

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

FACULTE DE TECHNOLOGIE.

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE ET

N° :



DOMAINE : SCIENCE ET TECHNOLOGIE

FILIERE : TELECOMMUNICATIONS

OPTION : SYSTEMES DES

TELECOMMUNICATIONS

Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique

Par : - TITTAFI Abdelhadi

- MOULAY Saïd

Intitulé

***Etude et conception d'un diviseur de puissance
bi-bande à quatre ports***

Soutenu devant le jury composé de :

Dr. GARAH Messaoud	Université de Msila	Président
Dr. KENANE ELHadi	Université de Msila	Rapporteur
Dr. BEN MEDDOUR FADILA	Université de Msila	Examineur

Année universitaire : 2018 /2019

Dédicace

****Je dédie mon travail à ****

- *Ma très chère mère qui a toujours éclairé ma voie.*
- *Mon cher père qui a toujours un appui dans ma vie.*
- *Ainsi que le meilleur ami: Ahmed, Hamid, Ibrahim, Amhamed, Saïd, Cheikh Omar, Abdel Malik, Abdel Jalil, Omar, Mohammed, Abdel Hadi, Abdelkarim ,Abdelbast, Mabrouk , Radoïn, Hassan, Rafik, Morad, Abdelhafid, Adel, Seddik*

À chaque personne chère à mon cœur, je n'ai pas mentionné son nom.

****Ainsi que tous mes amis à la fois à l'intérieur et à l'extérieur du territoire national****

Abdelhadi

Remerciements

Au terme de ce travail, nous adressons nos remerciements les plus sincères à notre encadreur Mr: KENANE EL Hadi, pour nous avoir permis de bénéficier de son grand savoir dans la matière, pour sa disponibilité, sa pédagogie, ses compétences, sa modestie et son aide précieuse tout au long de ce projet même pendant les moments les plus difficiles. Vraiment merci pour une qualité d'encadrement si sérieuse et si consistante ...

Nous remercions tous les enseignants de département d'Electronique et les personnels administratifs et techniques, qui ont contribué de près ou de loin à notre formation durant ces trois années.

Nous remercions toutes les personnes qui nous ont soutenus, d'une façon ou d'une autre, nous éprouvons incessamment leur estime et amabilité.

Nous terminons ces remerciements en saluant vivement les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous font en acceptant de lire et juger ce travail.

Que la paix d'Allah soit toujours avec vous !

Abdelhadi + Saïd

SOMMAIRE

Dédicace

Remerciements

Sommaire

Liste des tableaux et des figures

Références

Introduction générale	2
Chapitre I Etat de l'art sur les diviseurs de puissance	
I.1 Introduction	5
I.2. Généralités sur les diviseurs de puissance	5
I.2.1 Histoire.....	5
I.2.2 Classification des diviseurs de puissance.....	6
➤ La configuration en fréquence.....	6
➤ La configuration en rapport de puissance divisée.....	9
➤ La configuration en phase.....	12
➤ Les diviseurs de puissance configurable.....	14
I.3 Etude théorique d'un diviseur de puissance	15
I.3.1 Réseaux à trois ports (jonctions en T).....	15
I.3.2 Le Diviseur de puissance en Jonction T.....	18
❖ Diviseur sans perte.....	19
❖ Diviseur résistif.....	20
I.4 Les paramètres d'un diviseur de puissance	22
I.4.1 Les pertes d'insertion.....	22
I.4.2 L'isolation.....	22
I.4.3 La directivité.....	23
I.5 Conclusion	23

Chapitre II	Quelques diviseurs de puissance avec leurs applications	
II.1	Introduction	25
II. 2	Quelques exemples des diviseurs de puissance	25
II.2.1	Diviseur résistif adapté	26
II.2.2	Le diviseur de Wilkinson (WPD : <i>Wilkinson Power Divider</i>)	26
II.2.2	Le diviseur de Gysel (GPD : <i>Gysel Power Divider</i>)	30
II.2.3	Le diviseur de Bagley (BDP : <i>Bagley Power Divider</i>)	32
II.3	Diviseurs de puissance à N voies	35
II. 4	Quelques diviseurs de puissance et leurs applications	36
•	<i>Diviseur de l'entreprise Motorola</i>	36
•	<i>Diviseur de puissance de l'entreprise Pasternack</i>	37
II.5	Conclusion	38
Chapitre III	Etude paramétrique des quelques diviseurs de puissance	
III.1	Introduction	40
III.2	Choix de l'outil de simulation	40
III.3	Etude paramétrique d'un diviseur de puissance	42
III.3.1	Etude d'un diviseur de GYSEL	42
III.3.1.1	La forme proposée	42
III.3.1.2	Géométrie du diviseur	43
❖	<i>Premier exemple ($\epsilon_r=3.6$)</i>	44
❖	<i>Deuxième exemple ($\epsilon_r=4.3$)</i>	46
III.3.2	Etude d'un diviseur de WILKINSON (WPD)	48
➤	La forme proposée	48
➤	Sous ADS	48
➤	Layout	49
➤	Etude paramétrique	49
❖	<i>Premier exemple ($\epsilon_r=3.6$)</i>	49
❖	<i>Deuxième exemple ($\epsilon_r=4.3$)</i>	51
III.3.2	Etude d'un diviseur de Wilkinson à méandres	53
III.4	Conclusion	57

Chapitre VI L'optimisation d'un diviseur de puissance bi-bande à quatre ports	
IV.1 Introduction	59
IV.2 La technologie WLAN	59
• La bande ISM.....	59
IV.3 L'optimisation dans le simulateur ADS	61
IV.3.1 Définition de l'optimisation.....	61
IV.3.2 Algorithmes génétiques.....	61
IV.3.3 La méthode quasi Newton.....	61
IV.4 Géométrie du système	62
IV.5 Résultat	63
IV.6 Conclusion	67

Liste des tableaux

Tableau II.1 : Les spécification du diviseur 50Ohm 12 Way BNC coaxial power splitter..	35
Tableau III.1 Les dimensions d'un diviseur de puissance de Gysel(GPD).....	40
Tableau III.2 : Les dimensions utilise par étude d'un diviseur de puissance (WPD).....	46
Tableaux IV.1 : la bande standard de WLAN.....	60
Tableaux IV.2 : Les différentes paramètres S du diviseur bi-bande montré dans figure....	64

Liste des figures

Figure I.1 : Diviseur de puissance bi-bandes en utilisant des résonateurs en (a) et des lignes couplées en (b)	5
Figure I.2 : Diviseur de puissance Multi-bandes en utilisant des filtres planaires.....	6
Figure I.3 : Diviseur de puissance large bande en utilisant des ligne de transmission multi-stage en (a) [2], des lignes couplées en (b) et des fentes en (c).....	7
Figure I.4 : Diviseur de puissance avec une division arbitraire en utilisant la méthode des impédances en (a) , la méthode de phase en (b) et la méthode hybride en (c).....	9
Figure I.5 : Diviseur de puissance avec une division arbitraire en utilisant la méthode des lignes déphasées en (a) , la méthode de déphasage par fente en (b) et la méthode double face (<i>double-sided parallel-strip lines</i> : DSPSL) en (c).....	11
Figure I.6 : Diviseur de puissance configurable en utilisant la méthode des lignes couplées en (a) [25], des résonateurs en (b).....	12
Figure. I.7 : Schéma d'un diviseur de puissance : (a) Division de la puissance. (b) Combinaison de puissance.....	13
Figure I.8 : Deux types de circulateurs et leurs matrices de répartition. (a) Circulation dans le sens des aiguilles d'une montre. (b) Circulation dans le sens antihoraire.....	16
Figure I.9 : Un réseau à trois ports sans perte et réciproque avec deux ports adaptés (1 et 2).....	17
Figure I.10 : Différents diviseurs de puissance en jonction T. (a) Guide d'onde T (plan E). (b) Guide d'onde T du (plan H). (c) Géométrie à ligne micro ruban.....	17
Figure I.11 : Diviseur de puissance résistif à trois ports : schéma en (a) et la photographie en (b).....	18
Figure I.12 : Diviseur de puissance résistif à trois ports à répartition égal.....	18
Figure II.1: Diviseur de puissance résistif adapté.....	23
Figure II.2 : Un diviseur de de Wilkinson à deux voies de puissances égales.....	24

Liste des tableaux et des figures

Figure II.3 : La forme symétrique et normalisée du WPD.....	24
Figure II.4 : Le circuit équivalent du WPD en mode pair.....	25
Figure II.5 : Le Circuit équivalent en mode impair du WPD.....	25
Figure II.6 : Un diviseur de puissance de Gysel bidirectionnel d'amplitude égale.....	27
Figure II.7 : Schéma du diviseur de Gysel proposé	28
Figure II.8 : Circuit simplifié en mode pair en (a) et impair en (b).....	29
Figure II.9 : photo du diviseur de Gysel proposé par	29
Figure II.10 : Schéma de principe d'un diviseur BPD en utilisant des lignes couplées en (a) et son circuit équivalent en (b).....	29
Figure II.11 : Une photo d'un diviseur de Bagley à 3 voies.....	31
Figure II.12 : Diviseur de puissance à N voies.....	31
Figure II.13 : Un diviseur de puissance Wilkinson à division égale et à N voies.....	32
Figure II.14 : Photographie d'un diviseur de puissance à quatre voies en utilisant trois diviseurs de Wilkinson.....	32
Figure II.15 : Une photo d'un diviseur de puissance de Motorola.....	33
Figure II.16 : Une photo d'un diviseur de puissance de Motorola.....	34
Figure III.1 : Une interface graphique du simulateur ADS momentum 2019.....	38
Figure III.2 : Une interface de l'outil Lincalc du simulateur ADS.....	38
Figure III.3 : Topologie simple de conception de diviseur de Gysel à 2 ports.....	39
Figure III.4 : Un schéma représentatif du diviseur GPD en utilisant le simulateur ADS.....	40
Figure III.5 : L'évolution du coefficient de réflexion S_{11} du diviseur montré dans Figure III.4 pour différentes valeurs de W_1	41
Figure III.6 : L'évolution du coefficient de réflexion S_{11} du diviseur montré dans Figure III.4 pour différentes valeurs de W_2	41
Figure III.7 : L'évolution du coefficient de réflexion S_{11} du diviseur montré dans Figure III.4 pour différentes valeurs de W_3	42
Figure III.8 : L'évolution du coefficient de réflexion S_{11} du Gysel avec un substrat de $\epsilon_r=4.3$ pour différentes valeurs de W_1	43
Figure III.9 : L'évolution du coefficient de réflexion S_{11} du Gysel avec un substrat de $\epsilon_r=4.3$ pour différentes valeurs de W_2	44
Figure III.10 : L'évolution du coefficient de réflexion S_{11} du Gysel avec un substrat de $\epsilon_r=4.3$ pour différentes valeurs de W_3	44

Liste des tableaux et des figures

Figure III.11 : Topologie simple d'un diviseur de puissance à 2 ports.....	45
Figure III.12 : Un schéma de module du diviseur WPD en utilisant le ADS.....	45
Figure III.13 : Le schéma imprimé du diviseur de Wilkinson généré par le ADS.....	46
Figure III.14 : L'évolution du coefficient S_{11} du Wilkinson avec un substrat de $\epsilon_r=3.6$ pour différentes valeurs de L_1	47
Figure III.15 : L'évolution du coefficient S_{11} du Wilkinson avec un substrat de $\epsilon_r=3.6$ pour différentes valeurs de L_2	47
Figure III.16 : L'évolution du coefficient S_{11} du Wilkinson avec un substrat de $\epsilon_r=3.6$ pour différentes valeurs de L_3	48
Figure III.17 : L'évolution du coefficient de réflexion S_{11} du WPD avec un substrat de $\epsilon_r=4.3$ pour différentes valeurs de L_1	48
Figure III.18 : L'évolution du coefficient de réflexion S_{11} du WPD avec un substrat de $\epsilon_r=4.3$ pour différentes valeurs de L_2	49
Figure III.19 : L'évolution du coefficient de réflexion S_{11} du WPD avec un substrat de $\epsilon_r=4.3$ pour différentes valeurs de L_3	49
Figure III.20 : Un schéma du diviseur WPD en utilisant le ADS.....	50
Figure III.21 : Le circuit imprimé d'un diviseur de Wilkinson avec un seul méandre.....	50
Figure III.22 : L'évolution des différentes paramètres S du WPD avec un seul méandre.....	51
Figure III.23 : Le circuit imprimé d'un diviseur de Wilkinson avec deux méandres.....	51
Figure III.24 : L'évolution des différentes paramètres S du WPD avec deux méandres.....	51
Figure III.25 : Le circuit imprimé d'un diviseur de Wilkinson avec trois méandres.....	52
Figure III.26 : L'évolution des différentes paramètres S du WPD avec trois méandres.....	52
Figure III.27 : Le circuit imprimé d'un diviseur de Wilkinson avec quatre méandres.....	52
Figure III.28 : L'évolution des différentes paramètres S du WPD avec quatre méandres.....	53
Figure III.29 : Le layout d'un diviseur de Wilkinson avec cinq méandres.....	53
Figure III.30 : L'évolution des différentes paramètres S du WPD avec cinq méandres.....	53
Figure IV.1 : Organigramme représentatif des bandes radio ISM définies par FCC.....	60
Figure IV.2 : Le schéma proposé du diviseur bi-bonde à quatre ports en utilisant ADS.....	62
Figure IV.3 : Le circuit imprimé du schéma créé en Figure IV.2 par ADS.....	62
Figure IV.4 : Définition des objectifs sur ADS.....	63
Figure IV.5 : Les réponses des différents paramètres de répartition pour le vecteur initial...	63
Figure IV.6 : Les réponses des différents paramètres de répartition pour le vecteur optimal après la 1 ^{er} itération.....	65

Liste des tableaux et des figures

Figure IV.7 : Les réponses des différents paramètres de répartition pour le vecteur optimal après la 2 ^{ème} itération.....	65
Figure IV.8 : Les réponses des différents paramètres de répartition pour le vecteur optimal après la 3 ^{ème} itération.....	66
Figure IV.9 : Les réponses des différents paramètres de répartition pour le vecteur optimal la 4 ^{ème} itération.....	67

Introduction générale

Introduction générale

Les tendances modernes relatives au déploiement de services de communications sans fil (LTE, 5G) nécessitent des émetteurs/récepteurs RF polyvalents capables de les prendre en charge [1]. Chaque système de communication sans fil comprend des circuits microondes passifs et actifs tels que les coupleurs, les filtres et les diviseurs de puissance.

Les diviseurs de puissance sont l'un des circuits passifs les plus répandus dans les applications RF et microondes. 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 d'un réseau d'antennes, un chemin doit être branché en utilisant un ou plusieurs diviseurs de puissance (matrice de Butler) ce qui permet de faire une jonction entre une entrée d'une seule voie avec la sortie de plusieurs voies.

La croissance rapide du secteur des télécommunications a poussé les technologies à micro-ondes à repousser les limites pour répondre aux demandes des utilisateurs, et des diviseurs de puissance ont été développés pour prendre en charge les multiples bandes d'intégration de systèmes, les bandes larges de services à large bande, etc. [6,7]. Bien que des progrès aient été réalisés dans les fonctions diversifiées et modernisées des équipements à radiofréquence (RF), les contraintes imposées à la taille physique sont devenues la principale préoccupation des développeurs. La réponse à ces priorités de conception a été de concentrer de nombreuses recherches sur la production de diviseurs de puissance avancés à taille réduite. [8-11].

Parmi les diviseurs les plus utiles dans les systèmes de communications sans fils, on peut citer le diviseur de puissance de Wilkinson (*Wilkinson Power Divider* : WPD) et le diviseur de puissance de Gysel (*Gysel Power Divider* : GPD) en raison de leurs faibles pertes d'insertion sur ses ports adaptés et de même sur ses ports isolés. Malgré que le diviseur de Wilkinson (WPD) conventionnel a une structure simple, il présente des bonnes performances, mais à une bande passante (isolation), limitée.

Dans notre étude, on va étudier analytiquement les deux diviseurs de puissance (WPD & GPD) afin de comprendre le principe de fonctionnement et le comportement de chacun de

ces deux diviseurs. Cette étude analytique sera suivie par une étude paramétrique approfondie en utilisant un simulateur EM (ADS momentum) ce qui nous permet d'améliorer les performances de ces diviseurs en termes de faibles pertes d'insertion avec une bande passante large.

L'objectif principal de cette étude est de concevoir un diviseur de puissance bi-bande (Dual band) à quatre ports de sortie tout en gardant les différentes performances citées dans l'étude analytique des diviseurs WPD & GPD.

Le présent mémoire est organisé comme suit

Dans le premier chapitre, on va faire un état de l'art sur les différents diviseurs de puissance, ses différentes classifications.

Le deuxième chapitre est consacré pour la présentation de quelques diviseurs avec leurs applications.

Le troisième chapitre est consacré particulièrement à l'étude paramétrique des deux diviseurs de puissance les plus répandus dans le domaine de communications sans fils (WPD & GPD).

Le quatrième chapitre est réservé à la conception du diviseur de puissance proposé avec quatre ports de sortie. L'optimisation en utilisant le simulateur ADS va permettre d'avoir un diviseur de puissance bi-bandes pour les applications WLAN (la première bande va couvrir WLAN 1 d'une fréquence 2.45GHz et la deuxième bande sera réservée au WLAN 2 de fréquence 5.8 GHz).

A la fin, on termine par une conclusion générale et quelques perspectives aux futurs travaux.

Chapitre I

Etat de l'art sur les diviseurs de puissance.

I.1 Introduction

Les diviseurs de puissance (sont aussi des combineurs de puissance) sont utilisés dans de nombreux circuits, notamment les mélangeurs, les amplificateurs équilibrés et les circuits d'alimentation des antennes. Les performances des coupleurs déterminent largement celles des circuits réalisés (bande de fréquence, isolation, etc.). Ces composants sont généralement très limités par les contraintes liées à la technologie de fabrication des circuits. En particulier, les diviseurs utilisés à des fréquences micro-ondes sont généralement des structures passives. Généralement, les circuits passifs en technologie planaire sont considérés comme des éléments réciproques avec des ports adaptés afin d'atteindre des applications performantes. Les nouvelles innovations des diviseurs planaires résident dans la conception des diviseurs de taille réduite (configuration physique) avec une intégration facile sur les applications envisagées.

I.2. Généralités sur les diviseurs de puissance

I.2.1 Historique :

Le diviseur de puissance est un périphérique connu à trois ports, et très important pour les applications micro-ondes et radio fréquences (RF), qui peut être largement utilisé dans les amplificateurs de puissance équilibrés, les systèmes radar et les déphaseurs. Comme on le sait, le diviseur de puissance le plus célèbre est le diviseur développé par Wilkinson qui porte son nom [2]. Ce diviseur contient deux lignes de longueur $L=\lambda/4$ (quart d'onde) et fonctionne sur une seule bande de fréquence ($f=c/\lambda$). De nombreux efforts ont été faits pour améliorer ses performances, tels que le diviseur de puissance de Wilkinson à ultra-large ou large bande en [3], et le diviseur de puissance de Gysel [4], les diviseurs de puissance à double bande et à isolation optionnelle en utilisant une ligne de connexion parallèle et des tronçons ouverts [5, 6], lignes de transmission compactes couplées et diviseurs de puissance de Wilkinson à impédance progressive bi-bande [7, 8] et diviseur de puissance de Wilkinson inégale sur deux bandes en utilisant une ligne couplée asymétrique dans [9] et de même des diviseurs à sept ports ont été présentés dans [10]. Il existe des autres diviseurs de puissance qui constituent un axe de recherche promis tels que le diviseur de puissance de Bagley (BPD) [11]. Ce diviseur BPD n'utilise pas des éléments localisés, tels que les résistances, et peut facilement être étendu à un nombre quelconque de ports de sortie. Dans [12], une conception générale de diviseurs planaires multivoies (avec un nombre impair de ports de sortie) basée sur des BPD a été introduite. Dans [13], un diviseur planaire BPD à deux fréquences en utilisant des lignes de transmission composites droite / gauche (CRLH) a été implémenté.

Actuellement, les diviseurs de puissance ont déjà largement dépassé les deux prototypes originaux (Wilkinson et Gysel) [2, 3] pour suivre le développement rapide des technologies de communication modernes.

I.2.2 Classification des diviseurs de puissance

➤ La configuration en fréquence

Dans les systèmes de communication modernes, l'intégration de plusieurs normes de communication et des services devient une exigence fondamentale. Par conséquent, les circuits utilisés et leurs composants doivent fonctionner simultanément dans plusieurs bandes de fréquences. Pour remplir cette tâche (fonctionnement multi-bande), deux solutions sont possibles. L'une consiste à concevoir des composants fonctionnant dans plusieurs bandes distinctes incluant les fréquences requises. L'autre méthode consiste à concevoir des composants à large bande fonctionnant sous une bande large et continue couvrant les bandes de fréquence correspondantes. Pour avoir un diviseur bi-bande, il existe principalement deux méthodes. La première présentée dans l'utilisation des résonateurs, qui jouent un rôle de filtres passe bandes, dans la construction des diviseurs (Figure I.1 : (a)). La deuxième méthode pour achever la fonctionnalité bi-bande est de trouver les conditions d'adaptation des ports et d'isolation de port de sortie, ce qui permet d'établir la conception [14]. Pendant la conception, la longueur électrique sera prise en considération en deux fréquences différentes ($f_{1,2}$) comme nous le montrons dans Figure I.1 : (b). La conception du diviseur bi-bande est basée sur la valeur d'impédance, la longueur électrique et le rapport des deux fréquences (f_1/f_2). L'inconvénient majeur de ces diviseurs bi-bande présenté dans l'étroitesse de ses deux bandes passantes.

Une étude paramétrique approfondie sera faite pour essayer d'élargir ces bandes de fréquences.

En réalité, il existe plusieurs travaux concernant la conception et réalisation des diviseurs de puissance opérationnel sur bi-bande, multi-bande ou large bande.

Un exemple pour chacun de ces travaux est illustré dans Figure I.1.

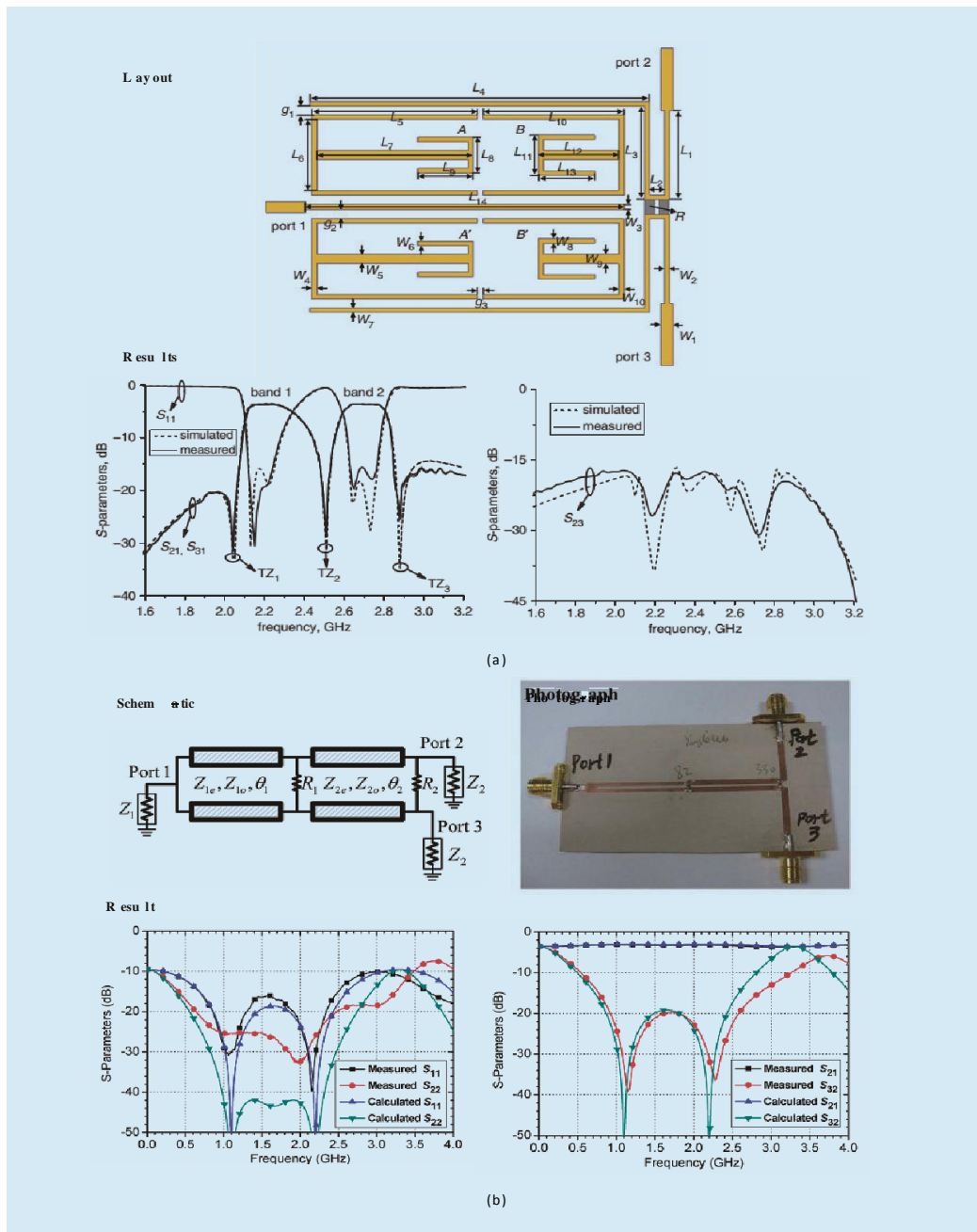


Figure I.1 : Diviseur de puissance bi-bandes en utilisant des résonateurs en (a) [14] et des lignes couplées en (b) [15].

