

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE

SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ 8 MAI 1945 GUELMA
FACULTÉ DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT D'ÉLECTRONIQUE ET TÉLÉCOMMUNICATIONS



THÈSE

présentée pour obtenir le Diplôme en Télécommunications

DOCTORAT 3^{ème} CYCLE L.M.D

Filière : Electronique

Spécialité: Télécommunications

par

AISSA ATTOUI

Contribution A L'étude Des Déphaseurs Micro Rubans Applications Aux Réseaux D'antennes Imprimées

Soutenue le / /2018

Devant le jury composé de :

| | | |
|--------------|----------------------|----------------------------------|
| Président : | Pr. HAMDI Rachid | Université 8 mai 1945 Guelma |
| Rapporteur : | MCA. BOUALLEG Ahcene | Université 8 mai 1945 Guelma |
| Examineurs | Pr. BENATIA Djamel | Université de hadj Lakhder Batna |
| | Pr. FORTAKI Tarik | Université de hadj Lakhder Batna |

2017/2018

Remerciements

Ce travail a été effectué au sein du laboratoire des Télécommunications (LT) de l'Université 8 mai 1945 de Guelma.

Je tiens en premier lieu à remercier mon directeur de thèse Dr. Boualleg Ahcene, qui a dirigé ce travail avec beaucoup d'intérêt et de rigueur. Qu'il trouve ici l'expression de ma profonde gratitude pour sa disponibilité à mon égard et ses conseils précieux.

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à Monsieur REDADAA Salah, Directeur du Laboratoire des Télécommunications (LT) de l'Université 8 mai 1945 Guelma pour m'avoir accueillie au sein du laboratoire

J'exprime mes sincères reconnaissances à M^{lle} TOUAHRI Nabila ingénieur du Laboratoire des Télécommunications (LT), pour tous ses encouragements et sa disponibilité le long de ma thèse.

Je tiens à remercier tout le personnel de département de l'électronique et télécommunications pour leur gentillesse et leur disponibilité.

J'adresse mes remerciements à Monsieur HAMDI Rachid, Professeurs à l'Université de 8 Mai 1945 Guelma, pour avoir accepté d'honorer par sa présence la commission d'examen.

Je souhaite remercier vivement Messieurs BENATIA Djamel et FORTAKI Tarik, Professeurs à l'Université de Hadj Lakhdar Batna, qui m'ont fait l'honneur de juger ce travail présenté dans cette thèse.

Je tiens à remercier aussi mes amis et mes collègues de laboratoire de recherche, (LT) pour leurs conseils et leurs aides.

Finalement, je dois remercier mes parents. Merci pour vos encouragements et votre soutien pendant ces dernières années.

Résumé —Les antennes réseaux sont actuellement en plein développement et trouvent ses applications dans les techniques spatiales pour assurer une couverture terrestre ponctuelle ou partielle (pays ou Hémisphère) à partir d'un satellite géostationnaire, ainsi que dans le domaine militaire pour la réjection de brouilleurs et dans les radars à balayage électronique.

Les réseaux d'antennes sont constitués par un ensemble de sources élémentaires alimentées par des voies séparées. Un dispositif d'alimentation, appelé réseau d'alimentation des sources "Beam forming Network" permet de commander les amplitudes et les phases relatives de ces sources. Grâce à cette commande des sources en amplitude et en phase, les réseaux d'antennes peuvent produire des diagrammes de rayonnement ayant une forme voulue. Il sera notamment possible de les conformer localement, par exemple par la création de zéros (antennes adaptatives). On peut aussi agir sur la direction du faisceau rayonné en faisant varier les phases relatives des sources (antennes à balayage). C'est dans ce cadre que nous avons réalisé notre travail de thèse dont l'intitulé «Contribution A l'étude Des Déphaseurs Micro Rubans Applications Aux Réseaux d'antennes Imprimées ».

