  $V_{in}^e =$

$V_0$  en utilisant le théorème d'un diviseur de tension. Supposons maintenant que l'axe des abscisses est comme illustré à la Figure I.3, la tension sur la ligne de transmission peut être exprimée comme suit :

$$V(x) = V^+(e^{-j\beta x} + \Gamma e^{j\beta x}) \quad (\text{I.2.a})$$

$$V^e 2 = jV^+(1 - \Gamma) = V_0 \quad (\text{I.2.b})$$

Qui donne,

$$Ve_1 = V^+(1 + \Gamma) = jV_{\Gamma-1}^{\Gamma+1} \quad (\text{I.2.c})$$

$$\text{Puisque, } \Gamma = \frac{2-\sqrt{2}}{2+\sqrt{2}} \text{ donc } V_1 = -j\sqrt{2}V_0 \quad (\text{I.2.d})$$

Pour une excitation en mode impair, le demi-circuit est illustré à la Figure I.4. Puisque le port 1 est court-circuité et que la ligne a une longueur de  $\lambda/4$ , l'impédance d'entrée de la ligne au port 2 est infini. Et donc, pour faire une adaptation au port 2,  $r = 2$ . Alors,  $V^o_1 = 0$  et  $V^o_2 = V_0$ .

Enfin, comme indiqué précédemment, le circuit équivalent est constitué de deux lignes de quart longueur d'onde connectées en parallèles au port d'entrée et chargées d'une résistance unitaire (la résistance d'isolement n'a aucun effet dû à l'absence d'une différence de potentiel entre ses bornes), l'impédance d'entrée normalisée est égale à 1.

Après cette analyse, on peut conclure que,

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{23} = S_{32} = 0 \quad (\text{I.3})$$

$$S_{12} = S_{21} = S_{13} = S_{31} = S_{31} = -j/\sqrt{2} \quad (\text{I.4})$$

La matrice des paramètres de répartition du diviseur de Wilkinson devient

$$S = \begin{bmatrix} 0 & -j/\sqrt{2} & -j/\sqrt{2} \\ -j/\sqrt{2} & 0 & 0 \\ -j/\sqrt{2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

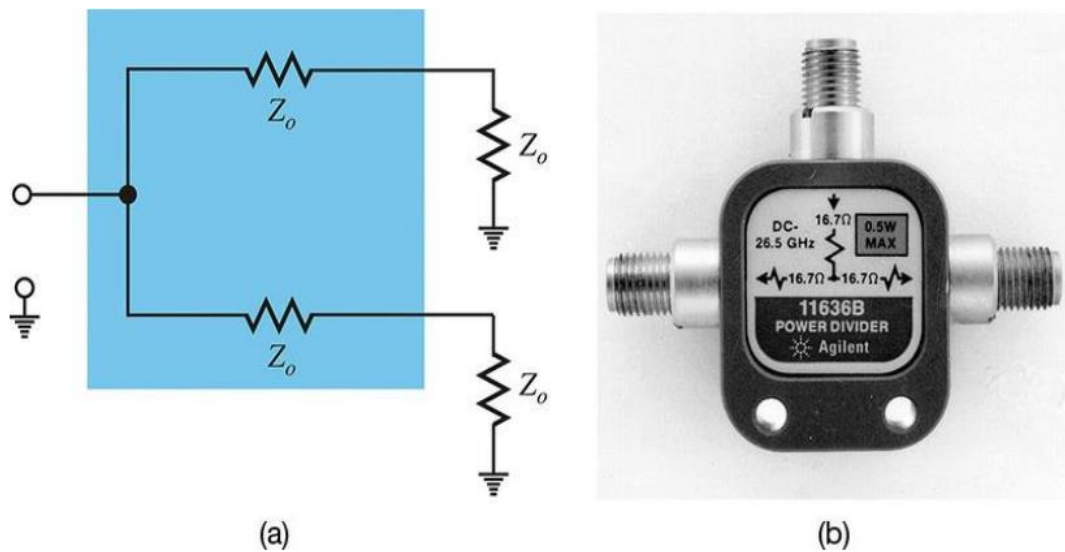
[12]

### 1.3 Les différents types d'un diviseur de Wilkinson

#### 1.3.1 Diviseur de Wilkinson résistif

Un diviseur résistif est un diviseur qui contient des composants avec pertes

(résistances) à ses trois ports.



**Figure 1.6 :** Diviseur de puissance résistif à trois ports : schéma en (a) et la photographie en (b) [12].

Les trois ports peuvent être adaptés. De même, les deux ports de sortie ont la possibilité d'être non isolés. Le circuit pour un tel diviseur est illustré à la Figure I.12, qui utilise des résistances à éléments localisés. Ce diviseur répartit la puissance d'une manière égale entre les deux ports ( $-3$  dB), mais des rapports inégaux de division de puissance sont possibles.

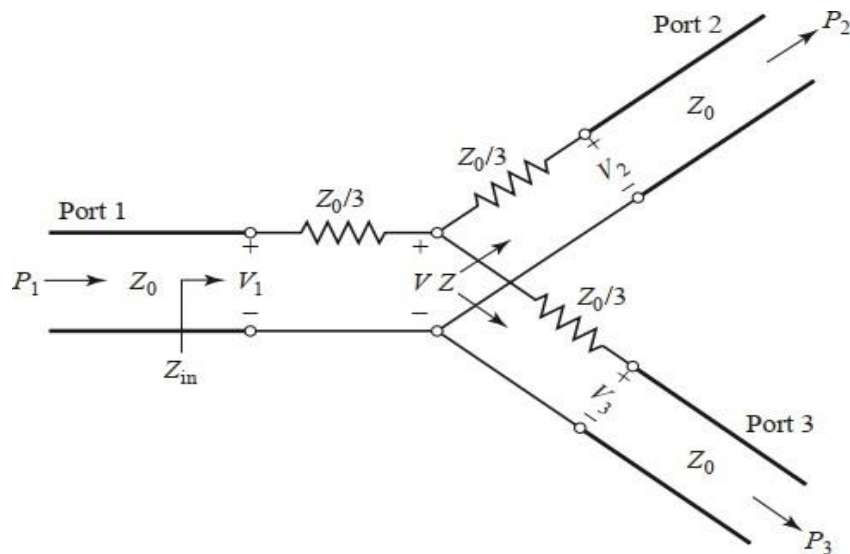


Figure I.7 : Diviseur de puissance résistif à trois ports à répartition égal. [1]

Le diviseur résistif peut facilement être analysé en utilisant la théorie des circuits. En supposant que tous les ports se terminent par l'impédance caractéristique  $Z_0$ . L'impédance  $Z$ , vue à la résistance  $Z_0/3$  suivie par l'impédance de terminaison, est :

$$Z = \frac{Z_0}{3} + Z_0 = \frac{4Z_0}{3} \quad (\text{I.6})$$

Alors l'impédance d'entrée du diviseur est :

$$Z_{\text{in}} = \frac{Z_0}{3} + \frac{2Z_0}{3} = Z_0 \quad (\text{I.7})$$

Ce qui montre que l'entrée est adaptée à la ligne d'alimentation. Le réseau étant symétrique des trois ports, les ports de sortie sont également adaptés.

Ainsi,

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0 \quad (\text{I.8})$$

Ainsi,  $S_{21} = S_{31} = S_{23} = 1/2$ , de sorte que les puissances de sortie sont inférieures à 6 dB par rapport à la puissance d'entrée. Le réseau est réciproque, la matrice de répartition est donc symétrique et peut se réduire à

$$[s] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

On peut vérifier qu'il ne s'agit pas d'une matrice unitaire. La puissance délivrée à l'entrée du diviseur est :

$$P_{\text{in}} = \frac{1}{2} \cdot V_1^2 / Z_0 \quad (\text{I.10})$$

Tandis que les puissances de sortie sont :

$$P_2 = P_3 = \dots = \frac{1}{2} (1/2 \cdot V_1^2) / Z_0 = \frac{1}{8} V_1^2 / Z_0 = \frac{1}{4} P_{\text{in}} \quad (\text{I.11})$$

Ce qui montre que la moitié de la puissance fournie est dissipée dans les résistances.

### I.3.2 Diviseur de Wilkinson à N voies

On considère un émetteur RF utilisant des diviseurs / combineurs de puissance permettant de produire une puissance de sortie élevée vers l'antenne dans les systèmes à commande de phase. Dans ce cas, il est également nécessaire de fournir un degré d'isolation n élevé entre les ports de sortie sur une bande de fréquence. La Figure I.8 montre un schéma d'un diviseur de puissance à N voies. Ce diviseur peut être utilisé comme un combineur qui fournit une combinaison de puissances provenant des N sources de signal. Ici, l'impédance d'entrée des lignes de transmission  $N_i$  (connectées en parallèle) avec l'impédance caractéristique de  $Z_0$  est égale à  $Z_0 / N$ .

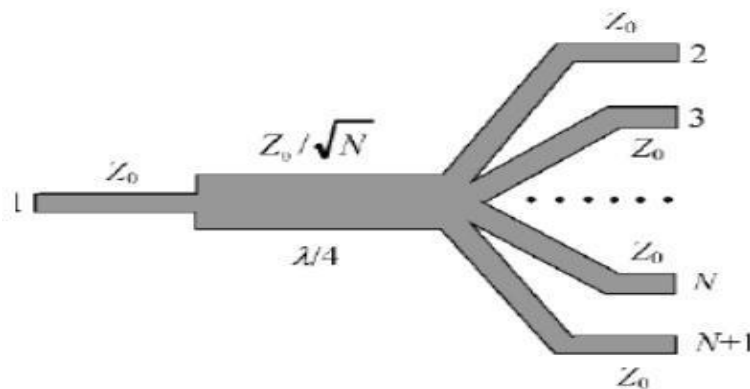


Figure I.8 : Diviseur de puissance à N voies [14]

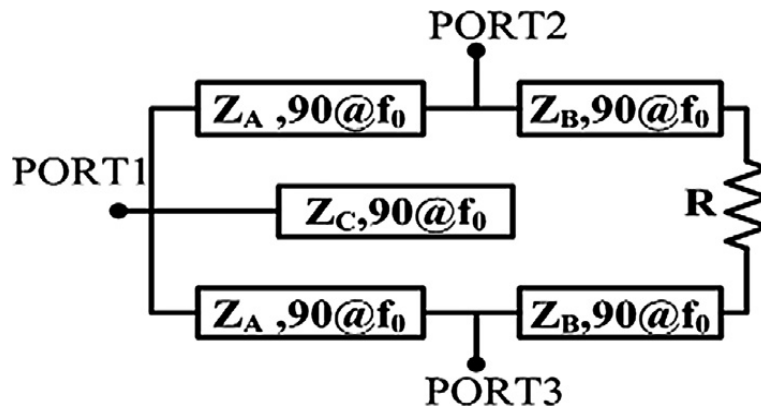
Le diviseur de Wilkinson peut également être généralisé à un diviseur ou à un combineur à N voies [14], comme illustré à la Figure I.8. Ce circuit peut être adapté à

tous les ports, avec une isolation entre tous les ports.

Un inconvénient, cependant, est le fait que le diviseur nécessite des croisements pour les résistances pour  $N \geq 3$ , ce qui rend la fabrication difficile sous forme plane.

### *1.3.3 Diviseur de Wilkinson bi-bande en utilisant des lignes de transmission chargées par condensateur*

Un diviseur de Wilkinson double bande miniaturisé (WPD) avec une suppression des harmoniques ultra large bande est proposé dans [15]. Dans ce travail, des lignes de transmission chargées par condensateur (CLTL) sont utilisées dans le circuit proposé. Le WPD proposé présente une réduction de taille significative. Les valeurs des impédances et de la longueur électrique pour toutes les lignes de transmission ainsi que les valeurs des condensateurs localisés sont obtenues analytiquement. Le diviseur de puissance obtenu montre une faible perte d'insertion à deux fréquences de fonctionnement de 0.9 et 1.8 GHz et une large gamme d'harmoniques indésirables (3.1 à 10.6 GHz) [15].



*Figure I.9* : Structure d'un diviseur de Wilkinson bi-bande proposé en [15]

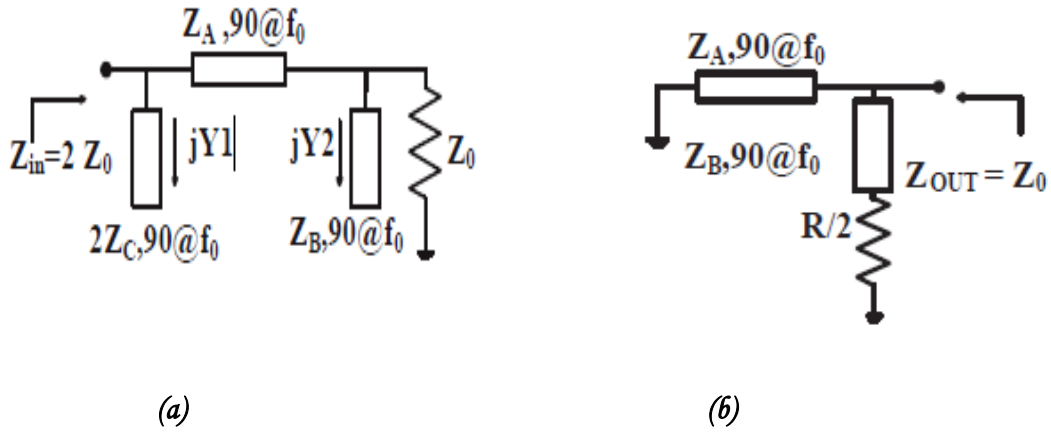
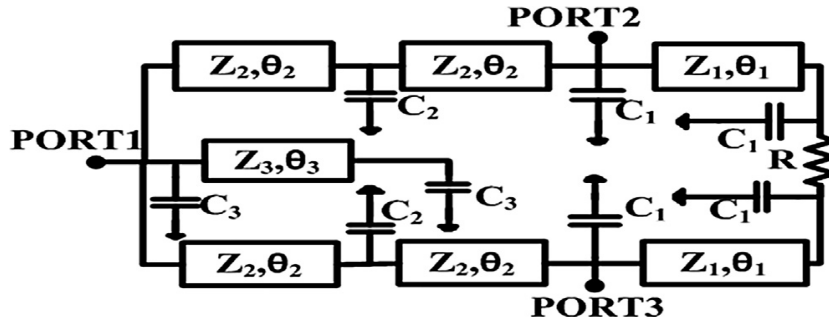


Figure I.10: (a) schéma du diviseur bi-bande en mode pair (b) en mode impair [15]

La conception principale du WPD double bande est illustrée à la Fig. I.8 [15], qui se compose de trois sections : quatre lignes de transmission quarte de longueur d'onde, un tronçon ouvert quart de longueur d'onde au port d'entrée (au total cinq lignes de transmission quarte de longueur d'onde longues) et une résistance d'isolement. Le WPD principal est conçu pour fonctionner à deux fréquences de ( $f_1$ ,  $f_2$ ). Les diagrammes schématiques en mode pair et impair du WPD primaire sont représentés sur la Figure I.9. Selon le mode pair du WPD primaire, les matrices ABCD sont obtenues comme ci-dessous :

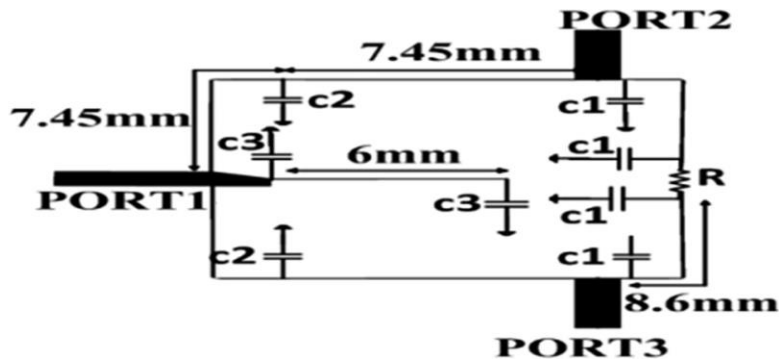
$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jY_1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & jZ_A \sin \theta \\ \frac{j}{Z_A} \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jY_2 & 1 \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

Le schéma final du WPD bi-bande proposé par Rostami en [15] en utilisant la méthode CLTL est illustré dans la Figure I.11. Les impédances et les valeurs de longueurs électriques optimales dans le WPD proposé sont facilement obtenues à partir de l'équation I.12.

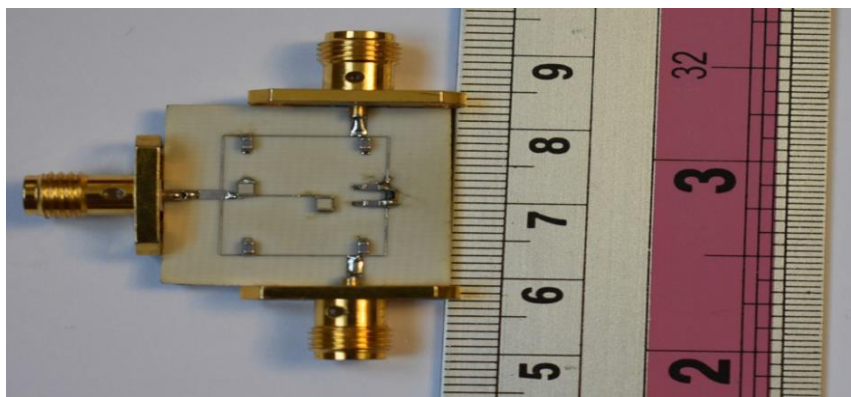


*Figure I.11:* Le schéma de principe du WPD bi-bande proposé en utilisant la méthode CLTL. [15]

Le diviseur à bi- bande proposé est fabriqué sur un substrat Rogers4003c avec une permittivité relative de 3.38 et une épaisseur de 20 mil. La disposition et la photo fabriquée du WPD bi-bande proposé sont illustrées dans les Figures. I.12 et I.13, respectivement.



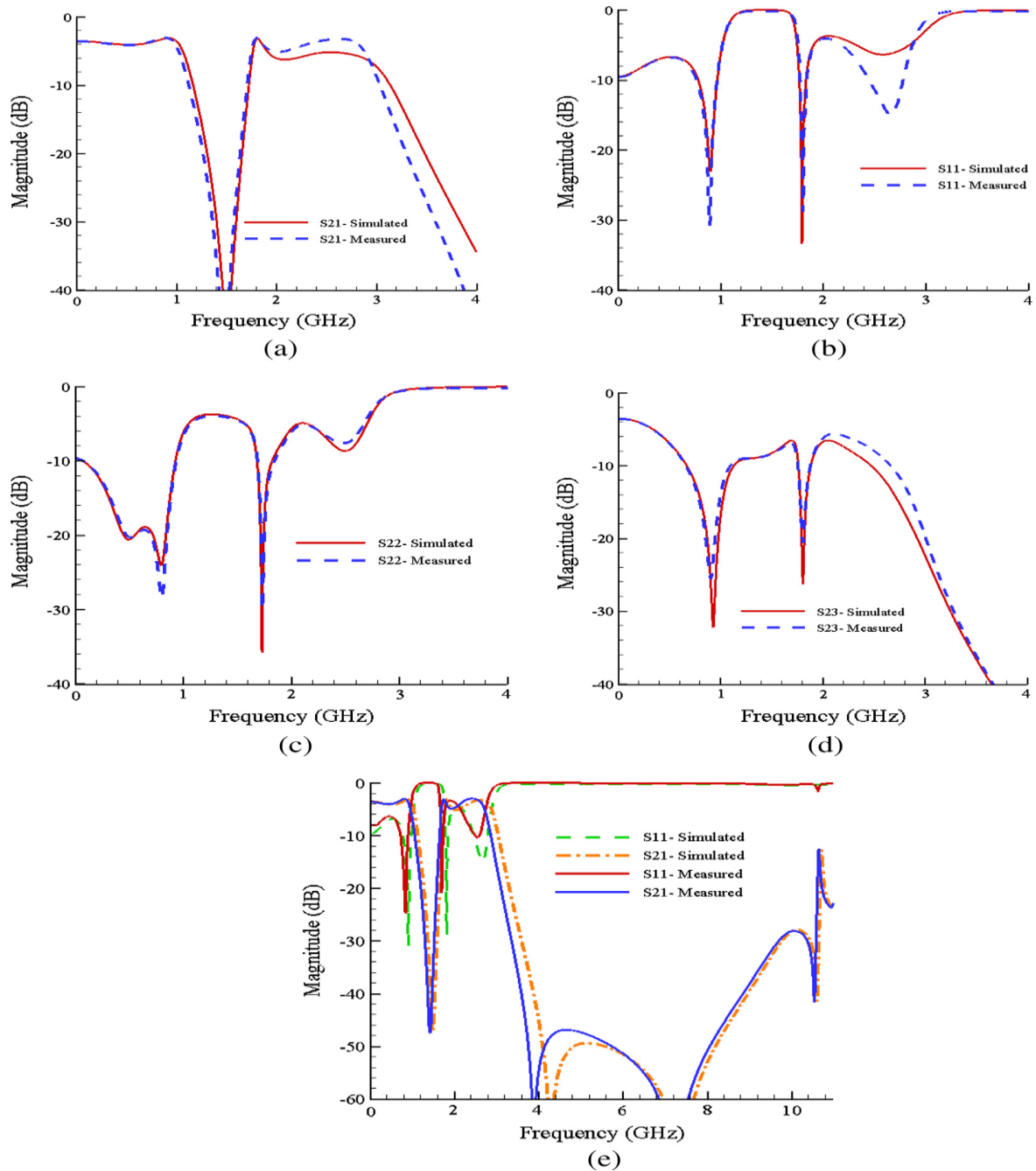
*Figure I.12:* Layout du WPD bi-bande proposé par ROSTAMI en [15].



*Figure I.13 :* Photo d'un WPD bi-bande proposé par [15]

Les figures I.14 (a–e) montrent les paramètres S mesurés et simulés du WPD

proposé en [15]. Les deux fréquences mesurées du WPD bi bande proposé sont situées à 0.9 et 1.8 GHz. D'après les résultats mesurés, les pertes d'insertion (Fig. I.14(a)) à deux fréquences de fonctionnement sont de 0.04 et 0.02 dB. Les coefficients de réflexions d'entrée ( $S_{11}$ ) et de sortie ( $S_{22}$ ) comme indiqué sur les Figure 14 (b) et (c) sont meilleures que 20 dB et également l'isolation entre les deux ports de sortie ( $S_{23}$ ) comme indiqué sur la Figure I.14 (d) est meilleur que 20 dB à deux fréquences de fonctionnement. De même, la Figure I 14 (e), présente une bande de suppression des harmoniques ultra large (3.1 à 10.6 GHz) avec un niveau d'atténuation supérieur à 20 dB.



**Figure 1.14:** Paramètres S mesurés et simulés du WPD double bande proposé. (a) Paramètres S<sub>21</sub> (b) Paramètres S<sub>11</sub> (c) Paramètres S<sub>22</sub> (d) Paramètres S<sub>23</sub> (e) large gamme de fréquences des paramètres S<sub>11</sub>, S<sub>21</sub>. [15]

L'utilisation d'une structure de ligne de transmission à condensateur (CLTL) non seulement réduit considérablement la taille du circuit, mais conduit également à une bande de suppression d'harmoniques ultra large (3.1 à 10.6 GHz). La taille globale de la conception proposée n'est que d'environ  $0.0046 \lambda_g^2$ , ce qui réduit la

taille du circuit de plus de 80 % par rapport à un diviseur primaire.

#### *1.3.4 Diviseur de Wilkinson passe-bande compact avec suppression des harmoniques*

Dans ce cas, un passe-bande micro ruban compact WPD avec suppression de la 8<sup>ème</sup> harmonique est conçu. Dans la structure conçue, les lignes de transmission quarte d'onde sont remplacées par un BPF pour avoir un WPD en forme de bande passante et pour obtenir la suppression des harmoniques souhaitée. Des lignes de couplage asymétriques, des lignes à faible impédance et des lignes de couplage de troisième ordre ont été appliquées pour concevoir le filtre passe-bande (BPF) avec une région de bande d'arrêt supérieure étendue. La fréquence de fonctionnement centrale du WPD est située à 2.45 GHz et la taille du circuit physique n'est que de 29,4 mm 22,6 mm Le filtre passe-bande appliqué a été analysé, puis le WPD proposé a été conçu et fabriqué. [18]

Un diviseur de puissance utilisant un filtre passe-bande de suppression d'harmoniques a été conçu, simulé et mesuré. Le filtre passe-bande proposé est conçu sur la base de lignes de couplage asymétriques, de lignes à faible impédance et de lignes couplées de troisième ordre. Le schéma structurel de ce filtre basé sur l'impédance caractéristique et la longueur électrique a été illustré sur la Figure I.14. La structure symétrique du filtre proposé peut être déduite de la figure mentionnée. Sur cette figure, les stubs TL1 sont des stubs basse impédance sans effet de couplage. Ainsi, ces stubs peuvent être considérés comme des éléments à grande capacité qui peuvent affecter directement sur la largeur de bande passante du filtre. Afin de concevoir un filtre passe-bande de suppression d'harmoniques et d'augmenter la bande de coupure, un nombre élevé de zéros de transmission doit être créé. Cela a été fait en créant six zéros de transmission à partir de six chemins couplés (comme le montrent les figures I.14 à II.18). Les tronçons couplés symétriques à faible impédance TL2 sont efficaces pour créer et contrôler les troisième et quatrième zéros de transmission. Deux tronçons couplés TL3 réalisent un couplage de troisième ordre entre les deux paires de lignes couplées TL3. Cette structure couplée de troisième ordre rend la nouvelle transmission nulle. Pour éviter de manquer la largeur de bande passante, il est nécessaire de créer deux pôles et par conséquent, les longueurs de ces stubs line ont été choisies longues. Enfin, le stub TL5 a été ajouté et affecté lors de la

mise en place des pôles. Même une analyse étrange est effectuée pour le filtre passe-bande proposé en raison de la structure symétrique. Les modes pair et impair du filtre passe-bande de suppression d'harmoniques sont représentés respectivement sur les figures I.14b et c.