Pour les diviseurs de puissance multi-bandes, plusieurs travaux réalisent un fonctionnement tri-bande en utilisant trois lignes couplées en cascade avec des résistances. La ligne couplée à trois sections et les résistances donnent six impédances caractéristiques (impédances de modes pairs et impairs de chaque ligne couplée), trois longueurs électriques et trois résistances.

Le nombre des paramètres permet d'avoir les équations à trois fréquences arbitraires, simultanément.

Généralement, un diviseur de puissance comprenant des lignes de transmission à saut d'impédance peut prendre en charge le fonctionnement multi-bande.

Néanmoins, l'exemple de la Figure I.2 mentionne une autre idée en intégrant des sections transversales de même que celle utilisée pour la conception des filtres. Cette méthode permet de générer des zéros de transmission entre bandes afin de séparer les bandes de fonctionnement discrètes. Théoriquement, elle est valable pour un nombre quelconque de fréquences de fonctionnement.

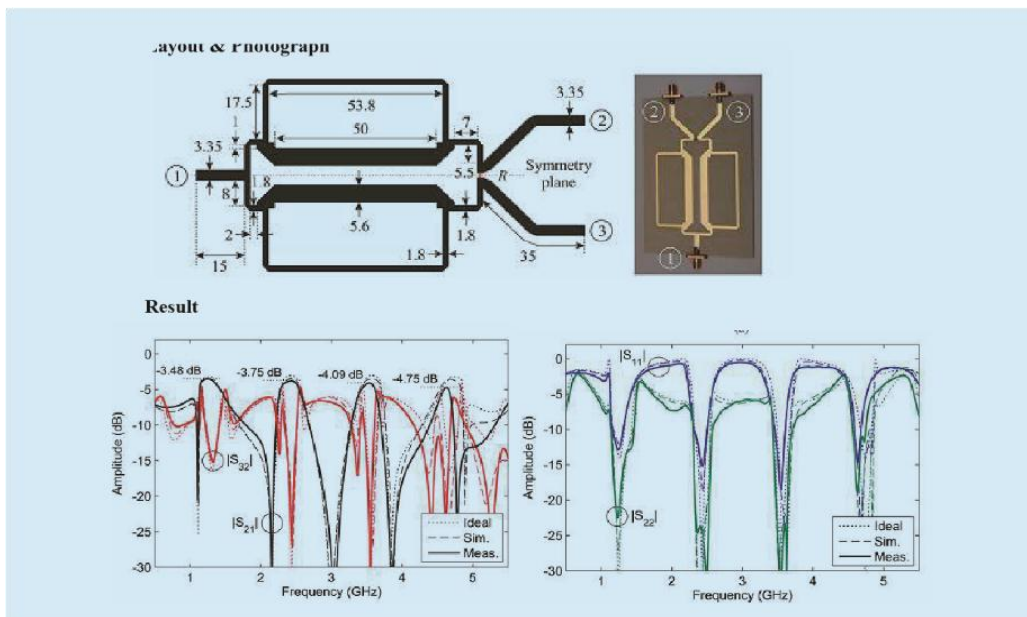


Figure I.2 : Diviseur de puissance Multi-bandes en utilisant des filtres planaires [16]

Dans certains cas, où le transfert des données avec une vitesse très grande est exigé, les diviseurs de puissance à large bande sont très préférés en comparaison avec les deux premiers types (bi-bande & multi-bande). Pour aboutir à ce type de diviseurs, on doit élargir les bandes d'une manière où les différentes bandes seront fusionnées pour avoir une seule bande.

Afin d'aboutir un diviseur de puissance à large bande, plusieurs techniques seront utilisées. Parmi ces techniques, on peut citer la technique des lignes de transmission multi-stage en Figure I.3 (a) [2], en utilisant les lignes couplées comme nous le montrons dans Figure I.3 (b) [17] et la technique des fentes (slot) en Figure I.3 (c) [18]

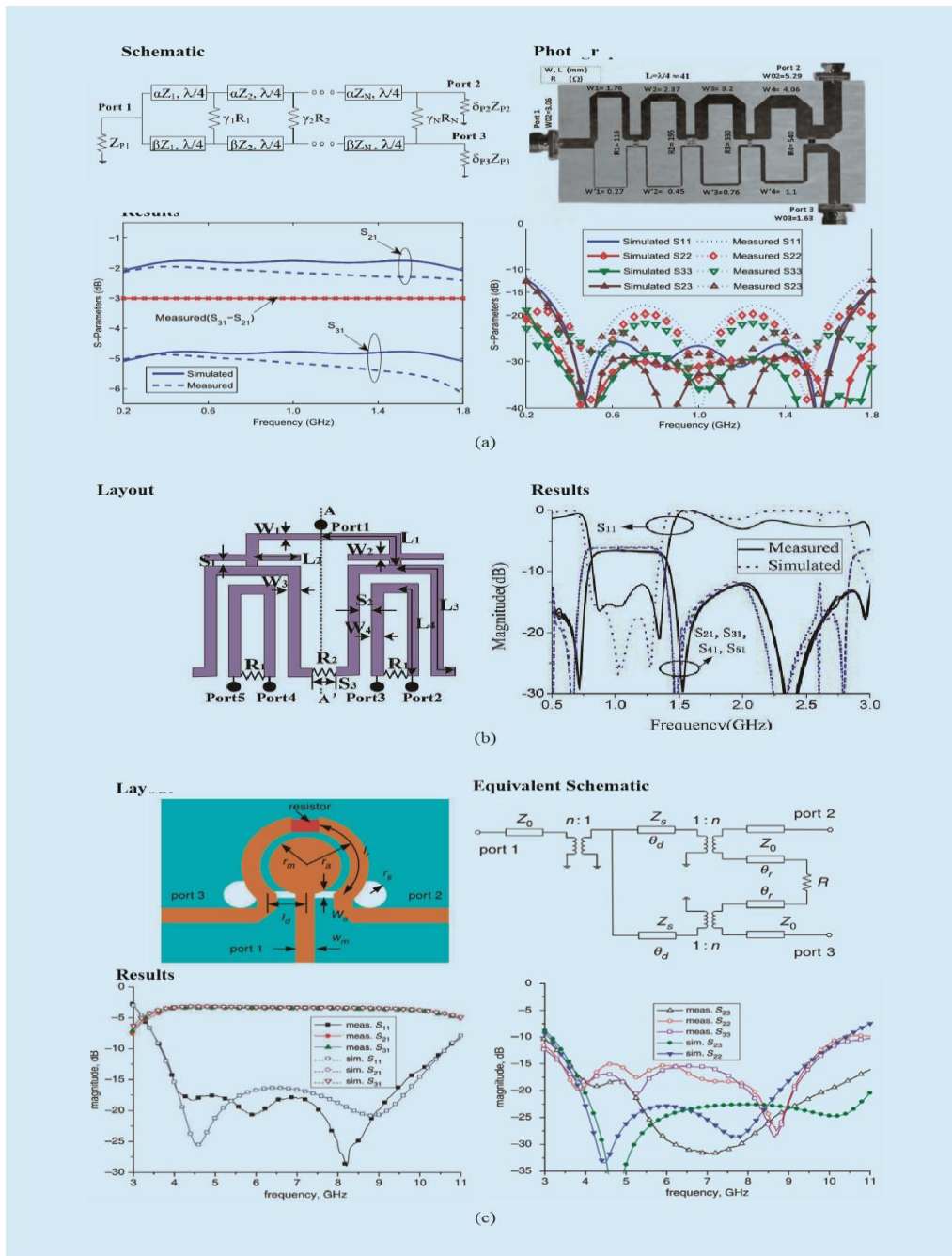


Figure I.3 : Diviseur de puissance large bande en utilisant des ligne de transmission multi-stage en (a) [2], des lignes couplées en (b) [17] et des fentes en (c) [18].

➤ La configuration en rapport de puissance divisée

Comme on a déjà parler précédemment, les diviseurs de puissance sont très utilisés dans la conception des réseaux d'antennes (techniques d'alimentation : la matrice de Butler) ce qui besoin d'une division de puissance performante (pour chaque élément dans le réseau). Suivant les besoins, la distribution de la puissance peut être uniforme ou non-uniforme.

Généralement, il existe trois méthodes pour réaliser une division de puissance non-uniforme. La première méthode est conventionnelle et largement utilisée, elle consiste à modifier l'impédance caractéristique des deux bissections du diviseur de puissance. La deuxième méthode utilise des lignes de transmission non-uniforme ce qui permet d'envoyer une grande portion de la puissance via la ligne de faible impédance.

Cette méthode est limitée par les conditions physique d'implémentation (des limites concernant la taille « largeur » de la ligne utilisée). La troisième et la dernière méthode est nommée par la méthode hybride. Elle consiste à modifier la longueur électrique et de même l'impédance de la ligne, simultanément.

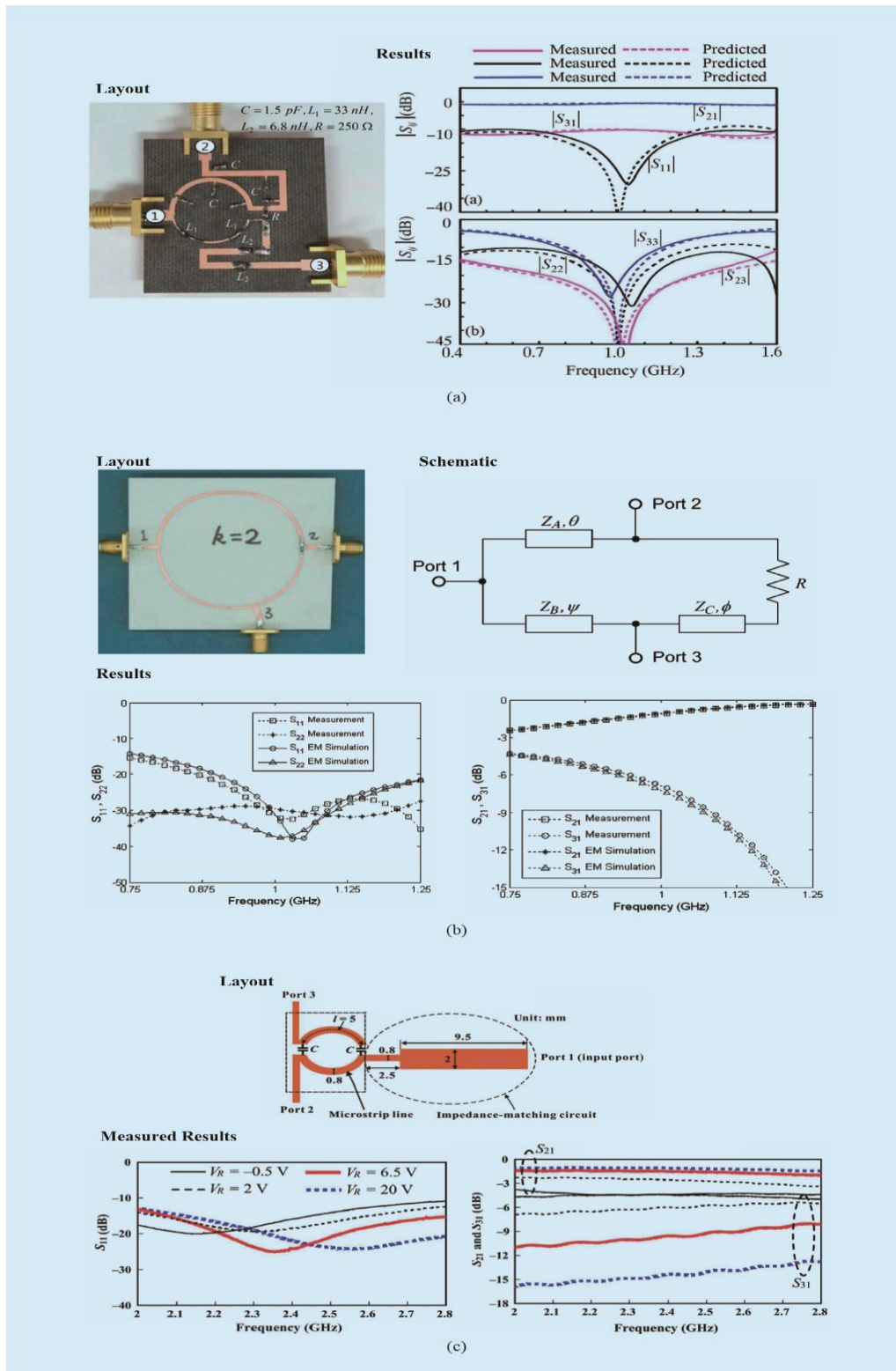


Figure I.4 : Diviseur de puissance avec une division arbitraire en utilisant la méthode des impédances en (a) [18], la méthode de phase en (b) [20] et la méthode hybride en (c) [21].

➤ **La configuration en phase**

Ce que nous savons que le diviseur de puissance est un diviseur en phase, dont les sorties partagent des phases identiques. Dans certains cas, on a la nécessité d'avoir des diviseurs de puissance déphasés (ou antiphase) pour répondre au besoin des réseaux d'antennes. Le chemin déphasé fonctionne comme un balun, conçu pour effectuer la liaison entre la ligne de transmission symétriques et la ligne asymétrique, et vice versa.

La méthode la plus simple consiste à mettre en cascade un inverseur de phase sur l'un des lignes de transmission en sortie, mais on doit prendre en considération la miniaturisation et la prise en compte de pertes d'insertions. Une solution consiste à utiliser la caractéristique inhérente de déphasage à 180° de tronçon de la ligne couplée à extrémité courte (voir Figure I.5 (a)).

La seconde méthode consiste à contrôler les champs électromagnétiques en utilisant des transitions fente-ligne microruban pour obtenir une ligne déphasée (voir Figure I.5 (b)). La troisième solution, présentée dans l'utilisation de la technologie double face ((*double-sided parallel-strip lines* : DSPSL) comme nous le montrons dans Figure I.5 (c)).

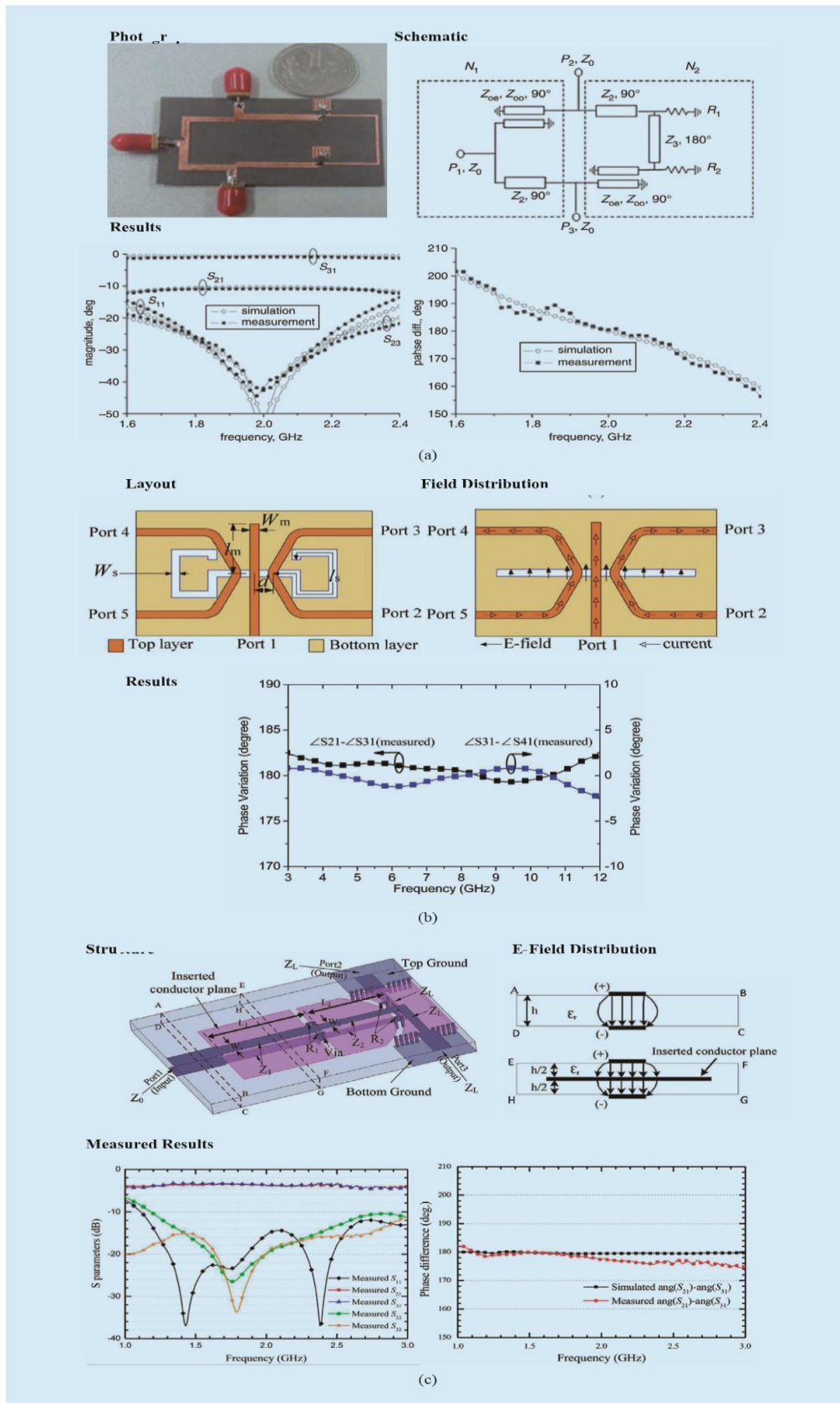


Figure I.5 : Diviseur de puissance avec une division arbitraire en utilisant la méthode des lignes déphasées en (a) [22], la méthode de déphasage par fente en (b) [23] et la méthode double face (*double-sided parallel-strip lines* : DSPSL) en (c) [24].

➤ Les diviseurs de puissance configurable

L'introduction de la configurabilité (*tunable*) sur un diviseur de puissance est très utile pour la construction d'un système multi standard ou auto-adapté. La configurabilité des diviseurs de puissance est basée principalement sur la division de puissance (exemple précédent) et les fréquences de fonctionnement. Alors, il y a une configurabilité en puissance et autre en fréquence.

- Pour faire une configurabilité en puissance, on doit utiliser les différentes techniques citées dans la section concernant les puissances divisées.
- Pour faire une configurabilité en fréquence, on doit utiliser les différentes techniques citées dans la section concernant les la configuration en fréquence (section multi bandes), bien sûr, la configurabilité consiste à insérer des éléments contrôlés à l'extérieur afin de changer la fréquence du résonateur. Pour mieux comprendre le principe de fonctionnement des éléments reconfigurable, vous pouvez consulter le mémoire de Chaima A. sous la supervision de notre encadreur [25].

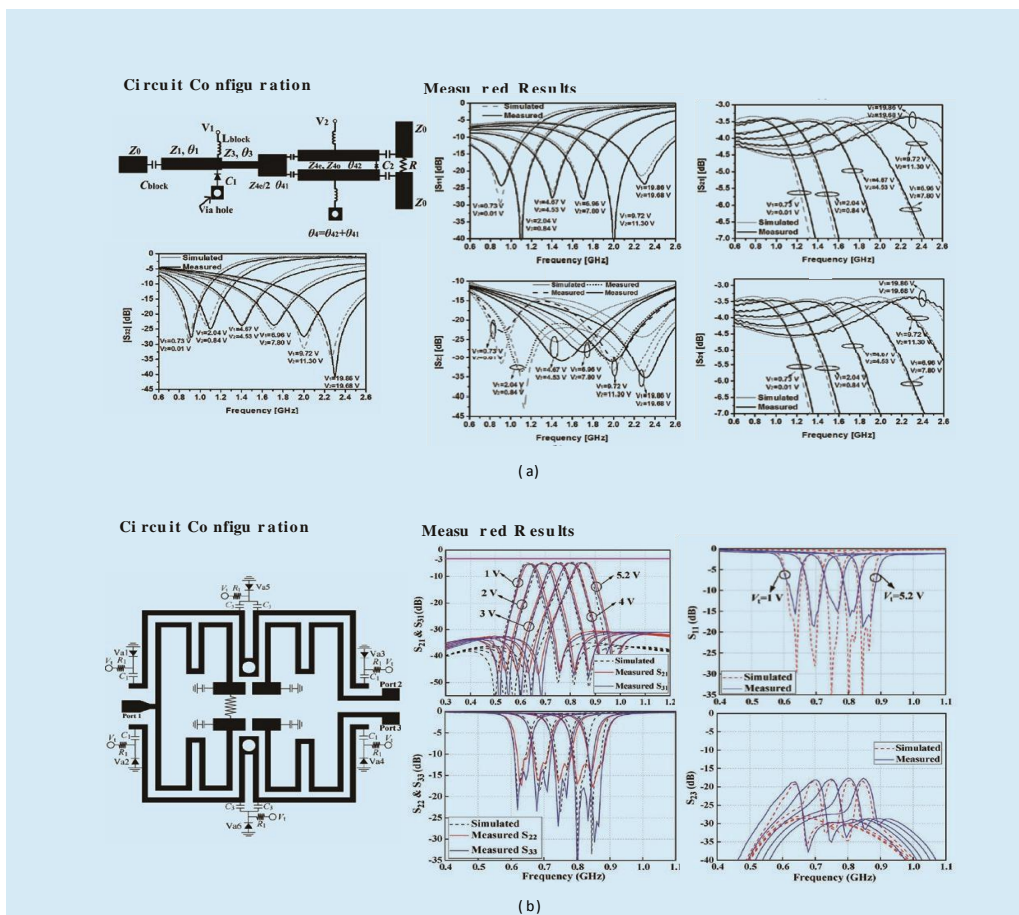


Figure I.6 : Diviseur de puissance configurable en utilisant la méthode des lignes couplées en (a) [26], des résonateurs en (b) [27].

I.3 Etude théorique d'un diviseur de puissance

Les diviseurs de puissance sont des composants passifs très utilisés dans le domaine des micro-ondes et RF. Son schéma est illustré dans Figure I.7. En division de puissance, un signal d'entrée est divisé en deux (ou plus) signaux de sortie de puissance moindre, alors qu'un combinateur de puissance mélange deux signaux d'entrée ou plus et les combine sur un port de sortie. Le diviseur peut avoir N ports (trois ports, quatre ports ou plus), et on peut le considérer, idéalement, sans perte. Les réseaux à trois ports prennent la forme d'une jonction T et c'est le cas d'un diviseur de puissance, tandis que les réseaux à quatre ports prennent des autres formes. Généralement, les diviseurs de puissance donnent des signaux de sortie en phase avec un rapport de division de puissance égal (-3 dB), mais des rapports de division de puissance inégaux sont également possibles. Les jonctions hybrides présentent un décalage de phase de 90° ou de 180° entre les deux ports de sortie. Les premiers diviseurs de puissance ont été inventés et caractérisés au laboratoire de radiation du MIT dans les années 1940. Au milieu des années 1950, beaucoup de ces diviseurs ont été réinventés en utilisant la technologie micro-ruban (imprimée). L'utilisation croissante des lignes planaires a également conduit au développement de nouveaux types des diviseurs, tels que le diviseur de Wilkinson et le diviseur de Gysel.

Nous aborderons d'abord les propriétés générales des réseaux à trois ports, puis traiterons de l'analyse et de la conception de quelques types les plus courants de diviseurs de puissance.

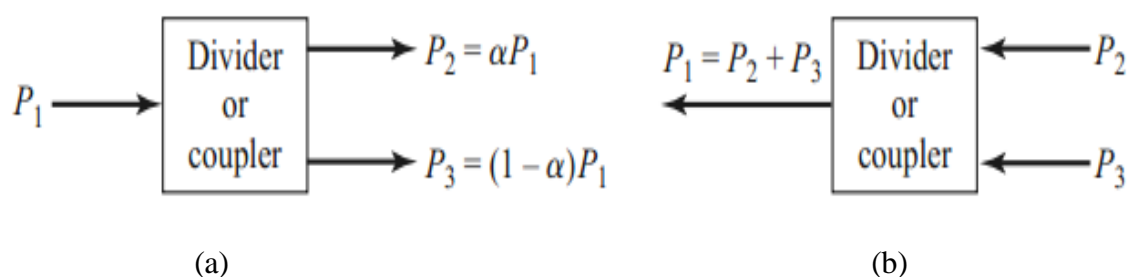


Figure. I.7 : Schéma d'un diviseur de puissance : (a) Division de la puissance. (b) Combinaison de puissance.

I.3.1 Réseaux à trois ports (jonctions en T)

Le type le plus simple de diviseur de puissance est la jonction T, qui est un réseau à trois ports avec une entrées deux sortie ou inversement.