Mots clés - déphaseurs micro-ondes, cristaux liquides, ligne coplanaire, réseaux d'antennes

Abstract – The network antennas are currently in full development and find its applications in space techniques to ensure a punctual or partial terrestrial coverage (country or hemisphere) from a geostationary satellite, as well as in the military field for the rejection of jammers and in electronic scanning radars.

Antenna networks consist of a set of elementary sources fed by separate channels. A power supply device, called the "Beam forming Network" source power network, makes it possible to control the amplitudes and relative phases of these sources. With this command of amplitude and phase sources, antenna arrays can produce radiation patterns having a desired shape. It will be possible in particular to conform them locally, for example by creating zeros (adaptive antennas). One can also act on the direction of the beam radiated by varying the relative phases of the sources (scanning antennas). It is within this framework that we realized our thesis work whose title "Contribution to the study of the Phase shifter Applications to Antenna Arrays.

".

Key words - microwaves, liquid crystals, coplanar line, antenna arrays

ملخص - شبكة الهوائيات هي الان متطورة جدا ونجدها خاصه في تطبيقات التكنولوجيات الفضائية من اجل ضمان تغطيه ارضيه دقيقه أو جزئية (pays ou Hémisphère) من سائل مستقر بالنسبة إلى الأرض وكذلك في المجالات العسكرية للتخلص من التشويش وكذلك في رادارات المسح الإلكتروني.

شبكة الهوائيات تتكون من مجموعه مصادر عنصرية موصولة بمصدر الإشارة يسمى بشبكة التزويد "Beam forming Network" تسمح بالتحكم بمعيار وصفحه هذا المصدر ومن هذا التحكم فان شبكة الهوائيات يمكن ان تعطي اشعاعات بالشكل المرغوب ومن هذا يمكننا اذن تغيير زاوية الصفحة لاشاره المصدر، في هذا الاطار قمنا بعمل هذه الأطروحة المعنونه ب " المساهمة في دراسة مغير الموجات الدقيقة ، تطبيقات على شبكات الهوائيات المطبوعة " .

«Contribution A l'étude Des Déphaseurs Micro Rubans Applications Aux Réseaux d'antennes Imprimées ».

الكلمات المفتاحية - الموجات الدقيقة ، البلورات السائلة ، شبكة الهوائيات

Table des matières

| | |
|----------------------------|-----|
| Remerciement..... | i |
| Résumé..... | ii |
| Table des Matières..... | iii |
| Liste des Figures..... | iv |
| Liste des Tableaux..... | v |
| Introduction Générale..... | 01 |

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART SUR LES DEPHASEURS MICRO-ONDES

| | |
|--|----|
| I.1. Introduction..... | 03 |
| I.2. Dispositifs micro-ondes agiles en fréquences..... | 03 |
| I.3. Les déphaseurs - définition..... | 05 |
| I.4. Les type des déphaseurs..... | 06 |
| I.4.1. Déphaseurs à base de composants intégrant des micro-systèmes électromécaniques (MEMS) | 06 |
| a) Déphaseurs à lignes commutées..... | 06 |
| b) Déphaseurs à lignes chargées..... | 07 |
| c) Déphaseurs en réflexion..... | 07 |
| I.4.2. Déphaseurs en guides rectangulaires..... | 07 |
| a) déphaseur réciproque..... | 07 |
| b) déphaseur non réciproque..... | 07 |
| c) Déphaseur conventionnel..... | 07 |
| I.4.3. Déphaseurs planaires..... | 08 |
| a) Déphaseur à commande optique..... | 08 |
| I.4.4 : Déphaseur micro ruban à accès coplanaire..... | 08 |
| a) Déphaseur coplanaire..... | 09 |
| I.5. Déphaseur micro ruban sur substrat diélectrique ferrite..... | 10 |
| I.5.1. Généralités sur les ferrites..... | 10 |
| -Matériaux ferroélectriques | 10 |
| -Les matériaux ferromagnétiques..... | 10 |
| I.5.2. Tenseur de perméabilité des ferrites..... | 11 |
| I.5.3. Déphaseur sur ferrite..... | 11 |
| I.5.4. Paramètres caractéristiques du déphaseur..... | 12 |
| I.6. Les déphaseurs micro rubans à base des cristaux liquides..... | 13 |
| I.6.1. Déphaseur à substrat évidé..... | 13 |
| I.6.2. Déphaseur micro ruban à accès coplanaire..... | 13 |
| I.6.3. Principes de fonctionnement..... | 14 |
| I.7. Applications des déphaseurs aux réseaux d'antennes..... | 16 |
| I.8. Conclusion..... | 17 |
| Bibliographie..... | 18 |