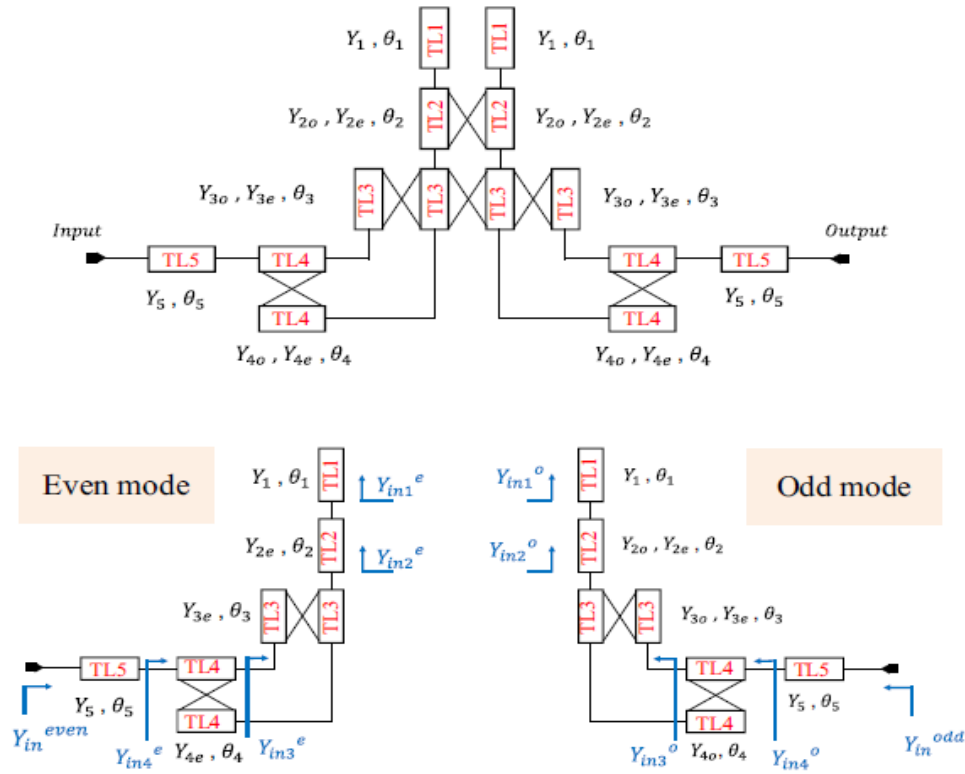
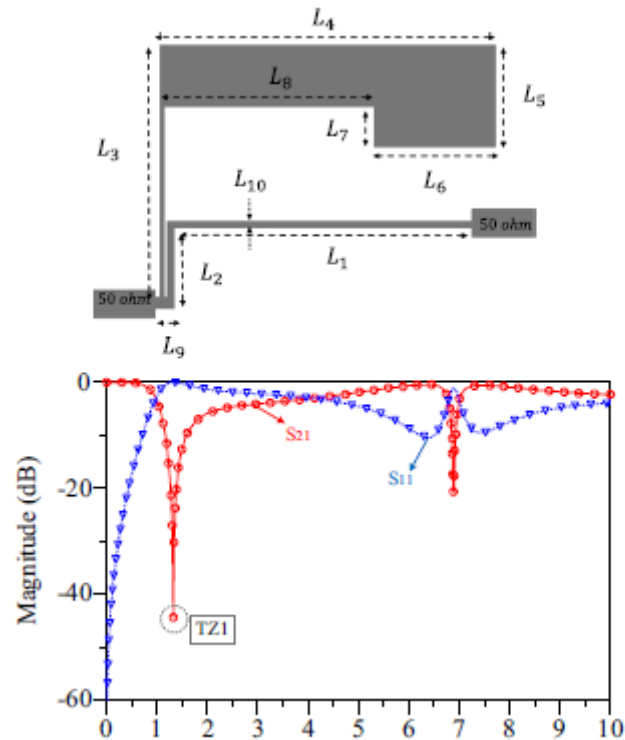


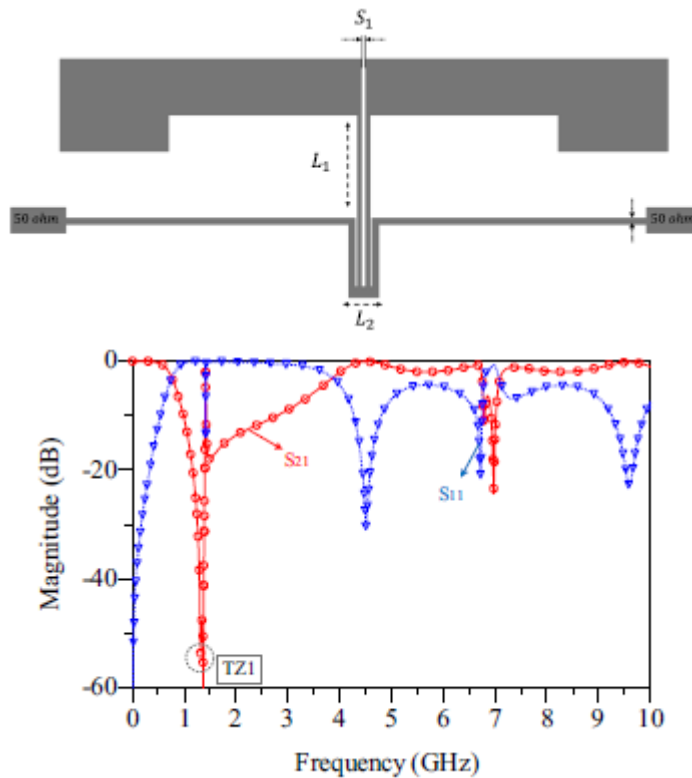
Figure I.15: Configuration, (a) filtre passe-bande de suppression des harmoniques (b) Mode impair (c) Mode pair. [8]

La conception du filtre passe-bande a été réalisée dans l'environnement de mise en page de l'ADS. Dans un premier temps, la première partie qui comprend des stubs TL1 et deux stubs à haute impédance sans effet de couplage est conçue, ce qui peut être vu sur la Figure I.15. Sur la base de la réponse de simulation, cette structure se compose d'un résonateur avec le premier zéro de transmission à 1,319 GHz et la deuxième transmission zéro à 7 GHz. Le premier zéro de transmission est le même zéro de transmission qui existe dans la conception du filtre passe-bande proposé, par conséquent, pour obtenir une bande de coupure basse et une netteté de la bande passante, le réglage de ce zéro est important.



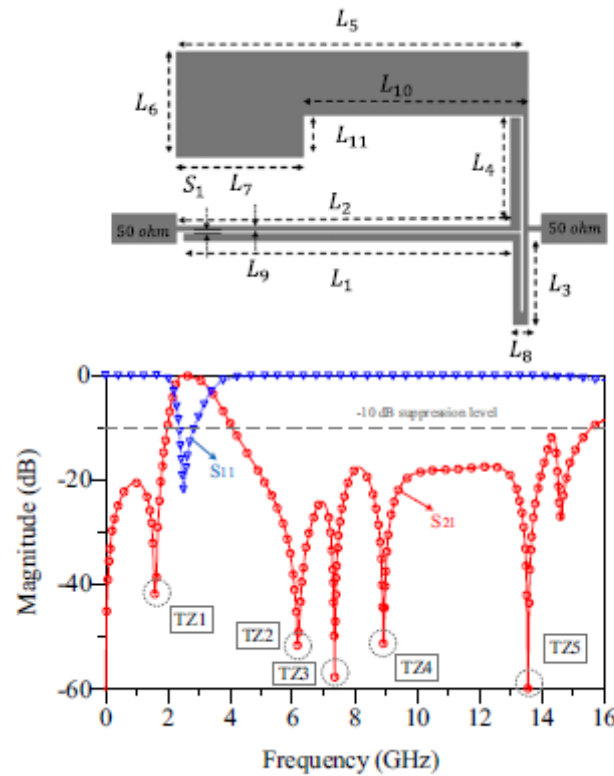
**Figure I.16:** La disposition du résonateur conçu et la simulation de ses paramètres de diffusion ( $L_1 = 12,4$  mm,  $L_2 = 3,4$  mm,  $L_3 = 10,6$  mm,  $L_4 = 14,3$  mm,  $L_5 = 4,3$  mm,  $L_6 = 5,2$  mm,  $L_7 = 1,7$  mm,  $L_8 = 8,8$  mm,  $L_9 = 0,8$  mm,  $L_{10} = 0,3$  mm) [8]

Selon la Figure I.16, l'utilisation de deux résonateurs en série donne plus de niveau d'atténuation. Ainsi, dans la conception proposée, deux résonateurs ont déjà utilisé. Depuis, en utilisant deux séries de filtres passe-bande avec un troisième ordre l'effet de couplage est l'idée de base de la structure de la Figure I.14, par conséquent, la Figure I.16 montre que l'utilisation de deux structures en série augmente le niveau de suppression aux zéros de transmission. Le résultat de cette augmentation du niveau d'atténuation est utilisé pour créer de larges basses et bandes passantes supérieures de la bande d'arrêt.



*Figure I.17:* L'agencement de deux résonateurs série et la simulation de ses paramètres de diffusion ( $L_1 = 4,8$  mm,  $L_2 = 1,4$  mm,  $S_1 = 0,2$  mm). [8]

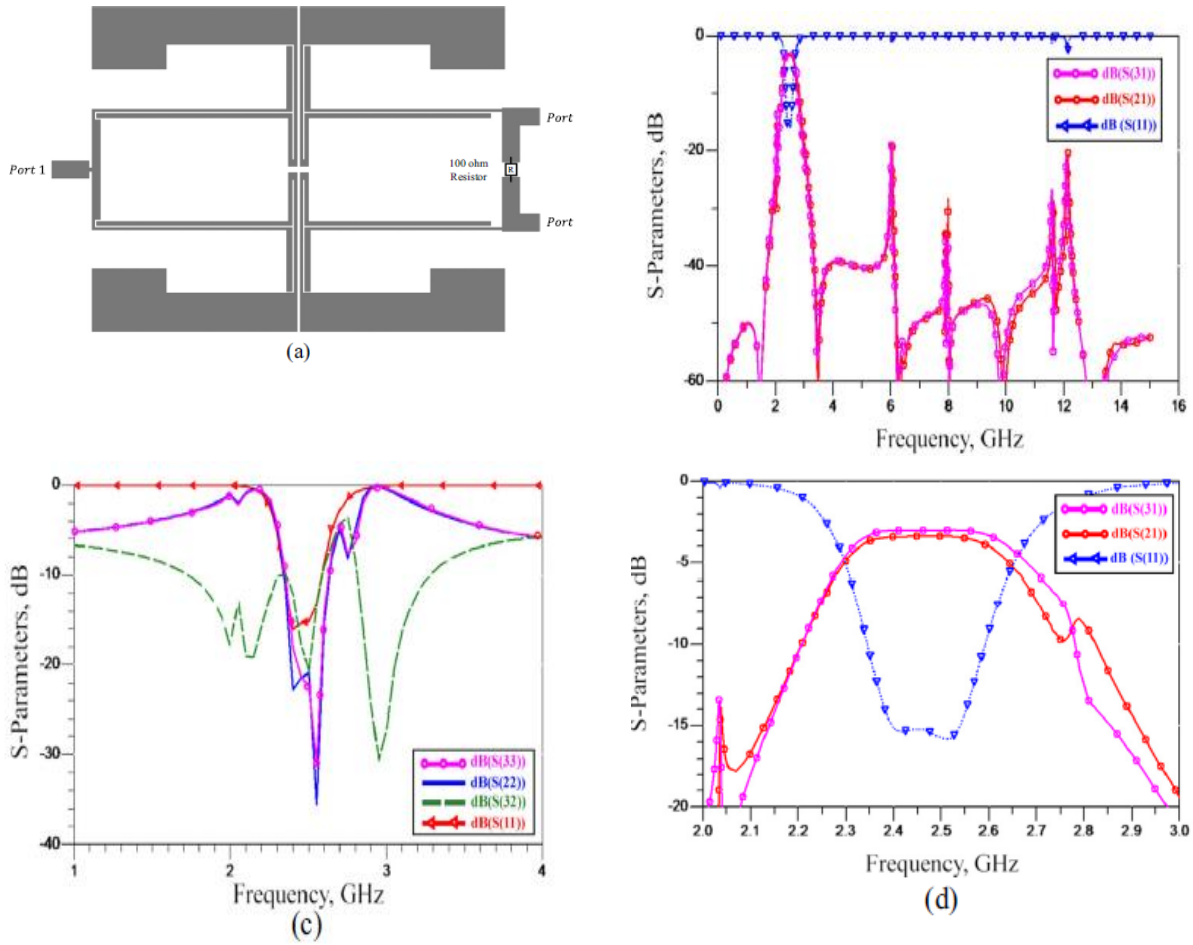
Comme le montre la Figure I.17, un filtre passe-bande avec cinq zéros de transmission est proposé en utilisant des lignes de couplage et un résonateur conçu. Comme on peut le voir, ce filtre passe-bande a une fréquence centrale de bande passante de 2,5 GHz. De plus, sa bande de coupure haute s'étend jusqu'à 15 GHz avec un niveau d'atténuation d'environ 10 dB. Selon la Figure I.14, il est clair que le résonateur proposé a une structure symétrique, qui se compose de deux sections égales. Chaque section de la structure est un filtre passe-bande. La structure découplée de chaque section est représentée sur la figure 2 qui est conçue pour déterminer l'emplacement du premier zéro de transmission (TZ1), en ajustant les paramètres de TL1. Cette section est un simple résonateur elliptique [19] dont le zéro de transmission est réglable. Ainsi, les valeurs de  $h_1$ ,  $h_2$  et  $h_5$  sont obtenues. Puisque TL1 est une ligne à basse impédance,  $Z_1 = 20 \text{ } \Omega$  est considéré.



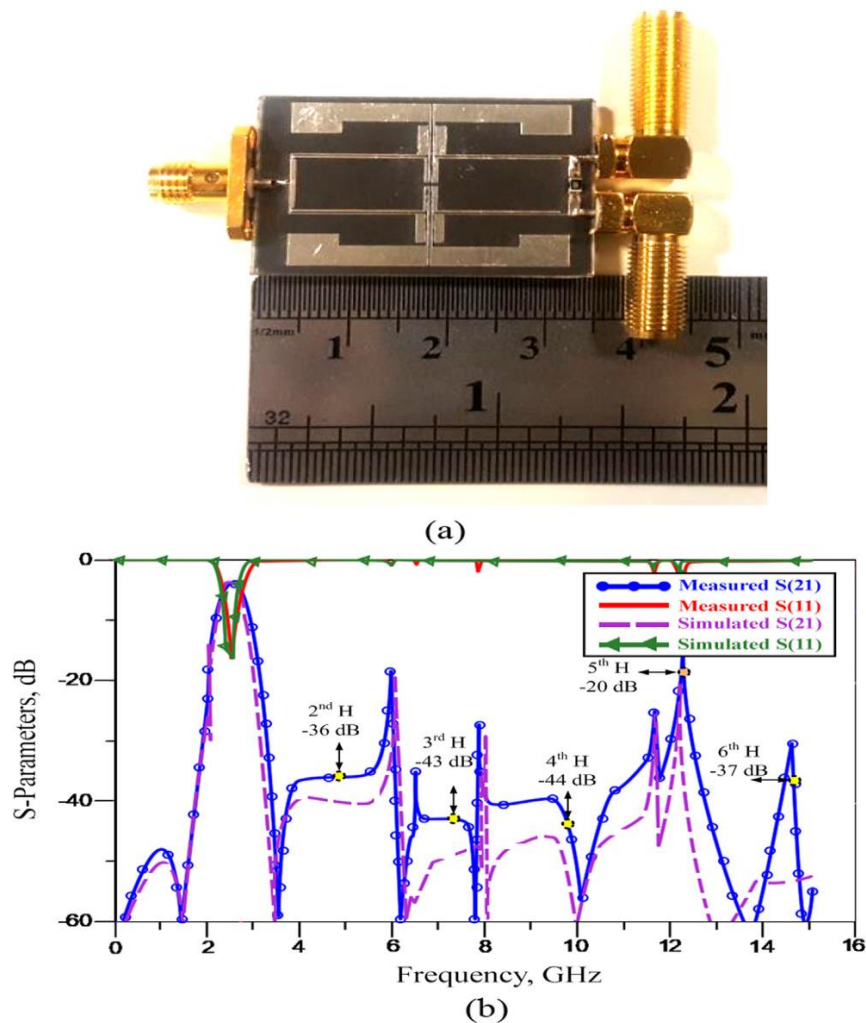
**Figure I.18:** Disposition du résonateur couplé, qui est un simple filtre passe-bande et ses résultats de simulation de paramètres de diffusion ( $L_1 = 13.2$  mm,  $L_2 = 13.4$  mm,  $L_3 = 3.8$  mm,  $L_4 = 4.4$  mm,  $L_5 = 14.1$  mm,  $L_6 = 4.3$  mm,  $L_7 = 5.1$  mm,  $L_8 = 0.6$  mm,  $L_9 = 0.2$  mm,  $L_{10} = 9$  mm,  $L_{11} = 1.7$  mm,  $S_1 = 0.1$  mm).[8]

La Figure I.18 montre la disposition du filtre passe-bande conçu par Vaziri dans [8]. Les dimensions de ce du filtre sont listées ci-dessous : ( $L_1 = 13.2$ ,  $L_2 = 13.4$ ,  $L_3 = 3.4$ ,  $L_4 = 4.4$ ,  $L_5 = 14.1$ ,  $L_6 = 4.3$ ,  $L_7 = 5.1$ ,  $L_8 = 0.6$ ,  $L_9 = 0.2$ ,  $L_{10} = 9$ ,  $L_{11} = 0.2$ ,  $S_1 = 1.7$ ,  $S_2 = 0.2$ , toutes les dimensions sont en mm). Dans la Figure I.19, les résultats de simulation du filtre passe-bande proposé sont illustrés. Sur la base de la figure mentionnée, la fréquence centrale est de 2,45 GHz avec une bande passante de 0.1 GHz.

Le diviseur de puissance a été imprimé sur un substrat de type Roger 5880 avec un diélectrique constant de 2.22, une épaisseur de 15 mil et une tangente de perte de 0.0009. La taille du circuit physique n'est que de 29.4X22.6 mm<sup>2</sup>. Simulation et les résultats de mesure avec la photographie de la fabrication Les WPD passe-bande sont illustrés à la Figure I.19



**Figure 1.19:** Le diviseur de puissance proposé (a) disposition (b) pertes d'insertion et perte de retour (c) isolements et affaiblissements d'adaptation (d) affaiblissements d'insertion et affaiblissement d'adaptation dans la bande passante. [8]



**Figure 1.20 :** La photographie du WPD passe-bande fabriqué en (a), les paramètres S mesurés et simulés en (b) [8]

### 1.3.5 Diviseur de puissance reconfigurable compact avec une faible perte d'insertion

Un diviseur de puissance reconfigurable compact à faible perte d'insertion utilisant deux diodes varactor est présenté dans cette lettre. Des méthodes de conception ainsi que des équations d'analyse sont fournies. Les réponses reconfigurables sont réalisées en accordant les tensions de commande des deux diodes varactor résultant ainsi une taille compacte et moins de pertes. Une diode est utilisée pour régler la perte de retour du port d'entrée et l'autre diode est utilisée pour régler la perte de retour des deux ports de sortie et l'isolement entre les deux ports. Le réglage la gamme de fréquences est de 0,7 GHz à 1,01 GHz. Un diviseur de puissance reconfigurable est conçu, fabriqué

et mesurés pour valider les méthodes proposées. Le diviseur de puissance a les mérites de la compacité, faible perte d'insertion, bonne isolation entre deux ports de sortie, bonne perte de retour et seulement deux varactor diodes [20].

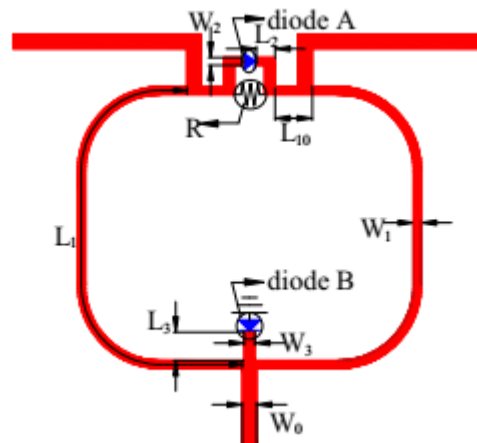


Figure I.21 : Structure d'un diviseur de puissance réglable [13].

La Figure I.21 illustre la topologie du diviseur de puissance reconfigurable compact proposé par B. Hu et al. en [13]. Le diviseur de puissance proposé est composé de deux branches de lignes de transmission et de deux diodes. La diode Varactor A est connectée entre les deux ports de sortie. Il est utilisé pour régler la perte de retour des ports de sortie et l'isolement. Pendant ce temps, une autre diode qui est utilisée pour régler le retour la perte du port d'entrée est placée sur le port d'entrée et connecté au sol.

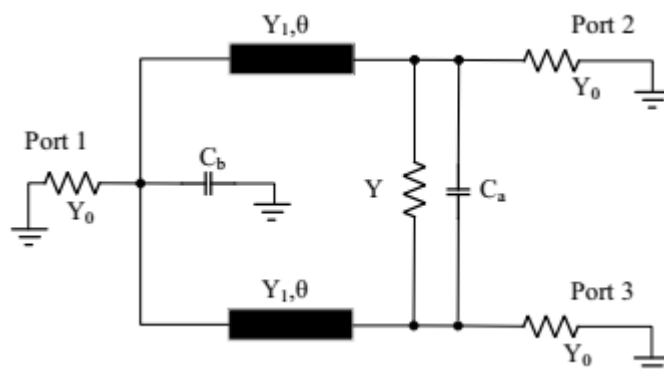


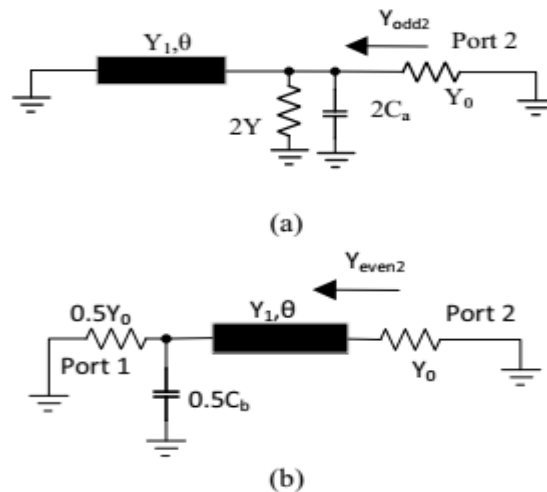
Figure I.22 : Modèle de circuit équivalent du diviseur de puissance proposé en [13].

La Figure I.22 illustre le modèle de circuit équivalent du diviseur de puissance. Les deux diodes varactor sont remplacées par les deux différents condensateurs pour simplifier l'analyse. Le  $Y_0$  à chaque port est l'admittance de la source et de la charge. Le  $Y$  situé entre les deux ports de sortie est l'admittance de la résistance d'isolement. La figure 3 montre l'analyse en mode pair et impair de la puissance proposée diviseur. Dans la condition de mode impair, comme on peut le voir sur la figure I.23(a), l'équation suivante peut être déduite :

$$Y_{\text{odd}2} = -jY_1 \cot + 2Y + 2\omega C_a \quad (\text{I.13})$$

Si le port de sortie satisfait la correspondance d'impédance, alors l'Eq. (I.14) peut être déduit.

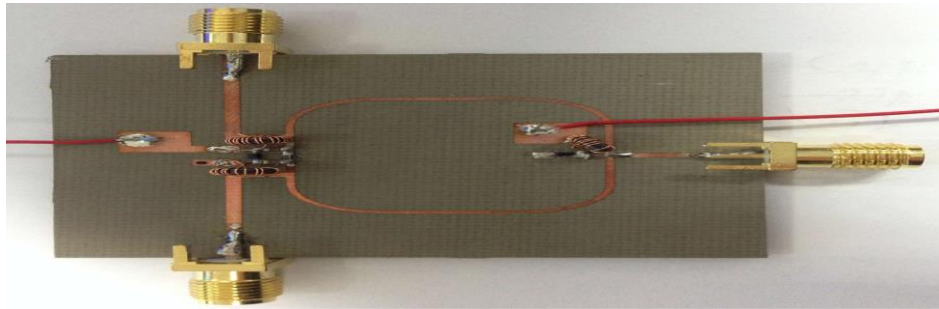
$$j2\omega C_a - jY_1 \cot + 2Y = Y_0 \quad (\text{I.14})$$



**Figure I.23 :** Analyse des modes pair et impair du diviseur de puissance. (a) Analyse en mode impair. (b) Analyse du mode pair. [13]

Afin de témoigner de la méthode proposée, une puissance reconfigurable le diviseur utilisant la topologie ci-dessus est construite sur un substrat Taconic RF-35 avec un constant diélectrique relatif de 3,5, épaisseur de 0,508 mm et tangente de perte de 0,0018. La diode varactor est SMV1231 de Skyworks avec le condensateur équivalent allant de 0,466 pF à 2,35 pF. Le logiciel commercial Advanced design system 2011 est utilisé pour optimiser le diviseur de puissance. Les paramètres finaux du

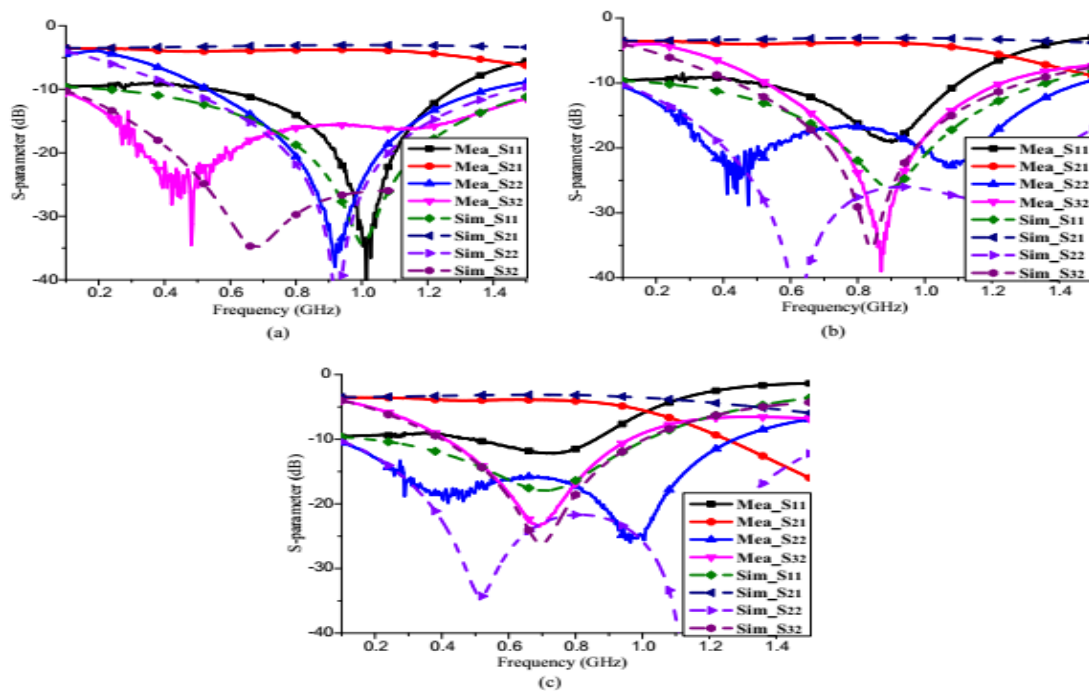
diviseur de puissance proposé sont les suivants :  $W_0 = 1,14$  mm,  $L_{10} = 2,97$  mm,  $L_1 = 37,396$  mm,  $W_1 = 0,62$  mm,  $L_2 = 1,48$  mm,  $W_2 = 0,83$  mm,  $L_3 = 2,238$  mm,  $L_3 = 0,83$  mm,  $R = 100$ . La photographie du Le diviseur de puissance après fabrication avec les fils de cuivre de polarisation est illustré à la Fig. I.24. Notez que les diodes varactor du diviseur de puissance polarisent à l'aide de différents tampons de polarisation. Les circuits de polarisation comprennent des inductances, des condensateurs et des diodes. Les inducteurs sont utilisés pour couper la fréquence RF et donner aux diodes les tensions appropriées. Les condensateurs utilisés ici sont 1 F qui sont employés pour donner le A et B diodes différentes tensions.