La matrice de répartition d'un réseau arbitraire à trois ports a neuf éléments indépendants :

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{21} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (\text{I-1})$$

Si le dispositif est passif et ne contient pas de matériaux anisotropes, il doit être réciproque et sa matrice de répartition sera symétrique ($S_{ij} = S_{ji}$). Pour éviter les pertes, on doit avoir une jonction adaptée à tous ses ports (cas idéal).

Si tous les ports correspondent sont adaptés, alors $S_{ij} = 0$, et si le réseau est réciproque, la matrice de répartition précédente (I.1) peut se réduire à

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & 0 & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I-2})$$

Si le réseau est également sans perte, la conservation de l'énergie exige que la matrice de diffusion satisfasse les propriétés unitaires, ce qui conduit aux conditions suivantes : [28]

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \quad (\text{I-3 a})$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \quad (\text{I-3 b})$$

$$|S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \quad (\text{I-3 c})$$

$$S_{13}^* S_{23} = 0 \quad (\text{I-3 d})$$

$$S_{23}^* S_{12} = 0 \quad (\text{I-3 e})$$

$$S_{12}^* S_{13} = 0 \quad (\text{I-3 f})$$

Les équations (I.3d) - (I.3f) montrent qu'au moins deux de trois paramètres (S_{12} , S_{13} , S_{23}) doivent être nulles. Cependant, cette condition sera toujours incompatible avec l'une des équations (I.3a) - (I.3c), impliquant qu'un réseau à trois ports ne peut pas être simultanément sans perte, réciproque, et adapté à tous ses ports. Si l'une de ces trois conditions est cassée, une réalisation physique du dispositif sera possible.

Si le réseau à trois ports est non réciproque, $S_{ij} \neq S_{ji}$ et les autres conditions peuvent être satisfaites. La matrice de répartition d'un réseau à trois ports adaptés va prendre la forme suivante :

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & 0 & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I-4})$$

La matrice de répartition, d'un réseau à trois ports adaptés, a les conditions suivantes :

$$S_{31}S_{32} = 0 \quad (\text{I-5 a})$$

$$S_{21}S_{32} = 0 \quad (\text{I-5 b})$$

$$S_{12}^*S_{13} = 0 \quad (\text{I-5 c})$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \quad (\text{I-5 d})$$

$$|S_{21}|^2 + |S_{23}|^2 = 1 \quad (\text{I-5 e})$$

$$|S_{31}|^2 + |S_{32}|^2 = 1 \quad (\text{I-5 f})$$

Ces équations peuvent être satisfaites de deux manières :

$$S_{12} = S_{23} = S_{31} = 0, |S_{12}| = |S_{32}| = |S_{13}| = 1 \quad (\text{I-6 a})$$

Ou

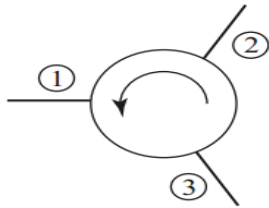
$$S_{21} = S_{32} = S_{31} = 0, |S_{12}| = |S_{23}| = |S_{31}| = 1 \quad (\text{I-6 b})$$

Ces résultats montrent que $S_{ij} \neq S_{ji}$ pour $i \neq j$, ce qui implique que le dispositif doit être non réciproque. Les matrices de répartition pour les deux cas concernant les équations (I.6.a et b) sont représentées à Figure I.8, ainsi que les symboles des deux types de réseaux correspondants (circulateurs). La seule différence entre les deux cas réside dans le sens du flux de puissance entre les ports : solution (I.6 a) correspond à un circulateur qui ne permet de transmettre la puissance que de port 1 vers 2, ou 2 vers 3, ou 3 vers 1, tandis que la solution (I.6 b) correspond à un circulateur qui permet une transmission dans le sens inverse. Si les ports 1 et 2 sont les ports adaptés, la matrice de répartition peut s'exprimer par

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & 0 & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (\text{I-7})$$

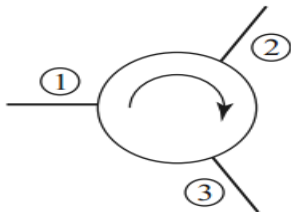
On peut noter qu'il est impossible d'avoir un réseau de trois ports qui est sans pertes, réciproque, et adapté aux ses trois ports, simultanément. D'une autre, un réseau non réciproque peut être adapté et circulateur idéal sans pertes .

Ce circulateur doit être réalisé avec des ferrites unidirectionnels matériaux:



$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I-8})$$

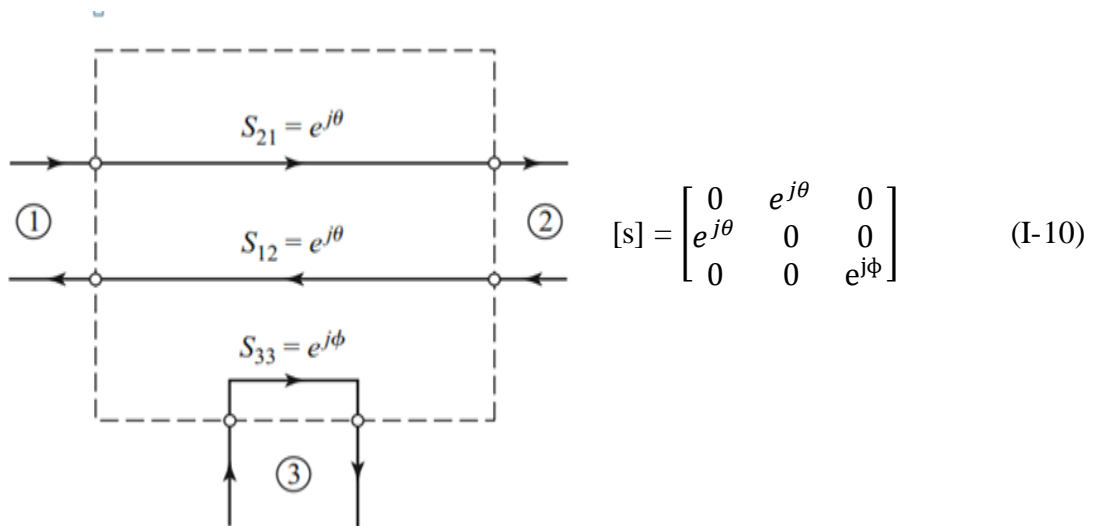
(a)



$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I-9})$$

(b)

Figure I.8 : Deux types de circulateurs et leurs matrices de répartition. (a) Circulation dans le sens des aiguilles d'une montre. (b) Circulation dans le sens antihoraire.



$$[s] = \begin{bmatrix} 0 & e^{j\theta} & 0 \\ e^{j\theta} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{j\phi} \end{bmatrix} \quad (\text{I-10})$$

Figure I.9 : Un réseau à trois ports sans perte et réciproque avec deux ports adaptés (1 et 2).

I.3.2 Le Diviseur de puissance en Jonction T

Le diviseur de puissance en jonction T est un simple réseau à trois ports qui peut être utilisé pour la division ou la combinaison de puissance, et il peut être implémenté pratiquement en utilisant les différents types des lignes de transmission. La figure I.10 montre quelques formes de jonctions T utilisées dans les différents canaux de transmission (guides d'onde, ligne micro-ruban ou strip-line). On peut considérer que les jonctions montrées sont des jonctions sans pertes, en l'absence de perte des lignes. Ainsi, comme on a déjà discuté précédemment, ces jonctions ne peuvent pas avoir une adaptation sur tous les ports, simultanément.

On peut classifier le diviseur en jonction T sur deux types (avec pertes et sans pertes). Cette classification permet de faciliter l'analyse de ce diviseur en jonction T.

❖ Diviseur sans perte

Les diviseurs en jonction T sans perte de Figure I.10 peuvent être modélisés comme trois lignes de transmission (Figure I.11). En général, pour un diviseur adapté à l'impédance caractéristique de la ligne Z_0 , on doit avoir

$$Y_{in} = jB + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_0} \quad (\text{I-11})$$

avec B est une énergie emmagasinée sur le diviseur liée à la discontinuité dans les jonctions. Si les lignes de transmission sont supposées sans pertes (ou à faibles pertes), les impédances caractéristiques sont réelles. Si on suppose aussi que $B = 0$, alors (I.10) se réduit à

$$\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{Z_0} \quad (\text{I-12})$$

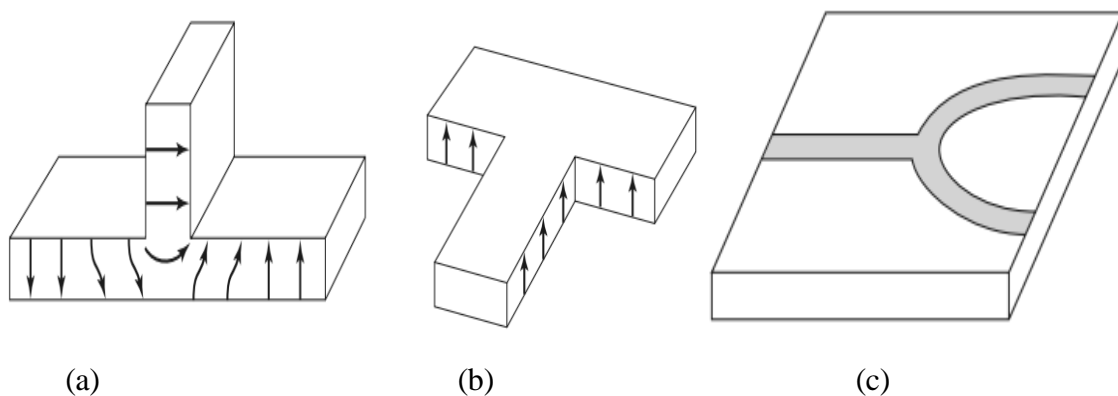


Figure I.10 : Différents diviseurs de puissance en jonction T. (a) Guide d'onde T (plan E). (b) Guide d'onde T du plan H). (c) Géométrie à ligne micro ruban. [28].

❖ Diviseur résistif

Un diviseur résistif est un diviseur qui contient des composants avec pertes (résistances) à ses trois ports.

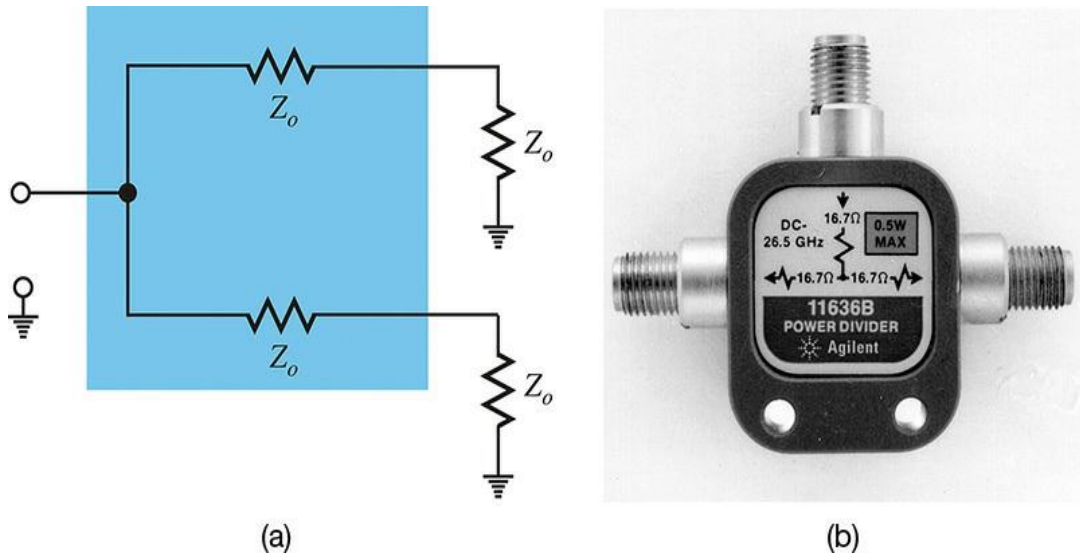


Figure I.11 : Diviseur de puissance résistif à trois ports : schéma en (a) et la photographie en (b)[29].

Comme on a déjà vu pour un diviseur en jonction T, 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.

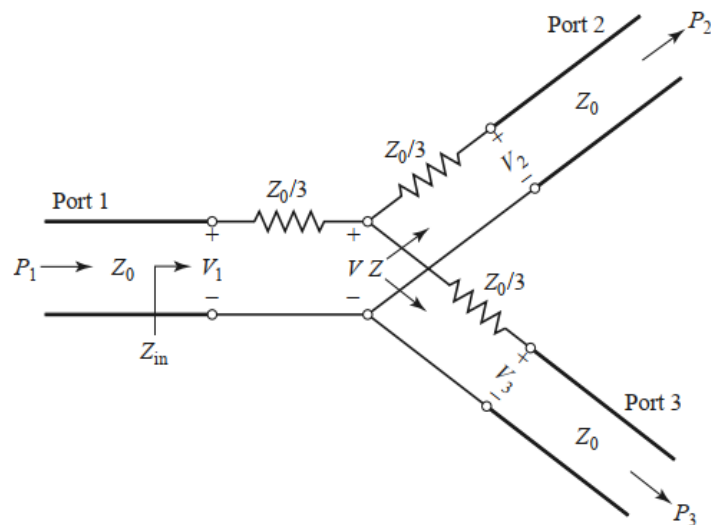


Figure I.11 : Diviseur de puissance résistif à trois ports à répartition égal.

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 :

$$Z = \frac{Z_0}{3} + Z_0 = \frac{4Z_0}{3} \quad (\text{I-13})$$

Alors l'impédance d'entrée du diviseur est :

$$Z_{in} = \frac{Z_0}{3} + \frac{2Z_0}{3} = Z_0 \quad (\text{I-14})$$

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,

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0 \quad (\text{I-15})$$

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

$$[s] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I-16})$$

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

$$P_{in} = \frac{1}{2} \cdot V^2_1 / Z_0 \quad (\text{I-17})$$

Tandis que les puissances de sortie sont :

$$P_2 = P_3 = \frac{1}{2} (1/2 \cdot V^2_1)^2 / Z_0 = \frac{1}{8} V^2_1 / Z_0 = \frac{1}{4} P_{in} \quad (\text{I-18})$$

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

I.4 Les paramètres d'un diviseur de puissance

Il existe plusieurs paramètres qui permettent de caractériser les performances d'un diviseur de puissance, tel que :

I.4.1 Les pertes d'insertion

Les pertes de puissance dans un signal, au sein d'une ligne de transmission, à cause de l'insertion d'un dispositif sont connues par les pertes d'insertion et généralement exprimée en décibels (dB). Comme tout élément microonde, l'insertion d'un diviseur de puissance dans une matrice d'alimentation va atténuer le signal transmis à l'antenne. Cette atténuation a deux origine :

- Des pertes, de même nature que celles introduites par un connecteur, par exemple (rayonnement par fuite, résistance des contacts, défaut d'isolation, ...). Si la ligne de transmission a ses deux extrémités en l'air, ces pertes ont une certaine valeur de l'ordre de 0.1 dB.
- La puissance réfléchi et due au couplage. Pour un diviseur de puissance dont le facteur de couplage est de 10 dB, ce prélèvement est de 10%, la puissance en sortie sera égale à 90% de la puissance en entrée, ce qui correspondra à une perte de 0.45dB entre les deux ports P_1 et P_2 .

Les pertes d'insertion sont définies comme un rapport de la puissance de sortie à la puissance d'entrée.

$$IL = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_s}{P_e} \right) \quad (\text{I-19})$$

Avec P_e et P_s sont les puissance d'entrée et de sortie, respectivement.

I.4.2 L'isolation

L'isolation est désignée pour un coupleur directionnel et peut être définie comme une différence dans les niveaux des puissances en dB entre le port d'entrée et le port d'isolé quand les deux ports de sortie sont adaptés et on écrit :

$$I \text{ en dB} = -10 \log_{10} \left(\frac{P_4}{P_1} \right) \quad (\text{I-20})$$

I.4.3 La directivité

La directivité d'un coupleur est liée à l'isolement entre les deux ports P_3 et P_4 . La directivité est une mesure de la capacité du coupleur à isoler les ondes transmises et réfléchies, tout comme l'isolement ;

$$D \text{ en dB} = -10 \log_{10} \left(\frac{p_3}{p_4} \right) \quad (1-21)$$

I.5 Conclusion

Dans ce chapitre, quelques notions de base liées aux diviseurs de puissance sont présentées. De plus, une étude théorique de diviseurs multi-bandes a été présentée. Après un état de l'art sur les diviseurs de puissance, nous avons présenté une classification de ce composant microonde.

La classification était faite suivant plusieurs critères et configurations telles que la bande d'application (configuration fréquentielle), l'insertion des éléments actifs (diode RF) afin d'avoir la configurabilité.

Dans le chapitre suivant, nous allons voir quelques types de diviseurs de puissance tels que le diviseur de Wilkinson et Gysel avec leurs domaines d'applications.

Chapitre II

Quelques diviseurs de puissance avec leurs applications.

II.1 Introduction

Les diviseurs de puissance sont également appelés combinateurs de puissance, lorsqu'ils sont utilisés en sens inverse. Ils jouent un rôle essentiel dans diverses applications de communication RF et micro-ondes [30,31]. Parmi ces applications, on peut citer les réseaux d'antennes (télécommunication mobile), les réseaux WLAN et les amplificateurs de puissance. Le grand rôle de ces dispositifs microondes sont utilisés spécialement pour établir une répartition de puissance d'un signal d'entrée à un nombre défini des signaux de sortie.

II. 2 Quelques exemples des diviseurs de puissance

Il existe plusieurs types des diviseurs de puissance comme on a déjà vu dans le chapitre précédent. Les deux principales catégories de diviseurs de puissance sont réactives et résistives et chacune peut être conçue à des applications spécifiques.

Il existe trois types de diviseur de puissance, à savoir le diviseur de puissance à jonction T, le diviseur de puissance résistif et le diviseur de puissance de Wilkinson. Pour une adaptation parfaite et une isolation élevée entre les ports de sortie, le diviseur de puissance de Wilkinson est largement utilisé. Le diviseur de puissance résistif est largement utilisé dans instruments en raison de leur fonctionnement à large bande malgré la perte de la puissance délivrée.

En revanche, un combinateur de puissance accepte deux signaux d'entrée ou plus et les combine sur un port de sortie. Les dispositifs de combinaison et de division de puissance sont généralement considérés comme des réseaux à trois ports se présentent sous la forme de jonctions en T et d'autres diviseurs de puissance. Les diviseurs de puissance fournissent généralement des signaux de sortie en phase avec une valeur identique.

Les diviseurs de puissance peuvent être conçus avec différentes sections de lignes de transmission tels que des éléments trip-laques, micro-ruban.

Comme on l'expliquera plus tard, un diviseur de puissance de Gysel peut être considéré comme une variante du diviseur de puissance Wilkinson.

II.2.1 Diviseur résistif adapté

Un diviseur de puissance résistif adapté est réalisé en plaçant des résistances dans les trois accès comme celle illustré dans la figure suivante

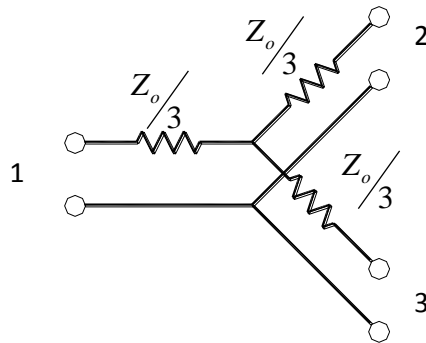


Figure II.1: Diviseur de puissance résistif adapté[28].

La matrice de répartition est alors :

$$\bar{S} = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 1})$$

Ce diviseur de puissance peut être réalisé pour couvrir une grande largeur de bande puisqu'il n'y a pas de longueur de ligne de transmission qui soit fonction de la fréquence. Toutefois, ce diviseur présente une perte d'insertion de 6dB au lieu du 3dB typique au diviseur de Wilkinson. De plus, l'isolation entre les ports 2 et 3 est à toute fin pratique inexistante, puisqu'une désadaptation au port 2 par exemple, affectera directement l'adaptation au deux autres ports.

II.2.2 Le diviseur de Wilkinson (WPD : Wilkinson Power Divider)

Le diviseur de puissance de Wilkinson (WPD) est un réseau à trois ports avec pertes, on suppose que tous les ports sont adaptés, avec une bonne isolation entre les deux ports de sortie. Il comprend deux lignes de transmission dont la longueur est égale au quart de la longueur d'ondes $L=\lambda/4$, avec λ est la longueur d'onde. Chaque ligne ayant une impédance caractéristique de $\sqrt{2}Z_0$ et une résistance d'isolement $R = 2Z_0$.

Le schéma d'un WPD à deux sorties de puissance identiques est illustré à la Figure II.2.

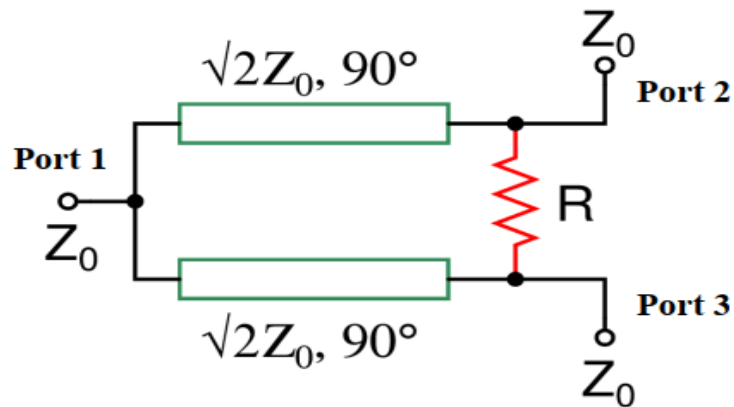


Figure II.2 : Un diviseur de de Wilkinson à deux voies de puissances égales.

Lorsqu'un signal entre dans le port 1, il se divise en sortie à deux signaux de même amplitudes et de même phases aux ports 2 et 3. En raison de la symétrie, chaque borne de la résistance d'isolation a même potentiel que l'autre, aucun courant ne la traverse et la résistance est donc découplée de l'entrée. Ainsi, l'opération se résume à l'adéquation de $R=2Z_0$ à Z_0 , car les deux branches sont en parallèle. La propriété de $\lambda/4$ facilite cette transformation d'impédance et les impédances caractéristiques de ces deux lignes doivent être égales à $1.414Z_0$.

Le WPD peut être facilement analysé en utilisant la procédure en mode pair-impair [33]. Le WPD illustré précédemment à la Figure II.2 est redessiné à la Figure. II.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 .

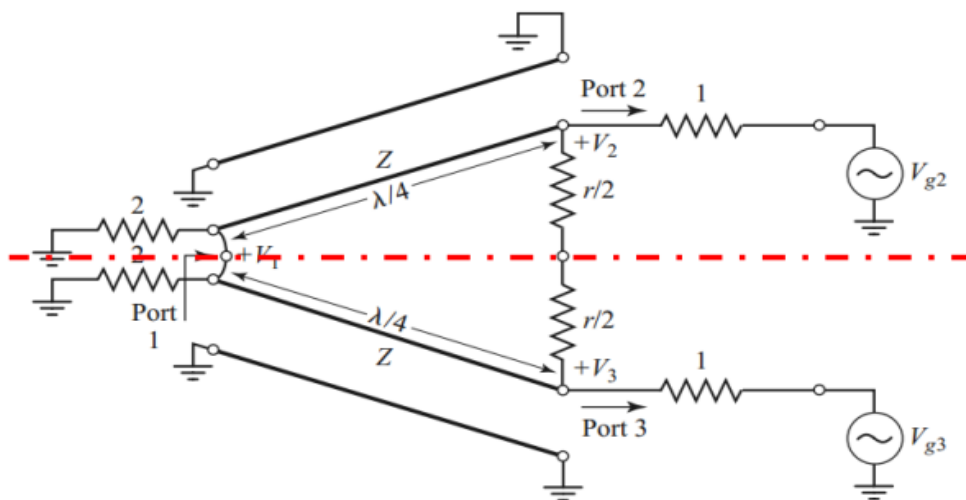


Figure II.3 : La forme symétrique et normalisée du WPD [33].

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 II.4.

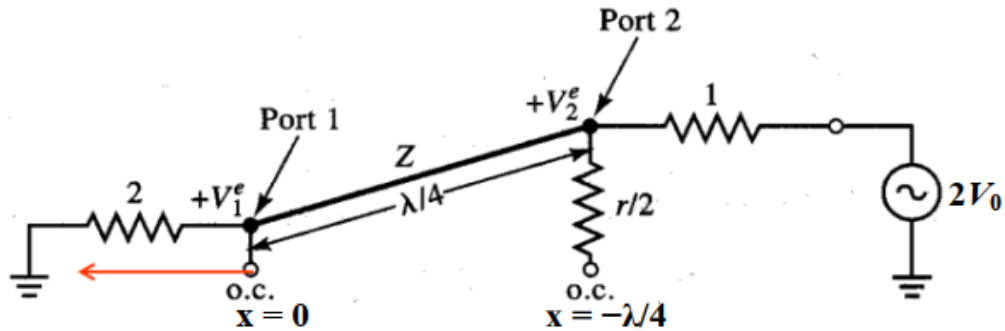


Figure II.4 : Le circuit équivalent du WPD en mode pair.

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 II.5.