CHAPITRE II : LES CRISTAUX LIQUIDES

| | |
|---|----|
| II 1. Introduction..... | 19 |
| II .2.Cristaux Liquides..... | 19 |
| II.2.1. Nématique..... | 21 |
| II.2.2.Smectique..... | 23 |
| II.3. Anisotropie diélectrique | 24 |
| II .4. Propriétés optiques..... | 26 |
| II .4.1. Polarisation de la lumière..... | 26 |
| II.4.2.Action d'un champ électrique sur les cristaux liquides..... | 26 |
| II.4.3. Orientation des cristaux liquides..... | 27 |
| II.4.3.1. Orientation par traitement de surface..... | 27 |
| II.4.3.2. Orientation par champ électrique basse fréquence..... | 27 |
| II.4.3.3. Orientation par champ magnétique..... | 28 |
| II.5. Résultats de caractérisation des cristaux liquides étudiés..... | 28 |
| II.6 .Conclusion..... | 28 |
| Bibliographie..... | 29 |

CHAPITRE III : ETUDE DES LIGNES MICRO RUBAN

| | |
|---|----|
| III .1.Introduction | 30 |
| III .2.structures planaires..... | 30 |
| III.2.1.realisation des structures planaires..... | 31 |
| III .3.Les lignes de transmissions planaires..... | 32 |
| III .3.1. Définition..... | 32 |
| III .3. 2. Les structures en lignes de transmissions planaires..... | 32 |
| III .3. 2.1. Ligne microbande..... | 33 |
| a. Technologies..... | 34 |
| b.Avantages et inconvénients..... | 35 |
| c. Formules d'analyses et de synthèses | 36 |
| 1. Equations de synthèse..... | 36 |
| 2. Equations d'analyse..... | 36 |
| d. Affaiblissement d'une ligne micro ruban | 37 |
| e. Discontinuités micro rubans | 37 |
| 1. Pas dans la largeur (Steps in Width) | 38 |
| 2 .Extrémités ouvertes (Open Ends) | 38 |
| 3. Extrémités ouvertes (Open Ends) | 39 |
| f. Coude (Bends) | 39 |

| | |
|--|----|
| III.3.2.2. La ligne à fente (Slot line) | 39 |
| III.3.2.3. la ligne coplanaire ou guide d'onde coplanaire..... | 40 |
| III.3.2.4. La ligne triplaque (stripline) | 41 |
| III.3.2.5. La ligne à ailettes (finlines) | 42 |
| III.4. Conclusion..... | 43 |
| Bibliographie..... | 44 |