*Figure I.24 :* Photo du diviseur de puissance réalisé par Hu en [13].

Dans la Figure I.25(a), les tensions de polarisation de la diode A et de la diode B sont 14.5 V et 14.2 V, respectivement. Le diviseur de puissance fonctionne à la fréquence de 1.01 GHz. Le paramètre d'adaptation mesuré est supérieur à 15 dB à la fréquence de fonctionnement. Le paramètre  $S_{11}$  mesuré est très proche à ceux simulés et il est supérieur à 30 dB. La figure d'isolement montre qu'à la fréquence l'isolement est supérieure à 13 dB, ce qui signifie que la puissance diviseur peut bien fonctionner à cette fréquence. Sur la figure I.25(b), la polarisation les tensions sont de 5,4 V et 3,5 V, le diviseur de puissance fonctionne à la fréquence de 0,85 GHz. Les pertes de retour des trois ports sont plus grandes à 15 dB, tandis que l'isolement est supérieur à 25 dB. Dans la Figure I.25(c), les tensions de polarisation sont de 1,8 V et 0 V séparément. La perte de retour du port d'entrée est supérieure à 12 dB et l'isolement entre les deux ports de sortie est supérieur à 15 dB. La puissance conçue diviseur a le mérite de faible perte. De

la fréquence de travail 0.7-1.01 GHz, la perte d'insertion est inférieure à 1 dB au centre la fréquence.



**Figure 1.25 :** Les paramètres S du diviseur de puissance reconfigurable proposé avec des tensions de polarisation de la diode A et de la diode B. (a) 14.5 V et 14.2 V, (b) 5.4 V et 3.5 V, et (c) 1.8 V et 0 V. [13]

#### 1.4 Conclusion

Dans ce chapitre, une étude théorique de diviseur Wilkinson a été présentée avec une analyse en deux modes pair et impair de ce composant RF.

On a vu quelques exemples concernant les diviseurs de Wilkinson les plus utilisés dans le domaine RF et microondes.



**Chapitre II:**  
**La reconfigurailité**  
**dans les diviseurs**  
**de Wilkinson**



## II.1 Introduction

De nos jours, la multi bande, les fonctionnalités multiples, la taille compacte et le faible coût sont très demandés dans l'industrie des micro-ondes et des radiofréquences (RF). Par conséquent, les terminaux mobiles reconfigurables deviennent une tendance pour atteindre ces objectifs. Il existe de nombreuses antennes reconfigurables qui ont été démontrées dans la pratique et examinées [18-20]. Cependant, ces antennes reconfigurables ne peuvent pas être entièrement réalisées sans l'aide d'un réseau d'alimentation avancé [21-23]. WPD est l'un des composants essentiels de divers circuits hyperfréquences. Dans les réseaux d'alimentation d'antenne, Wilkinson Power Divider (WPD) est couramment utilisé pour combiner et répartir la puissance [23-26]. Dans [27], un coupleur et un filtre ont été intégrés pour concevoir un diviseur de puissance pour les applications radar. Cependant, la conception est complexe et ne peut pas être reconfigurée. Les varacteurs sont principalement utilisés par les chercheurs dans leurs conceptions de diviseur de puissance pour obtenir des propriétés reconfigurables pour le diviseur de puissance [28-34]. Cependant, cela a conduit à une augmentation de la complexité de la conception. Dans [35], un diviseur de puissance reconfigurable est obtenu en changeant la valeur de tension et en électrifiant l'électrode de surface supérieure et inférieure du cristal liquide. Le processus de fabrication pour la conception est néanmoins complexe. De plus, dans la conception du diviseur de puissance, la diode PIN peut également être utilisée pour obtenir des propriétés reconfigurables [36-40]. Par conséquent, ce projet proposait un WPD modifié reconfigurable pour les normes WiMAX, à 2.5 GHz et 3.5 GHz. La conception proposée comprend deux WPD conventionnels. Les tensions de polarisation des commutateurs à diode PIN (ON, OFF). Ces diviseurs sont modifiés pour obtenir différentes fréquences de fonctionnement d'un seul diviseur de puissance.

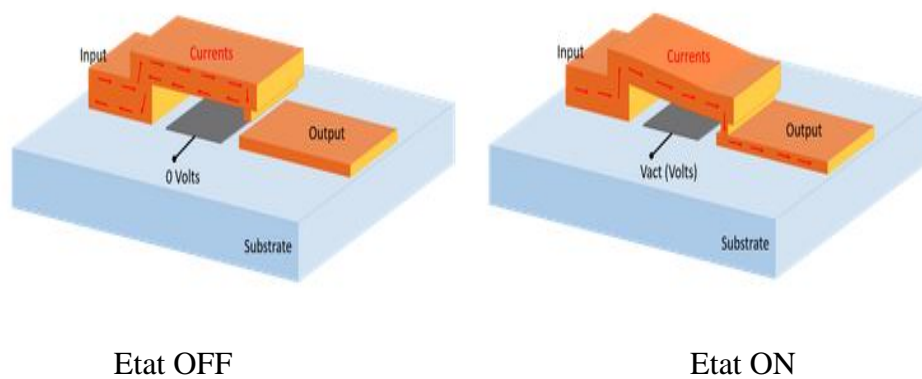
## II.2 La reconfigurabilité dans les diviseurs de Wilkinson

### II.2.1 Les commutateurs RF

Les commutateurs RF sont appartenent à la deuxième catégorie et sont utilisés pour faire la reconfigurabilité. Ils peuvent être utilisés pour déconnecter des parties de l'antenne les unes des autres ou pour créer différents chemins pour altérer la circulation du courant sur l'antenne. Ces commutateurs RF ont des avantages en termes de leurs très faibles pertes d'insertion sur une bande de 40GHz et plus, leur bonne isolation, leur

vitesse de commutation, et leur consommation de puissance nulle. Tout simplement, un commutateur RF est un interrupteur qui sert à ouvrir ou fermer, en utilisant une tension de commande, le chemin du courant qui circule sur la surface d'une antenne (patch ou masse).

Les commutateurs peuvent être modélisés par différents niveaux de complexité, en fonction de la précision nécessaire et des ressources de calcul disponible. Au niveau de base, l'interrupteur peut être modélisé simplement par une languette métallique pour pouvoir commuter entre les deux états des diodes ON et OFF, c.-à-d. remplacer la diode par la présence ou l'absence du morceau de métal. Ces commutateurs sont utilisés pour acheminer les signaux vers le canal voulu, on les trouve beaucoup plus dans les systèmes d'antennes en diversité.



*Figure II.1* : Une commutation en utilisant une poutre métallique [40]

Trois dispositifs sont couramment utilisés en commutations micro-onde : les MEMS, les transistors à effet de champs (FET) et les diodes PIN.

### II.2.2 Les Diodes PIN

La diode PIN est un composant incontournable et largement utilisé dans les circuits RF tel que les commutateurs, les atténuateurs...etc. La diode PIN est utilisée dans un grand nombre d'applications allant de la bande UHF aux fréquences micro-ondes. Elle fonctionne comme une résistance variable, aux hyperfréquences, en contrôlant principalement son courant de polarisation directe. Dans les applications de commutations et d'atténuation, la diode doit idéalement piloter le niveau du signal RF sans introduire des distorsions sur la forme du signal. Dans le présent travail, une diode

PIN est utilisée comme un commutateur pour atteindre à une antenne reconfigurable. Pour mieux comprendre le principe de fonctionnement des diodes PIN, on va voir quelques notions de base concernant ce dispositif de commutation.

### II.2.2.1 Définition

Une diode PIN (Positive Intrinsic Negative diode) est un dispositif semi-conducteur constitué d'une région non dopée (dite région intrinsèque I) intercalée entre deux autres régions dopées de type N et P. La Figure II.8 montre un simple circuit équivalent d'un commutateur PIN qui peut être activé ou désactivé. Dans l'état ON, le commutateur peut être représenté comme une résistance et une inductance. Un condensateur en parallèle avec une résistance, le tout en série avec une inductance, dans l'état OFF.

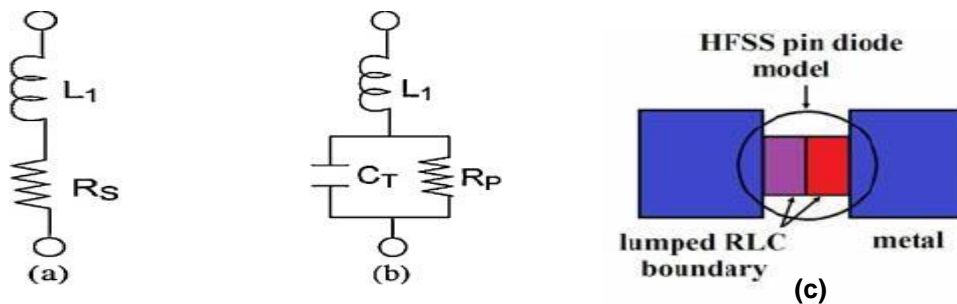


Figure II.2 : Le circuit équivalent de la diode PIN : (a) l'état ON (b) l'état OFF (c) modèle de la diode [42]

### II.2.2.1 Caractéristiques importantes d'une diode PIN

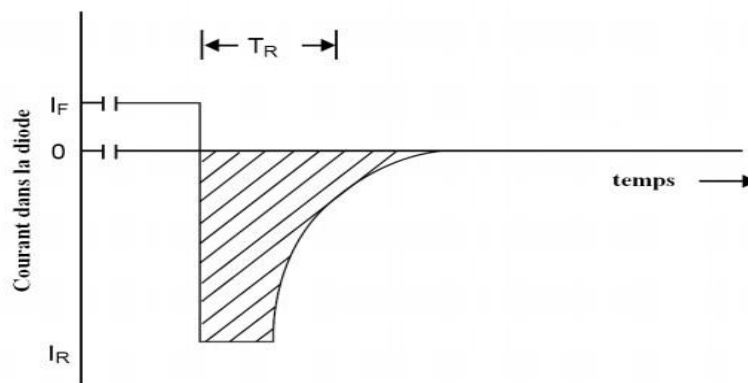
La diode PIN est un dispositif semi-conducteur qui présente plusieurs caractéristiques importantes telles que

- Une diode PIN fonctionne comme une résistance variable en RF. La valeur de la résistance varie, de  $1 \Omega$  à  $10 \text{ k}\Omega$  (OFF), en fonction de la quantité de courant qui s'écoule à travers elle.
- La diode a une région I légèrement dopée, ce qui permet d'avoir une longue durée de vie, une tension de claquage élevée, vitesse de commutation élevée.
- Au contraire à la diode varactor qu'est contrôlée en tension, la diode PIN est contrôlée par un courant de commande.

- Lorsque le courant de commande est varié alternativement, la diode PIN peut être utilisée pour la modulation d'amplitude d'un signal RF.
- La valeur du temps de recouvrement  $T_R$  peut être calculée, à partir du courant direct  $I_F$ , du courant inverse initial  $I_R$ , et de la durée de vie des porteurs  $\tau$ , de la manière suivante

$$T_R = \tau \cdot \ln \left( 1 + \frac{I_F}{I_R} \right) \quad (\text{II.1})$$

Le point limitant dans les applications de commutation est le temps de recouvrement qui est nettement supérieur au temps de mise en conduction, il vaut généralement plusieurs microsecondes pour une diode silicium. Le temps de recouvrement est principalement conditionné par la durée de vie des porteurs dans la zone intrinsèque.



*Figure II.3* : Le courant dans la diode lors de la phase de recouvrement [42]

### II.2.2.1 Avantages et inconvénients d'une diode PIN

Comme tous les autres commutateurs, la diode PIN présente plusieurs avantages et inconvénients

#### a) Avantages

- ✓ Les diodes PIN ont une tension de claquage élevée : la largeur de la zone intrinsèque est plus épaisse. Ainsi, elle est adaptée pour la protection des circuits d'un courant important.
- ✓ Les diodes PIN ont une capacité de faible valeur et une faible résistance à l'état passant enRF: la largeur de la couche intrinsèque est grande en raison de la capacité de la diode qui est faible.
- ✓ La diode PIN est utilisée en Photon détection; en raison de la grande largeur

de la couche intrinsèque, les photons frappant la surface seront plus ce qui augmente de leur tour la génération de la paire électron-trou.

- ✓ La diode PIN est Multifonctionnelle : Elle peut aussi être utilisée comme un atténuateur commandé dans un étage HF, ou comme élément de commutation pour router des signaux HF.
- ✓ Les diodes PIN peuvent supporter des puissances très élevées et consomment peu de puissance de contrôle.

#### b) Inconvénients

L'inconvénient majeur de la diode PIN présenté dans le temps de recouvrement de la diode PIN (passage de l'état passant à l'état bloqué)

- ❖ La diode PIN a des pertes de puissance due au temps de recouvrement inverse.

#### II.2.2.1 Les applications de la diode PIN en RF

La diode PIN est très utilisée dans les applications de commutation. Elle permet d'obtenir un court-circuit idéal dans l'état ON et également un bon circuit ouvert dans l'état OFF. Dans les systèmes radars modernes, la diode PIN est largement utilisée pour la fonction de limitations de puissance afin de protéger les chaînes de réceptions. De même, Les diodes PIN sont largement utilisées dans les circuits d'atténuation pour le contrôle du niveau et de la phase des signaux hyperfréquences (contrôle automatique de gain (AGC) et de contrôle de puissance).

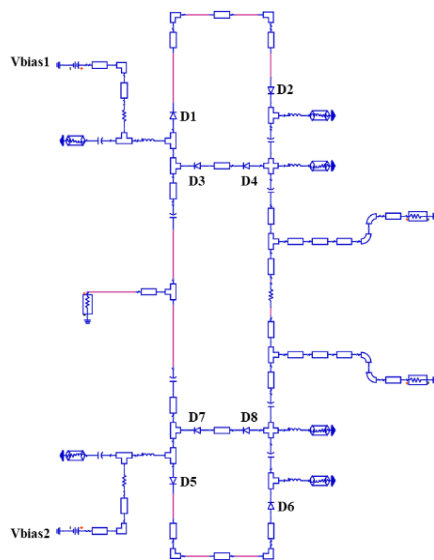
#### II.2.1 Analyse d'un diviseur de Wilkinson reconfigurable

Dans ce cas, un diviseur de puissance Wilkinson modifié reconfigurable (WPD) a été proposé. Les fréquences de fonctionnement de la conception proposée étaient soit à 2,5 GHz soit à 3,5 GHz pour les applications d'interopérabilité mondiale pour l'accès micro-ondes (WiMAX). Cette conception proposée est reconfigurable en termes de fréquence de fonctionnement en utilisant des commutateurs à diode PIN. Commutateur de diode PIN a été utilisé dans cette conception pour reconfigurer la longueur de la ligne microruban. En faisant varier la tension de polarisation de la diode PIN à +5 V ou -5 V, le WPD modifié proposé peut fonctionner à 2,5 GHz ou 3,5 GHz. Rogers RO4350 ( $\epsilon_r = 3,48$ ,  $h = 0,508$  mm) a été choisi comme matériau de substrat et le cuivre (épaisseur = 0,035 mm) lié au patch de conception. Sur la base des résultats de simulation obtenus à partir du logiciel Advanced Design System (ADS), le WPD modifié montre de bonnes

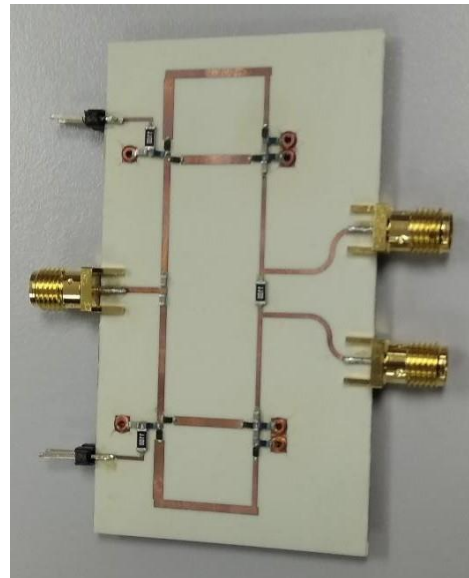
performances en paramètre  $S$  à 2,5 GHz et 3,5 GHz. Cependant, les résultats de mesure présentent un décalage de fréquence.

Même s'il existe une corrélation entre les résultats de mesure et les résultats de simulation, la fréquence de résonance a été décalée en raison de la réactance parasite de la diode PIN.

La figure II.4 montre la configuration du circuit du WPD modifié reconfigurable avec les positions des diodes PIN (D1-D8) et le prototype de circuit. Sur la base de la figure II.4, le diviseur de puissance proposé fonctionne à 2,5 GHz lorsque D3, D4, D5 et D6 ont été éteints et fonctionne à 3,5 GHz lorsque D1, D2, D7 et D8 ont été éteints. Les figures 3 (a) et (b) montrent les configurations de circuit lorsque le diviseur de puissance fonctionne à 2,5 GHz et 3,5 GHz, respectivement.



(a)



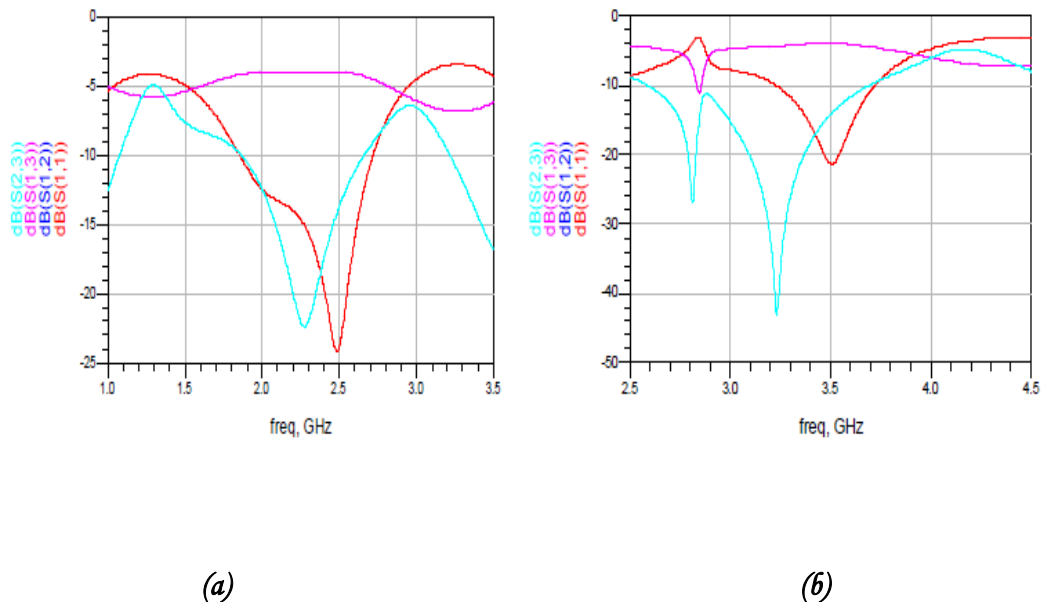
(b)

**Figure II.4:** (a) La configuration du circuit du WPD modifié reconfigurable, (b) Prototype de circuit [44]

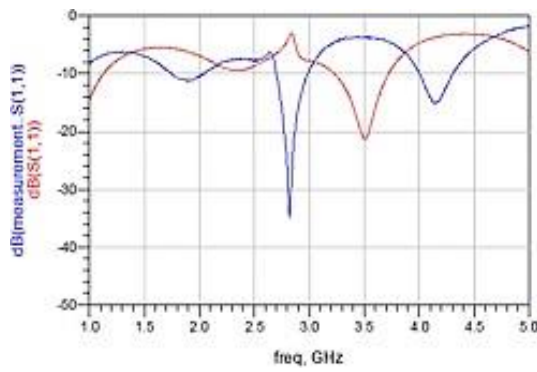
Les figures II.5 (a) et (b) montrent les résultats de simulation pour  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{13}$  et  $S_{23}$  à 2,5 GHz et 3,5 GHz respectivement. Suivant la figure II.4, le résultat de simulation  $S_{11}$  pour WPD modifié à 2,5 GHz était de -23,823 dB,  $S_{23}$  était de -13,647 dB,  $S_{12}$  et  $S_{13}$  étaient de -3,919 dB. Alors que le résultat de la simulation de l'affaiblissement de retour du WPD de 3,5 GHz modifié était de 21,309 dB,  $S_{23}$  était de -14,105 dB,  $S_{12}$  et  $S_{13}$  étaient de -3,97 dB. Après la conception à l'aide du logiciel ADS,

la conception proposée a été fabriquée pour être validée avec les résultats de la simulation. Le prototype de la figure II.4 (b) a été mesuré en utilisant un analyseur de réseau vectoriel (VNA) pour le coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ), les pertes d'insertion ( $S_{12}$ ,  $S_{13}$ ) et l'isolation ( $S_{23}$ ). Les figures II.5 et II.6 montrent la comparaison entre les résultats de mesure et les résultats de simulation,  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{13}$  et  $S_{23}$  à 2.5 GHz et 3.5 GHz respectivement. Suivant la figure II.7, la fréquence du WPD 2,5 GHz modifié a été décalée d'environ 300 MHz par rapport aux résultats de la simulation. Le résultat de mesure  $S_{11}$  pour un WPD modifié à une fréquence de résonance de 2.19 GHz était de -38,74 dB,  $S_{23}$  était de -11.19 dB,  $S_{12}$  et  $S_{13}$  était de  $-4.0175 \pm 0.0145$  dB.

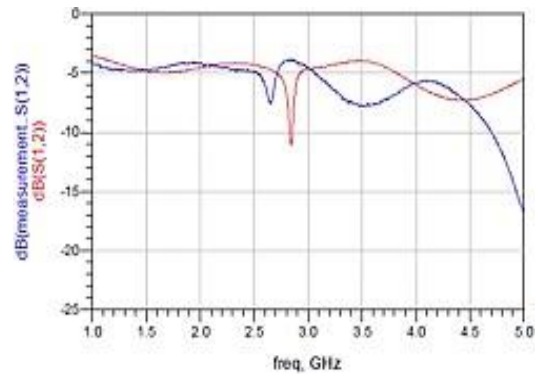
Pendant ce temps, sur la base de la figure II.5, la fréquence a été décalée d'environ 700 MHz pour un WPD de 3,5 GHz modifié. Le résultat de la mesure de la perte de retour du WPD modifié à une fréquence de résonance de 2,82 GHz était de 34,942 dB,  $S_{23}$  était de -17,212 dB,  $S_{12}$  et  $S_{13}$  était de  $-4,062 \pm 0,168$  dB. Le décalage de fréquence est dû à la réactance parasite (inductance ou capacité) de la diode PIN. Dans les travaux futurs, des dispositifs de systèmes micro électromécaniques (MEMS) pourraient être utilisés pour remplacer les diodes. En outre, il y avait légèrement différent pour la perte d'insertion entre  $S_{12}$  et  $S_{13}$  dans les résultats de mesure, indiquant que le prototype a été fabriqué et soudé le composant presque symétriquement.



**Figure II.5 :** Résultats de simulation de  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{13}$  et  $S_{23}$  pour WPD modifié à, (a) 2,5 GHz, (b) 3,5 GHz [44]

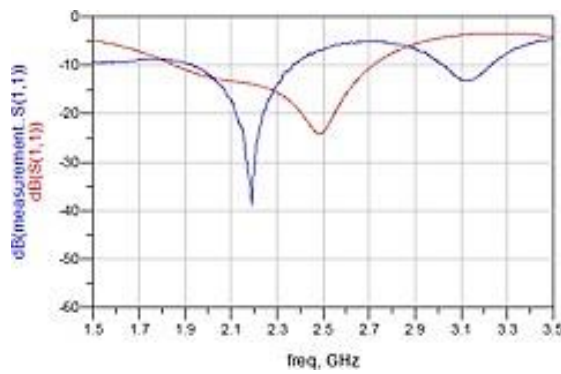


(a)

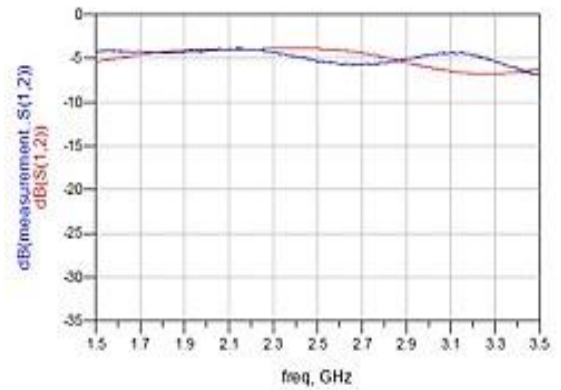


(b)

Figure II.6 : La comparaison des résultats de simulation et de mesure (a) S11, (b) S12 [44]



(a)



(b)

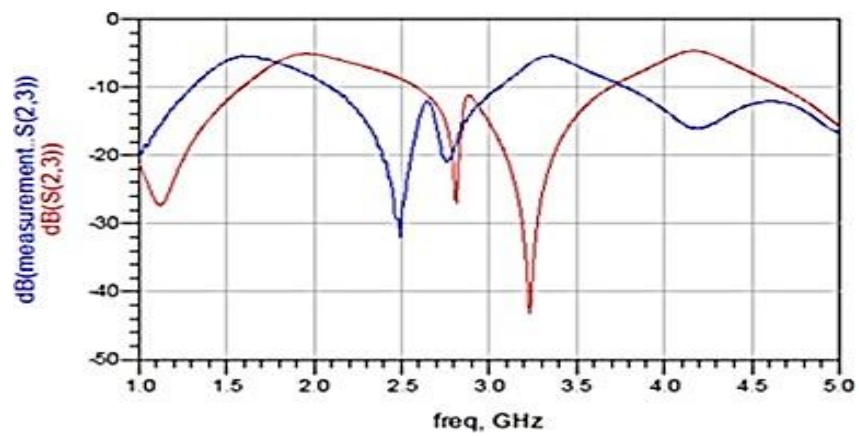


Figure II.7 : La comparaison des résultats de simulation et de mesure (a) S11, (b) S12 et S23 pour WPD modifié à 3,5 GHz [44]

La conception du WPD modifié reconfigurable à l'aide de commutateurs à diode PIN a été conçue, simulée, mesurée et étudiée avec succès. Deux WPD modifiés ont été intégrés dans une conception unique utilisant des diodes PIN, qui reconfigurent la longueur de la ligne de transmission WPD. Les résultats de la simulation ont montré une bonne concordance pour les deux fréquences avec une perte de retour supérieure à 20 dB, une perte d'insertion inférieure à 4 dB et une isolation inférieure à -10 dB. Même s'il y avait un décalage de fréquence dans la mesure, les résultats de la mesure étaient toujours corrélés aux résultats de la simulation. S13 était de  $-4,062 \pm 0,168$  dB.