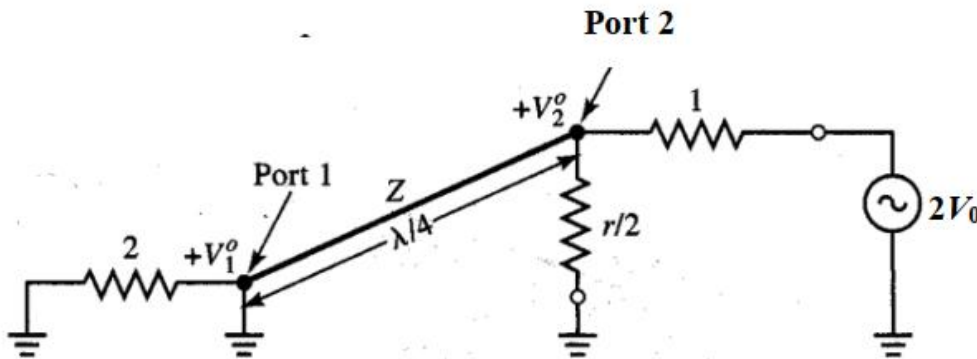


Figure II.5 : Le Circuit équivalent en mode impair du WPD.

Dans le demi-circuit en mode pair illustré à la Figure II.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 :

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

Puisque, pour l'adaptation, $Z_{in}^e=1$ et, donc $Z=\sqrt{2}$. 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 II.4, la tension sur la ligne de transmission peut être exprimée comme suit :

$$V(x)=V^+(e^{-j\beta x} + \Gamma e^{j\beta x}) \quad (\text{II.3a})$$

$$V_{e2}=jV^+(1-\Gamma)=V_0 \quad (\text{II.3b})$$

Qui donne,

$$V_{e1} = V^+(1 + \Gamma) = jV_0 \frac{\Gamma+1}{\Gamma-1} \quad (\text{II.3c})$$

Puisque, $\Gamma = \frac{2-\sqrt{2}}{2+\sqrt{2}}$ donc $V_{e1} = -j\sqrt{2} V_0$ (II.3d)

Pour une excitation en mode impair, le demi-circuit est illustré à la Figure II.5. 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, $V_{o1}=0$ et $V_{o2}=V_0$.

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,

$$S_{11}=S_{22}=S_{33}=S_{23}=S_{32}=0 \quad (\text{II.4})$$

$$S_{12}=S_{21}=S_{13}=S_{31}=S_{31}=-j/\sqrt{2} \quad (\text{II.5})$$

La matrice des paramètres de répartition du diviseur de Wilkinson devient

$$\bar{S} = \begin{bmatrix} 0 & -j/\sqrt{2} & -j/\sqrt{2} \\ -j/\sqrt{2} & 0 & 0 \\ -j/\sqrt{2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

[33]

II.2.2 Le diviseur de Gysel (GPD : *Gysel Power Divider*)

Un diviseur de puissance de Gysel est également un réseau à trois ports, comme le diviseur de Wilkinson, mais il possède deux résistances d'isolement dont leurs autres bornes sont connectées à la masse comme il est montré dans la Figure II.6 [34].

L'avantage principale du GPD réside dans sa capacité de dissiper la chaleur. Lorsqu'on prend le WPD montré précédemment sur la Figure II.2, il n'y a pas de connexion directe à la masse et la résistance se trouve sur le plan supérieur. En revanche, dans un GPD, les deux résistances doivent être connectées au plan de masse ce qui permet d'avoir une bonne dissipation de la chaleur.

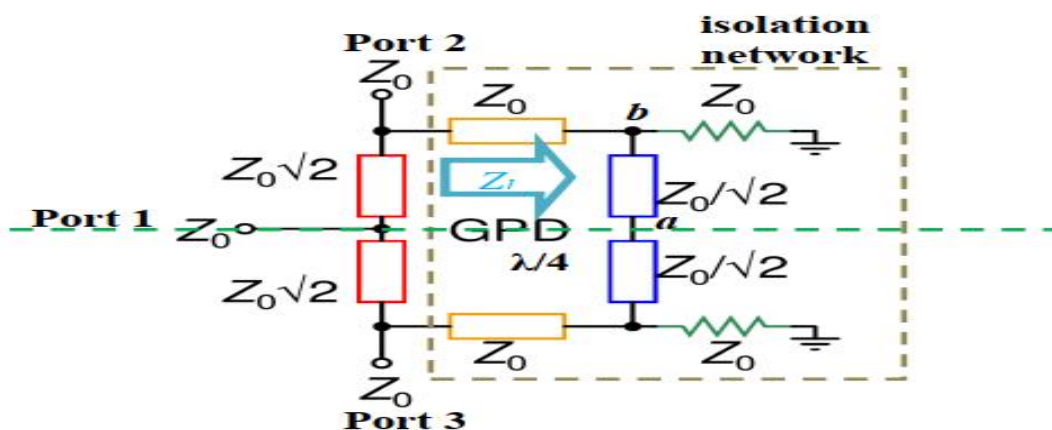


Figure II.6 : Un diviseur de puissance de Gysel bidirectionnel d'amplitude égale. [33]

Une comparaison entre les deux diviseurs montrés dans les figures Figure II.2 et Figure II.6 révèle que la résistance d'isolement trouvée dans le WPD est remplacée par un réseau d'isolation. Ce réseau est composé des lignes de transmission et des résistances connectées à la masse.

De même que le WPD, le GPD a une structure symétrique ; alors l'analyse en mode pair-impair peut être utilisée pour caractériser ce réseau. En plus, on prend que la partie de GPD mentionnée par une zone pointillée dans la Figure II.6 (réseau d'isolation) est équivalente à la résistance d'isolement dans le WPD pendant l'analyse en mode pair-impair.

Pour faire l'analyse, deux nœuds intermédiaires ont été désignés par 'a' et 'b' et un axe de symétrie a également été représenté (Figure II.6). Pendant l'analyse en mode pair, chaque point de l'axe de symétrie est en circuit ouvert, alors que pendant mode impair chaque point est court-circuité.

En mode pair, le point a est un circuit ouvert ce qui provoque un court-circuit apparaissant au point b en raison de la ligne verticale de quart d'onde (en bleu). Cela, à leur tour, force un circuit ouvert pour être transféré du point b au port 2, c'est-à-dire que l'impédance Z_l est considérée très grande. C'est exactement ce qui se passe dans un WPD. Don ; on peut dire que le fonctionnement des deux diviseurs WPD et GPD est équivalent en mode pair.

En mode impair, un court-circuit est apparaît au point a, ce qui provoque l'apparition d'un circuit ouvert au point b. En raison de la ligne en quart d'onde (ligne jaune), la résistance d'isolation Z_0 est transformé en $Z_l = Z_o^2/Z_0 = Z_o$.

De même, c'est exactement ce que les ports 2 et 3 sont reliée par une résistance dans un WPD. Ainsi, l'équivalence entre WPD et GPD est également présente en mode impair.

On note que l'équivalence entre une résistance d'isolement de WPD et le réseau d'isolation en boîte de GPD n'existe qu'à une seule fréquence, par conséquent, le GPD présente des performances moins que le WPD en termes de bande passante [33].

❖ Exemple :

La Figure II.7 montre un modèle d'un diviseur de Gysel proposé par [34]. La partie isolation est formée par une paire de lignes couplées où chaque extrémité de ces lignes est connectée à une résistance mise à la masse (R_1 , R_2). Le diviseur de puissance proposé est capable de contrôler une puissance élevée.

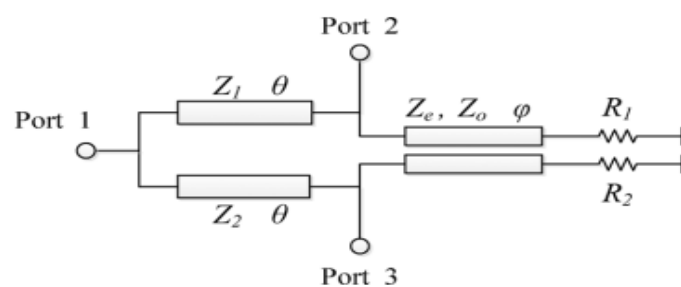


Figure II.1.7 : Schéma du diviseur de Gysel proposé par [34].

Pour faire l'analyse de ce diviseur, les deux mode pair-impair sont illustrés dans la figure suivante

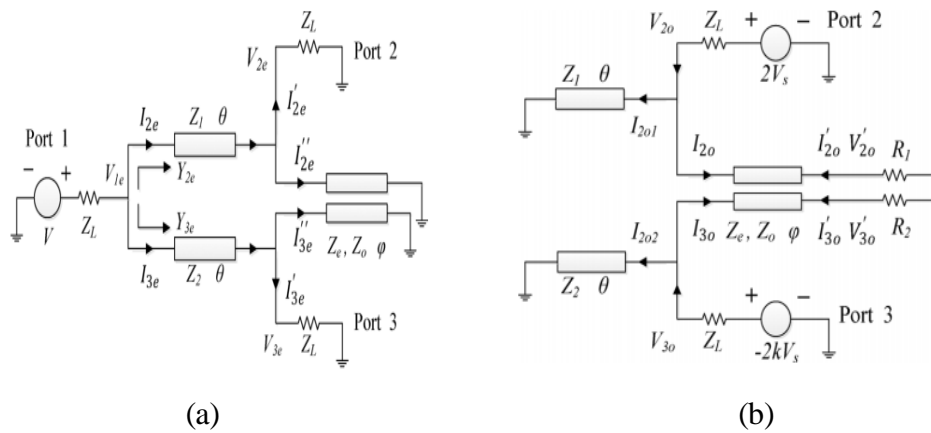


Figure II.8 : Circuit simplifié en mode pair en (a) et impair en (b).[33]

Le prototype de ce diviseur de Gysel est montré dans la figure suivante



Figure II.9 : photo du diviseur de Gysel proposé par [36].

II.2.3 Le diviseur de Bagley (BDP : Bagley Power Divider)

Le diviseur de Bagley est diviseur à trois ports. Ce diviseur été conçu pour améliorer les performances des différents diviseurs classiques (Wilkinson et Gysel). Dans [36]. Pour réduire la taille de la DBP multivoies, les lignes couplées sont conçues pour remplacer la ligne micro ruban classique.

Le BDP à $(2N + 1)$ voie est illustrée à la Figure II.10 (a) et son schéma équivalent en (b). on note que $Z_{m1e}, Z_{m2e}, Z_{1e} \dots Z_{ne}$ représentent les impédances caractéristiques des lignes couplées ; $Z_{m1o}, Z_{m2o}, Z_{1o} \dots Z_{no}$ représente les impédances caractéristiques impaires des lignes couplées ; $\theta_{m1}, \theta_{m2}; \theta_1 \dots \theta_n$ représentent respectivement les longueurs électriques des lignes couplées.

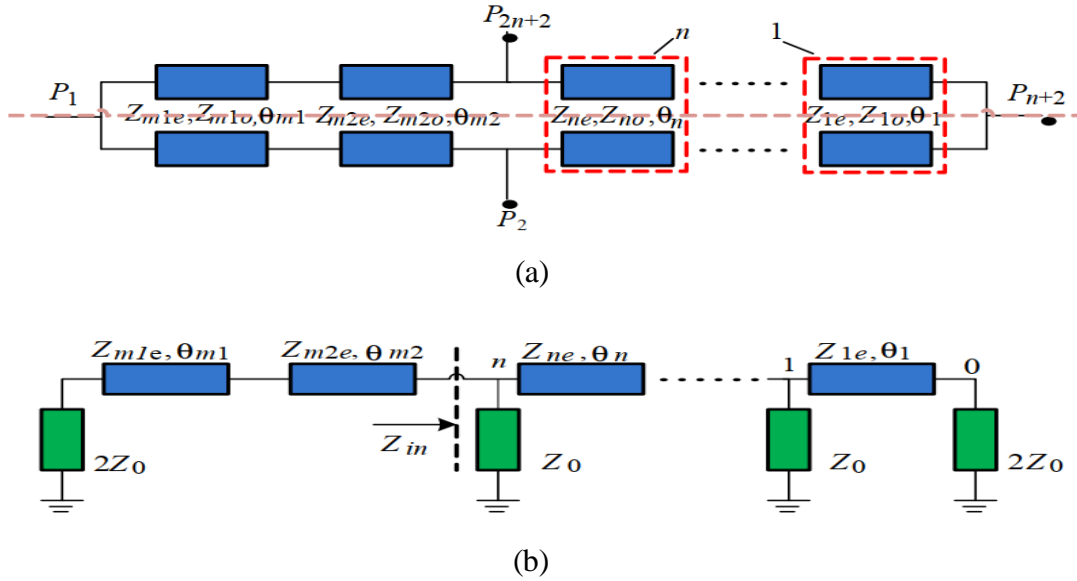


Figure II.10 : Schéma de principe d'un diviseur BPD en utilisant des lignes couplées en (a) et son circuit équivalent en (b).

De même, on note que ce BPD a une symétrie par rapport à la ligne centrale. Un circuit équivalent peut être tracé comme indiqué sur la Figure II.10 (b).

L'impédance caractéristique Z_0 des lignes connectées à tous les ports est généralement considéré 50Ω . La valeur 0 correspond au port de sortie opposé du port d'entrée, et r ($r = 1; 2 \dots n$) correspond au deux ports symétriques numéroté comme celle indiquée dans Figure II.10.a (du port opposé vers le port d'entrée).

À partir du circuit équivalent (Figure II.10.b), on peut montrer qu'on peut obtenir une grande adaptation au point 0 lorsqu'on prend $Z_{1e} = 2Z_0$, indépendamment de la longueur électrique θ_1 . Par la suite, on peut faire une adaptation, indépendamment à la longueur électrique θ_n , au prochain point dénoté par n , tout en exprimant Z_{ne} par l'équation (II.7)

$$Z_{ne} = \frac{2Z_0}{2N-1} \tag{II.7}$$

L'impédance d'entrée sur le côté droit du Z_{m2e} est alors

$$Z_{in} = \frac{2Z_0}{2N+1} \tag{II.8}$$

Pour aboutir un fonctionnement à double bande de fréquence, le tronçon de quart d'onde conventionnel doit être remplacé par deux autres lignes couplées.

Les impédances caractéristique (Z_{m1e}, Z_{m2e}) et les longueurs électriques (θ_{m1}, θ_{m2}) des deux lignes couplées peuvent être évaluées en utilisant les équations suivantes [38]

$$\theta_{m1} = \frac{p \cdot \pi}{q+1} \quad (\text{II.9})$$

$$\theta = \theta_{m1} = \theta_{m2} \quad (\text{II.10})$$

$$\alpha = \tan^2(\theta) \quad (\text{II.11})$$

$$Z_{m1e} = \sqrt{\sqrt{Z_{in} \cdot (2Z_0)^3 + \frac{2Z_0}{2\alpha} (Z_{in} - 2Z_0)^2} + \frac{2Z_0}{2\alpha} (Z_{in} - 2Z_0)} \quad (\text{II.12})$$

$$Z_{m2e} = \frac{2Z_0 Z_{in}}{Z_{m1e}} \quad (\text{II.13})$$

où p est un nombre entier arbitraire (généralement, $p = 1$) et q est le rapport entre la fréquence f_1 de la première bande et celle de la deuxième bande f_2 et est défini comme $f_2 = qf_1$.

Les équations (II.8) – (II.13) peuvent être utilisés pour obtenir les impédances du mode pair du diviseur BPD multivoies.

Dans le diviseur BPD, on s'intéresse par l'adaptation du port d'entrée et la quantité de puissance transmise au port de sortie. Une fois les impédances du mode pair sont fixées, les impédances correspondantes au mode impair sont obtenues, facilement.

La valeur de l'impédance en mode impair est proportionnellement liée avec l'espacement entre les lignes couplées. Pour une raison de faisabilité (réalisation), un compromis entre les valeurs d'impédances en mode impair et l'espacement entre les lignes couplées doit être pris en considération.

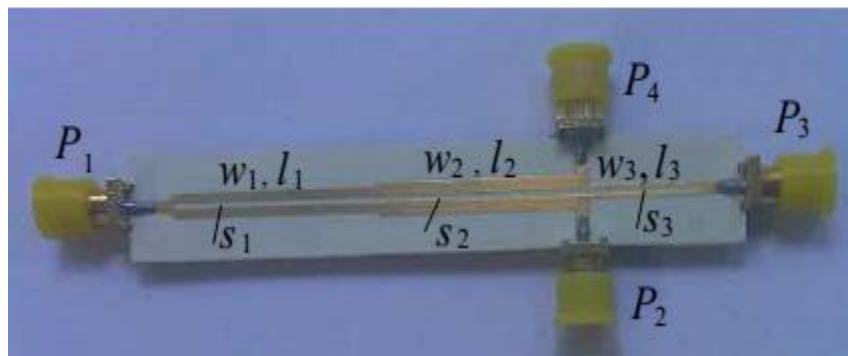


Figure II.11 : Une photo d'un diviseur de Bagley à 3 voies. [37]

II.3 Diviseurs de puissance 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 [8]. Dans ce cas, il est également nécessaire de fournir un degré d'isolation élevé entre les ports de sortie sur une bande de fréquence. La Figure II.12 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 .

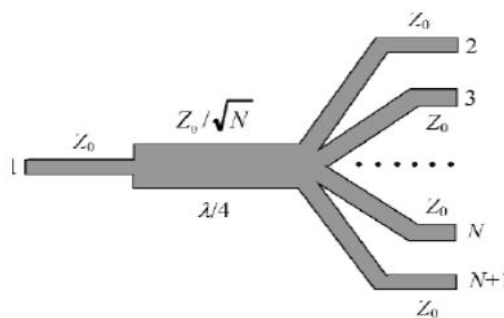


Figure II.12 : Diviseur de puissance à N voies [28]

Le diviseur de Wilkinson peut également être généralisé à un diviseur ou à un combineur à N voies [5], comme illustré à la Figure II.13. 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.

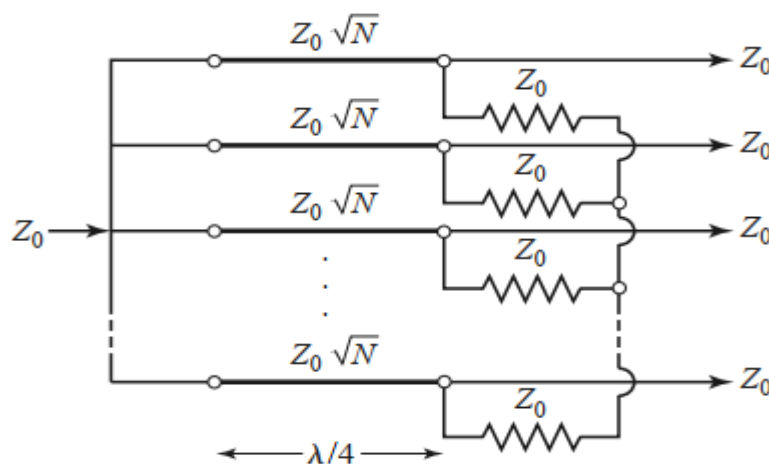


Figure II.13 : Un diviseur de puissance Wilkinson à division égale et à N voies.[28]

Le diviseur de Wilkinson peut également être réalisé avec plusieurs sections étagées, pour une bande passante accrue. Une photographie d'un réseau diviseur de Wilkinson à quatre voies est présentée à la Figure II.14

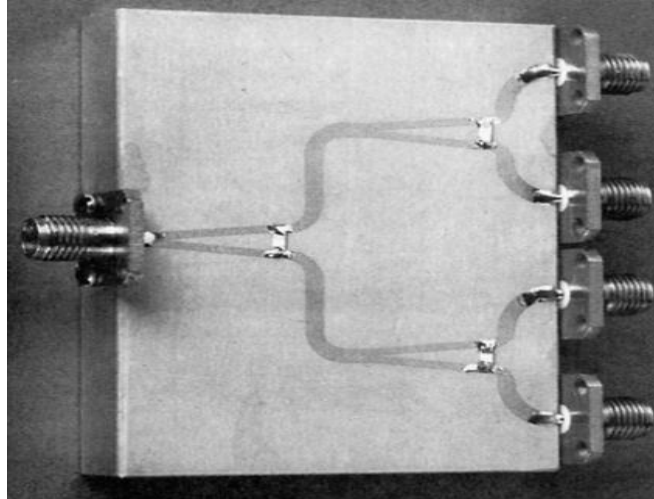


Figure II.14 : Photographie d'un diviseur de puissance à quatre voies en utilisant trois diviseurs de Wilkinson. [28]

II. 4 Quelques diviseurs de puissance et leurs applications

- *Diviseur de l'entreprise Motorola*

Pour des applications militaires, la compagnie Motorola a conçu un diviseur de puissance robuste à une entrée et deux sorties. Ce diviseur est opérationnel à la bande 1GHz (de fréquence 750 MHz à 1200 MHz) sous le nom D332LS avec +10 dBm N Type et un numéro de série PN : 58D09528V01.

Ce diviseur de puissance a un connecteur male de type N pour l'entrée et deux autres connecteurs femelle de type N pour la sortie. Ces caractéristiques et des autres rendent ce diviseur très performant dans les applications qui nécessitent la division de puissance.

Ces diviseurs sont aussi très utilisés dans les applications des réseaux mobiles.



Figure II.15 : Une photo d'un diviseur de puissance de Motorola .[39]

- **Diviseur de puissance de l'entreprise Pasternack**

Une autre grande entreprise connue par Pasternack conçoit des diviseurs de puissance pour différentes applications. On montre ici un exemple comme un produit RF de cette entreprise présenté dans un diviseur de puissance à 12 sorties et connu par 50Ohm 12 Way **BNC** (*Coaxial power splitter*).

Ce diviseur est opérationnel de la fréquence 2 MHz à 500 MHz avec une puissance d'entrée maximale de 1Watts. Tous les connecteurs (d'entrée et de même de sortie) sont de type femelle. Le présent diviseur est de conception réactive.

Il a une perte d'insertion de 0, un TOS (VSWR) est 1.5:1 et une isolation minimale de 25 dB.



Figure II.16 : Une photo d'un diviseur de puissance de Pasternack [40]

Le tableau suivant illustre les différentes caractéristiques fournies par le concepteur

Tableau II.1 : Les spécification du diviseur 50Ohm 12 Way BNC coaxial power splitter [40]

La spécification	
Série de connecteur In	BNC
Type de connecteur In	Femelle
Fréquence minimale	2 MHz
Fréquence maximale	500 MHz
Nombre des ports de sortie	12 Ports
Impédance d'entrée	50 Ohm
La puissance maximale d'entrée	1 Watts

Pour un plus de détail sur ce produit, vous pouvez consulter le site de cette compagnie.

II.5 Conclusion

Dans ce deuxième chapitre, on a vu quelques exemples concernant les diviseurs de puissance les plus utilisés dans le domaine RF et microondes. Parmi ces diviseurs, on cite le diviseur de Wilkinson et de Gysel. De même, une étude mathématique de différents exemples était faite avec une analyse en deux modes pair et impair de ce composant RF. A la fin de ce chapitre, quelques applications et des modèles réels sont présentés avec leurs spécifications et domaine d'applications.

Chapitre III

Etude paramétrique de quelque diviseur de puissance.

III.1 Introduction

Les deux chapitres précédents ont fait un état de l'art concernant les différents types des diviseurs de puissance et leur domaines d'applications. Parmi les diviseurs de puissance les plus utilisées dans le domaine de télécommunications (réseaux d'antennes, réseaux mobile, système radar, communications par satellite, applications militaires et de même le guidage des missiles) on peut citer le diviseur de Wilkinson et le diviseur de Gysel. Ces deux diviseurs sont ont une bande passante étroite et de grandes tailles, ce qui limitent leurs applications et leurs flexibilités dans le circuits hyperfréquences. Dans ce chapitre, on présente une étude paramétrique de ces deux diviseurs afin d'avoir une idée sur la liaison entre les dimensions physiques du composant avec ses caractéristiques en terme de la fréquence opérationnel et la largeur de bande.

III.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 (Antennes, filtres RF, des coupleurs, des diviseurs de puissance et des autres). Parmi ces simulateurs, on peut citer le FEKO, Ansoft Designer, le HFSS, ADS Momentum et le CST studio.

On va voir, dans ce mémoire, une étude paramétrique de quelques diviseurs de puissance en utilisant le simulateur l'ADS *Momentum* version 2019. Cette étude permet de voir l'effet des différents paramètres physiques (dimensions de diviseur conçu) sur les caractéristiques et les performances de ce diviseur. Ce simulateur a plusieurs espaces et interfaces de conception tels que le concepteur de schéma en utilisant des éléments passifs et actifs (*schematic designer*) et le concepteur des formes (*layout*). La génération d'une interface va produire la deuxième automatiquement. De même, vous pouvez créer un schéma de forme puis l'insérer dans l'interface des concepteurs des circuits afin d'ajouter des éléments passifs (résistances, inductance) ou des éléments actifs (diode PIN, ...).

L'interface de ce simulateur est illustrée dans la Figure III.1.