CHAPITRE IV : LES RESEAUX D'ANTENNES

| | |
|--|----|
| IV.1. Introduction | 45 |
| IV.2. Définition d'une antenne | 46 |
| IV.3. Les différents types d'antennes | 46 |
| IV.3.1 Antenne isotrope | 47 |
| IV.4. les antennes imprimées..... | 47 |
| IV.4. 1. La Structure et les différentes formes d'une antenne imprimée | 47 |
| IV.4. 2. Applications des antennes imprimées | 48 |
| IV.4.3. techniques d'alimentation..... | 48 |
| a) Alimentation par ligne micro ruban..... | 49 |
| b) Alimentation par une sonde coaxiale..... | 50 |
| c) Alimentation couplée par fente (ouverture) | 50 |
| d) Alimentation couplée par proximité..... | 51 |
| e) Alimentation par guide d'ondes coplanaires | 51 |
| IV.5. Réseaux d'Antennes | 52 |
| IV.5.1. Définition..... | 52 |
| IV.5.2. Principe..... | 52 |
| IV.5.3. Cas simple d'un réseau linéaire..... | 53 |
| IV.6. les antennes agiles..... | 55 |
| IV.7. Structure des antennes à pointage électronique | 56 |
| IV.7.1. Intérêt des antennes agiles..... | 56 |
| IV.7.2. Domaine d'application | 58 |
| IV.7.3. axes d'innovation pour les antennes agiles..... | 58 |
| IV.8. Voie technologique | 59 |
| IV.8.1. Architecture à répartiteur passif | 59 |
| IV.8.2. Architecture active..... | 61 |
| IV.8.2.1. Déphaseurs reconfigurables..... | 61 |
| IV.8.2.2. Diodes PIN..... | 62 |
| IV.8.2.3. MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems)..... | 62 |
| IV.8.2.4. Les matériaux agiles..... | 64 |
| IV.9. Enjeux conceptuels | 64 |
| IV.9.1. Méthodes d'analyse pour les réseaux d'antennes couplées..... | 65 |
| a) Méthodes analytiques..... | 65 |
| b) Méthodes numériques..... | 67 |
| IV.10. conclusion..... | 68 |
| Bibliographie..... | 69 |

CHAPITRE V :

APPLICATION DU DEPHASEUR ACCORDABLE A COUCHE ACTIVE CRISTAL LIQUIDE SUR UN RESEAU D'ANTENNES

| | |
|---|-----|
| V .1 .Introduction..... | 70 |
| V.2. Présentation du logiciel de simulation électromagnétique (HFSS)..... | 70 |
| V.3. Modélisation et Simulation d'antenne patch rectangulaire en HFSS..... | 71 |
| V .3.1. Procédure de conception d'une antenne rectangulaire | 71 |
| V .3.2 . Techniques d'alimentation d'une antenne imprimée rectangulaire en utilisant HFSS | 72 |
| V.3.2.1.Alimentation par ligne micro ruban | 72 |
| V.3.2.2. Dimensions physique de l'antenne patch avec encoche | 73 |
| V .4. Modélisation d'un réseau à quatre patches alimentés en parallèle..... | 77 |
| V.5. Nouveau résonateur nanostructure (NsM) dans un déphaseur à base de cristaux liquides (LC)..... | 80 |
| V.5. 1. Introduction..... | 80 |
| V.5. 2.Les matériaux nanostructurés (NsM) | 81 |
| V.5. 3. Résonateur à base de LC | 81 |
| V.5.4.Matériaux étudiés | 82 |
| V.5. 5. Résultats et discussion | 83 |
| V.6. Etude d'un déphaseur à couche active cristal liquide | 86 |
| V.6.1. Structure..... | 86 |
| V.6.2.Résultats et discussion..... | 88 |
| A. L'influence de La tension de commande | 88 |
| B. L'influence la position d'excitation | 89 |
| V.7. Application du déphaseur micro-ruban sur un réseau d'antenne..... | 90 |
| V.7.1. introduction..... | 90 |
| V.7.2. principe de balayage..... | 90 |
| V.7.3. exemples d'application..... | 91 |
| V.7.4. Résultats et discussion..... | 93 |
| V.7.5. Diagramme de rayonnement | 94 |
| V.8. Conclusion..... | 97 |
| Bibliographie..... | 98 |
| Conclusion Générale | 101 |
| Annexes 1 | 103 |
| Annexes 2 | 106 |