### II.3 Les différents types d'un diviseur de Wilkinson reconfigurable

#### II.3.1 diviseur de Wilkinson reconfigurable avec Configuration flexible de la plage de réglage

Dans ce cas, un diviseur de Wilkinson réglable (WPD) avec correspondance de port et isolation est proposé sur la base d'une structure compacte reconfigurable. L'unité reconfigurable est composée d'un varactor cascadié par une ligne de transmission (TL) avec une impédance caractéristique et une longueur électrique spécifiques. Chaque l'unité peut être connectée en alternance avec deux varactors en cascade pour constituer une structure de type T, où la fréquence de fonctionnement peut être sélectionné en fournissant des tensions de polarisation appropriées pour les trois varactors. En ajustant l'impédance caractéristique et longueur électrique de la ligne de transmission dans chaque unité, le la plage de réglage continue peut-être facilement étendue pour dépasser 120% d'accordabilité. Les unités reconfigurables peuvent également être flexibles configuré pour fonctionner également dans la plage de réglage discrète désignée. UNE WPD expérimental reconfigurable avec un large réglage en continu La plage 0,96-1,73 GHz (accordabilité 57,3%) est conçue et fait. Les résultats mesurés montrent que plus de -20 dB les pertes de retour et les isolements peuvent être réalisés tout au long du réglage intervalle. [33]

La topologie du WPD reconfigurable proposé est représentée sur la figure 1. L'unité configurable est composée d'un varactor  $C_{Tn}$  et d'une ligne de transmission décrite par l'impédance caractéristique  $Z_{Tn}$  et la longueur électrique  $\theta_{Tn}$ . Chaque unité peut être insérée individuellement entre les deux varactors  $C_1$  et  $C_2$  pour constituer la structure de type T. Une résistance  $R$  est pontée entre les deux ports de sortie pour

assurer l'isolation.

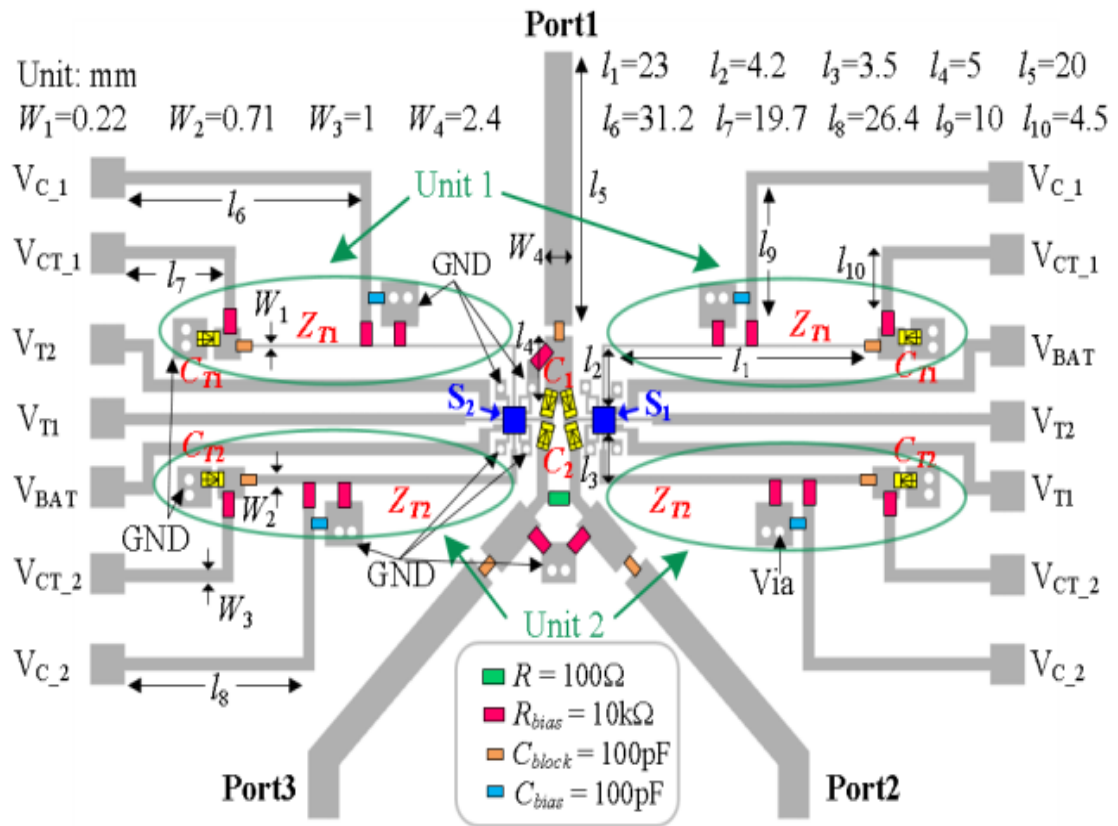
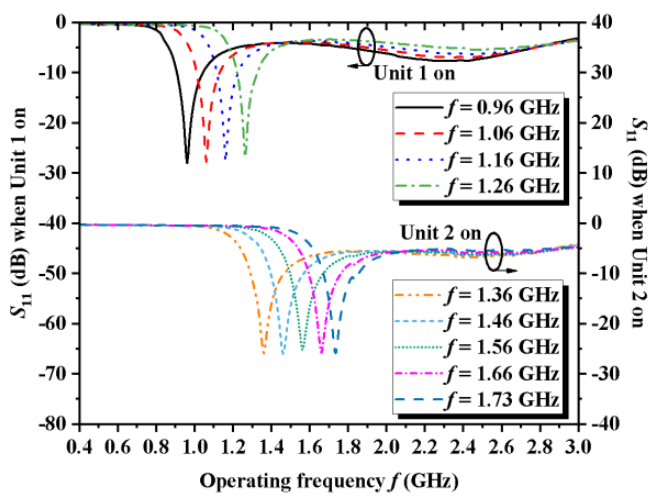
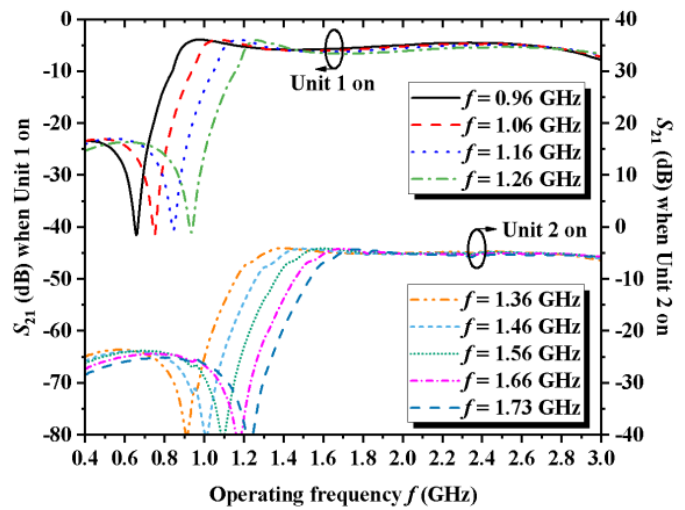


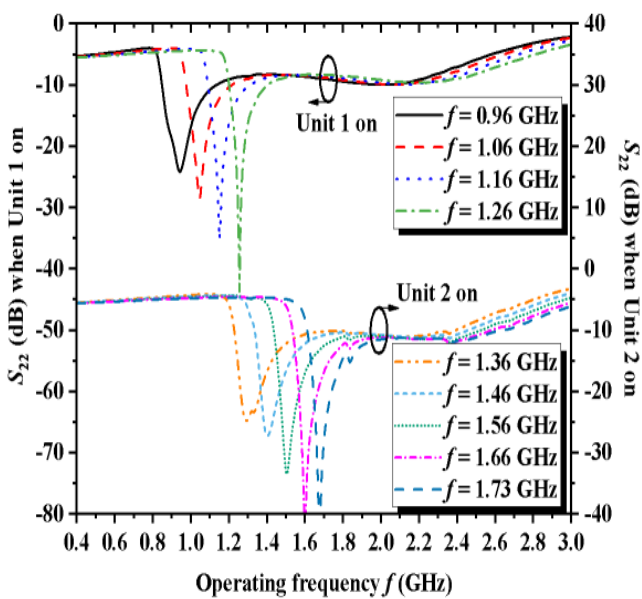
Figure II.8: Proposed reconfigurable WPD [33]



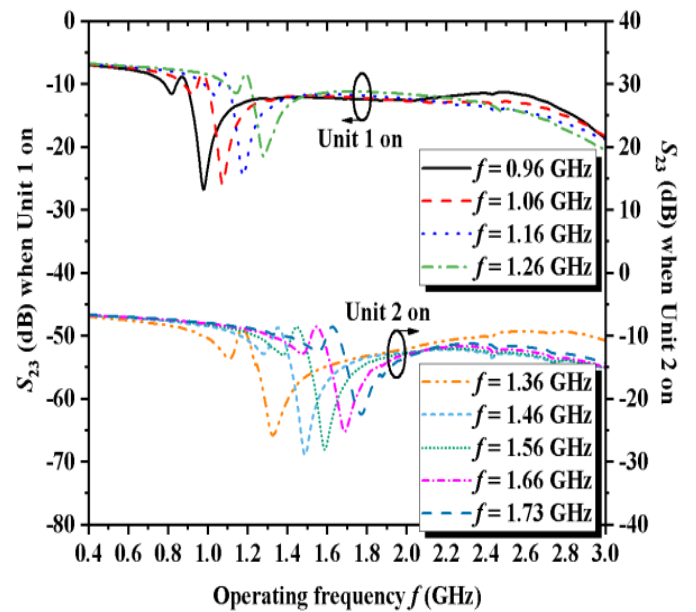
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure II.9 : Résultats mesurés du WPD expérimental (a)  $S_{11}$ . (b)  $S_{21}$ . (c)  $S_{22}$ . (d)

$S_{23}$ . [33]

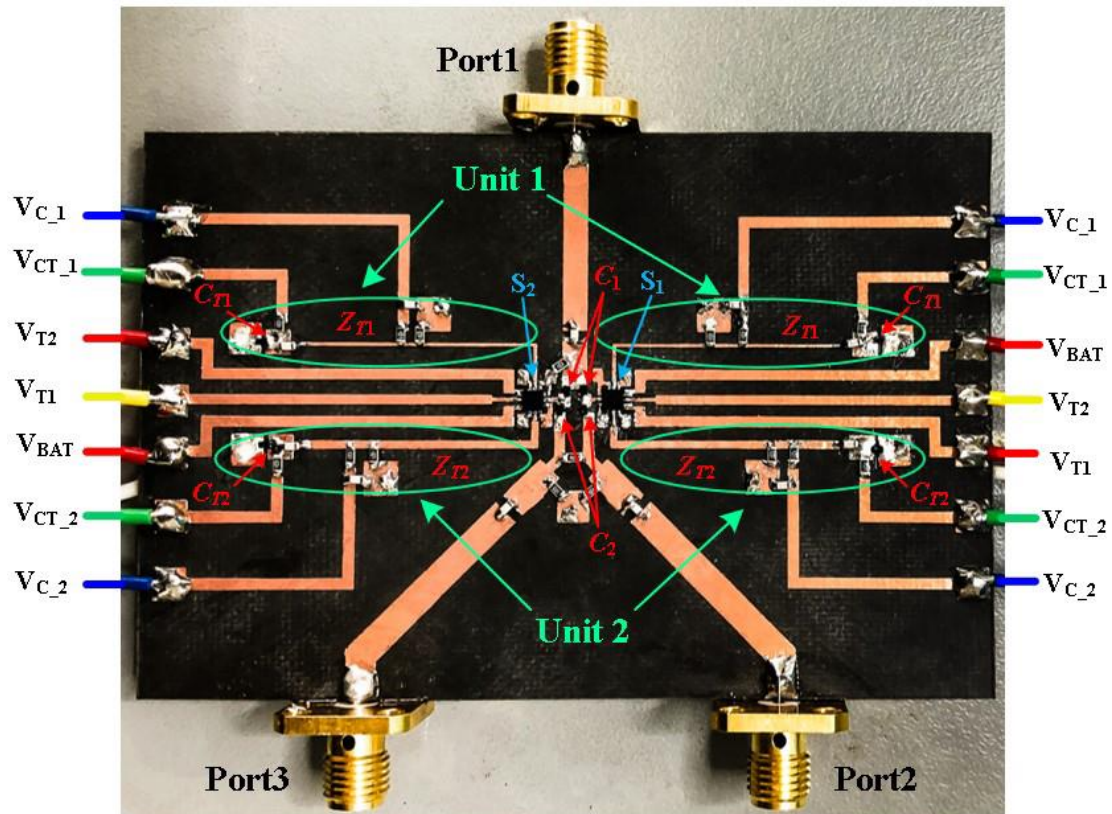


Figure II.10 : Vue de dessus du WPD fabriqué.[33]

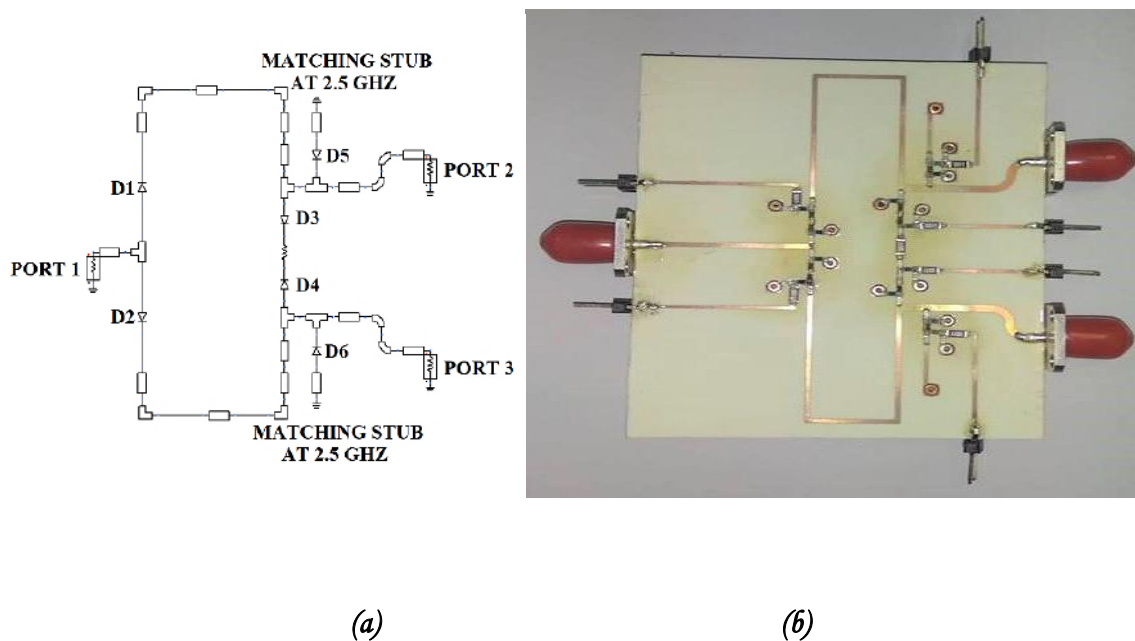
Un WPD reconfigurable avec correspondance de port et isolation est proposé dans ce cas. Selon les formules de conception, l'accordabilité du WPD proposé peut être commodément étendue pour dépasser 120% par les unités reconfigurables. En outre, en ajustant l'impédance caractéristique et la longueur électrique de la ligne de transmission dans chaque unité, le WPD peut également être configuré de manière flexible pour fonctionner également dans des plages d'accord discrètes. Ce WPD reconfigurable peut être appliqué aux futurs systèmes agiles en fréquence.

### II.3.2 Diviseur de Wilkinson modifié avec fonction commutable à l'aide de commutateurs à diode PIN

Dans ce cas, un circuit commutable qui fonctionne comme un diviseur de puissance et un commutateur RF est proposé dans cet article. La conception du diviseur de puissance était basée sur le diviseur de puissance conventionnel Wilkinson (WPD). Deux stubs court-circuités ont été introduits sur la ligne de transmission des ports de sortie pour compenser la discordance lorsque la fonction a été commutée sur le commutateur RF. Rogers RO4350 ( $\epsilon_r = 3,48$ ,  $h = 0,508$  mm) a été utilisé comme matériau de substrat et du cuivre (épaisseur = 0,035 mm) lié au patch de cette conception proposée. La conception proposée a montré de bonnes performances pour la simulation dans la disposition physique en tant que diviseur de puissance et commutateur SPDT. En outre, la conception a une taille compacte de 62 x 75 mm<sup>2</sup>. Les résultats de mesure montrent cependant un changement de fréquence de résonance. Bien qu'il existe une corrélation entre les résultats de mesure et de simulation, en raison de la réactance parasite de la diode PIN, la fréquence de résonance a été décalée. [45]

Un diviseur de puissance Wilkinson modifié (WPD) avec une fonction commutable est présenté. En utilisant une diode PIN dans la conception proposée, le diviseur de puissance modifié peut commuter sa fonction soit en tant que diviseur de puissance soit en tant que commutateur SPDT. Des stubs court-circuités sont introduits dans la ligne de transmission des ports de sortie pour compenser la discordance lorsque la fonction passe du diviseur de puissance à une fonction de commutation SPDT. De plus, la conception proposée avait une conception plus simple et montrait de bonnes performances pour les deux fonctions par rapport à [42] et [43].

Figure II.11, le diviseur de puissance modifié proposé dans [45] fonctionne comme un diviseur de puissance à 2.5 GHz lorsque les diodes  $D_5$  et  $D_6$  ont été éteints et fonctionne comme un commutateur SPDT (le port 2 est à l'état activé) à 2.5 GHz lorsque  $D_2$ ,  $D_3$ ,  $D_4$  et  $D_6$  ont été désactivés.  $D_5$  et  $D_6$  contrôlaient l'activation ou la désactivation des stubs correspondants. Les figures 3 (a) et (b) montrent les configurations de circuit lorsque la conception proposée fonctionne comme un diviseur de puissance à 2.5 GHz et un commutateur SPDT à 2.5 GHz, respectivement.

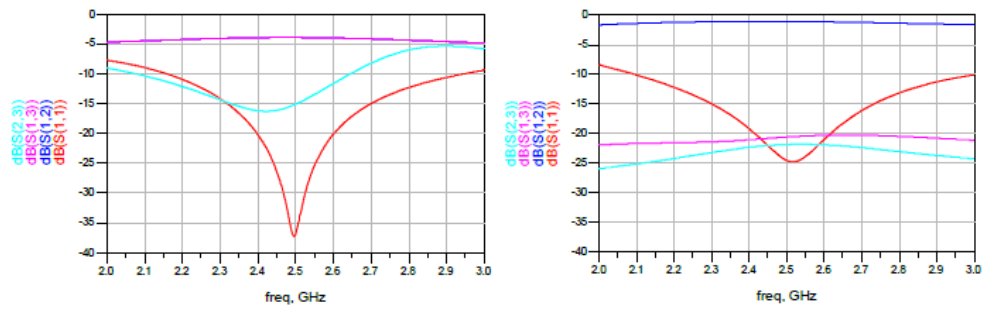


**Figure II.11:** (a) La configuration d'un circuit WPD modifié commutable et (b) le prototype de circuit.[45]

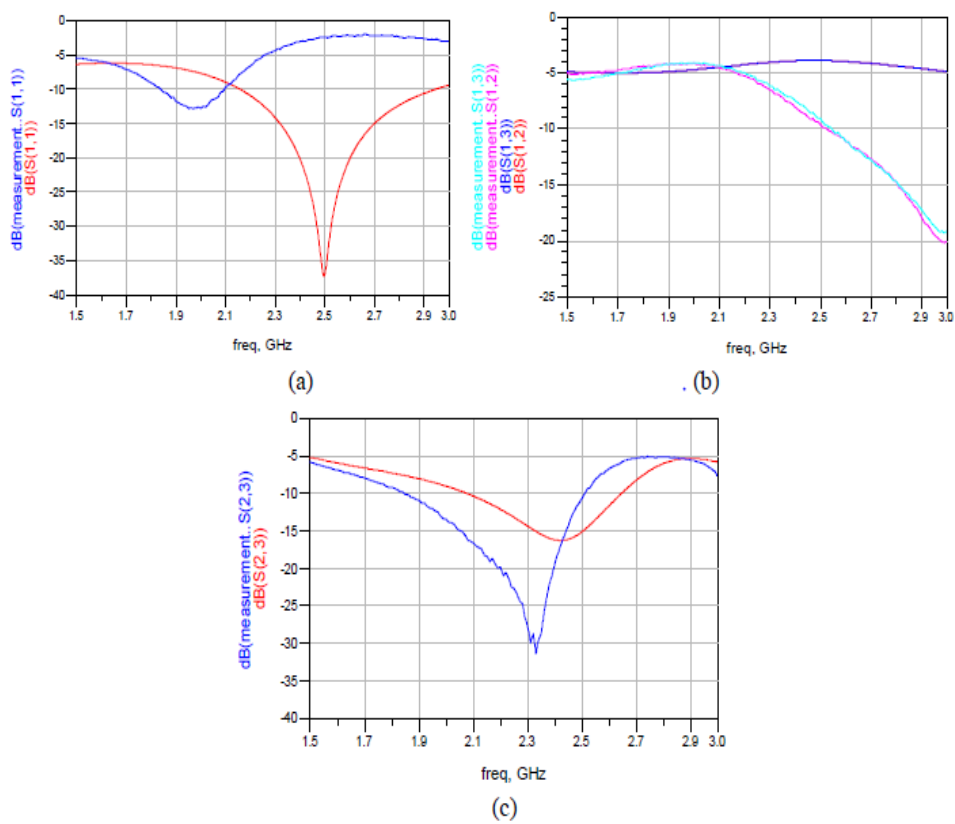
Figure II.12, le résultat de simulation  $S_{11}$  pour WPD modifié fonctionne comme un diviseur de puissance à 2.5 GHz était de -36.84 dB,  $S_{23}$  était de -3.88 dB,  $S_{12}$  et  $S_{13}$  était de -3.88 dB. Alors que le résultat de la simulation des WPD modifiés fonctionne comme une perte de retour de commutateur SPDT à 2,5 GHz était de -24.53 dB, la perte d'insertion était de -1.06 dB, l'isolement,  $S_{23}$  était de -21.84 dB et  $S_{13}$  était de -20.59 dB. La conception du WPD, avec le logiciel ADS, proposée par N. Edward dans [45] a été fabriquée pour valider les résultats de la simulation. En utilisant un analyseur VNA, le prototype de la figure 2 (b) a été mesuré en termes de ses paramètres S, perte de retour, perte d'insertion et isolement. Les figures II.13 et II.17 montrent la comparaison entre les résultats de mesure et les résultats de simulation,  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{13}$  et  $S_{23}$  pour un WPD modifié fonctionne comme un diviseur de puissance et un commutateur SPDT à 2,5 GHz respectivement.

(a)

(b)



**Figure II.12:** Résultats de simulation de S11, S12, S13 et S23 pour WPD modifié fonctionne comme (a) un diviseur de puissance et (b) un commutateur SPDT à 2,5GHz.



**Figure II.13:** La comparaison des résultats de simulation et de mesure

(a) S11, (b) S12 et (c) S23 pour WPD modifié fonctionnent comme un commutateur SPDT à 2.5 GHz. [45]

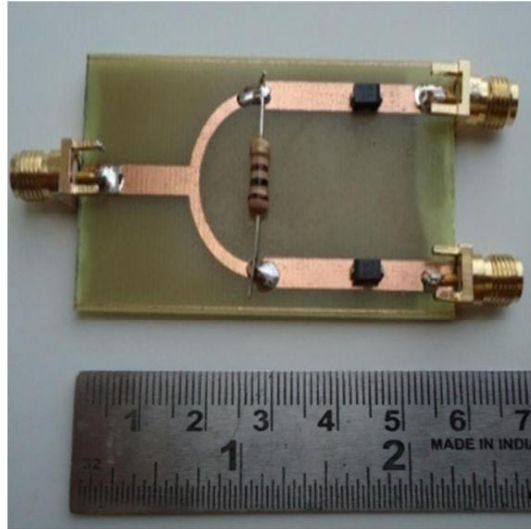
La conception d'un WPD modifié avec une fonction commutable utilisant des commutateurs à diode PIN a été conçue, simulée, mesurée et étudiée avec succès. Le WPD modifié a été conçu à l'aide de stubs et de diodes PIN correspondants pour réaliser des fonctions commutables. Les résultats de la simulation ont montré de bonnes

performances pour les deux fonctions avec une perte de retour de plus de 20 dB, une isolation inférieure à -10 dB, une perte d'insertion inférieure à 4 dB pour la fonction de diviseur de puissance et une perte d'insertion inférieure à 1,5 dB pour la fonction de commutation SPDT. Bien que la fréquence de résonance mesurée ait été décalée, les résultats de mesure étaient toujours corrélés aux résultats de la simulation.

### *II.3.3 Diviseur de Wilkinson 2 voies reconfigurable*

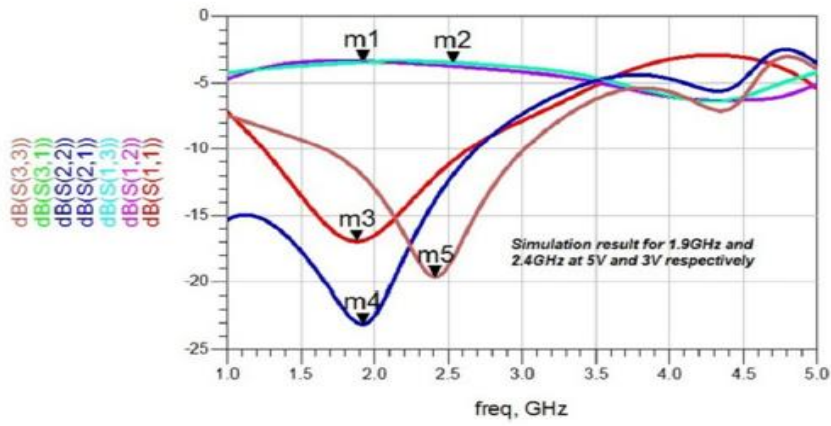
Dans ce travail, un diviseur de Wilkinson reconfigurable était proposé dans [46]. Dans le système existant, seul un nombre limité de bande passante est utilisé aux ports de sortie, dans le Wilkinson proposé diviseur de puissance différentes bandes de fréquences sont obtenues en utilisant Diode PIN. En accordant la diode PIN, différentes fréquences sont atteintes. La taille du diviseur de puissance est réduite pour le fonctionnement fréquence et augmente la bande passante fractionnaire [46], il est proposé de concevoir un diviseur de puissance Wilkinson utilisant une diode PIN. Il réalise une puissance rapport de division des différentes fréquences. En faisant varier le biais de tensions pour la diode, différentes fréquences sont atteintes. Et aussi la taille du diviseur de puissance est réduite en utilisant une diode PIN.