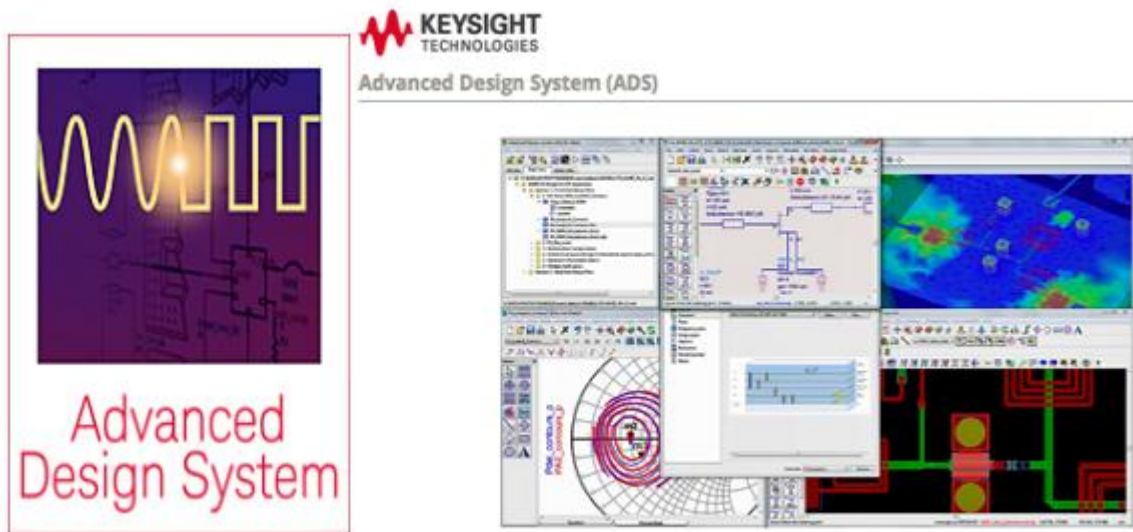


Figure III.1 : Une interface graphique du simulateur ADS momentum 2019. [44]

La version actuelle de ce simulateur est constituée d'un outil LineCalc, ce qui nous permet d'avoir une idée sur l'adaptation des différents ports et l'impédance d'entrée nécessaire avec les dimensions de la ligne de transmission (largeur w) et le substrat diélectrique. Cet outil est primordial pour les deux problèmes d'analyse et de synthèse. Cet outil est basé sur les équations de synthèse de Wheeler [42].

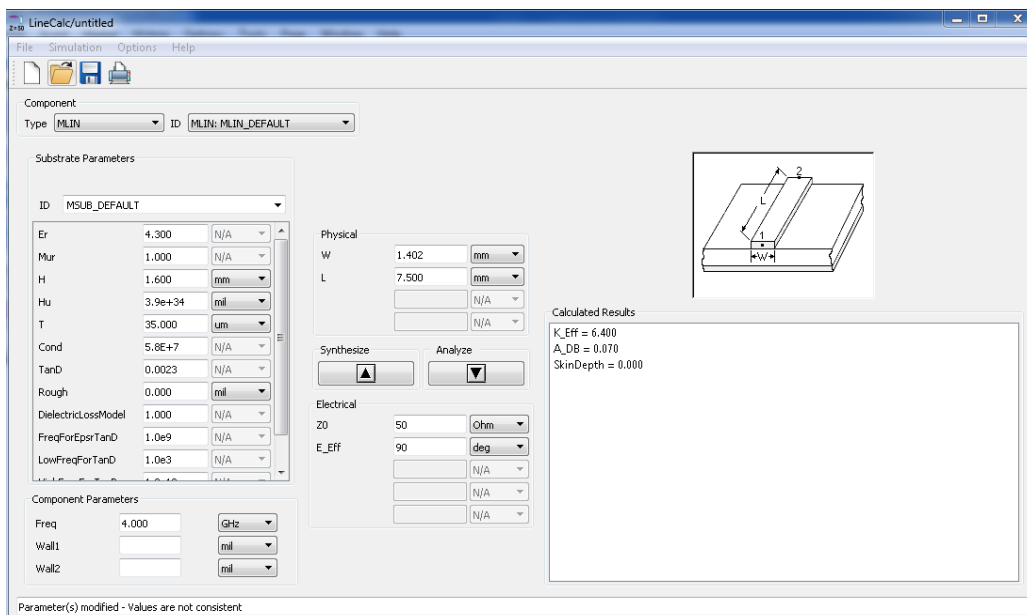


Figure III.2 : Une interface de l'outil LineCalc du simulateur ADS. [44]

III.3 Etude paramétrique d'un diviseur de puissance

Pendant l'étude paramétrique, on doit varier un seul paramètre physique et les autres paramètres doivent être fixés ce qui permet de voir l'effet de paramètre varié sur les caractéristiques du diviseur conçu. Parmi les caractéristiques prises en considérations ; on cite la fréquence de fonctionnement (à partir des paramètres S : le coefficient de réflexion) et la largeur de la bande passante et haute isolation entre les ports de sortie. L'objectif de cette étude paramétrique est de voir la possibilité d'avoir un diviseur de puissance opérationnel sur une bande de fréquence autour de 2.4 dédiée pour les applications WLAN.

III.3.1 Etude d'un diviseur de GYSEL :

III.3.1.1 La forme proposée

Initialement, on a choisi un diviseur/combineur de Gysel proposé par dans [45]. Ce combineur propose une solution qui permet d'augmenter la bande passante et de même d'augmenter la puissance d'application (High power PD). Sur la Figure III.3 est illustrée une représentation schématique du principe du combineur de Gysel.

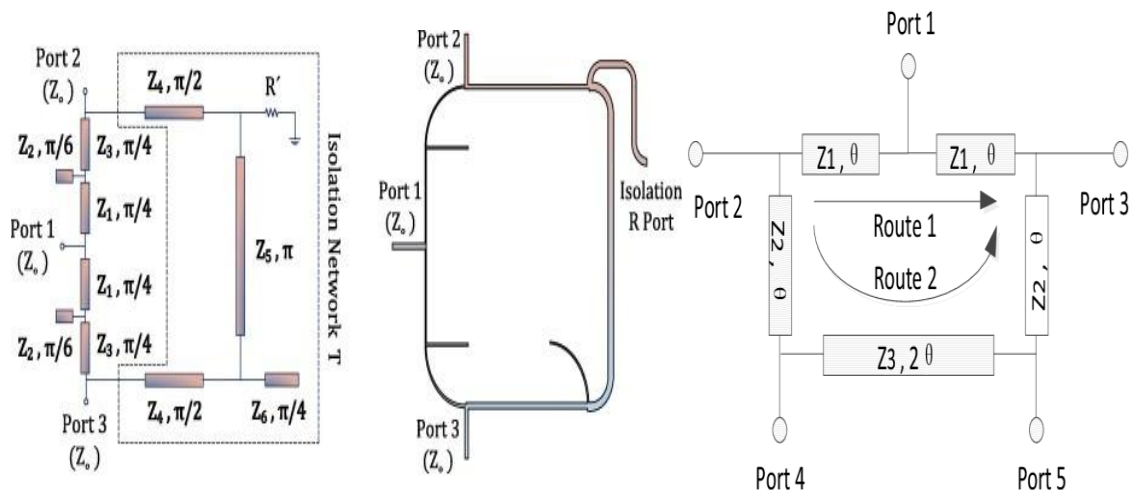


Figure III. 3 : Topologie simple de conception de Gysel à 2 ports[33]

Le diviseur de Gysel bi-bande est imprimé sur un substrat diélectrique de la matière FR4 de permittivité $\epsilon_r=4.3$ et $\epsilon_r=3.6$ pour un autre exemple. Le conducteur est de cuivre et avec une épaisseur de 35um et présente des pertes $\text{tg}(\delta)=0.0023$. Chaque diviseur a deux brins : l'un des brins est sous forme de méandre avec une longueur $L1= 13.6$ mm permettant d'accorder le diviseur de puissance sur la bande 1.45-3.558 GHz.

III.3.1.2 Géométrie du diviseur

En utilisant le simulateur ADS, le diviseur de Gysel présenté dans la Figure III.3 va prendre le schéma représentatif (layout) illustré dans la Figure III.4.

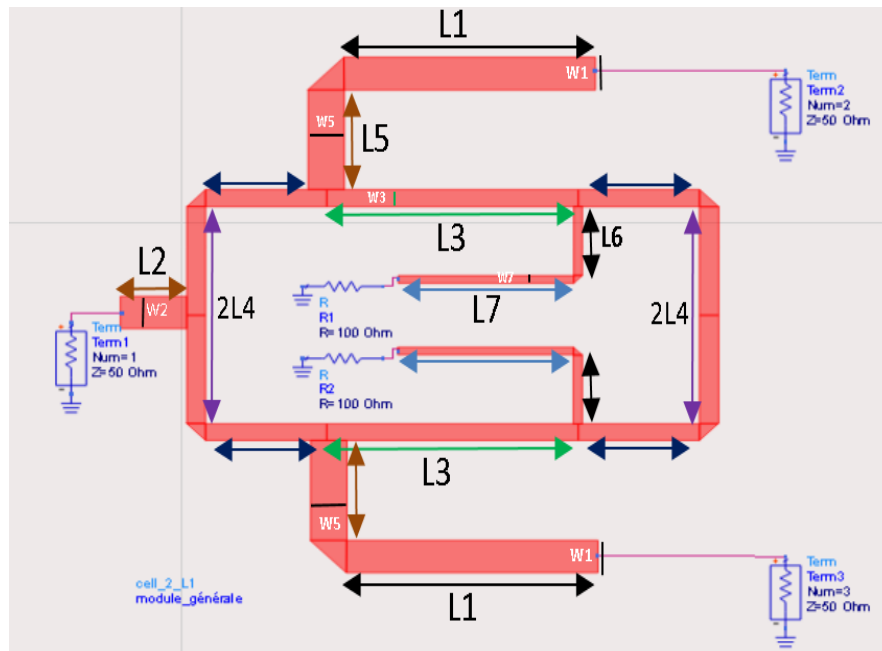


Figure III.4 : Un schéma représentatif du diviseur GPD en utilisant le simulateur ADS.

Les différentes dimensions de ce diviseur de Gysel sont tabulées dans le tableau suivant :

Tableau III.1 Les dimensions utilise par étude d'un diviseur de puissance de Gysel(GPD).

Diviseur de puissance	Paramètre		Valeurs (mm)	
GPD	L1	W1	22.8	3.30
	L2	W2	6	3.30
	L3	W3	22.8	1.70
	L4	W4	11	1.70
	L5	W5	6	3.30
	L6	W6	7	0.79
	L7	W7	15.92	0.79

La simulation de ce diviseur sera faite pour deux exemple. Le premier concernant un substrat de Permittivité relative $\epsilon_r=3.6$, alors que le deuxième utilise un substrat de $\epsilon_r=4.3$.

❖ *Premier exemple* ($\epsilon_r=3.6$)

Le substrat utilisé est FR4 ayant une permittivité $\epsilon_r=3.6$, La hauteur du substrat $h=1.524$ mm, l'angle de perte $\text{tg}(\alpha)=0.0013$ et le conducteur est du cuivre avec une épaisseur $T=0.035$ mm. Le coefficient de réflexion S_{11} est obtenu pour différents cas.

➤ **Effet de la variation de la largeur W_1**

On suppose que tous les variables citées dans le Tableau III.1 sont fixes alors on va varier seulement la largeur des ports de sortie W_1 . Les résultats trouvés sont illustrés dans la Figure III.5.

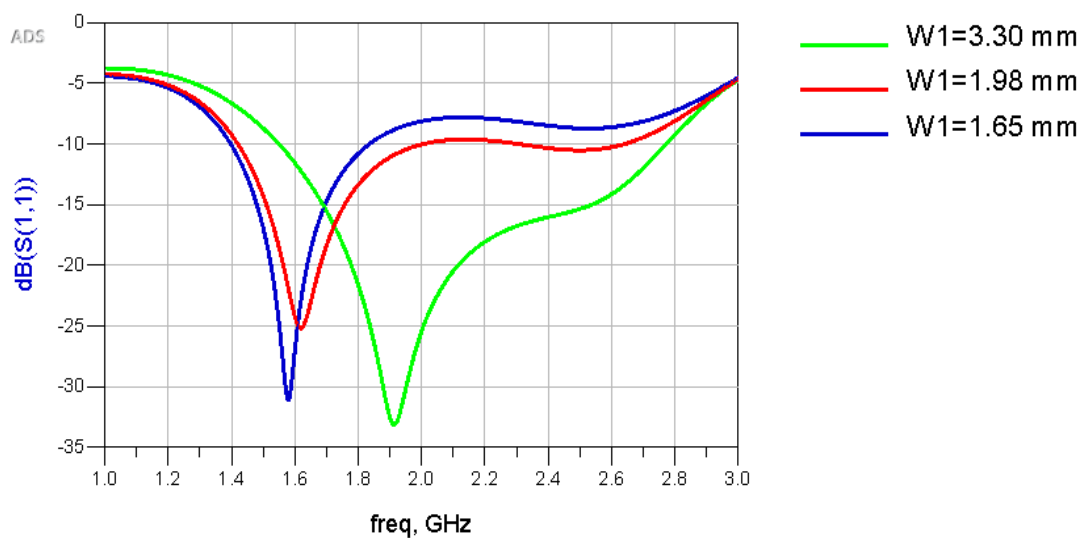


Figure III.5 : L'évolution du coefficient de réflexion S_{11} du diviseur montré dans Figure III.4 pour différentes valeurs de W_1 .

On voit que la variation de W_1 affecte fortement sur la valeur de la fréquence opérationnelle ce qui permet d'avoir un décalage en fréquence de 1.9 GHz à 1.58 GHz pour une variation de 3.30 mm à 1.65 mm dans W_1 . De même, la largeur W_1 affecte légèrement sur l'adaptation sur cette fréquence opérationnelle. Dans le même sens, la largeur de bande passante est proportionnelle à la valeur de W_1 .

➤ **Effet de la variation de la largeur W_2**

De même que l'exemple précédent, on va varier la largeur du port d'entrée W_2 alors que tous les autres variables sont fixes (Tableau III.1). On prend trois cas possibles ($W_2=3.30$ mm, $W_2=4.11$ mm et $W_2=5.77$ mm).

Les résultats trouvés sont mentionnés dans la Figure III.6

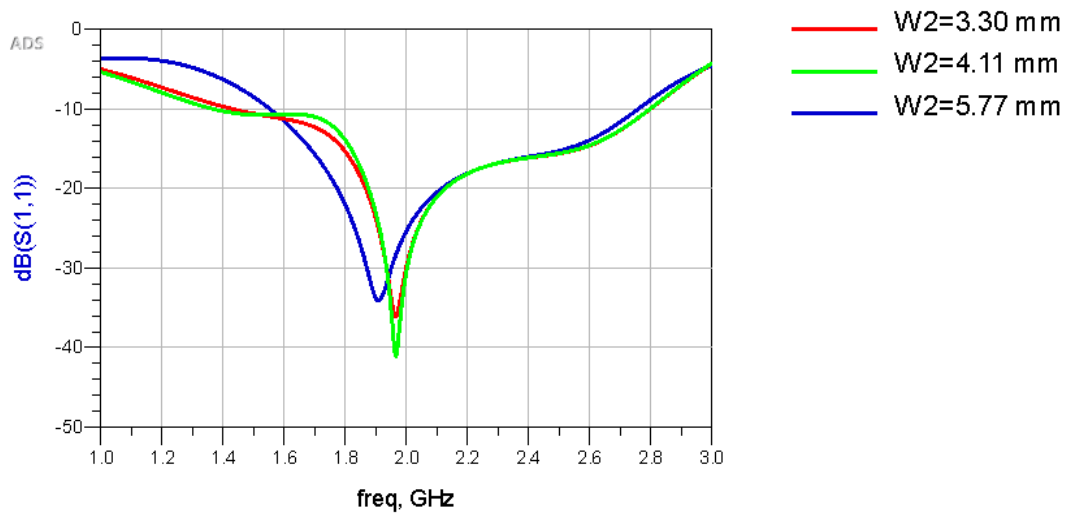


Figure III.6 : L'évolution du coefficient de réflexion S_{11} du diviseur montré dans Figure III.4 pour différentes valeurs de W_2 .

Au contraire du cas précédent (W_1), la variation de W_2 n'affecte que légèrement sur les trois caractéristiques principales (fréquence opérationnelle, l'adaptation à la fréquence opérationnelle et la largeur de la bande passante).

➤ **Effet de la variation de la largeur W_3**

Dans ce troisième cas, on va varier la largeur W_3 (largeur du résonateur en anneau). Les autres paramètres sont fixés (Tableau III.1). De même que les deux exemples précédents, on prend trois cas possibles ($W_3=1.70$ mm, $W_3=3.91$ mm et $W_3=5.95$ mm).

Après la simulation, les résultats trouvés sont illustrés dans la Figure III.7

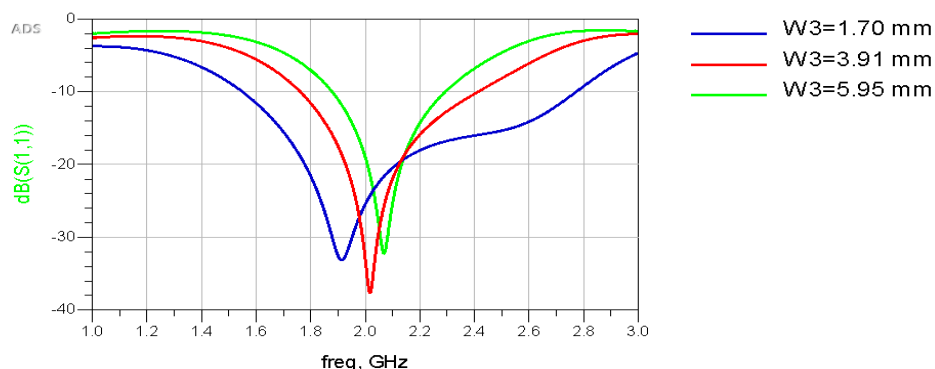


Figure III.7 : L'évolution du coefficient de réflexion S_{11} du diviseur montré dans Figure III.4 pour différentes valeurs de W_3 .

D'après les résultats de la Figure III.7, on constate que la largeur du résonateur en anneau W_3 n'affecte que sur la largeur de la bande passante d'où chaque augmentation dans la valeur de W_3 va produire une diminution dans la largeur de bande passante (inversement proportionnelle).

Note : on a déjà varié des autres paramètres tels que les longueurs L_1 et L_2 , mais on n'a pas vu une grande variation sur les caractéristiques du diviseur.

❖ *Deuxième exemple* ($\epsilon_r=4.3$)

Dans cet exemple ; le substrat utilisé est de matériau FR4 avec une permittivité de $\epsilon_r=4.3$, La hauteur du substrat est toujours fixée à $h=1.6$ mm, l'angle de perte $\text{tg}(\alpha)=0.0023$ et le métal est du cuivre avec une épaisseur $T=0.035$ mm. De même que le premier exemple, on va prendre trois cas possible. Dans chaque cas, les coefficients de réflexion trouvés seront présentés.

➤ **Effet de la variation de la largeur W_1**

De même que l'exemple précédent, on va varier W_1 où les autres variables sont fixes. La figure suivante présente le coefficient S_{11} trouvé pour trois cas possible.

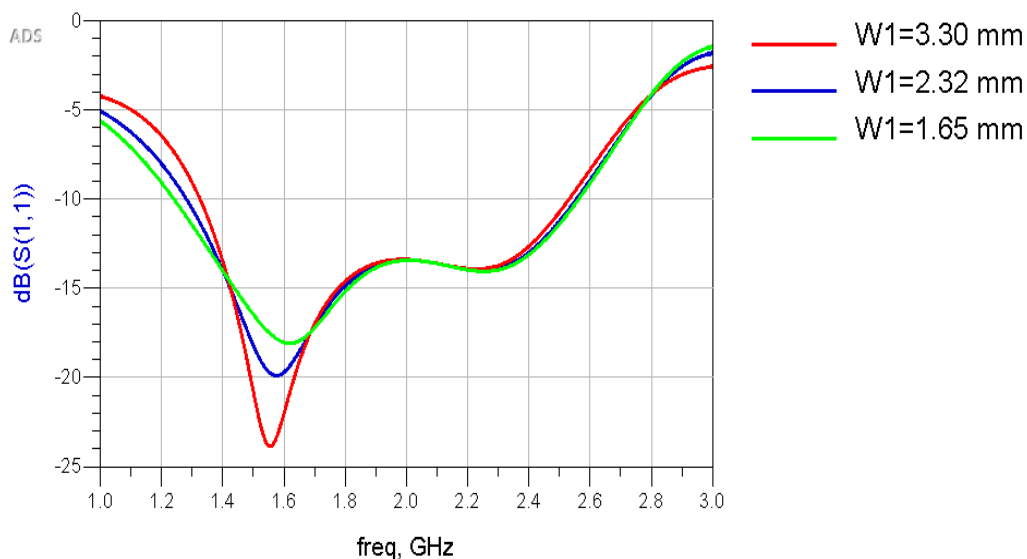


Figure III.8 : L'évolution du coefficient de réflexion S_{11} du Gysel avec un substrat de $\epsilon_r=4.3$ pour différentes valeurs de W_1 .

➤ Effet de la variation de la largeur W_2

De cet exemple, on va varier W_2 où les autres variables sont fixes. La figure suivante montre le coefficient S_{11} trouvé pour trois cas possible.

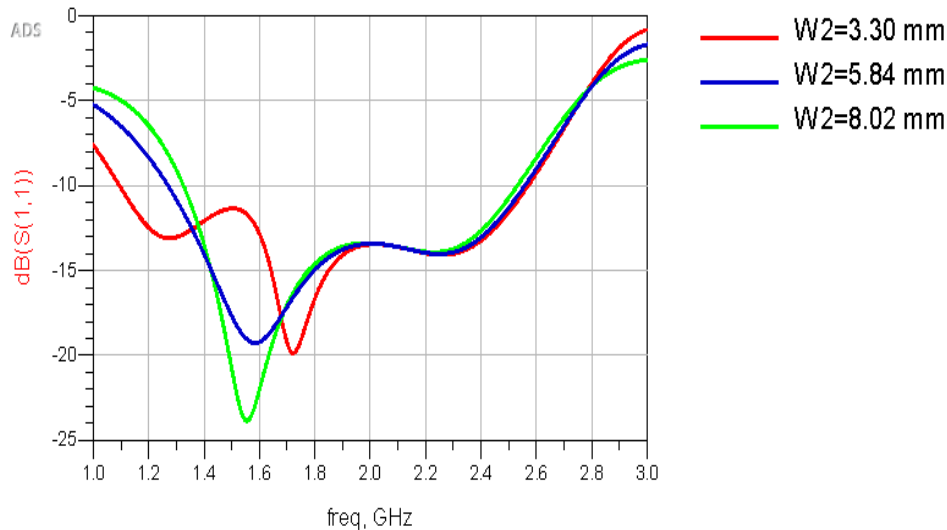


Figure III.9 : L'évolution du coefficient de réflexion S_{11} du Gysel avec un substrat de $\epsilon_r=4.3$ pour différentes valeurs de W_2 .

➤ Effet de la variation de la largeur W_3

De même que l'exemple précédent, on ne varie que W_3 alors que les autres variables sont fixes. La figure III.10 présente le coefficient S_{11} trouvé pour trois cas possible.

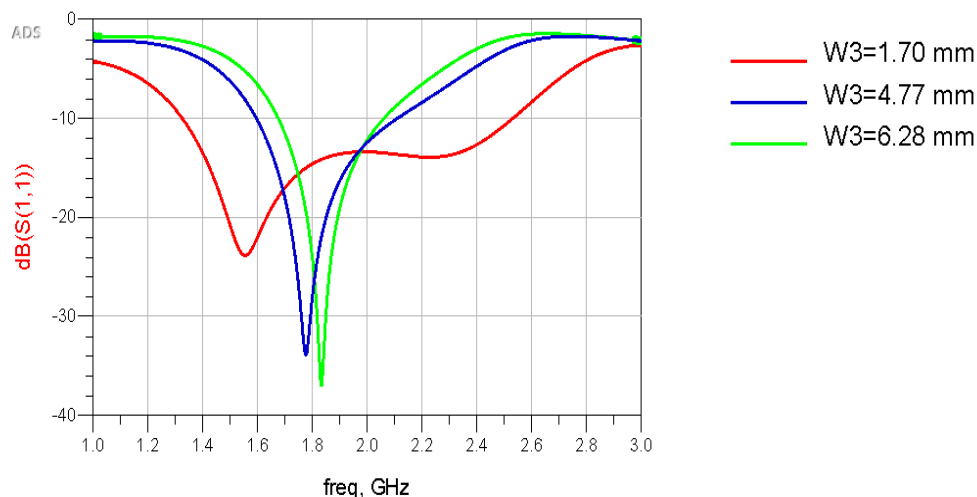


Figure III.10 : L'évolution du coefficient de réflexion S_{11} du Gysel avec un substrat de $\epsilon_r=4.3$ pour différentes valeurs de W_3 .

La largeur de bande obtenue pour ce type de combineur est de l'ordre de 20%-50% autour de la fréquence centrale 2 GHz.

On peut constater à partir des résultats trouvés dans les trois figures précédentes (Figure III.8- Figure III.10) que : w_1 affecte fortement sur l'adaptation à la fréquence opérationnelle tandis que la variation W_2 et W_3 affecte sur la bande passante (proportionnellement inverse) et l'adaptation sur la fréquence opérationnelle.