Table Des Figures

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART SUR LES DEPHASEURS MICRO-ONDES

| | |
|--|----|
| Figure I.1 : schéma synoptique de l'application d'un déphaseur..... | 05 |
| Figure I.2 : Exemple de déphaseur à lignes commutées développé par « EADS Innovation Works » et l'université de Saarland en 2008 | 06 |
| Figure I.3 :Déphaseur à commande optique..... | 08 |
| Figure I.4 : Vue d'ensemble du déphaseur micro-ruban à accès coplanaires..... | 09 |
| Figure I.5 : Vue d'ensemble du déphaseur coplanaire..... | 09 |
| Figure I.6 : Alimentation d'une antenne par ligne microruban..... | 12 |
| Figure I.7 : Ligne micro ruban sur un substrat diélectrique-ferrite..... | 12 |
| Figure I.8 : plan de coupe AA' du déphaseur à substrat évidé..... | 13 |
| Figure I.9 : Déphaseur micro-ruban à accès coplanaires..... | 14 |
| Figure I.10 : Section droite de la partie active du déphaseur micro-ruban à accès coplanaires..... | 14 |
| Figure I.11 : Principe du déphaseur micro-ruban à accès coplanaire : effet de la tension de commande sur l'orientation du cristal liquid..... | 15 |
| Figure I.12 : Réseau d'antennes à commande de phase utilisant des déphaseurs agiles..... | 16 |

CHAPITRE II : LES CRISTAUX LIQUIDES

| | |
|---|----|
| Figure II .1 : Cristaux Liquides.1 – Les formes moléculaires anisotropes qui peuvent présenter des phases cristaux liquides et exemples de formules chimiques : a) bâtonnet, b) disque et c) banane..... | 20 |
| Figure II .2 : Représentation de la phase nématique. Les molécules ont une orientation préférentielle (directeur) mais n'ont aucun ordre de position..... | 22 |
| Figure II .3 : Représentation de la phase nématique..... | 22 |
| Figure II .4 : Représentation des phases Smectique A (à gauche) et Smectique C (à droite)..... | 23 |
| Figure II .5 : Configuration correspondant aux permittivités ϵ_{\perp}^* et ϵ_{\parallel}^* | 24 |
| Figure II .7 : Exemple d'évolution de l'anisotropie diélectrique réelle en fonction de la fréquence.. | 25 |
| Figure II .8 : Polarisation du champ électromagnétique..... | 26 |

CHAPITRE III : ETUDE DES LIGNES MICRO RUBAN

| | |
|--|----|
| Figure. III.1 : Ligne Micro- ruban (micristrip) et Distribution des champs E/M..... | 34 |
| Figure. III.2 : Discontinuités microrubans: (a) step; (b) open-end; (c) gap..... | 37 |
| Figure III.3 : Discontinuité microrubans du type coude 'bend'..... | 39 |
| Figure. III.4 : Ligne à fente (slot line) et Propagation des champs..... | 40 |
| Figure. III.5 : Ligne Coplanaire (Coplanar line) et Propagation des champs..... | 40 |
| Figure III.6 : Différentes structures des lignes coplanaires..... | 41 |
| Figure. III.7 : La ligne triplaque..... | 42 |
| Figure. III.8 : Ligne à ailette unilatérales et propagation du champ..... | 42 |
| Figure. III.9 : les différentes configurations de la ligne à ailettes..... | 43 |

CHAPITRE IV : LES RESEAUX D'ANTENNES

| | |
|---|----|
| Figure IV.1.: Structure de base d'une antenne imprimée..... | 48 |
| Figure IV.2 : Antenne imprimée rectangulaire alimentée en un point..... | 49 |
| Figure IV.3 : Alimentation par ligne Micro ruban..... | 49 |
| Figure IV.4 : Différents types d'alimentation par ligne Micro ruban..... | 49 |
| Figure IV.5: Alimentation par une sonde coaxiale..... | 50 |
| Figure IV.6 : Alimentation couplée par fente (ouverture) | 50 |
| Figure IV.7: Alimentation couplée par proximité..... | 51 |
| Figure IV.8 : Alimentation par guide d'ondes coplanaires..... | 51 |
| Figure IV.9 : Schéma de principe d'une antenne réseau..... | 52 |
| Figure IV.10: Schéma d'un réseau linéaire régulier..... | 54 |
| Figure IV.11: Exemple d'une antenne agile..... | 56 |
| Figure IV.12: Techniques de multiplexage des accès et de diversité au niveau de l'antenne..... | 57 |
| Figure IV.13: Architecture passif d'un réseau à balayage électronique..... | 60 |
| Figure IV.14: Architecture active d'un réseau à balayage électronique..... | 61 |
| Figure IV.15: Structure d'un MEMS de type cantilever (a) et de type pont (b)..... | 63 |