La conception d'un diviseur micro-ruban de Wilkinson reconfigurable est construit en utilisant un port d'entrée et deux ports de sortie qui se terminent par une impédance de 50 ohms. La fréquence du diviseur de puissance dépend de la longueur de la ligne micro-ruban. La variation de la longueur de la ligne micro-ruban augmente la fréquence. Le substrat FR4 est utilisé, ce substrat a un constant diélectrique de 4,4 et une hauteur de 1,6 millimètre. Le diviseur de puissance de Wilkinson reconfigurable à -3dB est proposé et conçu pour les applications GSM et les réseaux sans-fil. Ce diviseur est illustré à la Figure II.14. Le diviseur de Wilkinson est conçu en utilisant l'outil de simulation ADS (Advanced Design System).



*Figure II.14* : Le modèle fabriqué d'un diviseur de puissance reconfigurable [46]

Le fonctionnement de la diode PIN permet de régler la gamme de fréquences de 1.8 GHz à 2.6 GHz. Le pouvoir est également livré à deux ports de sortie. Lorsque le biais la tension de 2 volts est appliquée à la diode 1 et 0 volts est appliquée à diode 2, le port 2 fonctionne à 1,8 GHz et le port 3 fonctionne à 1,9 GHz respectivement et le résultat simulé est affiché dans Fig. II.15(a). Lorsque la tension de polarisation de 5 volts est appliquée à diode1 et 3 volts sont appliqués à diode2, le port 2 est actionné à 1,9 GHz et le port 3 fonctionne à 2,4 GHz respectivement et le résultat simulé est présenté sur la Figure II.15(b). De même, lorsque le une tension de polarisation de 5 volts est appliquée à la diode 1 et 7 volts est appliqué à la diode2, le port 2 fonctionne à 1,9 GHz et le port 3 est exploité à 2,6 GHz respectivement et le résultat simulé est illustré à la Fig. II.15(c).



(a)

(b)

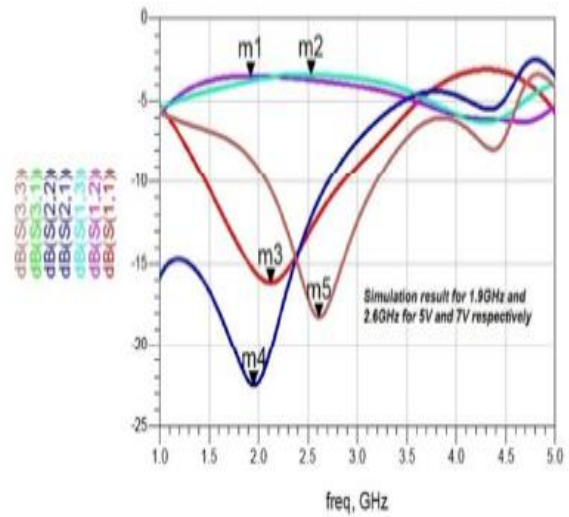
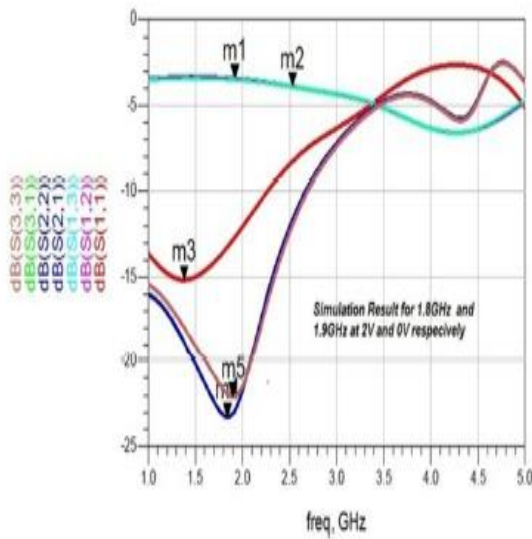


Figure II.15: (a) Le résultat de la simulation pour la polarisation 2V et 0V fonctionne à 1.8 GHz et 1.9 GHz (b) Le résultat de la simulation pour la polarisation 5V et 3V fonctionne à 1.9 GHz et 2.4 GHz [46]

Figure II.16 : (c) Le résultat de la simulation pour la polarisation 5V et 3V fonctionne à 1.9 GHz et 2.4 GHz. [46]

Le diviseur de Wilkinson reconfigurable 3dB a été conçu pour la gamme de fréquences de 1.8 GHz à 2.6 GHz par en utilisant la diode PIN. La bande passante est de 800 MHz. La proposition la structure a une dimension de 5,8 cm x 2,8 cm. Le  $\lambda_m$  calculé la valeur pour une fréquence de 1.8 GHz est de 7.9 cm. Cette reconfigurable Le diviseur de puissance Wilkinson a une réduction de taille de 36% par rapport à le diviseur de puissance conventionnel. Le Wilkinson proposé le diviseur de puissance a une perte de retour d'entrée de -29 dB et un retour de sortie perte de -27 dB. Il y a un bon accord entre la simulation résultats et résultats mesurés. Les résultats montrent que le diviseur de puissance proposé a une meilleure perte de retour et une meilleure isolation perte.

#### *II.4 Conclusion*

Dans ce chapitre, on a vu les différents composants de commutation en RF. Ces commutateurs sont largement utilisés pour faire la reconfiguration des diviseurs de Wilkinson De même, on a vu les différents types d'un diviseur de Wilkinson reconfigurable.



**Chapitre III:**  
**Etude paramétrique**  
**d'un diviseur de**  
**Wilkinson**



### III.1 Introduction

Dans les deux derniers chapitres, nous avons vu tout ce qui est nouveau sur diviseur de WILKINSON Et son importance dans télécommunications, Dans ce chapitre, on va étudier l'effet de quelques paramètres physique et électrique d'un diviseur de puissance de type de WILKINSON Suggestion Afin de savoir comment les dimensions physiques du composant affectent la fréquence et la bande passante de fonctionnement.

Dans notre travail, on a choisi un outil de simulation très performant présenté dans le CST studio version 2019.

### III.2 Etude paramétrique

La forme proposée dans ce chapitre, on va étudier l'effet de quelques paramètres physique et électrique d'un diviseur de puissance de type de WILKINSON.

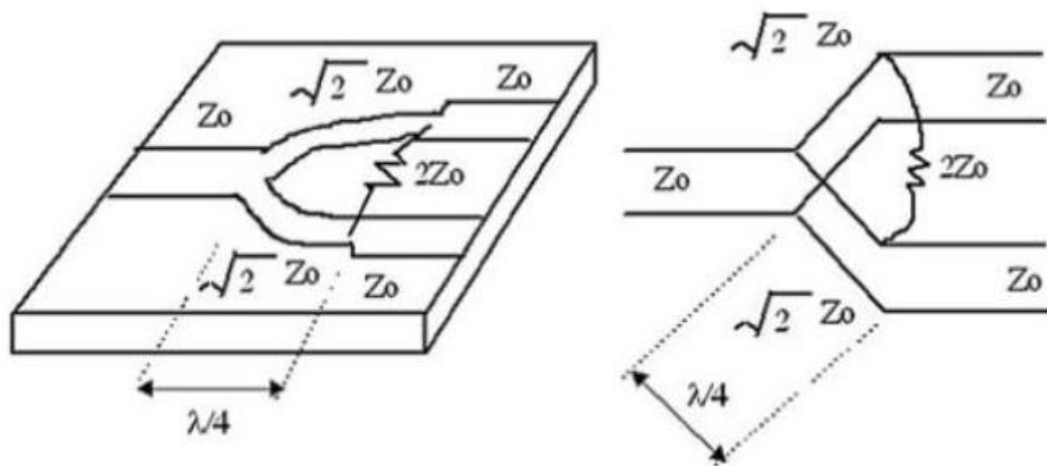
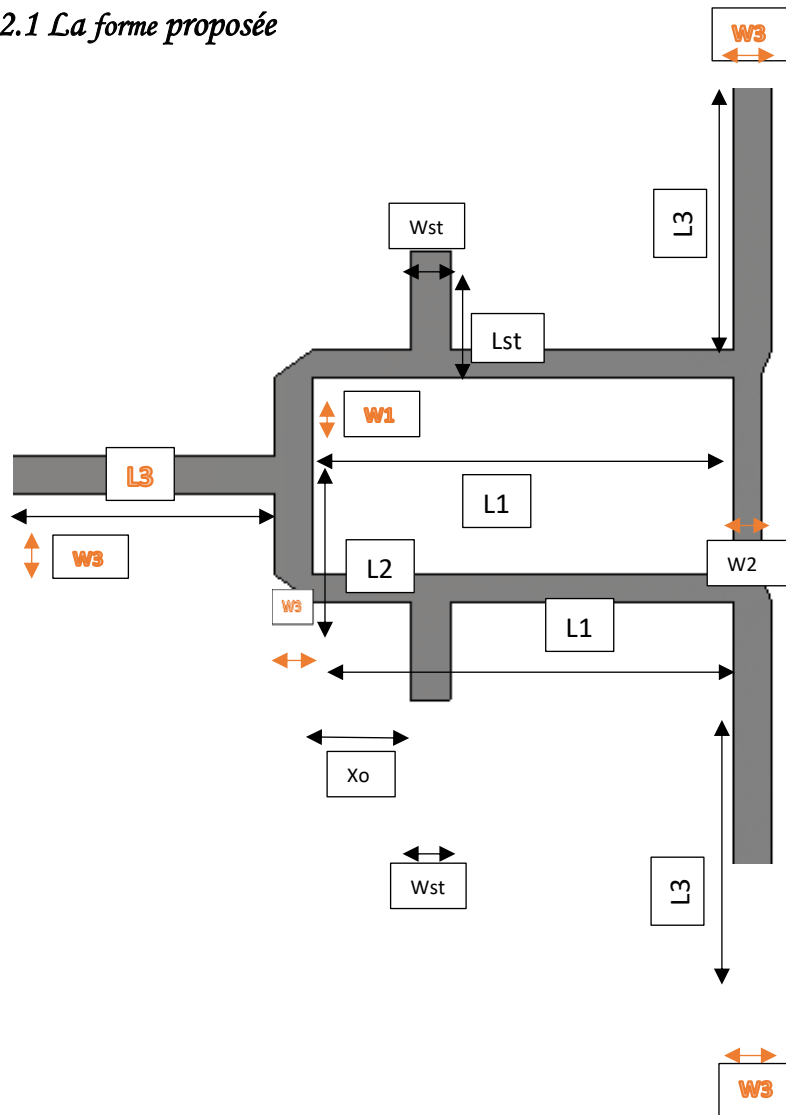


Figure III.1: La topologie standard d'un diviseur de Wilkinson

## III.2.1 La forme proposée



*Figure III.2:* Un schéma représentatif du diviseur de WILKINSON en utilisant le simulateur CST

*Tableau III.1:* Les valeurs initiales des dimensions de notre diviseur proposé dans la Figure III.2

<b>Variable</b>	<b>L1</b>	<b>w1</b>	<b>L2</b>	<b>w2</b>	<b>L3</b>	<b>w3</b>
<b>Valeur en mm</b>	<b>21.41</b>	<b>1.368</b>	<b>10.04</b>	<b>1.36</b>	<b>6.6</b>	<b>3.1</b>
<b>Variable</b>	$L_g$	$w_g$	$X_0$	$W_{st}$	$L_{st}$	
<b>Valeur en mm</b>	<b>40</b>	<b>50</b>	<b>5</b>	<b>2</b>	<b>5</b>	

La simulation de ce diviseur sera faite pour deux exemples. Le premier concernant un substrat de Permittivité relative  $\epsilon_r=4.3$ , alors que le deuxième utilise un substrat de  $\epsilon_r=2,98$ . Sachant que  $X_o = X_{o1}$ ,  $W_{st} = W_{st1}$ ,  $L_{st} = L_{st1}$ .

#### Premier exemple ( $\epsilon_r=4.3$ )

Le substrat utilisé est FR-4 (lossy) ayant une permittivité  $\epsilon_r=4.3$ , La hauteur du substrat  $h=1.6\text{mm}$ ,  $\mu = 1$ , Electric tand = 0.025 (Const. fit) et Thermal cond. = 0.3 [W/K/m]  $S_{11}$  est obtenu pour différents cas.

#### III.2.2 L'influence de la longueur $L_1$

On va étudier l'effet de quelques paramètres physique et électrique d'un diviseur de puissance de type de WILKINSON. Pour voir l'effet de la longueur  $L_1$ , on va varier maintenant cette longueur sachant que les autres variables sont constantes,

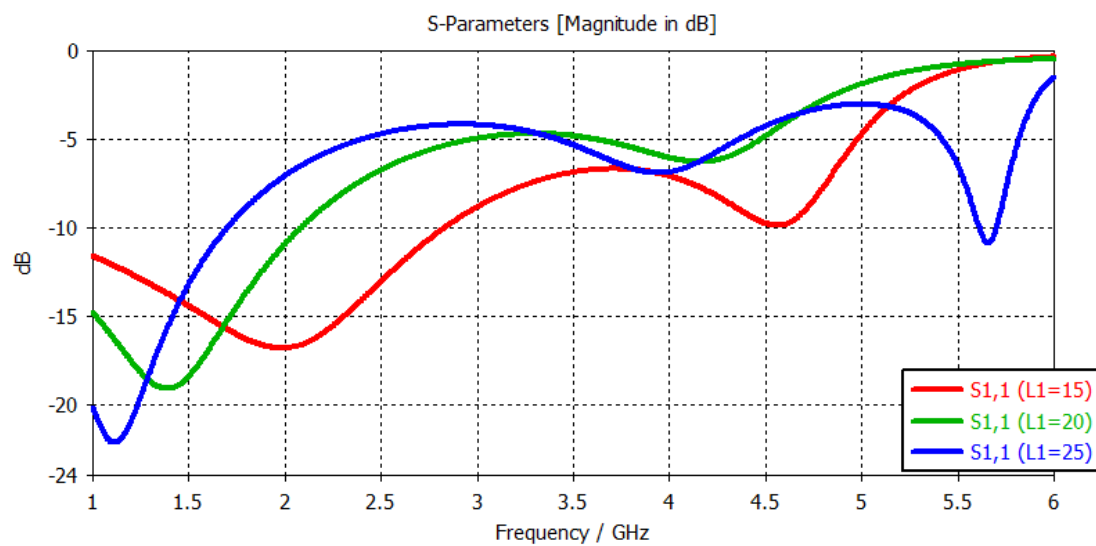


Figure III.3. L'évolution du coefficient de réflexion  $S_{11}$  du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeurs de  $L_1$ .

On voit que le  $L_1$  influence fortement sur la valeur de la fréquence de fonctionnement de 1,13 GHz à 2 GHz et d'une adaptation de -22 dB à -16 dB pour une variation de 15 mm à 25 mm en  $L_1$ . Dans le même sens, la bande passante est proportionnelle à la valeur de  $L_1$ .

### III.2.3 L'influence de la largeur $W1$

On suppose que toutes les variables citées dans le Tableau III.1 sont fixes alors on va varier seulement la largeur  $W1$ , où il va de la valeur ( $w1=1$  mm à  $w1=6$  mm), Les résultats trouvés sont illustrés dans la Figure III.4.

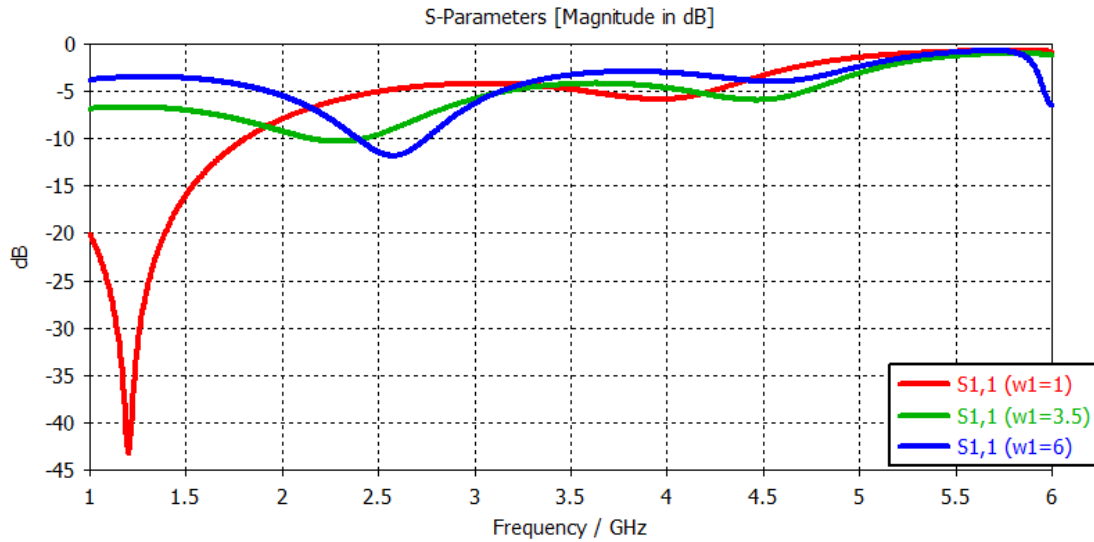
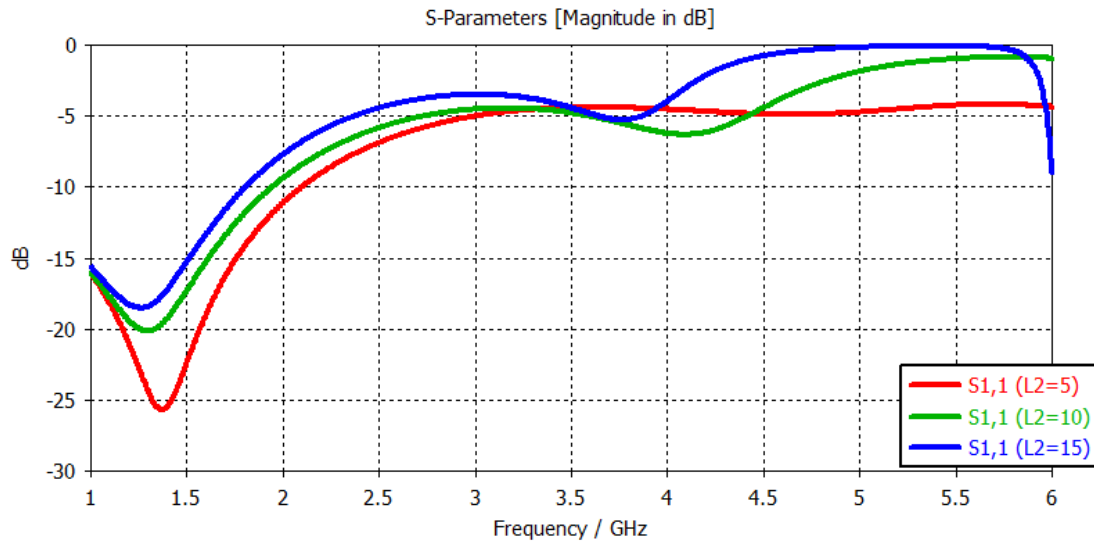


Figure III.4: L'évolution du coefficient de réflexion  $S_{11}$  du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeurs de  $W1$ .

### III.2.4 L'influence de la longueur $L2$

Dans ce troisième cas, on va varier la longueur  $L2$ . Les autres paramètres sont fixés (Tableau III.1). De même que les deux exemples précédents, on prend trois cas possibles ( $L2=5$  mm,  $L2=10$  mm et  $L2=15$  mm). Après la simulation, les résultats trouvés sont illustrés dans la Figure III.5.

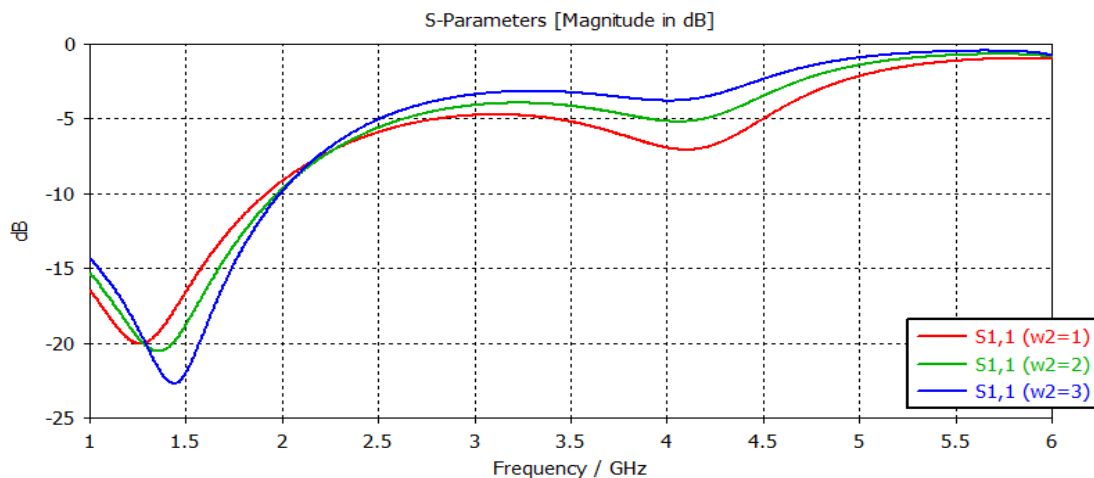


**Figure III.5:** L'évolution du coefficient de réflexion  $S_{11}$  du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeurs de  $L_2$ .

Lorsque nous avons changé la longueur  $L_2$ , nous avons remarqué qu'il y avait un léger changement dans la fréquence d'opération et dans la largeur de bande passante. Au fur et à mesure qu'on augmente la hauteur, on remarque qu'on a une diminution dans l'adaptation.

### III.2.5 L'influence de la largeur $W_2$

De même que l'exemple précédent, on va varier la largeur  $w_2$ . Alors que toutes les autres variables sont fixes (Tableau III.1). On prend trois cas possibles



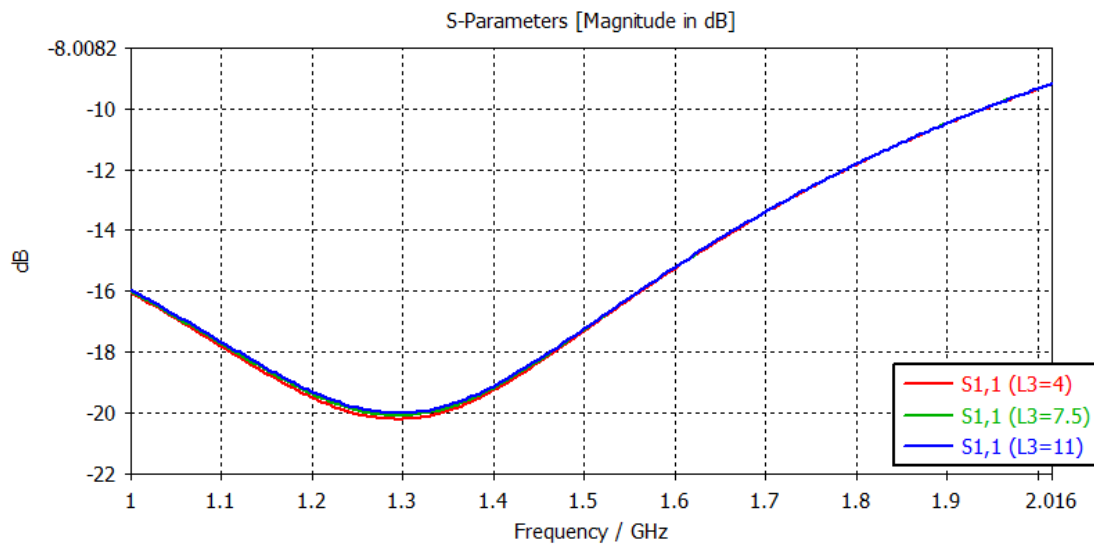
( $W_2=1$  mm,  $W_2=2$  mm et  $W_2=3$  mm).

**Figure III.6:** L'évolution du coefficient de réflexion S11 du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeurs de W2.

Lorsqu'on augmente la largeur de W2, on voit une augmentation dans la fréquence opérationnelle et une diminution dans l'adaptation.

### III.2.6 L'influence de la longueur L3

De cet exemple, on va varier L3 où les autres variables sont fixes. La figure suivante montre le coefficient S11 trouvé pour trois cas possibles.

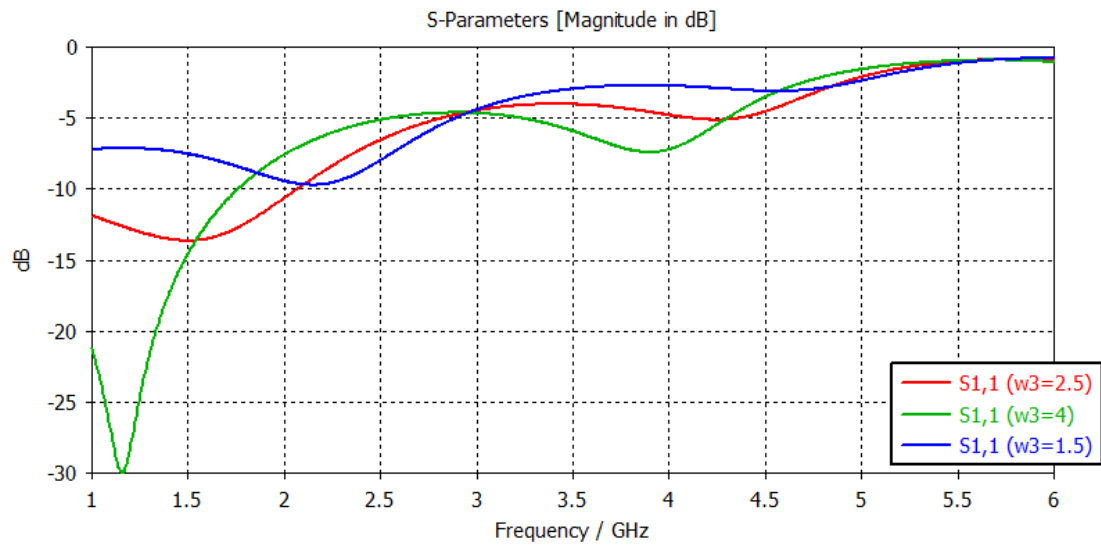


**Figure III.7:** L'évolution du coefficient de réflexion S11 du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeurs de L3.