III.3.2 Etude d'un diviseur de WILKINSON (WPD)

➤ La forme proposée

Pour le diviseur de Wilkinson, on a choisi la forme connue comme celle indiquée dans la Figure III.11

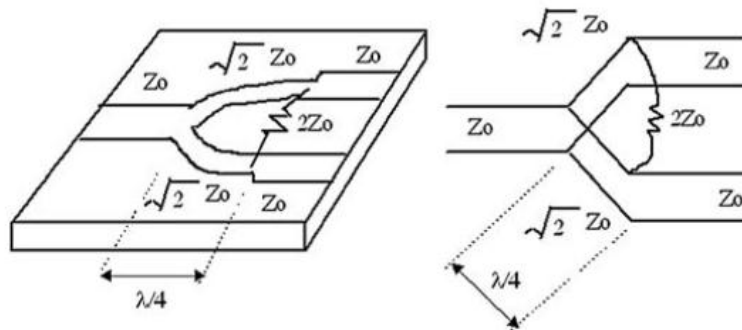


Figure III.11 : Topologie simple d'un diviseur de puissance à 2 ports[28]

En utilisant le simulateur ADS Momentum, on a créé le schéma électronique d'un diviseur de Wilkinson (Figure III.12).

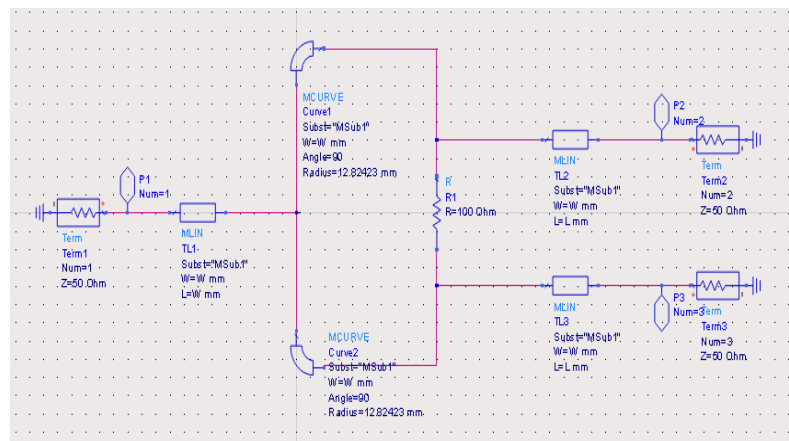


Figure III.12 : Un schéma de module du diviseur WPD en utilisant le ADS.

Le substrat utilisé est de type FR4 (*Flame Resistant 4*) avec une permittivité relative $\epsilon_r=4.3$. La hauteur du substrat $h=1.6$ mm, l'angle de perte $tg(\alpha)=0.0023$ et le métal est du cuivre avec une épaisseur $T=35$ μ m.

➤ **Layout**

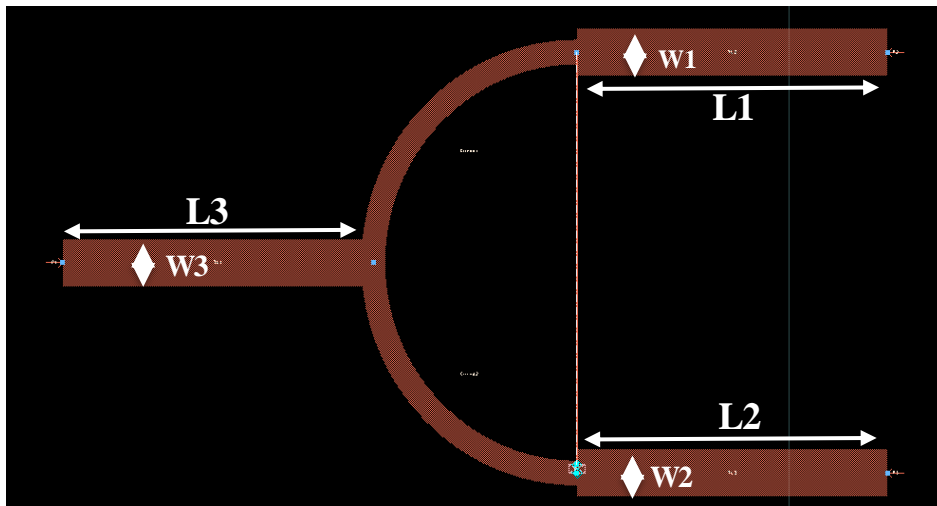


Figure III.13 : Le schéma imprimé du diviseur de Wilkinson généré par le ADS.

Les différentes dimensions du diviseur conçu sont illustrées dans le tableau suivant

Tableau III.2 : Les dimensions d'un diviseur de puissance (WPD).

Diviseur de puissance	Paramètres	Valeurs (mm)
WPD	$L1 = L2 = L3$	7.50
	$W1 = W2 = W3$	1.4023

➤ **Etude paramétrique**

De même que pour le diviseur de Gysel, la simulation de ce diviseur sera faite pour deux exemple. Le premier concernant un substrat de Permittivité relative $\epsilon_r=3.6$, alors que le deuxième utilise un substrat de $\epsilon_r=4.3$.

❖ **Premier exemple** ($\epsilon_r=3.6$)

Le substrat diélectrique utilisé est de type FR4 avec une permittivité relative $\epsilon_r=3.6$. L'épaisseur de ce substrat est 1.6mm, l'angle de perte $tg(\alpha)=0.0013$ et l'épaisseur du cuivre est $T=35\mu m$. L'évolution du coefficient de réflexion S_{11} est illustrée pour les différents cas possibles. On va varier un seul paramètre (longueur L_i) où les autres paramètres sont fixés comme celles tabulés dans Tableau III.2.

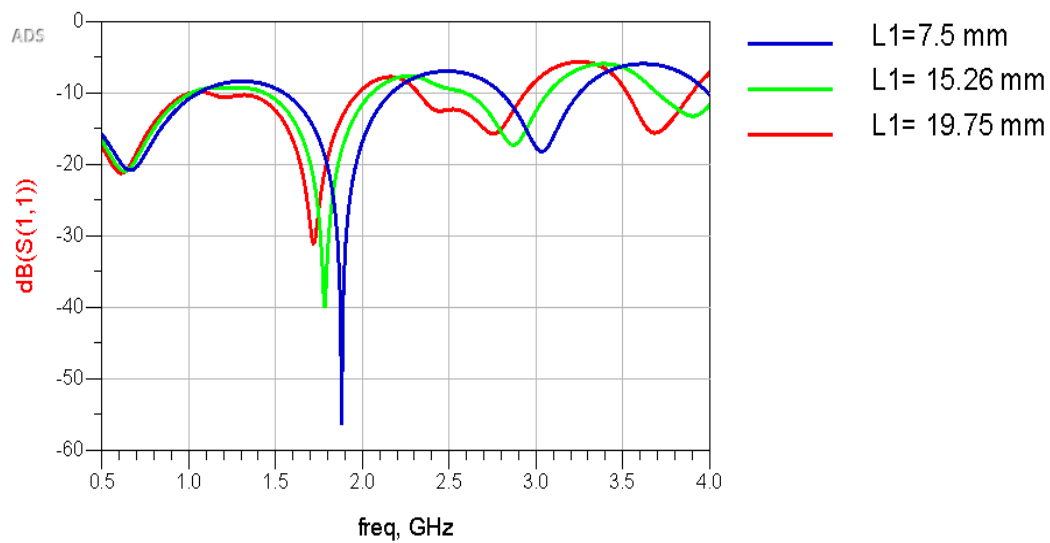
➤ Effet de la variation de la longueur L_1 

Figure III.14 : L'évolution du coefficient S_{11} du Wilkinson avec un substrat de $\epsilon_r=3.6$ pour différentes valeurs de L_1 .

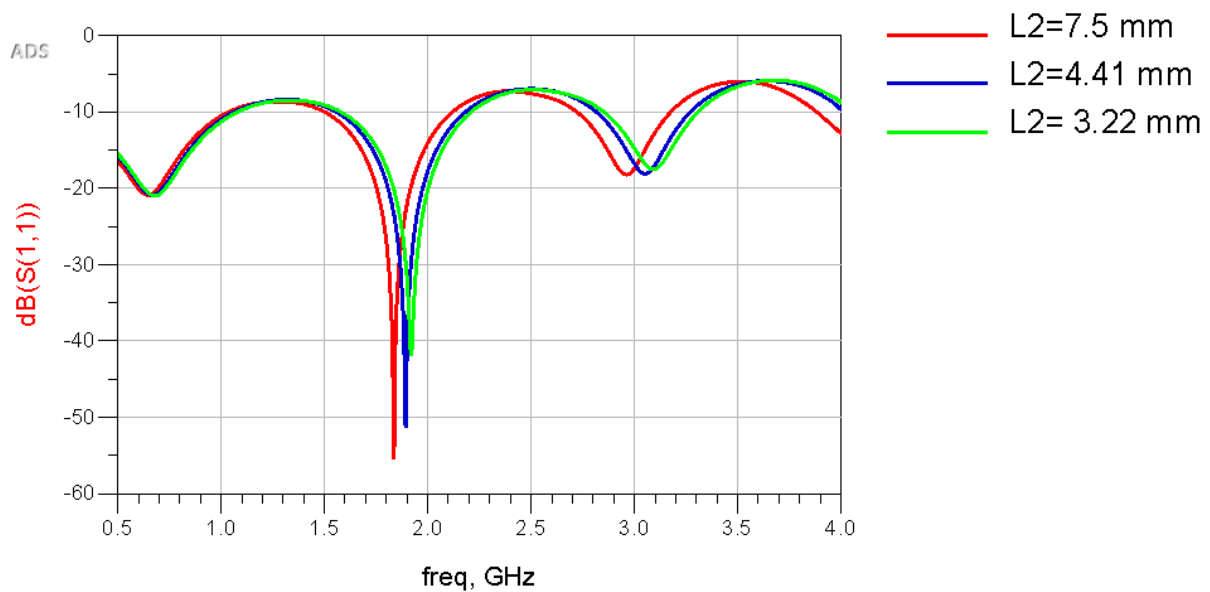
➤ Effet de la variation de la longueur L_2 

Figure III.15 : L'évolution du coefficient S_{11} du Wilkinson avec un substrat de $\epsilon_r=3.6$ pour différentes valeurs de L_2 .

➤ Effet de la variation de la longueur L_3

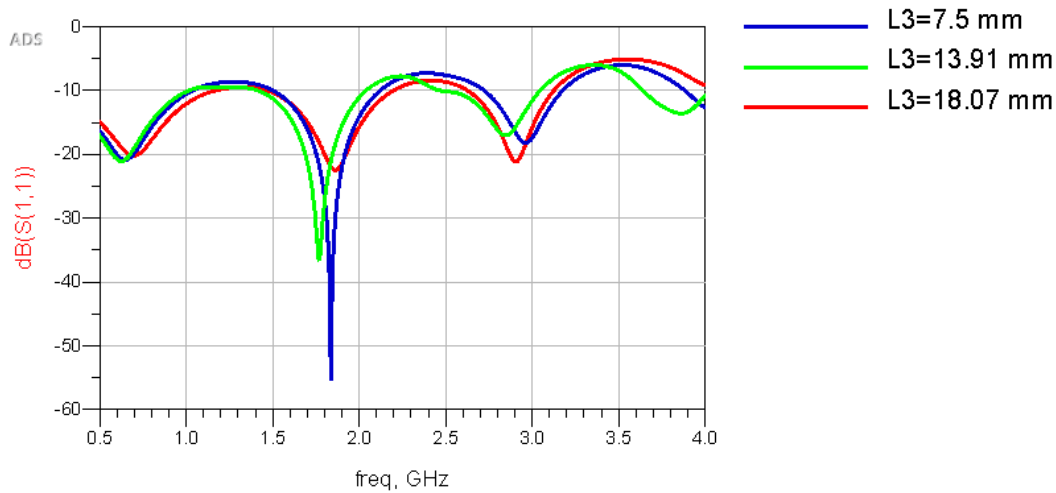


Figure III.16 : L'évolution du coefficient S_{11} du Wilkinson avec un substrat de $\epsilon_r=3.6$ pour différentes valeurs de L_3 .

D'après les trois cas étudiés dans ce premier exemple, on constate que la longueur L dans chaque port d'accès affecte sur la fréquence opérationnelle et de même sur l'adaptation à la fréquence opérationnelle elle-même.

❖ *Deuxième exemple* ($\epsilon_r=4.3$)

Le substrat diélectrique utilisé pour cet exemple est de type FR4 avec une permittivité relative $\epsilon_r=4.3$. Les autres paramètres sont similaires au premier exemple.

➤ Effet de la variation de la longueur L_1

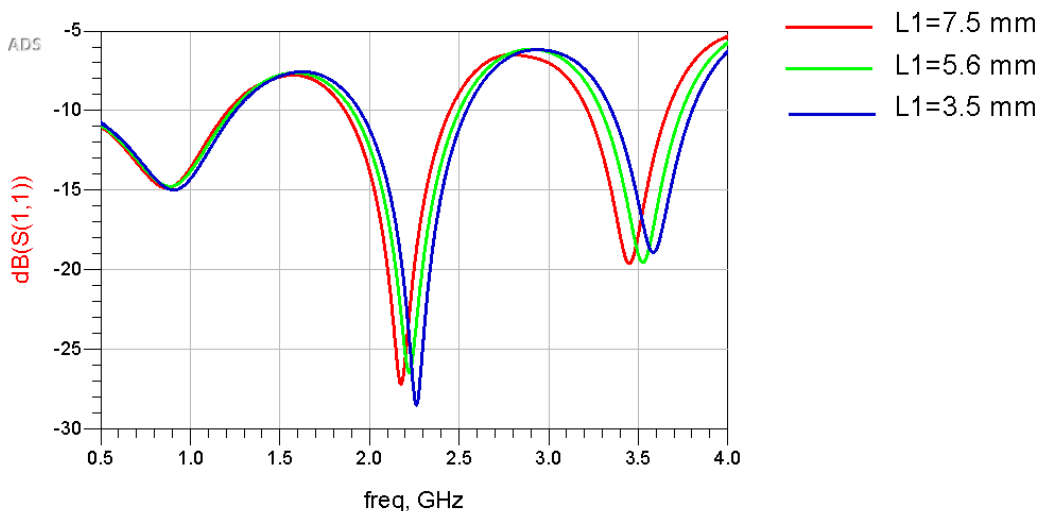


Figure III.17 : L'évolution du coefficient de réflexion S_{11} du WPD avec un substrat de $\epsilon_r=4.3$ pour différentes valeurs de L_1 .

➤ Effet de la variation de la longueur L_2

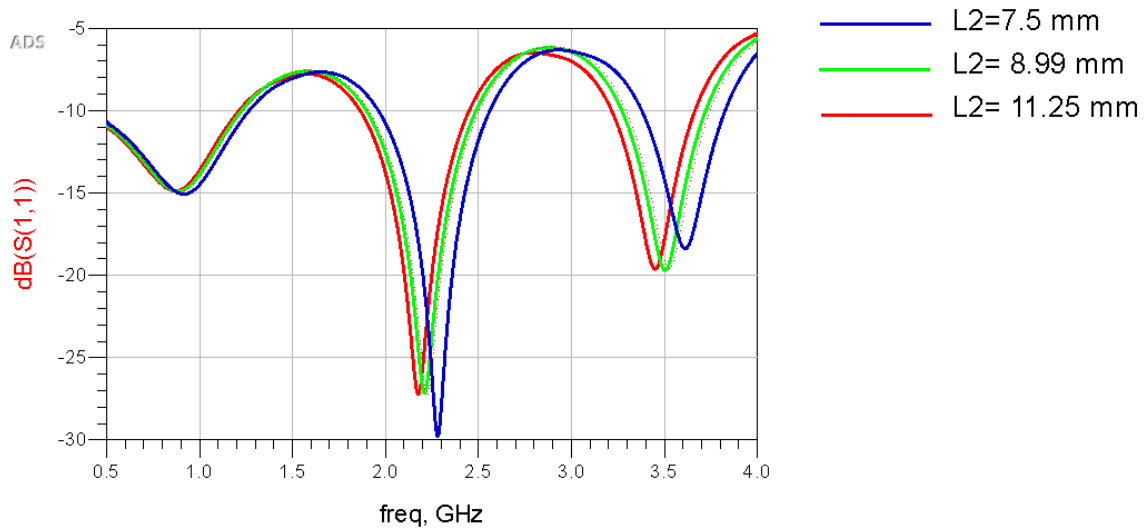


Figure III.18 : L'évolution du coefficient de réflexion S_{11} du WPD avec un substrat de $\epsilon_r=4.3$ pour différentes valeurs de L_2 .

On voit que la valeur de la fréquence opérationnelle est proportionnellement inverse avec la valeur de la longueur L_2 .

➤ Effet de variation de la longueur L_3

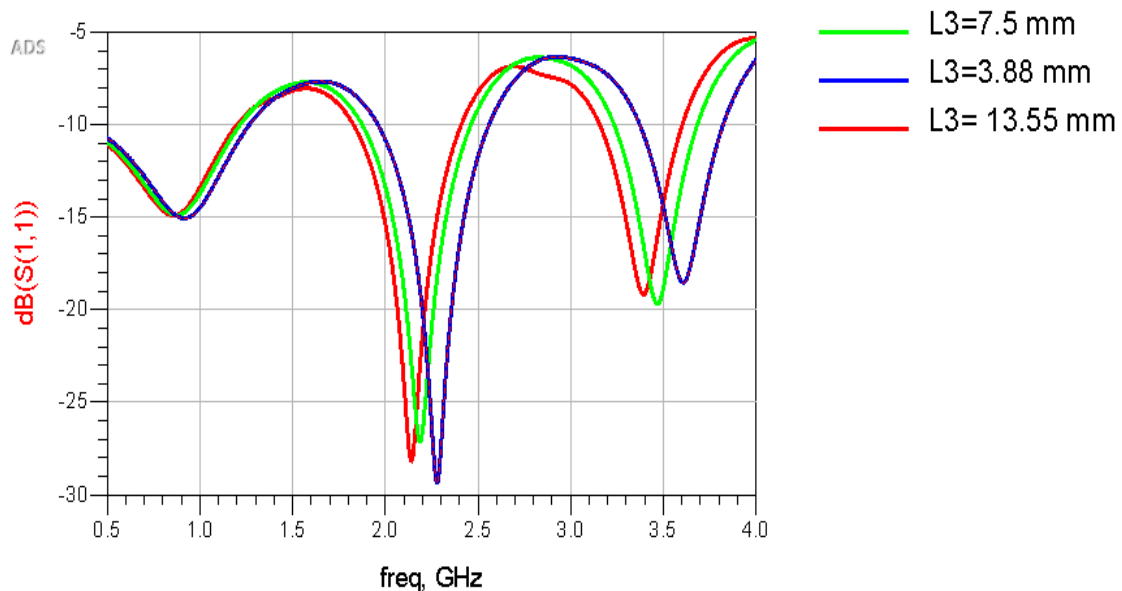


Figure III.19 : L'évolution du coefficient de réflexion S_{11} du WPD avec un substrat de $\epsilon_r=4.3$ pour différentes valeurs de L_3 .

De même pour ce deuxième exemple, la longueur L dans chaque port d'accès i affecte sur la fréquence opérationnelle et de même sur l'adaptation à la fréquence opérationnelle elle-même.

III.3.2 Etude d'un diviseur de Wilkinson à méandres

Dans cet étude paramétrique d'un diviseur de Wilkinson à méandre, on va commencer par un diviseur avec un seul méandre puis on va augmenter le nombre de ces méandres d'une manière symétrique entre les deux ports de sortie. Alors, on va voir l'effet du nombre des méandres sur l'évolution des différents paramètres S.

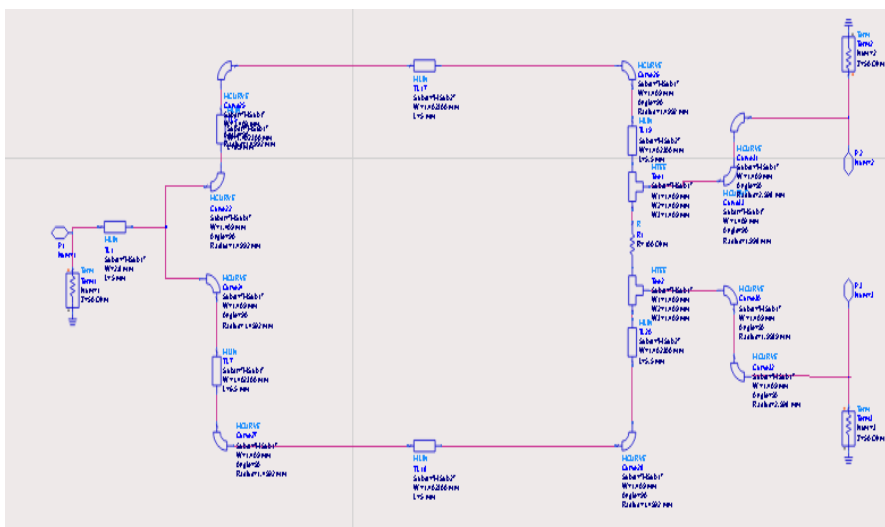


Figure III.20 : Un schéma du diviseur WPD en utilisant le ADS.

Le substrat utilisé est de type FR4 avec une permittivité relative $\epsilon_r=4.3$. La hauteur du substrat $h=1.6$ mm, l'angle de perte $tg(\alpha)=0.0023$, le métal est du cuivre avec une épaisseur $T=35$ um.

Etape 1 : WPD avec un seul méandre

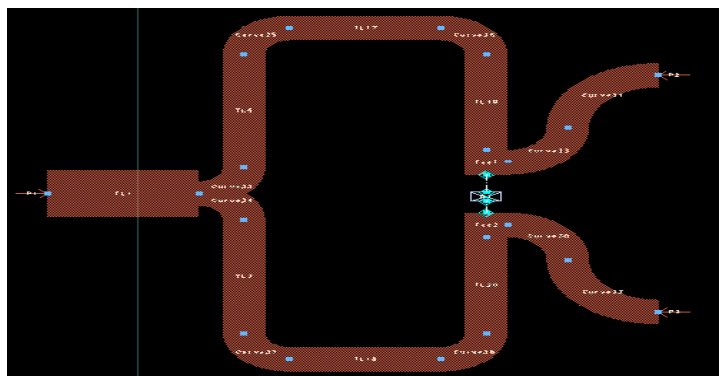


Figure III.21 : Le circuit imprimé d'un diviseur de Wilkinson avec un seul méandre.

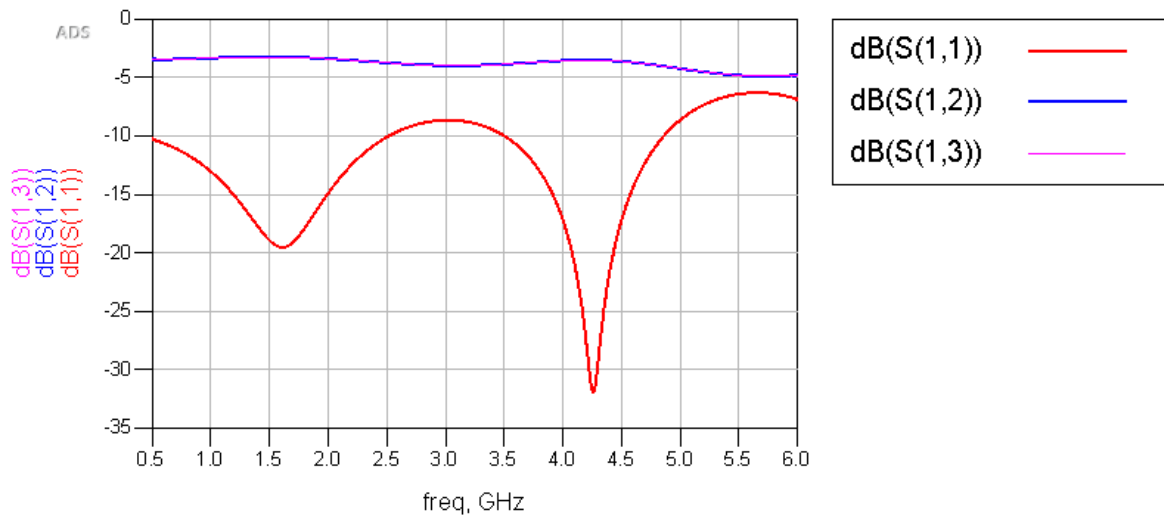


Figure III.22 : L'évolution des différents paramètres S du WPD avec un seul méandre.