CHAPITRE V : APPLICATION DU DEPHASEUR ACCORDABLE A COUCHE ACTIVE CRISTAL LIQUIDE SUR UN RESEAU D'ANTENNES

| | |
|--|----|
| Figure V.1: Schéma de l'antenne, W : largeur ; L : longueur ; e : épaisseur du patch ; h .Epaisseur du substrat ; W_i : largeur de la ligne d'alimentation..... | 73 |
| Figure V.2: Structure de l'antenne patch avec encoche en utilisant le logiciel HFSS | 75 |
| Figure V.3 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence | 75 |
| Figure V.4: Digramme de rayonnement de l'antenne patch..... | 76 |
| Figure V.5: représentation 3-D du Gain total en dB | 76 |
| Figure V.6: Distribution du champ électrique E sur le patch..... | 77 |
| Figure V.7 : Réseau linéaires de quatre patches alimentés en parallèle à base d'un diviseur de Wilkinson..... | 78 |
| Figure. V.8 : variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence..... | 79 |
| Figure V.9 : représentation 3-D du Gain total en Bd..... | 79 |
| Figure V.10 : exemple d'un dispositif agile en fréquence | 80 |
| Figure V.11 : Structure du résonateur Micro-onde..... | 83 |
| Figure V. 12 : Structure du plan de masse | 83 |
| Figure V. 13 : Structure des pièces LC | 83 |
| Figure V.14: Coefficient de réflexion (S11) sans tension de commande | 84 |
| Figure V.15 : la phase du coefficient de transmission S21 du résonateur | 84 |
| Figure V.16: Coefficient de réflexion avec et sans tensions de commande..... | 85 |
| Figure V.17: Coefficients de réflexions selon les différentes positions d'excitations..... | 85 |

| | |
|---|----|
| Figure. V.18 : Déphaseur micro-rubans à accès coplanaire | 87 |
| Figure. V.19 : coefficient de réflexion S11 | 88 |
| Figure. V.20 : la phase du coefficient de transmission (S21) (degré) du déphaseur avec et sans tension de commande (0 V, 7 V)..... | 88 |
| Figure.V.21 : Changement de Phase (S21) (degré) du déphaseur en fonction de la fréquence avec différent positions d'excitation , les parties 1, 2 et 3..... | 89 |
| Figure. V.22 : Schéma synoptique de l'antenne à balayage électronique..... | 91 |
| Figure. V.23 : réseau d'antenne quatre patches rectangulaires..... | 91 |
| Figure V.24 : Antenne à balayage électronique de quatre patches rectangulaires..... | 92 |
| Figure. V.25 : Cristal liquide..... | 93 |
| Figure.V.26 : Déphaseur avec la ligne d'alimentation | 93 |
| Figure. V.27 : Le coefficient de réflexion du réseau d'antenne de quatre patches..... | 93 |
| Figure. V.28 : Digramme de rayonnement pour $\theta = 90$ degrés sans tension de commande | 94 |
| Figure. V.29 : Digramme de rayonnement pour $\theta = 90$ degrés avec tension de commande (7 v) 1 seul patch (déphasage $\approx 15^0$)..... | 95 |
| Figure. V.30 : Digramme de rayonnement pour $\theta = 90$ degrés avec tension de commande (7 v différent positions d'excitation)..... | 95 |
| Figure. V.31 : Digramme de rayonnement pour $\theta = 90$ degrés avec tension de commande (7 v patch 01+02+03+04) (déphasage ≈ 350)..... | 95 |