Lorsque nous avons changé la longueur L3, nous avons remarqué qu'il y avait un très léger changement.

### III.2.7 L'influence de la largeur W3

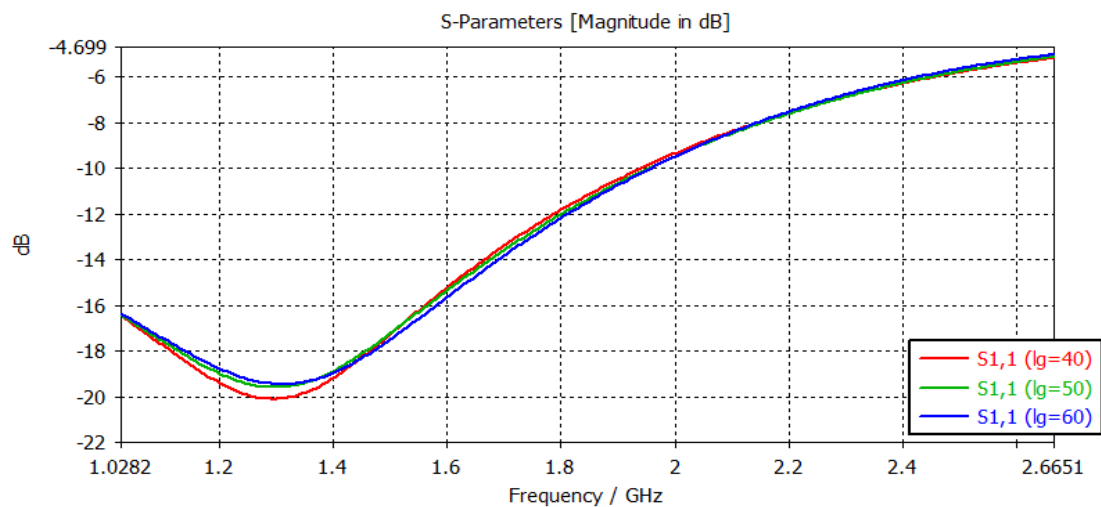
On va varier la largeur du port d'entrée et sortie W3 sachant que les autres variables sont fixes. La figure III.8 présente le coefficient S11 trouvé pour trois cas possibles.



*Figure III.8:* L'évolution du coefficient de réflexion  $S_{11}$  du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeurs de  $w_3$ .

Lorsqu'on change la largeur de  $w_3$ , on voit qu'il y a un changement dans la fréquence opérationnelle, car elle est passée de 1.2 GHz à 2.25 GHz avec une diminution dans l'adaptation, et dans bande passante.

### III.2.8 L'influence de la longueur de la masse (ground)

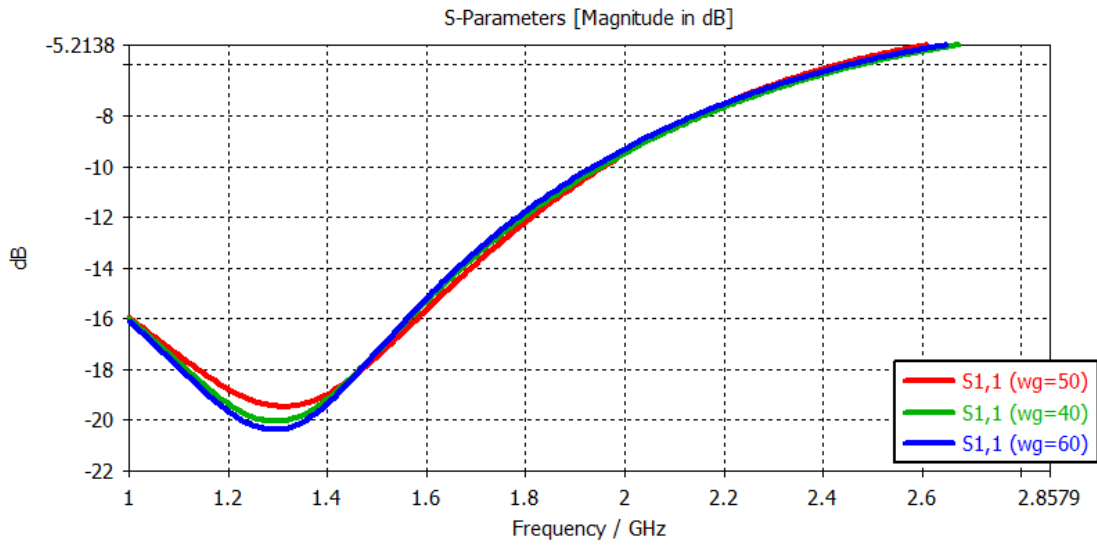


Évaluons l'effet de la valeur  $L_g$  en la changeant de  $l_g=40$  mm à  $l_g=60$  mm et voyons quelle est son efficacité avec le reste des variables fixées.

**Figure III.9:** L'évolution du coefficient de réflexion S11 du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeurs de la longueur de ground.

### III.2.9 L'influence de la largeur de ground

De même que l'exemple précédent, on va varier la largeur de ground sachant que toutes les autres variables sont fixes (Tableau III.1). On prend trois cas possibles ( $W_g=40$  mm,  $W_g=50$  mm et  $W_g=60$  mm).

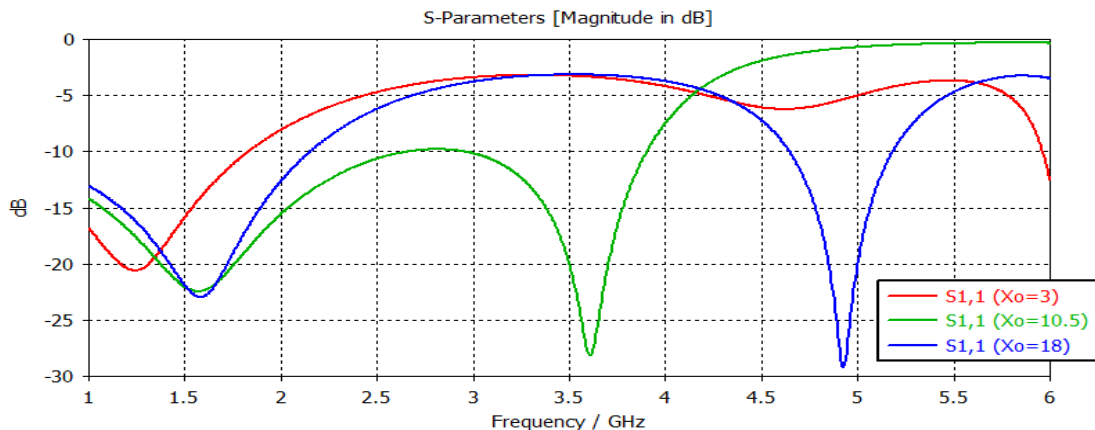


**Figure III.10:** L'évolution du coefficient de réflexion S11 du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeurs de la largeur de ground.

Notez que changer la valeur  $l_g$  et  $w_g$  a produit un léger changement dans l'adaptation

### III.2.10. L'influence de la valeur $X_o$

Dans ce cas, on va changer la valeur de  $X_o$ , (qui représente la position du stick), qui change sa valeur de 3 mm à 18 mm, et n'oublie pas de fixer le reste des valeurs.

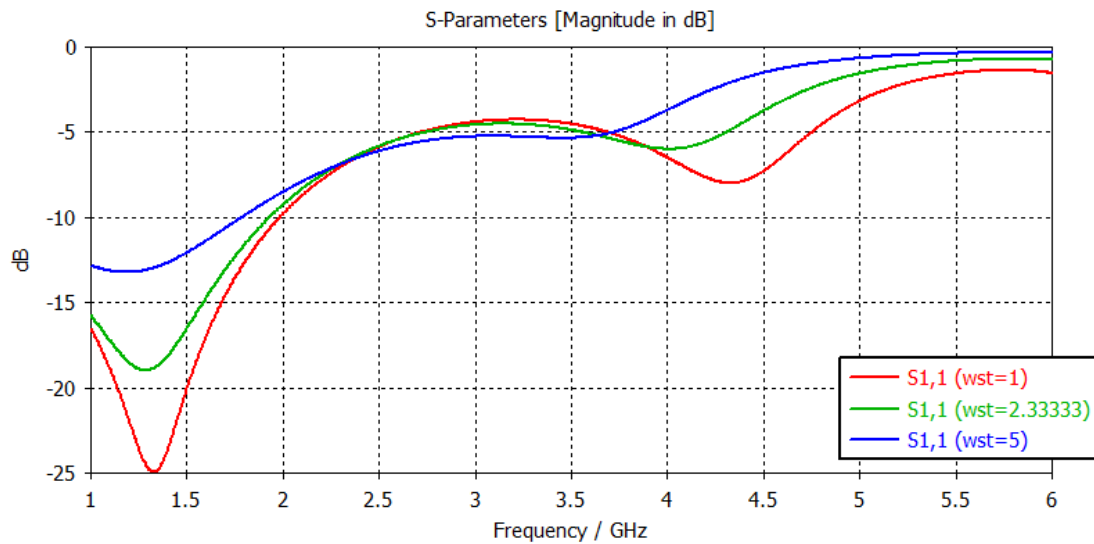


**Figure III.11:** L'évolution du coefficient de réflexion S11 du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeurs  $X_o$ .

On remarque que le changement de la valeur de  $X_o$  a provoqué un changement majeur sur la fréquence opérationnelle en passant de 1.25 GHz à 4.9 GHz avec un changement sur la bande passante

### III.2.11. L'influence de la valeur $W_{st}$

On va changer la valeur de  $W_{st}$ , qui représente la largeur du stick, qui change sa valeur de 1 mm à 5 mm, alors que toutes les autres variables sont fixes (Tableau III.1).

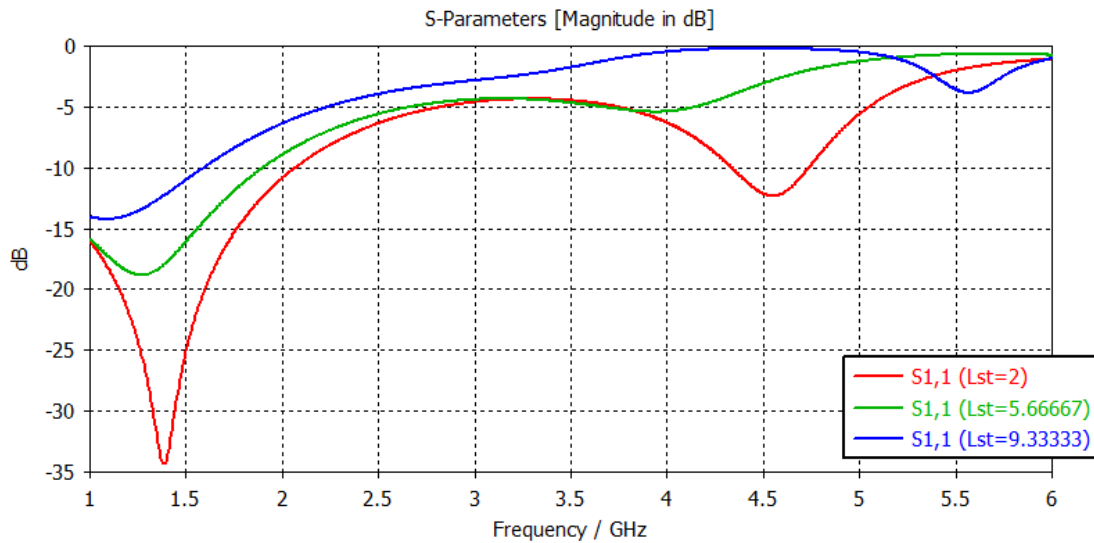


**Figure III.12:** L'évolution du coefficient de réflexion S11 du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeurs  $w_{st}$ .

Nous avons constaté que la modification de la valeur de  $A$  n'affecte pas sur la fréquence opérationnelle, mais elle affecte sur l'adaptation, où on a une transition significative de -25 dB à -12.5 dB.

### III.2.12. L'influence de la valeur $L_{st}$

Dans cet exemple, nous allons changer la valeur de  $L_{st}$ , qui représente la longueur du stick, On prend trois cas possibles ( $L_{st}=2$  mm,  $L_{st}=5.66667$  mm et  $L_{st}=9.3333$  mm), et n'oublions pas de fixer le reste des valeurs.



**Figure III.13:** L'évolution du coefficient de réflexion S11 du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeurs Lst.

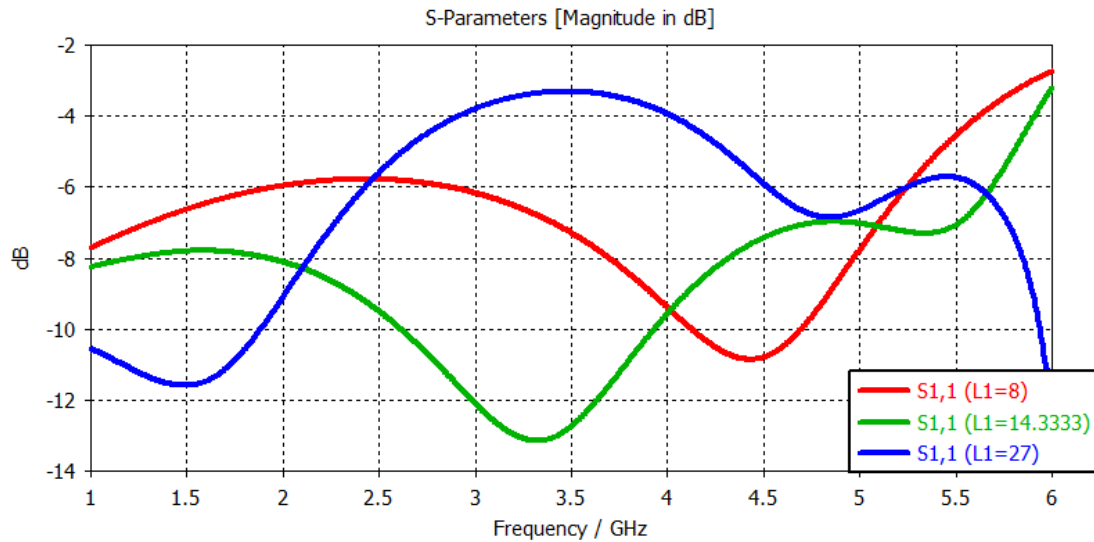
On note qu'il y a un léger changement dans la fréquence opérationnelle avec un changement dans l'adaptation (de -34 dB à -14 dB).

#### Deuxième exemple ( $\epsilon_r = 2.98$ )

Dans cet exemple ; le substrat utilisé est de matériau Rogers RT6202PR (loss free) avec une permittivité de  $\epsilon_r = 2.98$ , La hauteur du substrat est toujours fixée à  $h = 0.76$  mm, De même que le premier exemple, on va prendre les cas possibles. Dans chaque cas, les coefficients de réflexion trouvés seront présentés.

#### III.2.13. L'influence de la longueur L1

De même que l'exemple précédent, on va varier L1 où les autres variables sont fixes. La figure suivante présente le coefficient S11 trouvé pour trois cas possibles.



**Figure III.14:** L'évolution du coefficient de réflexion  $S_{11}$  du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeur  $L1$ .

On remarque que plus on augmente la valeur  $L1$  une diminution notable de la fréquence opérationnelle d'où il a déménagé 4.4 GHz à 1.6 GHz, avec une peu de changements du décibel, et cela indique que la valeur  $L1$  a un impact significatif sur la fréquence opérationnelle.

### III.2.13 L'influence de la largeur $W1$

On s'intéresse maintenant à la variation de la largeur  $W1$  où il va de la valeur ( $W1=1$  mm,  $W1=4$  mm), sachant que toutes les autres variables sont fixes (Tableau III.1).

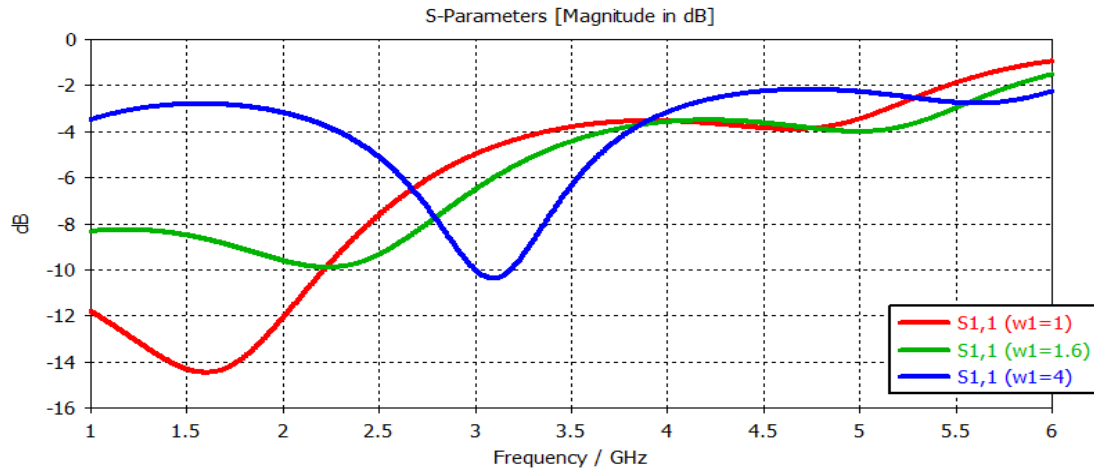


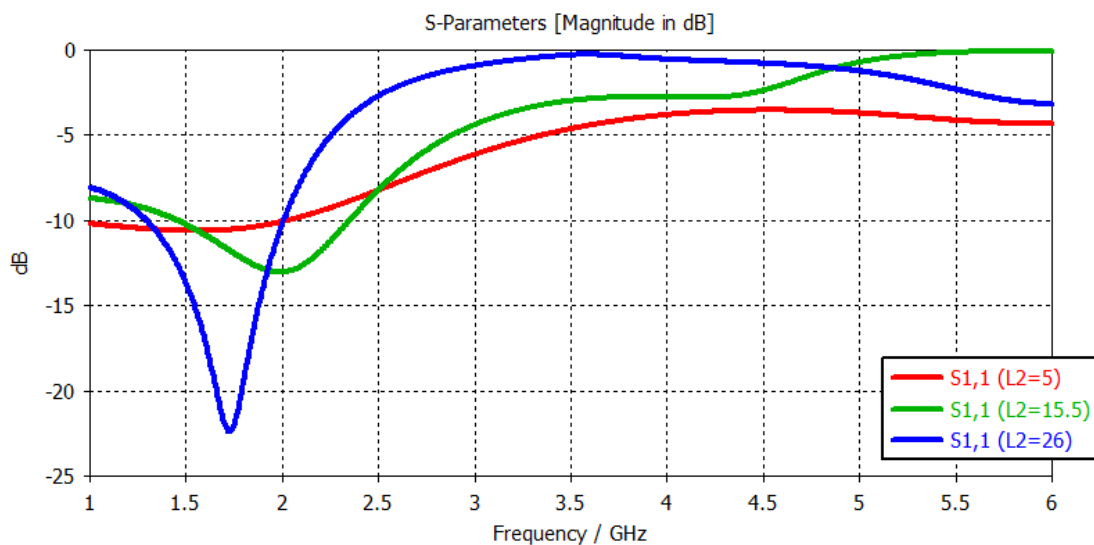
Figure III.15: L'évolution du coefficient de réflexion  $S_{11}$  du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeur  $W1$ .

Nous concluons de cette courbe que la valeur de  $W1$  est directement proportionnelle à la fréquence de fonctionnement, c'est-à-dire que plus la valeur de  $W1$ , plus la fréquence de fonctionnement n'est grande avec le changement de bande passante, et affecte également l'adaptation à la fréquence de fonctionnement.

#### III.2.14 L'influence de la longueur $L2$

Dans l'exemple, nous allons donner à la variable  $L2$ , 3 valeurs ( $L2=5$  mm,  $L2=15.5$  mm,  $L2=26$  mm) Voyons à quel point c'est efficace, où les autres variables sont fixes.

La figure suivante présente le coefficient  $S_{11}$  trouvé pour trois cas possibles.

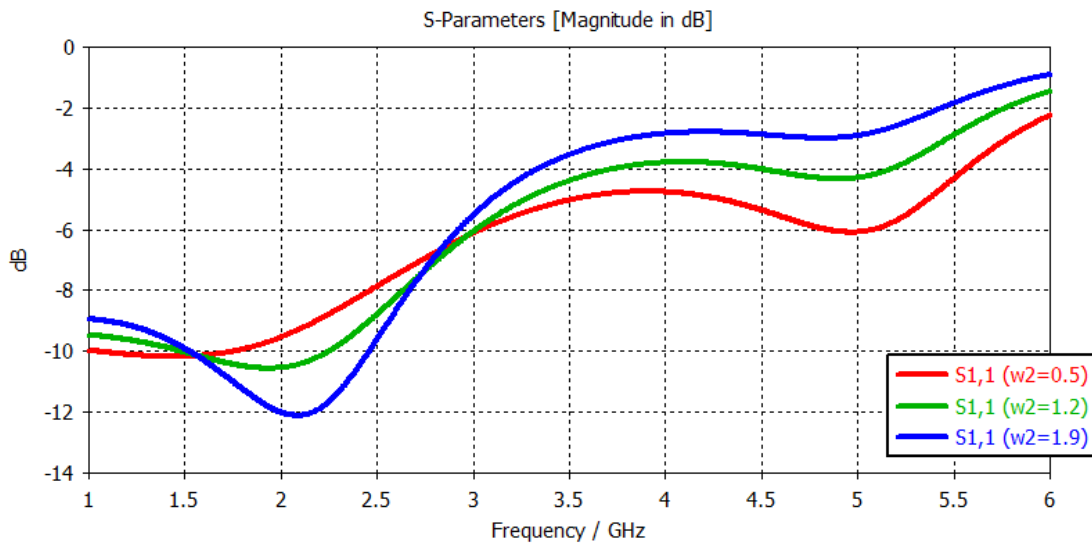


**Figure III.16:** L'évolution du coefficient de réflexion  $S_{11}$  du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeur  $L_2$ .

Nous notons que le changement de la valeur de  $L_2$  a affecté le décibel de manière significative, car il est passé de -10,5 dB à 22 dB, quant à la fréquence opérationnelle il y a eu un léger changement.

### III.2.15 L'influence de la largeur $W_2$

Évaluons l'effet de la valeur  $W_2$  en la changeant de ( $W_2=0.5$  à  $W_2=1.9$ ) et voyons quelle est son efficacité avec le reste des variables fixées.

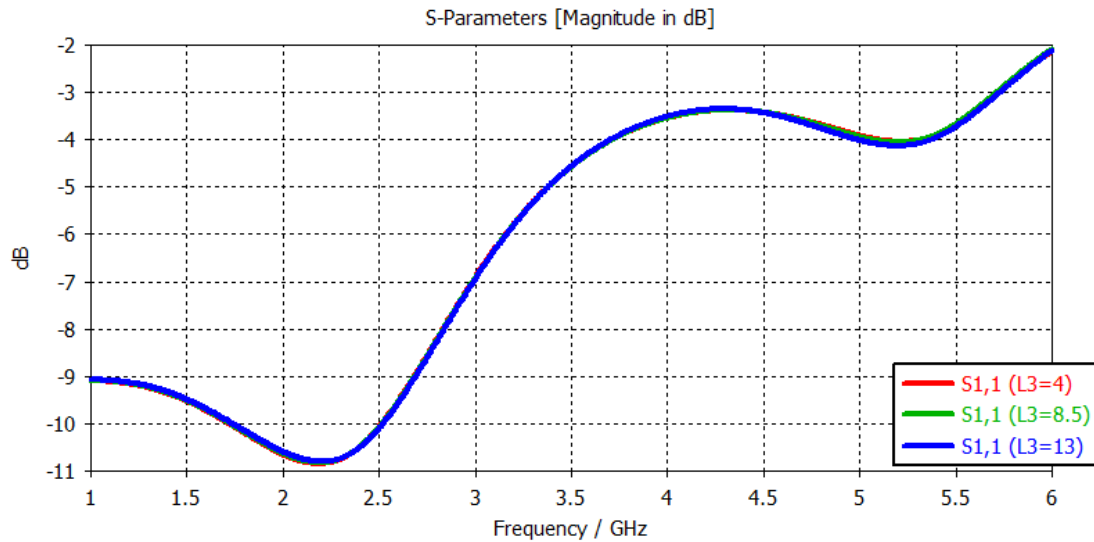


**Figure III.17:** L'évolution du coefficient de réflexion  $S_{11}$  du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeur  $W_2$ .

Nous notons que la valeur  $W_2$  a causé un petit changement en décibels seulement.

### III.2.16 L'influence de la longueur $L_3$

On suppose que toutes les variables citées dans le Tableau III.1 sont fixes, alors on va varier seulement la longueur  $L_3$ , où il va de la valeur ( $L_3=4$  mm à  $L_3=13$  mm), Les résultats trouvés sont illustrés dans la Figure III.17.

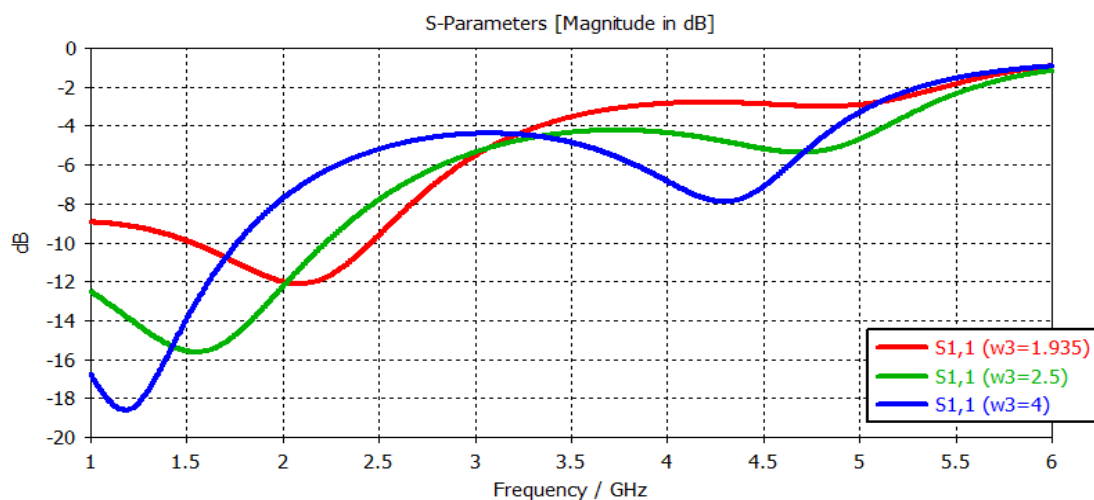


**Figure III.18:** L'évolution du coefficient de réflexion  $S_{11}$  du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeur  $L_3$ .