Etape 2 : WPD avec deux méandres

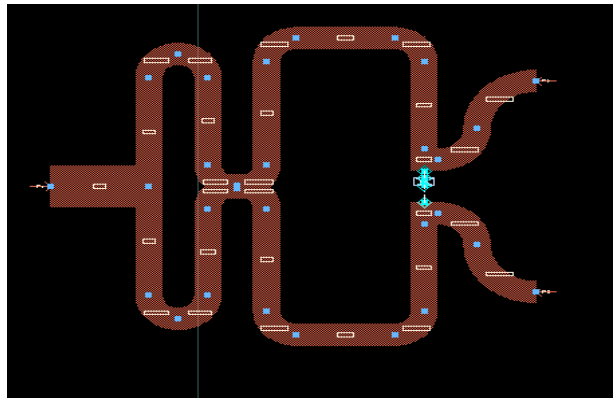


Figure III.23 : Le circuit imprimé (layout) d'un diviseur de Wilkinson avec deux méandres

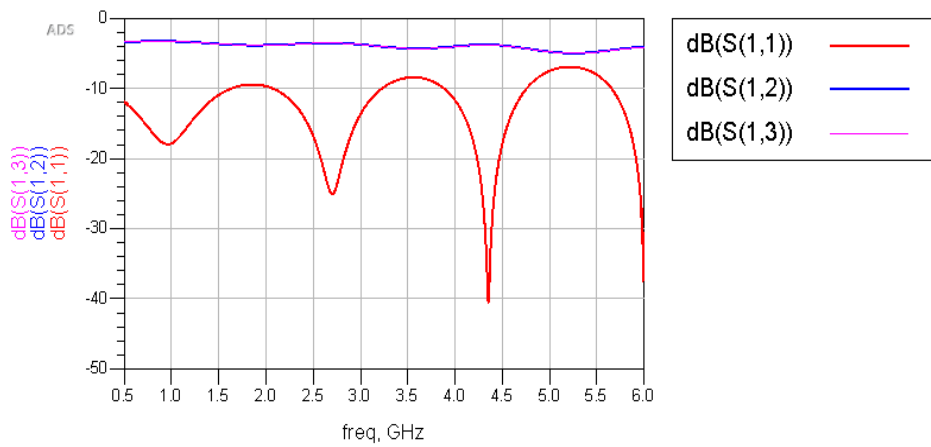


Figure III.24 : L'évolution des différents paramètres S du WPD avec deux méandres

Etape 3 : WPD avec trois méandres

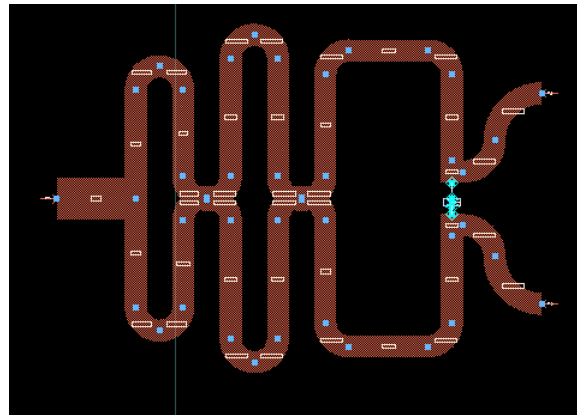


Figure III.25 : Le circuit imprimé (layout) d'un diviseur de Wilkinson avec trois méandres

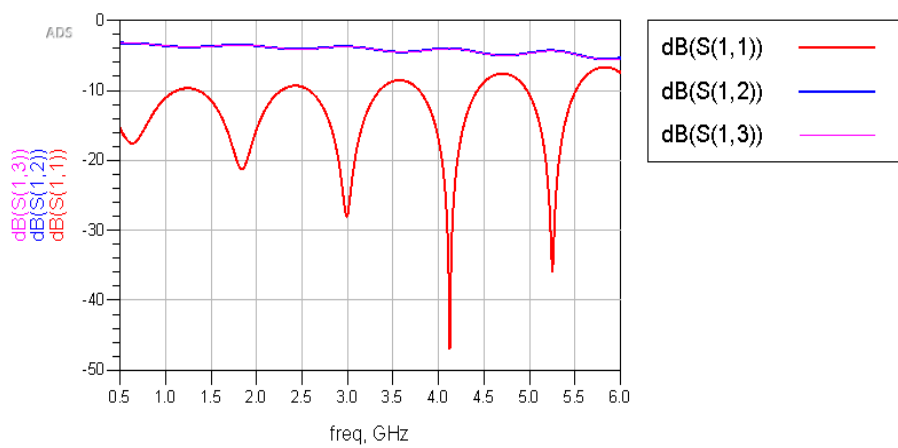


Figure III.26 : L'évolution des différentes paramètres S du WPD avec trois méandres

Etape 3 : WPD avec quatre méandres

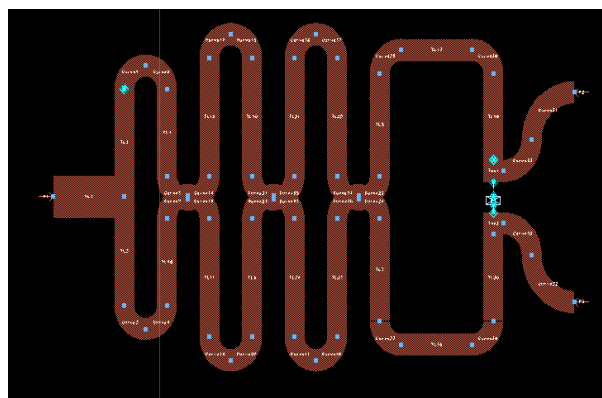


Figure III.27 : Le circuit imprimé (layout) d'un diviseur de Wilkinson avec quatre méandres [42]

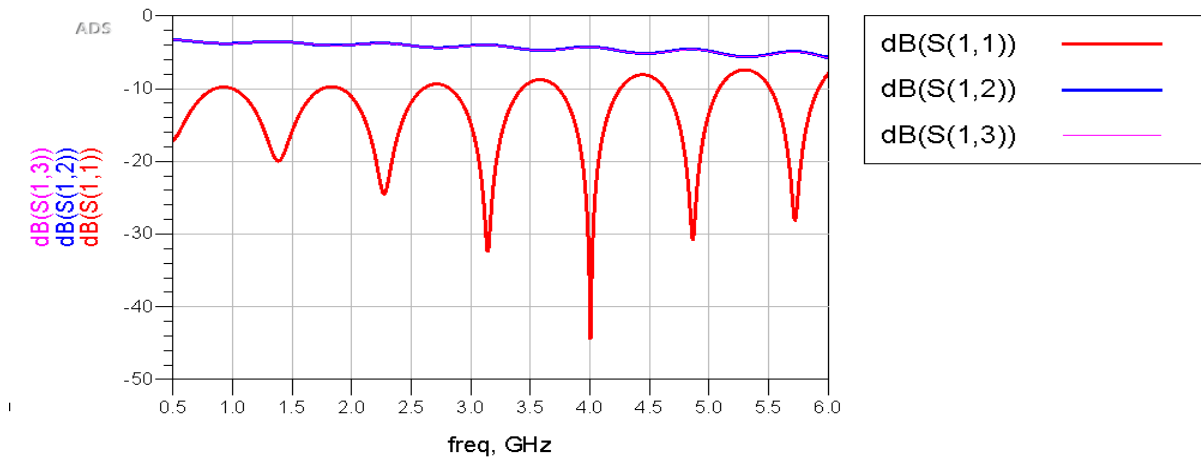


Figure III.28 : L'évolution des différents paramètres S du WPD avec quatre méandres.

Étape 5 : WPD avec cinq méandres

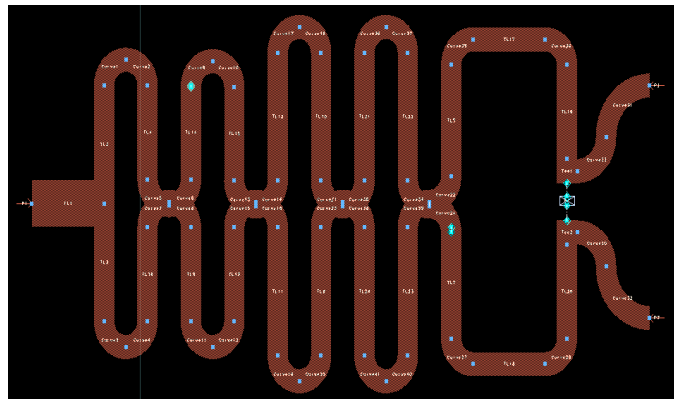


Figure III.29 : Le layout d'un diviseur de Wilkinson avec cinq méandres.

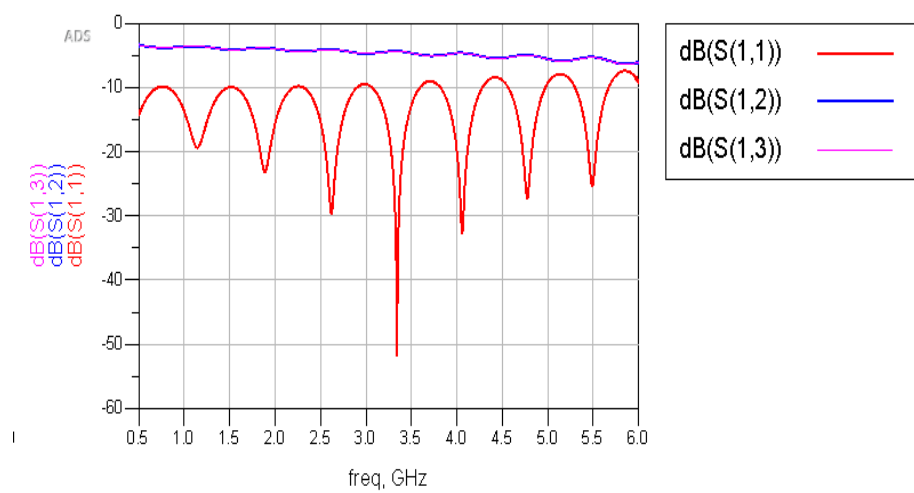


Figure III.30 : L'évolution des différents paramètres S du WPD avec cinq méandres

D'après cet étude paramétrique d'un diviseur de Wilkinson, on constate que le nombre des méandres affecte directement sur l'apparition des autres fréquences opérationnelle. C'est-à-dire, chaque méandre joue un rôle d'un résonateur.

III.4 Conclusion

Dans ce chapitre, on a fait une étude paramétrique des deux types de diviseurs de puissance (Gysel & Wilkinson). Pour les deux diviseurs, on a vu que les paramètres variés (largeur W) affecte sur les différentes caractéristiques en termes de la fréquence opérationnelle, la bande passante et l'adaptation à la fréquence opérationnelle elle-même. Dans le même sens, une troisième étude paramétrique concernant le diviseur de Wilkinson à méandres était faite.

Chapitre IV
L'optimisation d'un
diviseur de puissance
bi-bande à quatre
ports.

IV.1 Introduction

Le domaine de la communication sans fil a connu des changements révolutionnaires au cours de la dernière décennie avec l'évolution de la communication cellulaire 2G, 3G, Bluetooth, WLAN, etc. L'industrie actuel de la communication sans fil a connu un grand développement qui ont conduit à l'utilisation des composants RF (radio fréquence) dans plusieurs bandes de fréquences. Beaucoup de circuits bi-bande tels que les diviseurs de puissance [2], des antennes [3], des filtres RF [4-6], des coupleurs [7-8] ont été développés. Les diviseurs de puissance constituent l'un des principaux circuits passifs les plus utilisés principalement dans l'industrie des micro-ondes et de la technologie mobile.

Dans le chapitre précédent, on a fait une étude paramétrique de quelques diviseurs de puissance tels que le diviseur de Wilkinson et de Gysel. Cette étude paramétrique nous permet d'avoir une idée sur l'effet de différents paramètres physiques sur les caractéristiques d'un diviseur surtout sa fréquence opérationnelle.

Dans ce chapitre, les diviseurs de puissance sont conçus pour les applications des réseaux locaux sans fil (WLAN). Notre objectif est de concevoir un diviseur de Wilkinson à quatre ports de sortie intégrables dans systèmes bi-bande (aux deux bande de fréquences WLAN 1 : 2.45 GHz & WLAN 2 : 5.8 GHz). Pour atteindre à notre objectif, on doit optimiser les différents paramètres de ce diviseur. L'optimisation est une tâche remplie par le simulateur ADS Momentum.

IV.2 La technologie WLAN

- **La bande ISM**

Les bandes industrielles, scientifiques et médicales (ISM) sont des bandes radioélectriques réservées, au niveau international, pour l'utilisation de l'énergie des radiofréquences (RF) à des applications industrielles, scientifiques et médicales. Les bandes ISM sont définies par la Commission Fédérale de Communications ou FCC (*Federal Communications Commission*) et sont gratuites.

La technologie WLAN utilise l'OFDM comme une technique d'accès multiple (sauf la norme 11b). La distance maximale pour la communication est de 100 mètres. La technologie WLAN communique dans les bandes ISM (2,4 GHz et 5 GHz), disponibles partout dans le monde.

Elle est particulièrement optimisée pour les technologies IP et Ethernet, et parfaitement adaptée à l'accès Internet sans fil.

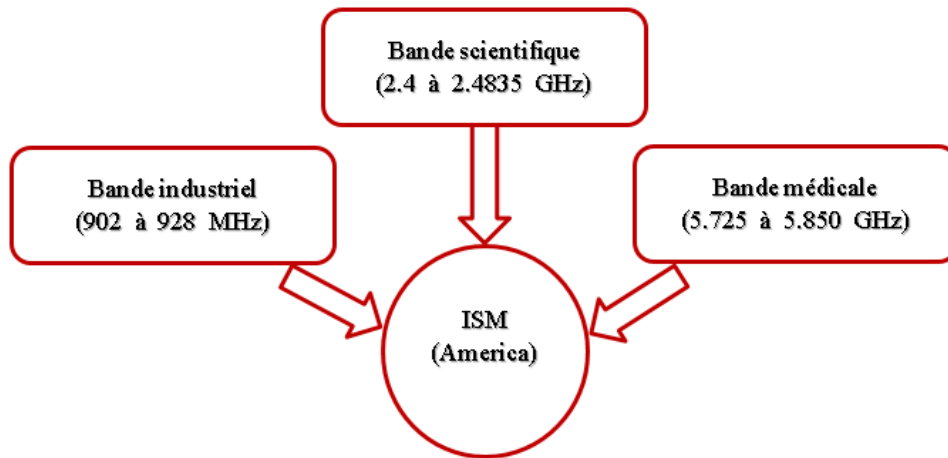


Figure IV.1 : Organigramme représentatif des bandes radio ISM définies par FCC[43].

Les différentes bandes WLAN avec leurs normes historiques sont montrées dans le tableau suivant

Tableaux IV.1 : Les bandes WLAN standard [43]

	802.11	802.11b	802.11g	802.11a	802.11n
Année	1997	1999	2003	1999	2009
La bande passante	83.5 MHz	83.5 MHz	83.5 MHz	325 MHz	83.5 et 325
fréquence	2.4 à 2.4835 GHz	2.4 à 2.4835 GHz	2.4 à 2.4835 GHz	5.150 à 5.350 GHz 5.527 à 5.850 GHz (China)	2.4 à 2.4835 GHz 5.150 à 5.350 GHz 5.527 à 5.850 GHz
Nombre de canaux de chevauchement	3	3	3	13 (en China)	2.4G (3) 5G (13)
La Modulation	FHSS DSSS	CCK DSSS	CCK OFDM	OFDM	MIMO OFDM
Taux (Mbits)	1,2	1,2,5,5,11	1,2,5,5,11,6,9,12,18,24,36,48,54	6,9,12,18,24,36,48,54	6.5,7.2,...65,72.2,...130,135,144.4,150,...270,300,...600

IV.3 L'optimisation dans le simulateur ADS

IV.3.1 Définition de l'optimisation

L'optimisation est le processus qui consiste à minimiser ou à maximiser une fonction objective. Dans le cas d'un diviseur de puissance, l'optimisation sous ADS consiste à varier un ou plusieurs paramètres du diviseur afin de remplir un objectif tel que la fréquence opérationnelle souhaitée, le coefficient de réflexion S_{11} doit être sous -10 dB dans une bande de fréquence précise. Parmi ces méthodes d'optimisation, on peut citer les méthodes stochastiques telles que les algorithmes génétiques, l'essaim particulier (PSO) et des autres analytiques telles que la méthode de Newton [33].

IV.3.2 Algorithmes génétiques

Les algorithmes génétiques (GA) sont inspirés du concept de sélection naturelle élaboré par Charles Darwin. Son principe est de simuler l'évolution d'une population d'individus, à laquelle on applique, itérativement, différents opérateurs génétiques (sélection, croisement et mutation). Si la sélection s'opère à partir d'une fonction de coût, alors la population tend à s'améliorer.

Les algorithmes génétiques (GA) présente de nombreux avantages par rapport aux méthodes d'optimisation classique [34]

- Elle optimise les variables réelles et binaires.
- Elle ne nécessite pas le calcul des dérivées d'une fonction de coût (semi aléatoire).
- Capable d'obtenir un minimum global sans rester piégée dans un minimum local.
- Elle peut aboutir à une liste de solutions.

L'inconvénient majeur réside dans le temps de convergence qui est très lent.

IV.3.3 La méthode quasi Newton

La méthode quasi-Newton est basée sur la méthode de Newton pour trouver les points stationnaires d'une fonction donnée, où le gradient est nul. Son principe consiste de généraliser la formule itérative de Newton. La méthode de Newton nécessite le calcul des dérivées $f'(x^n)$. C'est un inconvénient dans la pratique où l'on ne dispose pas toujours d'expression analytique pour la fonction f .

IV.4 Géométrie du diviseur proposé

Le diviseur de puissance proposé a une structure d'un port d'entrée et quatre ports de sortie. Ce diviseur doit être opérationnel sur les deux bande WLAN 2.4G et 5G. Le schéma de ce diviseur est présenté dans la figure suivante

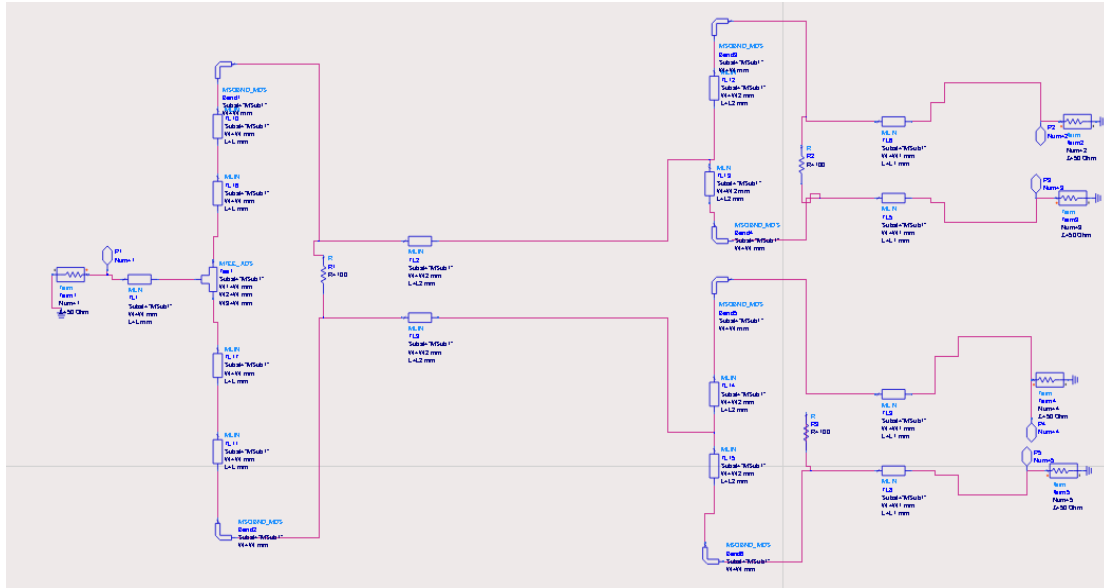


Figure IV.2 : Le schéma proposé du diviseur bi-bande à quatre ports en utilisant ADS.

Le circuit imprimé du schéma illustré dans Figure IV.2 est montré dans la figure au-dessous.

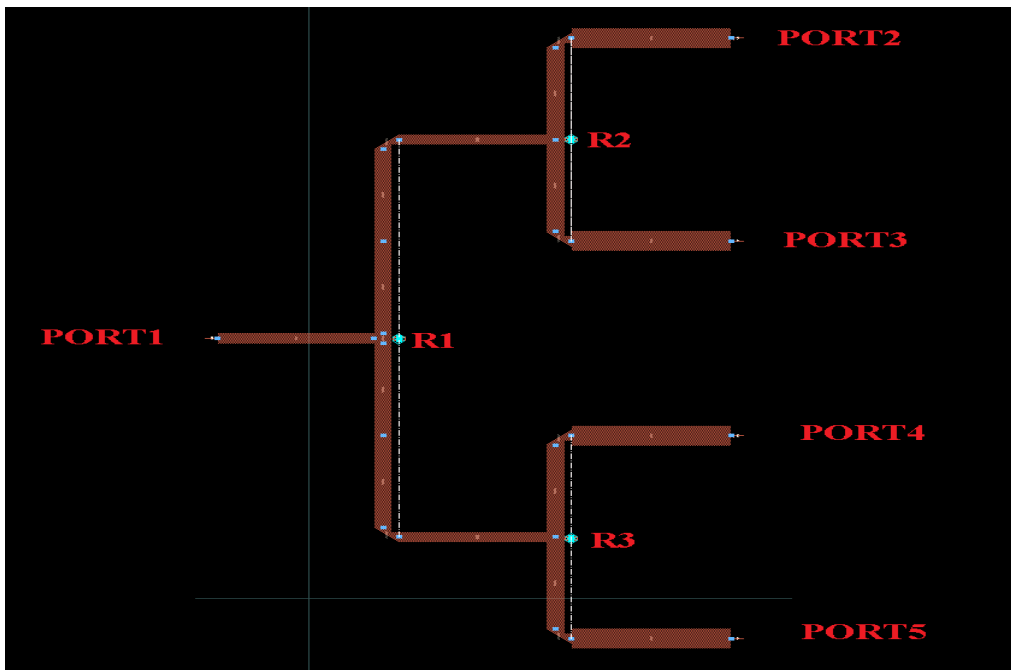


Figure IV.3 : Le circuit imprimé du schéma créé en Figure IV.2 par ADS.

IV.5 Résultat

Avant de lancer le processus d'optimisation, les différents objectifs doivent être définis, comme la Figure IV. 4 montre.

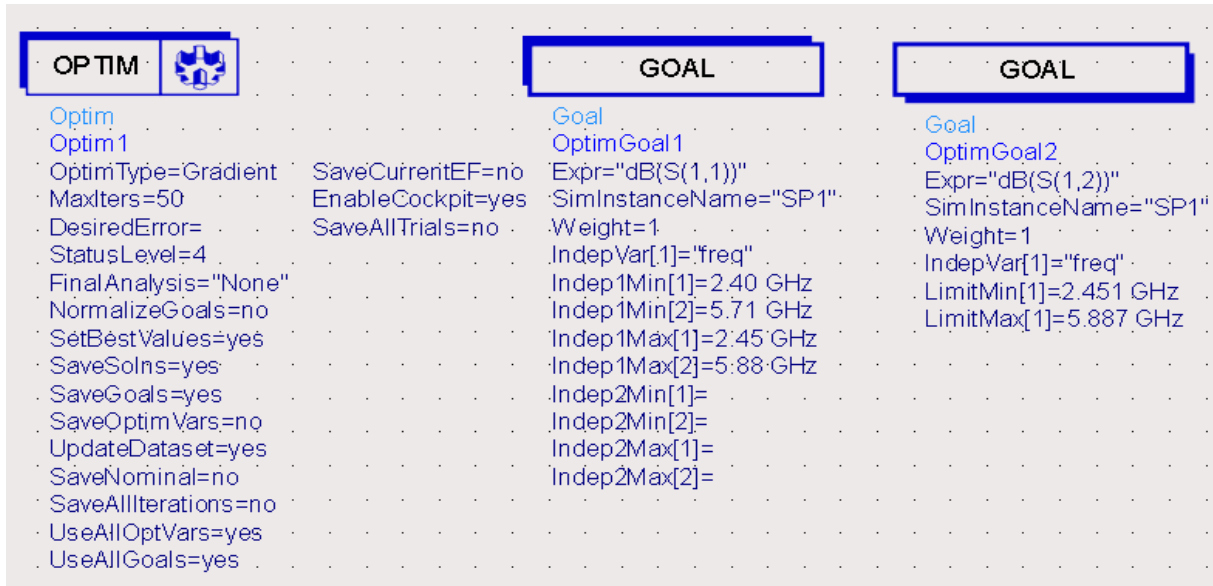


Figure IV.4 : Définition des objectifs sur ADS.

Le type d'optimisation utilise le gradient (voit la figure IV.4) ; le nombre des itérations maximale est fixé par 50. Pour les objectifs (goals), on a choisi deux objectifs le premier concernant S_{11} alors que le deuxième concernant le coefficient S_{12} .

Le premier objectif : S_{11} doit être inférieur ou égal à -10dB dans les deux bandes de fréquences suivantes : [1.5 GHz-3GHz] et [4.5GHz-6GHz]. Cet objectif peut s'exprimé par

$$|S_{11}| \leq -10 \text{ dB pour } 1.5 \text{ GHz} \leq f \leq 3\text{GHz} \text{ et } 4.5 \text{ GHz} \leq f \leq 6\text{GHz}$$

Le deuxième objectif : S_{12} doit être supérieur ou égal à -10dB dans les deux bandes de fréquences suivantes : [2 GHz-3GHz] et [5GHz-6GHz]. Cet objectif peut s'exprimé par

$$|S_{12}| \geq -10 \text{ dB pour } 2 \text{ GHz} \leq f \leq 3\text{GHz} \text{ et } 5 \text{ GHz} \leq f \leq 6\text{GHz}$$

Les résultats trouvés sont sous forme des vecteurs $X_f = [L \ W]$ pour chaque itération, où le nombre des itérations atteinte est 4, malgré on a fixé le nombre maximal par 50.