Liste des tableaux

| | |
|--|----|
| Tableau I.1 : Dispositifs agiles en fréquence et grandeurs commandées..... | 04 |
| Tableau II.1 : Résultats de caractérisation des cristaux liquides..... | 28 |
| Tableau IV.1 : les applications des antennes imprimées..... | 48 |
| Tableau V.1 : Avantages & Inconvénients de la méthode des éléments finis..... | 71 |
| Tableau V.2 : Dimensions physiques de L'antenne..... | 74 |
| Tableau V.3 : propriétés des matériaux utilisés..... | 78 |
| Tableau V.4 : Paramètres de l'antenne..... | 78 |
| Tableau V.5 : Caractéristiques de cristal liquide utilisé..... | 82 |
| Tableau V.6 : Paramètres du résonateur simulé..... | 82 |
| Tableau V.7 : Comparaison des résultats obtenus..... | 86 |
| Tableau V.8 : La structure du déphaseur simulé à base de cristal liquide..... | 87 |
| Tableau V.9 : Déphasage obtenu à 35 GHz, partie 1, 2, et 3..... | 90 |
| Tableau V.10 : Comparaison des résultats obtenus..... | 96 |

Introduction générale

Introduction générale

Le domaine des télécommunications connaît depuis plusieurs décennies une croissance sans précédent et des services de plus en plus variés (téléphonie mobile, services multimédia interactif...), qui intègre la téléphonie mobile, le multimédia, le réseau internet, les systèmes de positionnement... Pour atteindre cet objectif, il faut élaborer des nouveaux dispositifs de télécommunication plus performants et économiquement viables. Dans ce contexte, les dispositifs microondes occupent une place importante et de nombreuses études sont actuellement menées afin de les améliorer. De tels dispositifs dit agiles en fréquence concernent principalement les fonctions de filtrage, de déphasage et d'émission réception des ondes électromagnétiques et peuvent ainsi apporter des fonctionnalités nouvelles en électronique hyperfréquence notamment en termes d'accordabilité ou de reconfigurabilité d'un système. D'après la compagnie américaine « Agile Materials and Technologies Inc. » ce nouveau concept devrait diminuer les coûts de production, améliorer les performances et réduire la taille des circuits.

Les déphaseurs sont des circuits de contrôle que l'on trouve dans de nombreuses architectures de communication, radar et systèmes de mesure. Ils retardent la propagation et donc la phase des signaux hyperfréquences. En principe, les déphaseurs peuvent être placés directement avant les antennes pour créer « un réseau d'antennes à répartition de phase en 2D ». Un déphaseur est un composant essentiel dans les réseaux d'antennes. Il permet de façonner la forme du patron de radiation et d'augmenter le gain de l'antenne C'est pourquoi la mise au point d'un tel composant est importante pour la technologie des GIS : Guide d'onde Intégré au Substrat.

L'objectif de notre travail est de faire une étude générale sur les déphaseurs micro-onde ainsi qu'une proposition d'un nouveau modèle du déphaseur actif basé sur des matériaux anisotropes possédant des molécules instables. Ce nouveau modèle sera intégré avec un réseau d'antennes pour contrôler l'orientation du diagramme de rayonnement de ce réseau.

Le modèle proposé, contient trois parties actives (cristal liquide), l'assemblage de ces parties donne la structure finale intégré au substrat pour avoir une meilleure efficacité. De ce fait, le manuscrit de cette thèse est organisé comme suit :

→ **Le premier chapitre** est consacré à la présentation d'un état de l'art sur les déphaseurs micro-ondes leurs caractéristiques physiques, électriques et de rayonnement, les typologies des déphaseurs ainsi que leurs applications.

→ **Le deuxième chapitre** s'intéresse à l'étude des cristaux liquides, les différentes formes moléculaires anisotropes, les propriétés optiques des cristaux liquides ainsi que leurs orientations.