A partir de cette courbe, vous constatez que la valeur  $L_3$  a un effet très faible.

### III.2.17 L'influence de la largeur $W_3$

On va varier la largeur du port d'entrée et sortie  $W_3$  où il prend les valeurs suivantes ( $W_3=1.935$  mm,  $W_3=2.5$  mm,  $W_3=4$  mm) sachant que les autres variables sont fixes. La figure III.18 présente le coefficient  $S_{11}$  trouvé pour trois cas possible.



**Figure III.19:** L'évolution du coefficient de réflexion  $S_{11}$  du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeur  $W_3$ .

Cette courbe montre que la valeur  $W_3$  affecte sur la fréquence opérationnelle et de même sur l'adaptation de manière significative.

### III.2.18 L'influence de la longueur de la masse

On va varier maintenant la largeur  $L_g$ , sachant que toutes les variables sont fixes, où la longueur  $L_g$  prend les valeurs suivantes :  $L_g=40$  mm,  $L_g=50$  mm et  $L_g=60$  mm. La figure III.18 présente le coefficient  $S_{11}$  trouvé pour les trois cas possibles.

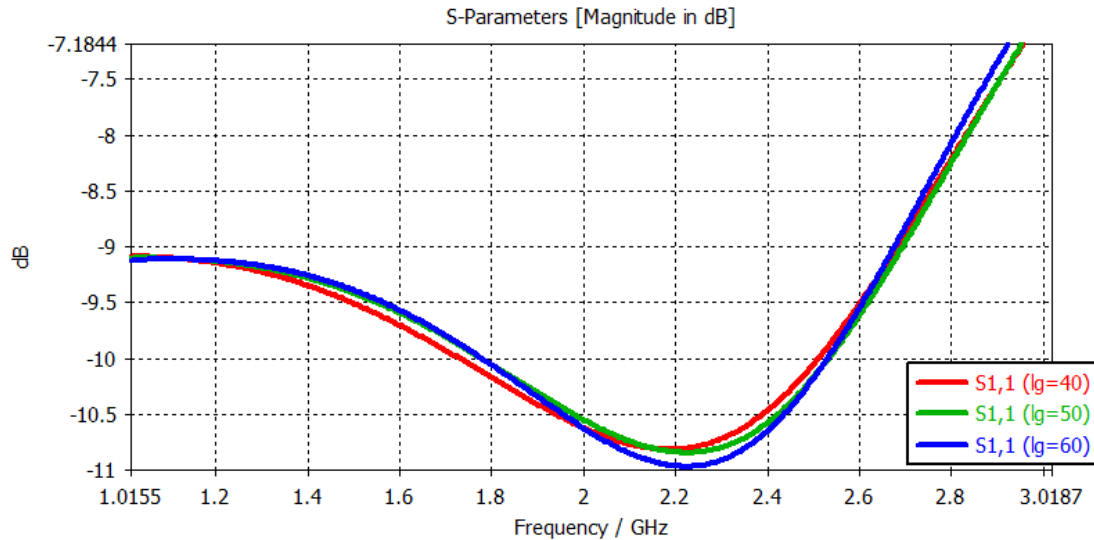
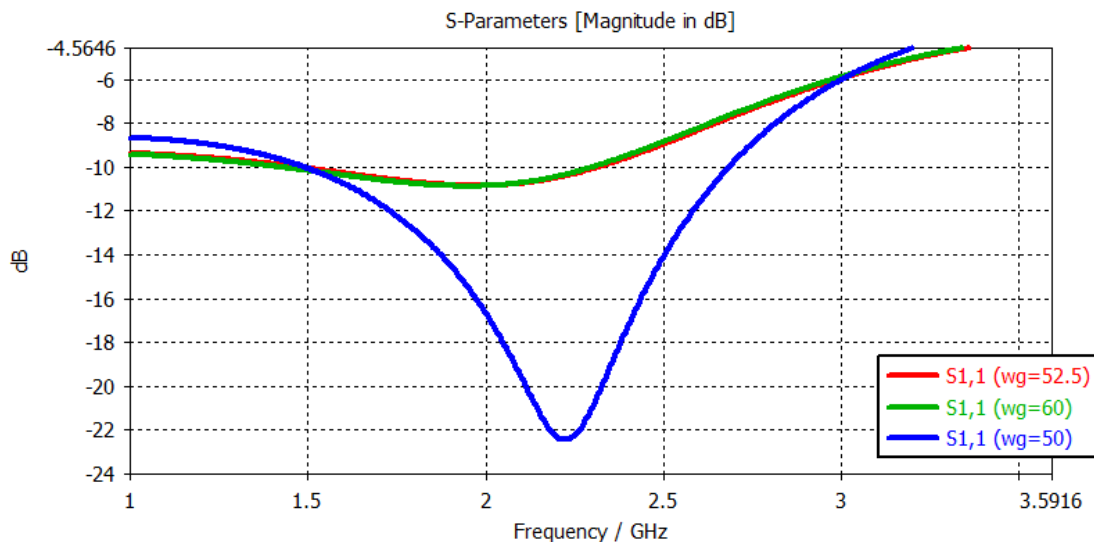


Figure III.20: L'évolution du coefficient de réflexion  $S_{11}$  du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeur  $L_g$ .

On note que la valeur de  $L_g$  affecte légèrement sur l'adaptation  $S_{11}$ .

### III.2.19 L'influence de la largeur de grand

On s'intéresse maintenant par la variation de la largeur  $W_g$  où il va prendre les valeurs suivantes :  $W_g=50$  mm,  $W_g=52.5$  mm et  $W_g=60$  mm. Toutes les autres variables sont fixes (Tableau III.1).

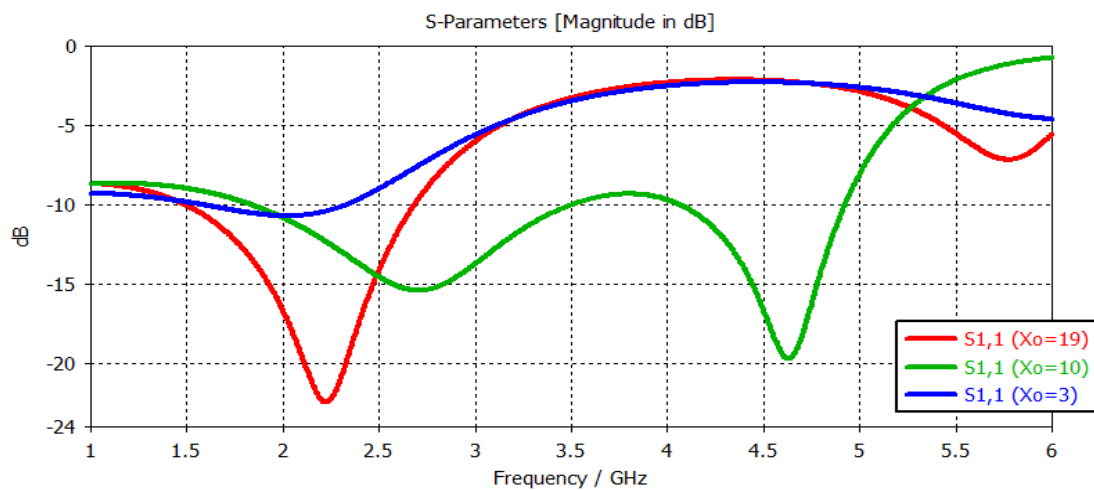


**Figure III.21:** L'évolution du coefficient de réflexion  $S_{11}$  du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeur  $W_g$ .

On note que la valeur de  $W_g$  affecte fortement sur l'adaptation  $S_{11}$  (de -10.8 dB à -22.5 dB, avec un faible effet sur la fréquence opérationnelle).

### III.2.20. L'influence de la valeur $X_o$

Dans cet exemple, on va varier la valeur de  $X_o$ , (qui représente la position du stick), qui va prendre des valeurs de 3 mm à 18 mm, et on n'oublie pas de fixer le reste des variables.

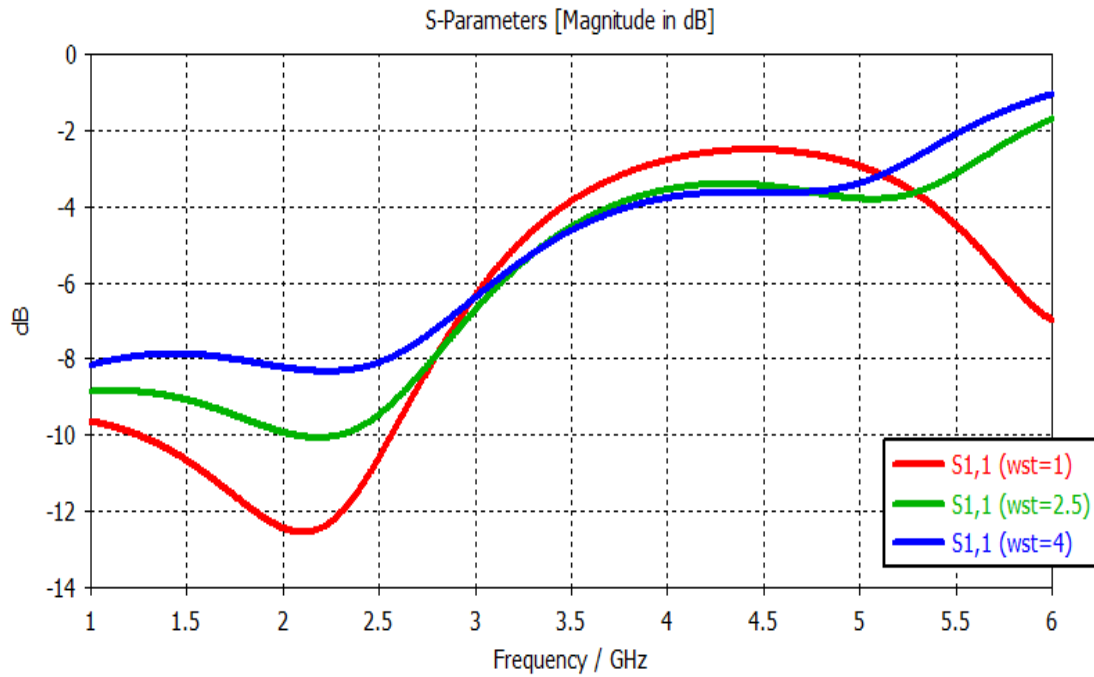


**Figure III.22 :** L'évolution du coefficient de réflexion  $S_{11}$  du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeur  $X_o$ .

A partir de cette courbe, on voit que la fréquence opérationnelle est fortement liée par la valeur de  $X_o$ .

### III.2.21. L'influence de la valeur $w_{st}$

On va varier la valeur de  $W_{st}$ , qui représente la largeur du stick, on prend trois cas possibles ( $W_{st}=1$  mm,  $W_{st}=2.5$  mm et  $W_{st}=4$  mm), alors que toutes les autres variables sont fixes (Tableau III.1).



*Figure III.23:* L'évolution du coefficient de réflexion  $S_{11}$  du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeur  $Wst$ .

### III.2.22. L'influence de la valeur $Lst$

Dans ce cas, on va changer la valeur de  $Lst$ , qui représente la longueur du stick, Où le  $Lst$  va prendre des valeurs à partir de  $Lst=5$  mm jusqu'à  $Lst=8$  mm. Les autres variables sont fixes.

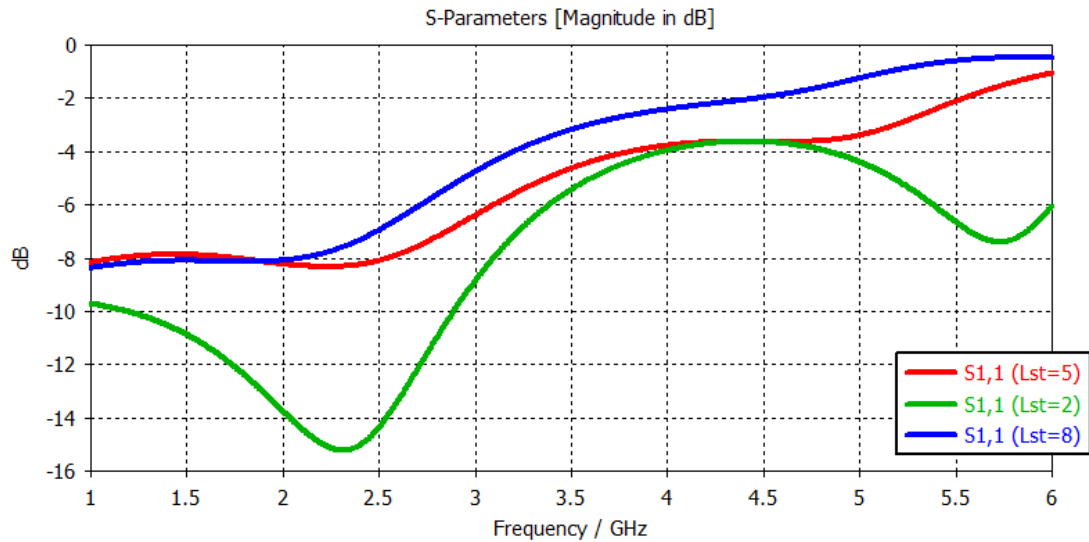


Figure III.24 : L'évolution du coefficient de réflexion  $S_{11}$  du diviseur montré dans Figure III.2 pour différentes valeur Lst.

On note que les valeurs de  $W_{st}$  et  $L_{st}$  affectent fortement sur l'adaptation  $S_{11}$  et de même sur la valeur de la fréquence opérationnelle. A une fréquence opérationnelle donnée, on ne voit pas un grand changement sur la bande passante.

### III.3 Conclusion

Dans ce chapitre, on fait une étude paramétrique d'un diviseur de puissance. A partir de cette étude paramétrique du diviseur de Wilkinson, nous constatons que tout changement petit ou grand dans les dimensions physiques du composant peut affecter sur la fréquence opérationnelle et la bande passante et l'adaptation à la fréquence opérationnelle, il y a ceux qui ont une grande influence et il y a ceux qui ont une faible influence. Cette étude va permettre d'identifier les éléments les plus intéressants pour contrôler les bandes de fréquences.



**Chapitre IV**  
**La conception d'un**  
**diviseur de**  
**WILKINSON**  
**Reconfigurable**



### *IV.1 Introduction*

Après une étude analytique et paramétrique d'un diviseur de WILKINSON dans le chapitre précédent, où on a une idée sur l'effet des différents paramètres physiques et électriques sur les caractéristiques d'un diviseur de puissance de Wilkinson.

Dans ce dernier chapitre, On va voir la conception d'un diviseur de Wilkinson à quatre ports de sortie en utilisant un simulateur EM connu par CST studio. La conception sera faite pour un diviseur de Wilkinson reconfigurable sur une gamme de fréquence allant de 1 à 6 GHz. On mentionne que la reconfigurabilité de ce diviseur est assurée par l'utilisation des diodes PIN idéales.

### *IV.2 Choix de l'outil de simulation*

Il existe un grand nombre des simulateurs électromagnétique consacrés pour la conception des différents circuits microondes passifs et actifs tels que les diviseurs de puissance dans notre cas, les coupleurs, et des autres. Parmi ces simulateurs, on peut citer le FEKO, CST studio, ADS Momentum, Remcom et le Ansoft HFSS.

Dans ce mémoire, on va concevoir un diviseur de Wilkinson bi-bande à quatre ports de sortie avec le CST studio version 2019. Le diviseur conçu est dédié aux applications WLAN. Une optimisation robuste sera faite pour aboutir une forme finale de ce diviseur de structure 1x4.

### *IV.3 Le simulateur CST*

Comme on a mentionné dans le paragraphe précédent que le CST studio était choisi pour une simple raison, c'est que n'est pas possible de maîtriser tous les outils de simulation dans un bref délai, en plus cet outil permet nous de concevoir le diviseur de puissance en 3D au contraire à des autres outils tels que le ADS. Le simulateur CST est un outil spécialisé pour la simulation et la conception électromagnétique en trois dimensions (3D) des composantes hautes fréquences en basant sur la résolution des équations de Maxwell en utilisant la méthode d'intégration finie. Ce logiciel de simulation est très utilisé pour les domaines académiques et universitaires, industriels et gouvernementaux. L'interface de ce simulateur est illustrée dans la Figure IV.1.

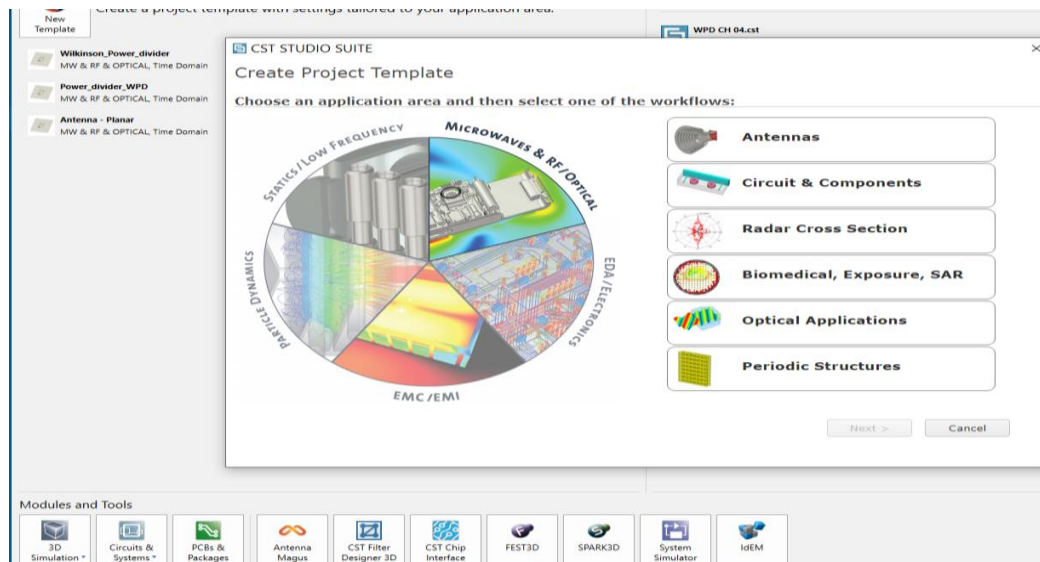


Figure IV.1: Une interface graphique du simulateur CST studio.

Les diviseurs de puissance reconfigurables sont amenés à modifier leurs caractéristiques (fréquence opérationnelle) d'une manière dynamique en utilisant des composants actifs (diode PIN, MEMS, ...). Cependant, cette reconfiguration est limitée par la complexité des composants actifs, la mise en œuvre des circuits d'activation (nécessité des pile), et la difficulté de la conception. Il n'existe pas une méthode précise permettant d'obtenir une configuration de ces diviseurs. Afin de réaliser la reconfigurabilité, on va commencer d'un diviseur de puissance simple et unique (diviseur à quatre voies) puis, on va ajouter des composants actifs et des structures résonantes (des fentes ou des tiges, etc.). Ces ajouts entraînent évidemment des modifications sur la distribution du courant surfacique ce qui altère de leur tour sur les caractéristiques de fonctionnement du diviseur.

Notre objectif est de concevoir un diviseur de puissance qui peut fonctionner sur une bande WLAN (à une fréquence de 2.45 GHz). Après la reconfiguration, ce même diviseur peut fonctionner sur une autre bande WLAN (à une fréquence 5.8 GHz). Pour aboutir à cet objectif, on doit optimiser les paramètres de ce diviseur. Malgré que l'optimisation ne soit pas un sujet récent, mais elle est très utilisée dans de plusieurs domaines. Dans notre cas, on va utiliser une méthode d'optimisation intégré dans le CST studio. Cette méthode est présentée dans la méthode des essais particulières ou PSO (*particle swarm optimization*).

#### IV.4 La conception d'un diviseur de Wilkinson bi-bande à quatre voies

La conception (ou le design) d'un diviseur de Wilkinson dans un logiciel de simulation consiste à réaliser nombreuses étapes nécessaires pour concevoir correctement et sans erreurs ce diviseur dans sa forme finale.

Initialement, on choisit un diviseur de Wilkinson avec un plan de masse complet. Le diviseur proposé est conçu sur un substrat de faible cout (FR4 lossy) d'une dimension de  $95 \times 45 \text{ mm}^2$  (longueur  $\times$  largeur). Ce substrat présente une permittivité relative  $\epsilon_r = 4.3$ , avec une perte  $\tan \delta$  de 0.025 et une épaisseur de  $h = 1,6 \text{ mm}$ . L'épaisseur de cuivre  $t$  est approximativement 0.035 mm. Les dimensions de plane de masse sont les même que celles du substrat (longueur  $\times$  largeur). Le diviseur est relié directement à une ligne d'alimentation d'une impédance caractéristique  $Z = 50 \Omega$ .

Dans la modélisation d'un diviseur de puissance, on va utiliser la constante diélectrique effective comme elle est exprimée par

$$\epsilon_{eff} = \left( \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right) + \left( \frac{\epsilon_r - 1}{2} \right) \left( 1 + 10 \frac{h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{IV.1})$$

Pour avoir une adaptation d'impédance, on doit utiliser le calculateur d'impédance du CST pour le modèle correspond aux antennes alimentées par une ligne d'alimentation. Ce calculateur est basé sur les équations de synthèse de Wheeler. Alors, pour avoir une impédance d'entrée de  $50 \Omega$ , on doit utiliser une largeur de feeder  $W_f$  de 3 mm pour un hauteur du substrat  $h = 1.6 \text{ mm}$  (voir Figure IV.2).

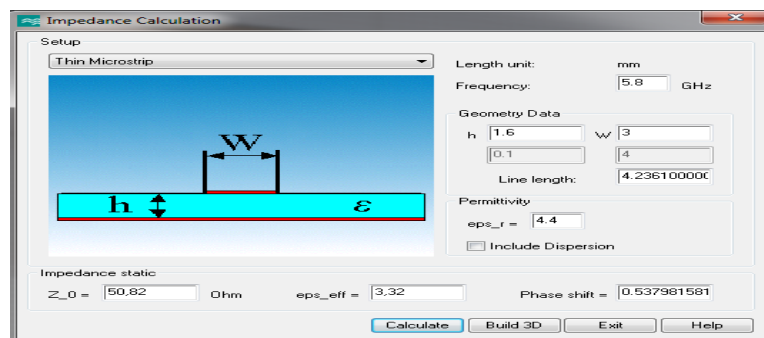


Figure IV.2 : Détermination de  $Z_0$  pour  $w$  et  $\epsilon_c$  donnée en utilisant le simulateur CST.

La forme proposée de notre diviseur de Wilkinson présente quatre voies où chaque voie a des retards et des tiges comme illustré dans la figure suivante:



Figure IV.3 : Une forme proposée du diviseur de Wilkinson à quatre voies.

Les dimensions initiales adoptées de ce diviseur de Wilkinson sont tabulées dans le tableau suivant

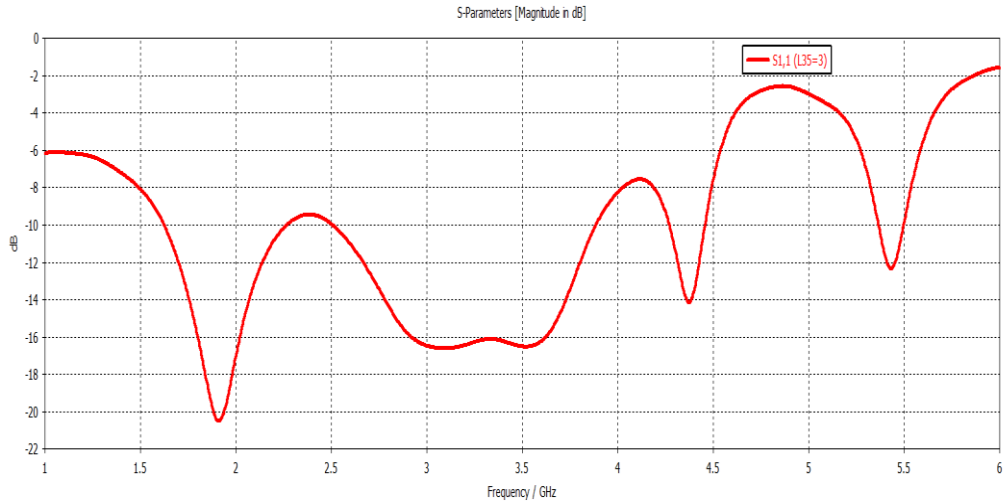
Tableau IV.1 : Les dimensions du diviseur proposé dans la Figure IV.3 en mm

Le paramètre	La valeur (mm)	La description
Lg	95	La longueur du plan de masse / substrat
Wg	45	La largeur du plan de masse / substrat
L1	6	La longueur de la ligne 01
W1	3.137	La largeur de la ligne 01
L2	78	La longueur de la ligne 02
W2	1.6	La largeur de la ligne 02
L3	20	La longueur de la ligne 03

L4	5	La longueur de la ligne 04
L5	5	La longueur de la ligne 05
L6	5	La longueur de la ligne 06
L7	4	La longueur de la ligne 07
L8	5.20	La longueur de la ligne 08
L9	4	La longueur de la ligne 09
L27	7	La longueur de la ligne 27
L28	3	La longueur de la ligne 28
L30	9.8	La longueur de la ligne 30
L35	3	La longueur de coller
W35	1	La largeur de coller
L36	4	La longueur de coller
W36	1	La largeur de coller

- Remarque:

- $L_{21}=L_3=20$  mm.
- $L_{10}=L_{11}=L_{12}=L_{16}=L_{17}=L_{18}=L_{22}=L_{23}=L_{24}=L_4=5$  mm.
- $L_{13}=L_{19}=L_{25}=L_7=4$  mm.
- $L_{14}=L_{20}=L_{26}=L_8=5.20$  mm.
- $L_{15}=L_9=4$  mm.
- $L_{29}=L_{31}=L_{33}=L_{27}=7$  mm.
- $L_{32}=L_{28}=3$  mm.
- $L_{34}=L_{30}=9.8$  mm.
- $L_{37}=L_{39}=L_{41}=L_{35}=3$  mm.
- $L_{38}=L_{40}=L_{42}=L_{36}=4$  mm.
- $W_{14}=W_{20}=W_{26}=W_1=3.137$  mm.
- $W_{37}=W_{38}=W_{39}=W_{40}=W_{41}=W_{42}=W_{35}=1$  mm.
- $W_3=W_4=W_5=W_6=W_7=W_9=W_{10}=W_{11}=W_{12}=W_{13}=W_{15}=W_{16}=W_{17}=W_{18}=W_{19}=W_{21}=W_{22}=W_{23}=W_{24}=W_{25}=W_2=1.6$  mm.