Ces vecteurs obtenus pendant cette optimisation, de même du résultat final, ne représente pas la solution optimale, mais elle est suffisante. Pour trouver une combinaison optimale entre ces paramètres (L, W), on doit utiliser une méthode d'optimisation classique.

Tableau IV.2 : Les différentes dimensions S du diviseur bi-bande montré pour chaque itération

Itération/Dimensions en mm	L	W	L1	W1	L2	W2
Initialisation	3.10186	0.152176	1.19182	0.116544	1.8656	0.1037
1 ^{er} itération	3.05926	0.132005	1.19182	0.106234	1.8656	0.9333
2 ^{ème} itération	2.91990	0.132005	1.18333	0.800063	1.8656	0.8810
3 ^{ème} itération	2.52003	0.132005	1.17057	0.800063	1.8656	0.7339
4 ^{ème} itération	1.90233	0.132005	1.18333	0.800111	1.8777	0.7003

Lorsqu'on lance la simulation, ADS donne une structure optimale. Automatiquement, on applique ces paramètres de conceptions obtenues au modèle fin (Fine model) dans la figure Fig.

Les figures suivantes représentent les réponses fréquentielles des différents paramètres S dans la gamme 1GHz - 6GHz. pour chaque itération.

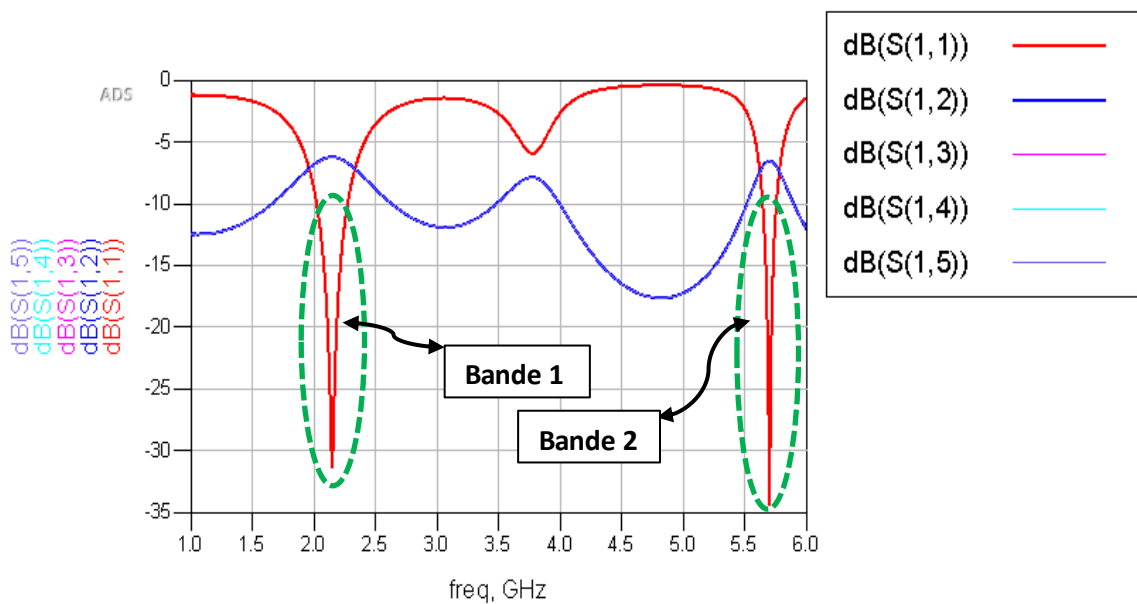


Figure IV.5 : Les réponses des différents paramètres de répartition pour le vecteur initial.

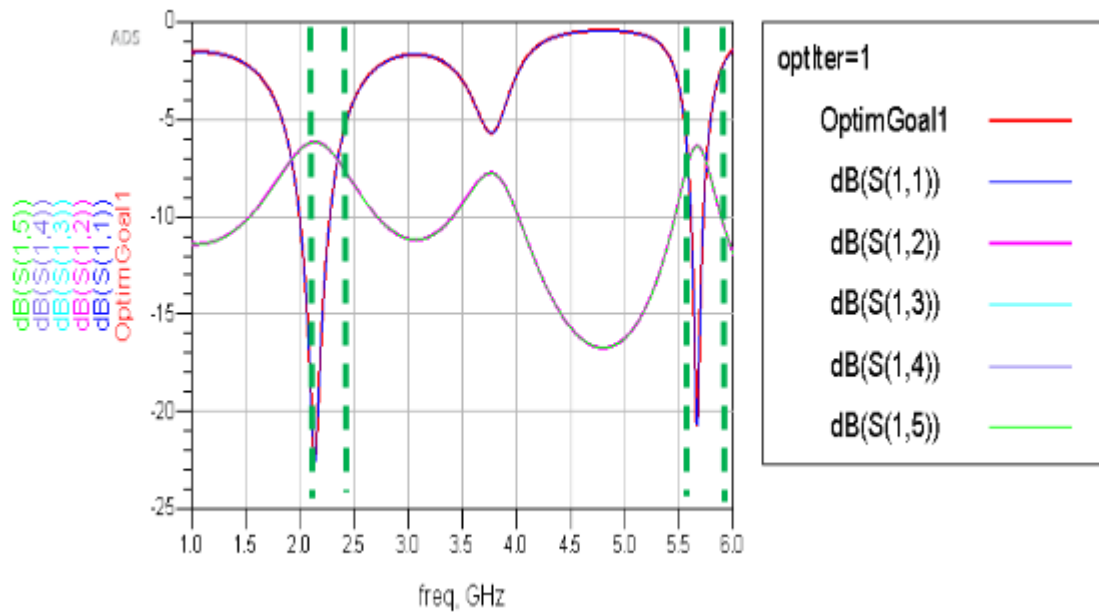


Figure IV.6 : Les réponses des différents paramètres de répartition pour le vecteur optimal après la 1^{er} itération.

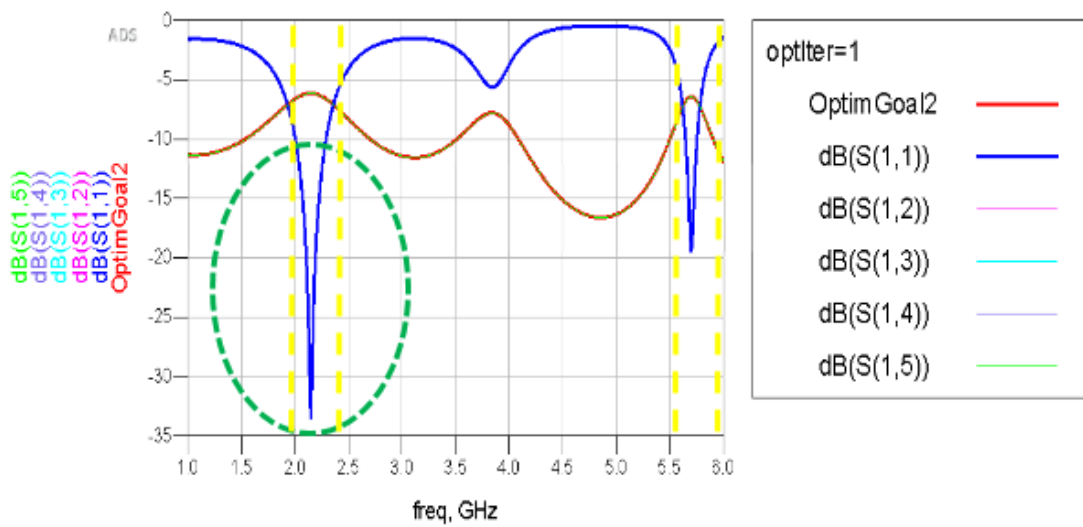


Figure IV.7 : Les réponses des différents paramètres de répartition pour le vecteur optimal après la 2^{ème} itération.

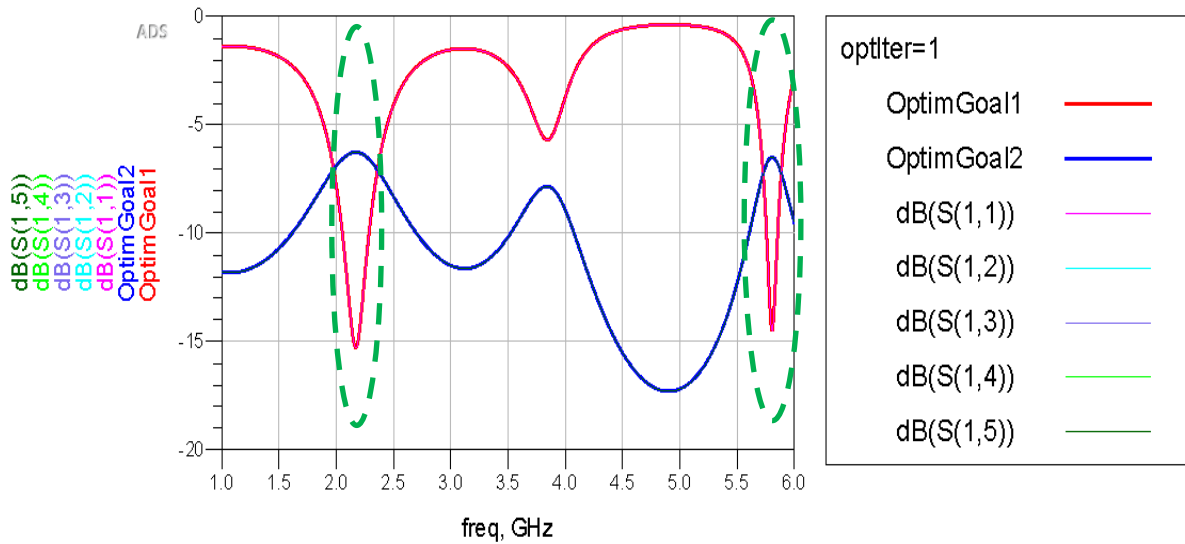


Figure IV.8 : Les réponses des différents paramètres de répartition pour le vecteur optimal après la 3^{ème} itération.

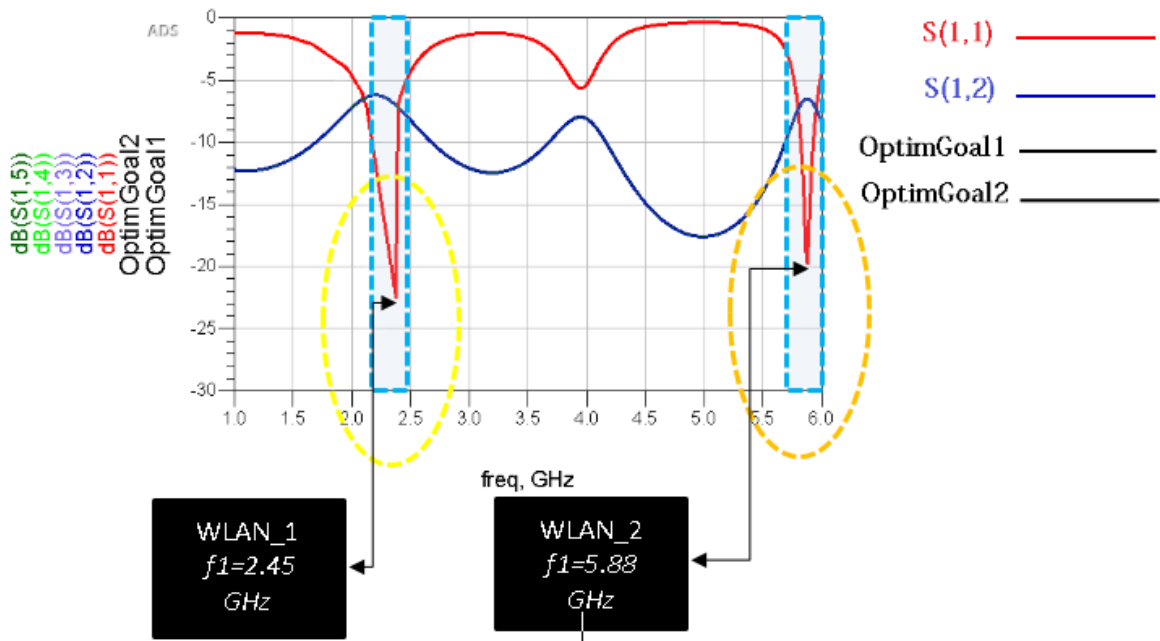


Figure IV.9 : Les réponses des différents paramètres de répartition pour le vecteur optimal la 4^{ème} itération.

Comme on a déjà vu pour les différentes itérations, l'objectif est atteint suffisamment pour avoir un diviseur de puissance opérationnel sur les deux bandes WLAN (1&2). D'après la figure IV.9, le diviseur fonctionne suffisamment sur deux bandes de fréquences : une de 2.40 GHz à 2.45 GHz et une autre de 5.71 GHz à 5.88 GHz. Ces deux bandes couvrent les deux services WLAN scientifique et médicale.

IV.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a fait la conception d'un diviseur de puissance bi-bandes à quatre ports de sortie. Ce diviseur proposé est atteint après une étude paramétrique puis une phase d'optimisation qui nous permet d'ajuster les différents paramètres physiques afin d'atteindre les caractéristiques voulues dans deux bandes de fréquences [2 GHz-3GHz] et [5GHz-6GHz]. Les deux bandes sont dédiées aux services des communications sans fil WLAN (1&2).

Conclusion générale

Conclusion générale

Dans ce travail, on a présenté la conception d'un diviseur de puissance bi-bandes à quatre ports de sortie en utilisant le simulateur ADS Momentum V.2019.

Nous avons commencé par positionner le travail envisagé en présentant un état de l'art sur les différents diviseurs de puissance, puis nous avons exposé l'essentiel des notions théoriques en liens avec les diviseurs de puissance (description des services de communications sans fil et WLAN). Dans le deuxième chapitre, nous avons effectué une étude analytique de quelques diviseurs de puissance les plus utilisés dans le domaine RF et microondes tels que les diviseurs de Wilkinson et ceux de Gysel (classique et amélioré). L'étude analytique était faite en deux modes pair et impair de chaque diviseur (WPD et GPD). Dans le même chapitre, quelques applications et des modèles réels sont présentés avec leurs spécifications et domaine d'applications.

L'objectif de notre travail était la conception d'un diviseur de puissance bi-bande à quatre ports de sortie. Les deux bandes (2.4GHz et 5.8GHz) dédiées aux applications WLAN. Pour atteindre cet objectif, une étude paramétrique était faite de quelques diviseur de puissance en utilisant le simulateur électromagnétique ADS Momentum 2019. Ce simulateur EM est basé sur la résolution de l'équation de maxwell en utilisant la méthode des moments. Cette étude paramétrique, des deux diviseurs de puissance WPD et GPD 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 la bande passante. Dans le même sens, une autre étude paramétrique d'un diviseur de Wilkinson à méandres était faite pour voir l'effet de nombre des méandres sur l'apparitions des fréquences de coupures (résonance).

À la fin, on a proposé un diviseur de puissance à quatre ports de sortie. Notre objectif est de faire une perturbation sur les dimensions physiques du diviseur proposé jusqu'à l'obtention d'un diviseur bi-bandes dédiées aux applications WLAN 1 & 2. Pour atteindre à cet objectif, une optimisation était faite en utilisant le simulateur ADS ($f1=2.45$ GHz et $f2= 5.8$ GHz). La réalisation pratique de ces diviseurs reste une tâche délicate à cause d'absence des moyens. Cette réalisation permet de faire une comparaison entre les résultats simulés et ceux mesurés. Cette tache mérite d'être prise en considération comme une des perspectives et travaux au futur.

Références

Références

- [1] R. Gomez-Garcia, R. Loeches-Sanchez, D. Psychogiou, and D. Peroulis, "Single/multi-band Wilkinson-type power dividers with embedded transversal filtering sections and application to channelized filters," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 62, no. 6, pp. 1518–1527, Jun. 2015.
- [2] E. J. Wilkinson, "An N-way hybrid power divider," *Microwave Theory and Techniques, IRE Transactions on*, vol. 8, no. 1, pp. 16- 18, 1960.
- [3]: M. M. Honari, L. Mirzavand, R. Mirzavand, A. Abdipour, and P. Mousavi, "Theoretical design of broadband multisection Wilkinson power dividers with arbitrary power split ratio," *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 6, no. 4, pp. 605-612, 2016.
- [4]: U. H. Gysel, "A new N-way power divider/combiner suitable for high-power applications," in *Microwave Symposium, 1975 IEEE-MTT-S International*. IEEE, 1975, pp. 116-118.
- [5] : Jin, J., X. 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, Nos. 11{12, 1594{1601, 2012.
- [6] : Li, J., J. Nan, X. Shan, and Q. Yan, "A novel modified dual-frequency Wilkinson power divider with open stubs and optional isolation," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 24, No. 16, 2223{2235, 2010.
- [7] : Wang, X.-Y., J.-L. Li, and W. Shao, "Flexible design of a compact coupled-line power divider," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 25, No. 16, 2168{2177, 2011.
- [8]: Deng, P., J. Guo, and W. Kuo, "New Wilkinson power dividers based on compact stepped-impedance transmission lines and shunt open stubs," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 123, 407{426, 2012.
- [9]: Y. Wu and Y. Liu, "Compact 3-11 GHz UWB planar unequal power divider using two-section asymmetric coupled transmission lines and non-uniform microstrip," *Electronics Letters*, vol. 49, no. 16, pp. 1002-1003, 2013.
- [10] : Al-Zayed, A. S. and S. F. Mahmoud, "Seven ports power divider with various power division ratios," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 114, 383{393, 2011.

Reference

- [11]: Wuren, T., K. Taniya, I. Sakagami, and M. Tahara, "Miniaturization of 3- and 5-way Bagley polygon power dividers," Asia-Pacific Microwave Conference (APMC) Proceedings, Vol. 4, Dec. 2005.
- [12]: Sakagami, I., T. Wuren, M. Fujii, and M. Tahara, "Compact multi-way power dividers similar to the Bagley polygon," IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium (IMS), 419{422, 2007.
- [13]: Elles, D. and Y.-K. Yoon, "Compact dual band three way bagley polygon power divider using composite right/left handed (CRLH) transmission lines," IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium (IMS), 485{488, 2009.
- [14]: C. Cai, J. Wang, Y. Deng, and J.-L. Li, "Design of compact dual-mode dual-band filtering powerdivider with high selectivity," Electronics Letters, vol. 51, no. 22, pp. 1795-1796, 2015.
- [15]: Y. Wu, Y. Liu, and Q. Xue, "An analytical approach for a novel coupled-line dual-band Wilkinson power divider," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 59, no. 2, pp. 286-294, Feb. 2011.
- [16]: R. Gomez-Garcia, R. Loeches-Sanchez, D. Psychogiou, and D. Peroulis, "Single/multi-band Wilkinson-type power dividers with embedded transversal filtering sections and application to channelized filters," IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 62, no. 6, pp.1518-1527, Jun. 2015.
- [17]: K. Song, Y. Mo, and Y. Fan, "Wideband four-way filtering-response power divider with improved output isolation based on coupled lines," IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 24, no. 10, pp. 674-676, Oct. 2014.
- [18]: K.Song, Y. Zhu, Q. Duan, M. Fan, and Y. Fan, "Extremely compact ultra-wideband power dividerusing hybrid slotline/microstrip-line transition," Electronics Letters, vol. 51, no. 24, pp. 2014-2015, 2015.
- [19]: H.-R. Ahn, "Compact CVT-/CCT-unequal power dividers for high-power division ratios and design methods for arbitrary phase differences," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 62, no. 12, pp. 2954-2964, Dec. 2014.
- [20]: K.-K. Cheng and P.-W. Li, "A novel power-divider design with unequal power-dividing ratio and simple layout," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 57, no. 6, pp. 1589-594, Jun. 2009.

Reference

- [21]: Y.-S. Liu and J.-S. Row, "Back-to-back microstrip antenna fed with tunable power divider," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 5, pp. 2348-2353, May 2015.
- [22]: S. Chen, Y. Yu, and M. Tang, "Planar out-of-phase Gysel power divider with high power splitting ratio," *Electronics Letters*, vol. 51, no. 24, pp. 2010-2012, 2015.
- [23]: K. Song, Y. Mo, Q. Xue, and Y. Fan, "Wideband four-way out-of-phase slotline power dividers," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 7, pp. 3598-3606, Jul. 2014.
- [24]: M. Liao, Y. Wu, Y. Liu, and J. Gao, "Impedance-transforming dual-band out-of-phase power divider," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 24, no. 8, pp. 524-526, Aug. 2014.
- [25]: Chaima Amel, "Etude et conception d'une antenne reconfigurable pour les applications WLAN", mémoire de Master université de Msila, 2018.
- [26]: T. Zhang and W. Che, "Compact tunable power divider with wide tuning frequency range and good reconfigurable responses," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, pp. 1-1, 2016.
- [27]: L. Gao, X. Y. Zhang, and Q. Xue, "Compact tunable filtering power divider with constant absolute bandwidth," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 10, pp. 3505-3513, Oct. 2015
- [28]: David Pozar, "microwave engineering" fourth edition, Wiley & son, Edition 2012.
- [29]: Kyung-Whan Yeom "Microwave circuit design A practical approach using ADS", Prentice Hall; Edition 2015.
- [30] Hosseini, F., M. Khalaj-Amir Hosseini, and M. Yazdani, "A miniaturized Wilkinson power divider using non uniform transmission line," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 23, No. 7, 917-924, 2009.
- [31] Li, B., X. Wu, and W. Wu, "A 10:1 unequal Wilkinson power divider using coupled lines with two shorts," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 19, No. 12, 789-791, 2009.
- [32] www.microwaves101.com. date de visite :juin 2019
- [33] 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.

Reference

- [34] K.-K. M. Cheng and P.-W. Li, "A novel power-divider design with unequal power-dividing ratio and simple layout," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 57, no. 6, pp. 1589–1594, Jun. 2009..
- [35] EMPro 3-D EM Simulation Software. ver. 2012.09, Agilent Technol, Santa Clara, CA, USA, 2012 Monzon, C., "A small dual-frequency transformer in two sections," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. 51, No. 4, 1157{1161, Apr. 2003.
- [36] Xi Wang, Ke-Li Wu , and Wen-Yan Yin," A Compact Gysel Power Divider With Unequal Power-Dividing Ratio Using One Resistor" *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, VOL. 62, NO. 7, JULY 2014.
- [37] Collin, R. E., *Foundations for Microwave Engineering*, John Wiley & Sons, Inc., 2001, pp.442-443.
- [38] Sakagami, I., T. Wuren, M. Fujii, and M. Tahara, "Compact multi-way power dividers similar to the Bagley polygon," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium (IMS)*, 419{422, 2007.
- [39] [https://www. Motorola.com](https://www.Motorola.com)_date de visite :Juin 2019.
- [40] [https://www. Pasternack.com](https://www.Pasternack.com). date de visite : Juin 2019
- [41] <https://www.keysight.com/en/pc-1297113/advanced-design-system-ads>_ date de visite :Juin 2019.
- [42] SAADOUN, « étude et conception d'un diviseur de Wilkinson » mémoire de Master, Univ de Msila, 2013.
- [43] <https://www.huawei.com>_ date de visite :Juin 2019.

ملخص

يشهد العالم ثورة لا نظير لها في مجال الاتصالات السلكية واللاسلكية مما أدى إلى ظهور العديد من الخدمات في شاكلة شبكات الجيل الرابع (LTE) والخامس (5G)، شبكات WLAN، Bluetooth، الخ، والتي بدورها أدت إلى ظهور الحاجة إلى إدماج العديد من الخدمات في جهاز (الاستقبال والإرسال) واحد. في نفس السياق، كل دارات الميكرويف النشطة وغير النشطة يجب أن تتماشى مع ظاهرة ادماج الخدمات. من بين هذه الدارات نذكر مقسم الطاقة الذي يعتبر محورا لبحثنا هذا. تعتبر هذه الأخيرة (مقسمات الطاقة) أحد أهم الدوائر السلبية التي تستعمل في عدة مجالات كالطب، المراقبة، أنظمة الرادار وغيرها من التطبيقات. ومن بين ابرز المقسمات الطاقوية نجد مقسم WILKINSON ومقسم GYSEL المصنغان ضمن أنواع المقسمات الطاقوية التي لها نطاق ترددي ضيق. في هذا العمل المقدم، قمنا بتصميم عدة نماذج من المقسمات الطاقوية (GPD و WPD) باستعمال برنامج محاكاة من نوع ADS momentum كما قمنا بدراسة تحليلية لكل مقسم وهذا من أجل معاينة تأثير الابعاد الهندسية للمقسم على خصائصه الفيزيائية كذبذبة العمل وعرض النطاق. بعد الدراسة التحليلية قمنا بتصميم مقسم ثنائي النطاق من نوع WPD ذو أربعة مخارج يعمل على تطبيق WLAN (2.4 و 5.8 GHz) جيقا هرتز.

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 and GYSEL, which are classified as narrow-band power dividers. In this work, we designed several models of power dividers (GPD and WPD) using an ADS momentum 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 opational frequency and bandwidth. After the parametric study, we designed a four-way WPD dual-band for WLAN applications (2.4 and 5.8 GHz).