*Figure IV.4* : Coefficient de réflexion  $S_{11}$  pour le diviseur proposé avec les dimensions citées dans le Tableau IV.1

Pour rendre le diviseur de Wilkinson reconfigurable en fréquence, On va placer des diodes PIN, qui vont prendre deux états (ON, OFF), dans la structure.

➤ *Modélisation de la diode PIN*

Comme vous connaissez, la diode PIN a deux états ON et OFF. Pour simplifier notre tâche, on va utiliser un morceau de métal pour modéliser l'état ON alors que l'état OFF est modélisé par une discontinuité (sans métal).

#### *IV.5 La conception d'un diviseur de Wilkinson reconfigurable*

Le diviseur de Wilkinson conçue a une fréquence opérationnelle près de 5,8 GHz avec une bande passante allant de 5,67 GHz au 5.91 GHz. Cette bande couvre la deuxième bande de WLAN.

La Figure IV.12 montre un diviseur de Wilkinson de 1x4 optimisé par CST. Ce diviseur présente deux tiges de la forme L inversé pour les deux lignes de transmission externes. Le deuxième L a une autre tige perpendiculaire à la ligne de retard comme elle est montrée dans la figure suivante:

- **Les quatre diodes sont en état ON**

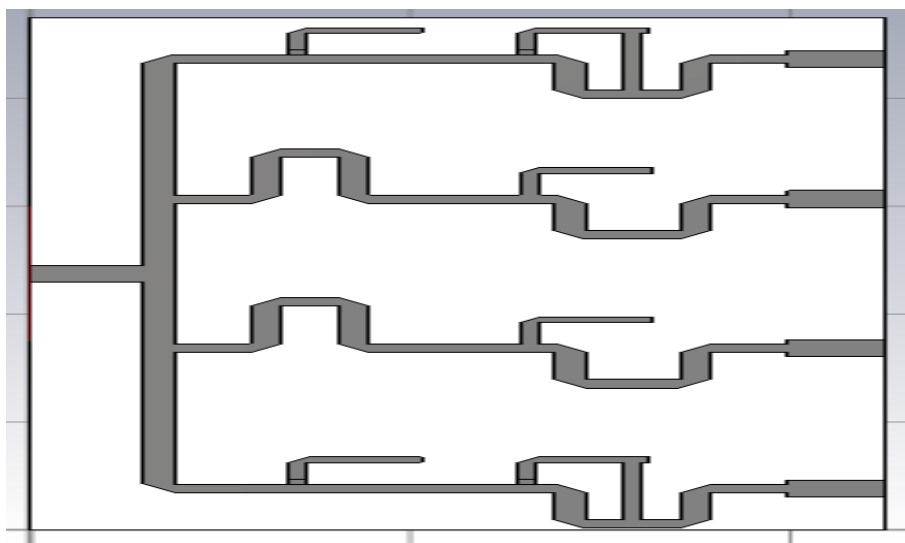


Figure IV.5 : Un diviseur optimal.

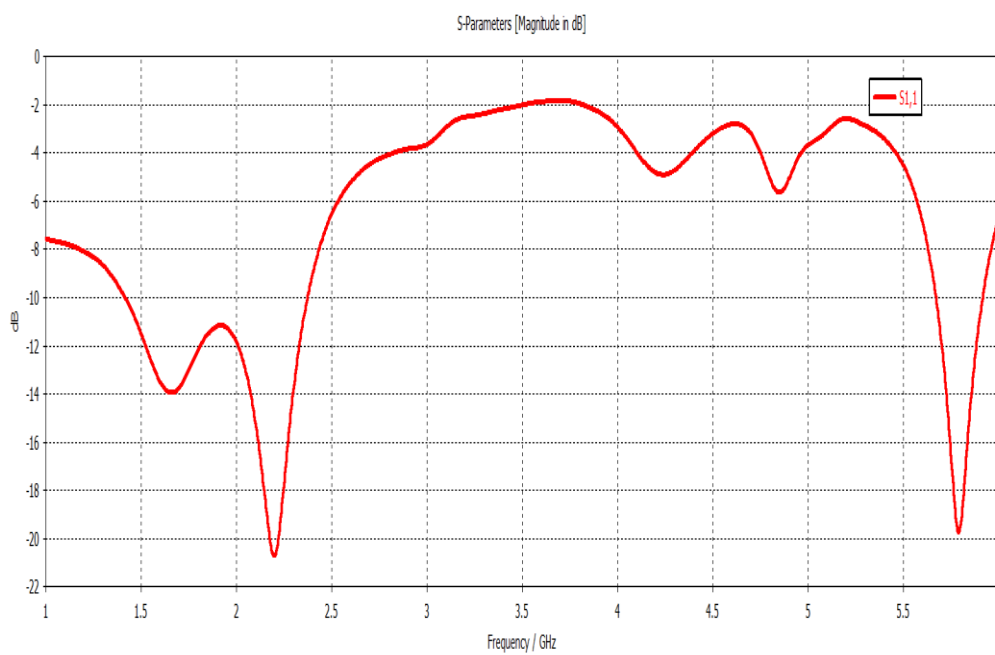


Figure IV.6:  $S_{11}$  de la figure précédente.

- Les quatre diodes sont en état OFF

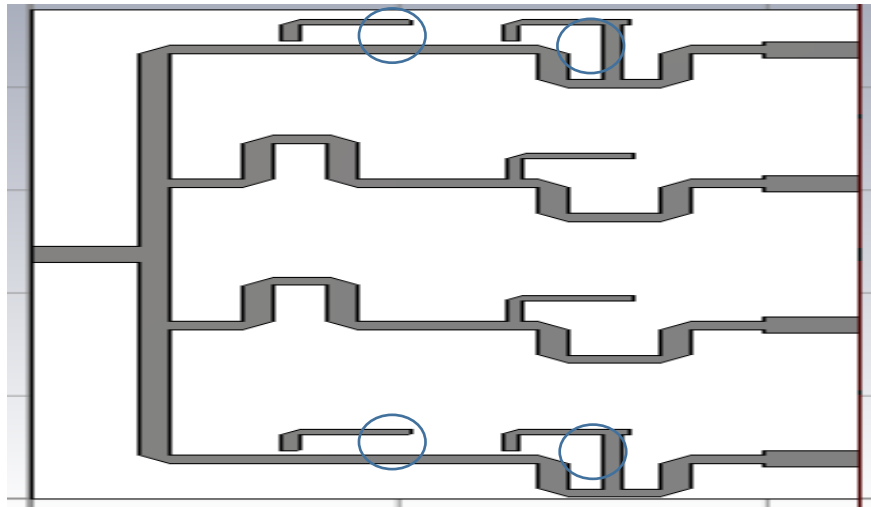


Figure IV.7: les quatre diodes de la figure précédente.

Les quatre diodes sont éteintes (OFF). Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  correspondant est illustré dans la figure suivante:

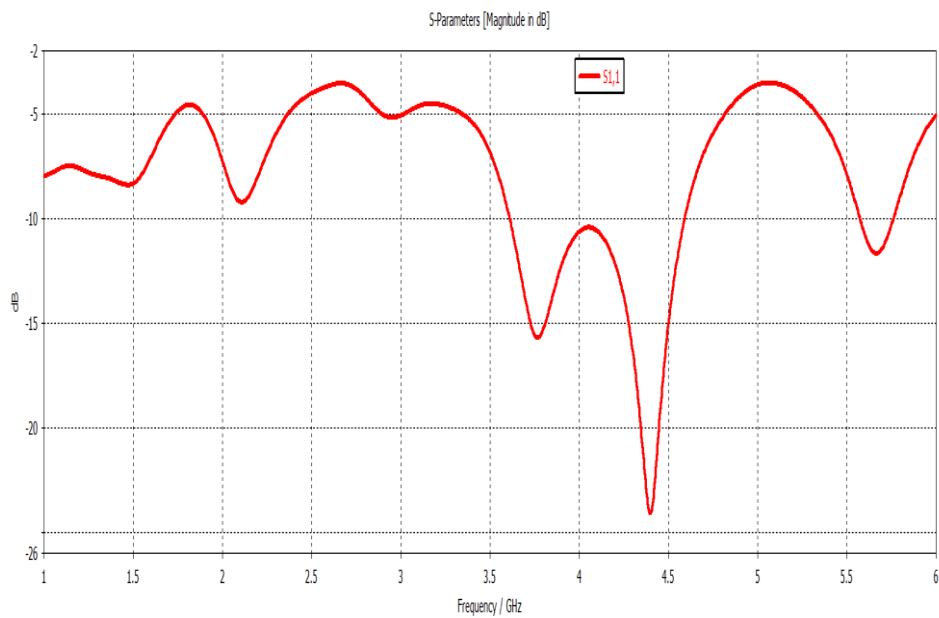


Figure IV.8:  $S_{11}$  de 4 diodes OFF de la figure IV.14.

- **Deux diodes OFF et deux autres ON**

Les deux diodes encerclées en bleu sont OFF alors que les deux autres diodes encerclés en rouge sont allumés

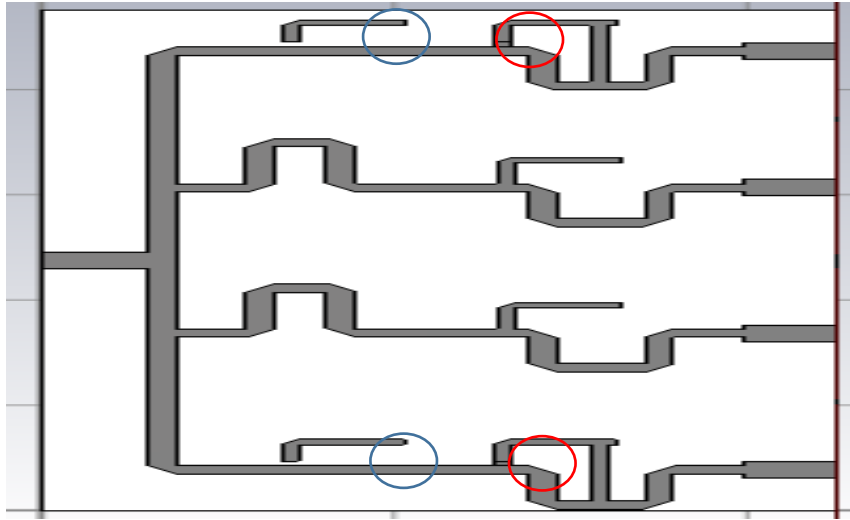


Figure IV.9 : Diviseur avec deux diodes OFF alors que les deux autres diodes ON.

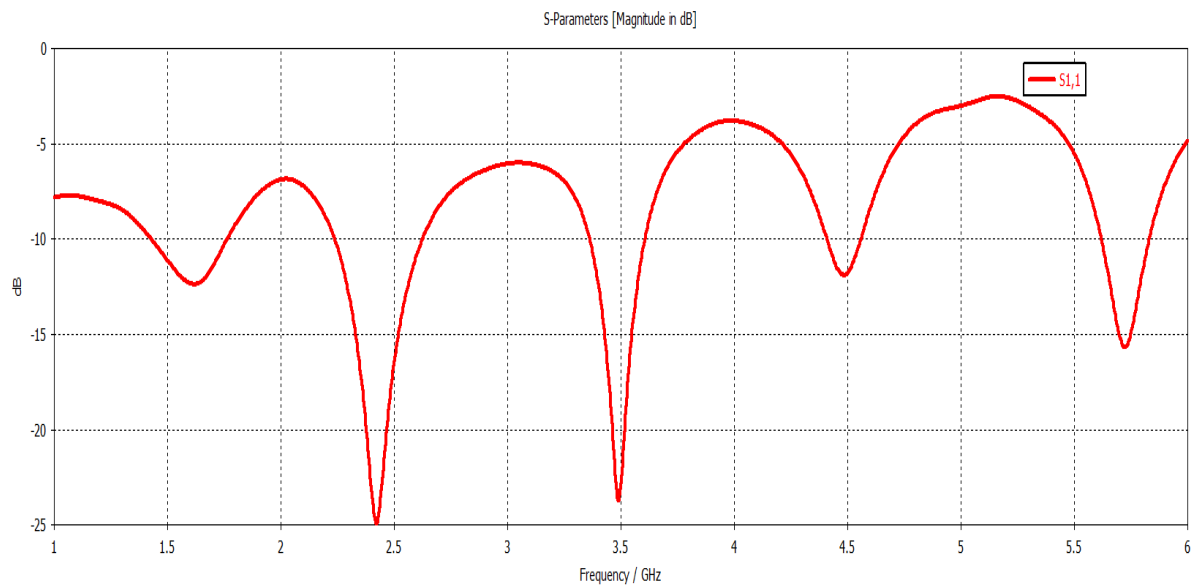
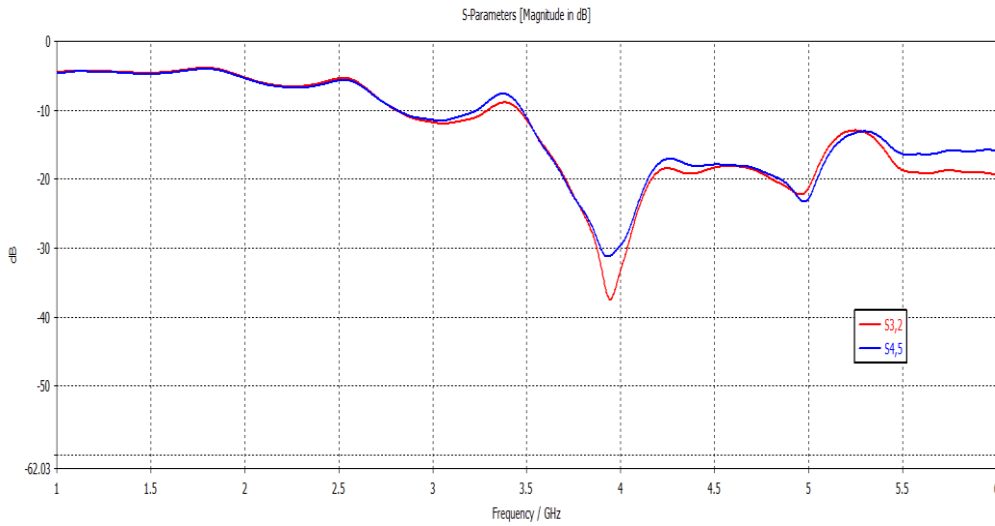


Figure IV.10 :  $S_{11}$  de 2 diodes OFF de la figure IV.16.

## L'isolation

On donne quelques exemples pour voir l'isolation entre les ports de sortie (port 2, port 3) et 4 avec le port 5



*Figure IV.11* : l'isolation S<sub>23</sub> et S<sub>45</sub> pour l'exemple de la figure IV.16.

Les figures au-dessus présentent les facteurs d'isolation entre quelques ports de sortie. On observe qu'on a une bonne isolation dans les deux cas (autour de -20dB dans la bande 5.8 GHz).

### *IV.6 Conclusion*

Dans ce chapitre, on a vu la conception d'un diviseur de Wilkinson de configuration 1X4. Ce diviseur est simulé à l'aide d'un outil de simulation EM robuste (CST studio).



# **Conclusion Générale**



## Conclusion générale

Dans cette recherche, nous allons étudier et concevoir un diviseur de puissance reconfigurable pour les applications mobiles en utilisant le simulateur CST studio V.2019. Nous avons commencé par positionner le travail envisagé en présentant un état de l'art sur les différents diviseurs de WILKINSON, puis nous avons exposé l'essentiel des notions théoriques en lien avec les diviseurs de WILKINSON (description des services de communications sans fil et WLAN). Dans le deuxième chapitre, nous faisons une étude analytique du diviseur de WILKINSON reconfigurable, afin d'obtenir la fréquence désirée, et pour y parvenir nous utilisons les diodes PIN (ON, OFF). L'objectif de notre travail était l'étude et la conception d'un diviseur de puissance reconfigurable pour les applications mobiles. Les deux bandes (2.45GHz et 5.8GHz) dédiées aux applications WLAN. Pour atteindre cet objectif, une étude paramétrique a été faite sur le diviseur de WILKINSON en utilisant le simulateur électromagnétique CST studio.2019. Ce simulateur EM est basé sur la résolution de l'équation de Maxwell en utilisant la méthode des moments. Cette étude paramétrique, sur les diviseurs de WILKINSON reconfigurable, a permis de voir l'effet de quelques paramètres physiques tels que la largeur de la ligne de transmission dans chaque accès sur les différentes caractéristiques du diviseur en termes de fréquence opérationnelle et de bande passante.

À la fin, on a proposé un diviseur de WILKINSON à quatre ports de sortie. Notre objectif est de faire des changements sur les dimensions physiques du diviseur proposé jusqu'à l'obtention d'une fréquence souhaitée ( $f_1=2.45$  GHz,  $f_2=5.8$  GHz). Autrefois, le diviseur de Wilkinson fonctionnait à fréquence fixe, mais aujourd'hui, grâce à la recherche scientifique, il est possible de contrôler plus d'une fréquence au moyen des diodes PIN.



# Références



Références

- [1] D M Pozar, “*Microwave Engineering*,” 4th ed. (USA: John Wiley & Sons, Inc.) 2012.
- [2] Desvasari et al., “2way Wilkinson power divider for X band navigation radar,” *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 1501, p. 012001, Mar. 2020.
- [3] Z. Yang, W. Liu, C. Miao, X. Yuan, and W. Wu, “A Balanced-to-Single-Ended Wilkinson Power Divider,” *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 16, no. 3, pp. 777–784, Sep. 2017.
- [4] M. A. Maktoomi, “High Bandwidth Planar Power Divider,” *Mémoire de Master*, Institute of Information Technology Delhi, 2016
- [5] K. Al Shamaileh, A. Qaroot, N. Dib, A. Sheta, and M. A. Alkanhal, “Analysis and Design of Ultra-Wideband 3-Way Bagley Power Divider Using Tapered Lines Transformers,” *International Journal of Microwave Science and Technology*, vol. 2012, pp. 1–6, Jun. 2012.
- [6] E. J. Wilkinson, “An N-Way Hybrid Power Divider,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 8, no. 1, pp. 116–118, Jan. 1960.
- [7] H. Oraizi and M. S. Esfahlan, “Miniaturization of Wilkinson Power Dividers By Using Defected Ground Structures,” *Progress In Electromagnetics Research Letters*, vol. 4, pp. 113–120, 2008.
- [8] H. S. Vaziri, S. Zarghami, F. Shama, and A. H. Kazemi, “Compact bandpass Wilkinson power divider with harmonics suppression,” *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 117, p. 153107, Apr. 2020.
- [9] S. B. Cohn, “A Class of Broadband Three-Port TEM-Mode Hybrids,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 16, no. 2, pp. 110–116, Feb. 1968.
- [10] H. Oraizi and A.-R. Sharifi, “Design and optimization of broadband asymmetrical multisection wilkinson power divider,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 5, pp. 2220–2231, May 2006.
- [11] M. A. Maktoomi, M. S. Hashmi, and F. M. Ghannouchi, “Systematic design technique for dualband branch-line coupler using T- and Pi-networks and a novel wide band-ratio crossover,” *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 6, No. 5, pp. 784-795, Apr. 2016.
- [12] Kyung-Whan Yeom “*Microwave circuit design A practical approach using ADS*”, Prentice Hall; Edition 2015.
- [13] B. Hu, K. Song, M. Fan, and Y. Zhu, “Compact reconfigurable power divider with low insertion loss,” *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 70, no. 6, pp. 786–789, Jun. 2016.
- [14] J. Y. Jin, X. Q. Lin, X. Gao, X. Zhuang, and Y. Fan, “A dual-band power divider using parallel strip line with high isolation,” *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 26, no. 11–12, pp. 1594–

- 1601, Jul. 2012.
- [15] P. Rostami and S. Roshani, "A miniaturized dual band Wilkinson power divider using capacitor loaded transmission lines," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 90, pp. 63–68, Jun. 2018.
- [16] Cheng KKM, Law C. "A novel approach to the design and implementation of dual-band power divider", *IEEE Trans Microw Theory Tech* 2008; 56(2):487–92.
- [17] Y. Cao, et al., "Frequency -reconfigurable multiple-input–multiple-output monopole antenna with wide-continuous tuning range," in *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 10, no. 12, pp. 1322-1331, 17 9 2016.
- [18] Y. Xu, Y. Liang, and H. Zhou, "Small-size reconfigurable antenna for WWAN/LTE/GNSS smartphone applications," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 11, no. 6, pp. 923–928, Apr. 2017.
- [19] Q. Chen, et al., "A Polarization-Reconfigurable High-Gain Microstrip Antenna," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 5, pp. 3461-3466, May 2019.
- [20] S. H. Wi, et al., "Integration of Antenna and Feeding Network for Compact UWB Transceiver Package," in *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 1, no. 1, pp. 111-118, Jan. 2011.
- [21] I. Slomian, et al., "Dual-Circular Polarized Antenna Lattice with Odd Number of Radiating Elements and Integrated Feeding Network," 2018 *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, Boston, MA, pp. 1615-1616, 2018.
- [22] J. L. Robert, et al., "Feeding Concept for a Multisector Antenna System," 2008 38<sup>th</sup> *European Microwave Conference*, Amsterdam, pp. 1102-1105, 2008.
- [23] H. F. Hammad, "UWB Modified Elliptical Antipodal Vivaldi antenna array fed with four stage Wilkinson Power Divider," 2019 *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting*, Atlanta, GA, USA, pp. 463-464, 2019.
- [24] C. H. Weng, et al., "Dual circular polarisation microstrip array antenna for WLAN/WiMAX applications," in *Electronics Letters*, vol. 46, no. 9, pp. 609-611, 29 April 2010.
- [25] A. B. Santiko, et al., "Compact Structure and Low Losses for Wilkinson Power Divider at 9400MHz Frequency for X-Band Antenna System," *TELKOMNIKA*, vol. 15, no. 1, pp. 143-149, March 2017.
- [26] Y. Y. Maulana, et al., "Compact Power Divider Integrated with Coupler and Microstrip Cavity Filter for X-band Surveillance Radar System," *Telecommunication Computing Electronics and Control*, vol. 15, no. 1, pp. 227-237, March 2017.
- [27] L. Guo, et al., "Wideband Tunable In-Phase Power Divider Using Three-Line Coupled Structure," in *IEEE Microwave and Wireless Components*

- Letters, vol. 26, no. 6, pp. 404-406, June 2016.
- [28] T. Zhang and W. Che, “A Compact Tunable Power Divider With Wide Tuning Frequency Range and Good Reconfigurable Responses,” in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 63, no. 11, pp. 1054-1058, Nov. 2016.
- [29] T. Zhang, et al., “A Varactor Based Frequency -Tunable Power Divider with Unequal Power Dividing Ratio,” in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 26, no. 8, pp. 589-591, Aug. 2016.
- [30] X. Shen, et al., “A Novel Coupled-Line Tunable Wilkinson Power Divider with Perfect Port Match and Isolation in Wide Frequency Tuning Range,” in *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 6, no. 6, pp. 917-925, June 2016.
- [31] X. Shen, Y. Liu, S. Zhou, and Y. Wu, “A novel compact tunable coupled-line power divider using varactors,” 2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), Dec. 2015.
- [32] X. Wang, Z. Ma, M. Ohira, C.-P. Chen, and T. Anada, “Compact Tunable Wilkinson Power Divider with Simple Structure,” 2018 48th European Microwave Conference (EuMC), Madrid, pp. 41-44, 2018, Sep. 2018.
- [33] B. Wu, Z. Sun, X. Wang, Z. Ma, and C.-P. Chen, “A Reconfigurable Wilkinson Power Divider with Flexible Tuning Range Configuration,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 67, no. 7, pp. 1219–1223, Jul. 2020.
- [34] Z. Guo, et al., “A compact tunable filtering-power divider based on liquid crystal,” 2015 IEEE International Conference on Communication Problem-Solving (ICCP), Guilin, pp. 416-418, 2015.
- [35] W. Zhou, et al., “Reconfigurable feeding network for GSM/GPS/3G/WiFi and global LTE applications,” 2013 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), Beijing, pp. 958-961, 2013.
- [36] W. Zhou, et al., “A reconfigurable feed network for a dual circularly polarized antenna array,” 2013 IEEE 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC), London, pp. 430-434, 2013.
- [37] H. Chen, et al., “Function Reconfigurable Between SPDT Switch and Power Divider Based on Switchable HMSIW Unit,” in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, no. 3, pp. 275-277, March 2017.
- [38] G. Chaudhary, et al., “Power divider with tunable positive and negative group delays using parasitic compensated PIN diode,” 2016 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS), Austin, TX, pp. 4-6, 2016.
- [39] H. Fan, et al., “Reconfigurable Unequal Power Divider With a High Dividing Ratio,” in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 25, no. 8, pp. 514-516, Aug. 2015.
- [40] <https://www.airmems.com/technology>. Site web, date de visite : Mai 2021
- [41] E. Nasrabadi and P. Rezaei, “A novel design of reconfigurable monopole

- antenna with switchable triple band-rejection for UWB applications,” *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 8, no. 08, pp. 1223–1229, Apr. 2015.
- [42] I. Ben Trad, “Antennes Agiles pour les Télécommunications Multistandards,” Thèse de Doctorat, Université de Rennes, 2014.
- [43] H. Chen, W. Che, Y. Cao, W. Feng, and K. Sarabandi, “Function-Reconfigurable Between SPDT Switch and Power Divider
- [44] N. Edward, N. A. Shairi, A. Othman, Z. Zakaria, and I. D. S. Bahri, “Reconfigurable modified wilkinson power divider using PIN diode switch,” *Bulletin of Electrical Engineering and Informatics*, vol. 9, no. 3, pp. 1067–1073, Jun. 2020.
- [45] N. Edward, et al. “Modified Wilkinson Power Divider with Switchable Function using PIN Diode Switches”, *International Journal of Engineering Research and Technology*, Vol. 12, No. 12, pp. 3070-3075, 2019.
- [46] G. Kalpanadevi, S. Ravimaran, M. Shanmugapriya, “Design of Reconfigurable 2 Way Wilkinson Power Divider for WLAN Applications”, *International Journal of Computer and Information Engineering* Vol. 9, No.10, 2015

## Abstract

Nowadays, the world knows a huge revolution in telecommunications, which has led to the need to integrate many services, such as: LTE, 5G, WLAN, Bluetooth, etc., in one receiving and transmitting device. In the same way, all active and passive microwave circuits must be compatible with the integration of services, including the power divider, which is the subject of our thesis. This passive component is used in several fields such as medicine, surveillance, radar systems and others Applications: Among the most prominent power dividers are WILKINSON, which are classified as narrow-band power divider. In this work, we designed several models of WILKINSON power divider using a CST simulator, a parametric study was done for each power divider in order to show the effect of physical dimensions at the characteristics of the considered divider, such as optional frequency and bandwidth. After the parametric study, we designed a four-way WPD reconfigurable using Pin diodes for Mobile applications (2.4 and 5.8 GHz).