→ **Le troisième chapitre** de cette thèse porte sur les différentes structures planaires tel que les lignes de transmissions planaires, les lignes coplanaires et leurs applications.

→ **Le quatrième chapitre** présentera une étude générale sur les antennes imprimées en basant sur les réseaux d'antennes et leurs agilités ainsi que leurs applications dans le domaine des télécommunications.

→ **Enfin**, le dernier chapitre sera consacré aux résultats de simulations des différents dispositifs micro-ondes tel que la ligne coplaire, l'antenne patch rectangulaire, le réseau d'antennes imprimées, le déphaseur à base de cristal liquide et l'application de ce déphaseur dans les réseaux d'antennes

Chapitre I :

Etat de l'art sur les déphaseurs microondes

I.1.Introduction

Les déphaseurs sont des dispositifs de contrôle que l'on trouve dans de nombreuses architectures de communication. Ils retardent la propagation et donc la phase des signaux hyperfréquences. En principe, les déphaseurs peuvent être placés directement derrière des antennes pour créer un réseau d'antennes à répartition de phase pour contrôler le pointage des réseaux d'antennes à balayage électronique.

En télécommunication, dans les systèmes modernes, les antennes doivent être capables de fonctionner pour différentes gammes de fréquence pour atteindre différents protocoles de communication (GSM, DCS, UMTS, WiFi, WiMax, LMDS, etc...), ceci peut être fait en utilisant des antennes large bande et multi bandes mais ces dernières sont volumineuses et difficiles à intégrer dans de petits terminaux mobiles. Avec ce souci d'agilité fréquentielle vient également la nécessité d'augmenter la directivité des antennes, on procède pour cela aux groupements de plusieurs antennes alimentées simultanément par le même émetteur avec interposition de diviseurs de puissance et de déphaseurs, les caractéristiques de rayonnement dépendent à la fois du diagramme de chaque antenne et de la répartition en amplitude et en phase. Cette propriété est donc mise à profit pour obtenir un diagramme qui ne pourrait pas être obtenu avec une seule source rayonnante. Si en outre on modifie les caractéristiques des diviseurs de puissance et des déphaseurs par des moyens électroniques, on peut obtenir une modification quasi instantanée du diagramme de rayonnement. Le groupement le plus simple de sources rayonnantes est le réseau, dans lequel toutes les sources sont identiques. Pour répondre à ces besoins d'agilité fréquentielle et de directivité, l'emploi d'antennes reconfigurables utilisant des éléments commutant est une possibilité.

Ce chapitre comprend 3 parties. Tout d'abord, nous dressons une présentation relativement exhaustive des dispositifs micro-ondes agiles en fréquence. Les différentes techniques et leurs principes de fonctionnement. Nous présentons ensuite les dispositifs micro-ondes accordables avec des matériaux actifs. Enfin, nous présentons l'application d'antenne à balayage électronique.

I.2. Dispositifs micro-ondes agiles en fréquences [I.1], [I.2], [I.3]

Les dispositifs micro-ondes accordables dits agiles en fréquence concernent principalement les fonctions de déphasage, de filtrage et d'émission-réception (antennes).

Le tableau I.1 présente les grandeurs commandées suivant la fonction du dispositif agile en fréquence.

| Dispositifs | Grandeurs commandées |
|-------------|---|
| Déphaseurs | Phase du signal (phase du coefficient de transmission S_{21}) |
| Filtres | Réponse du filtre: fréquence centrale (module S_{21}) |
| Antennes | Fréquence centrale d'émission-réception (module du coefficient de réflexion S_{11}) Direction principale du diagramme de rayonnement Polarisation |

Tableau I.1 : Dispositifs agiles en fréquence et grandeurs commandées

En ce qui concerne les performances de ces dispositifs, les caractéristiques sont nombreuses: accordabilité, tension de commande, temps de réponse, encombrement, consommation, niveau de bruit, limitation en puissance... Le paramètre principal est l'accordabilité qui donne la variation obtenue sur la grandeur commandée. [I.4]

Pour les déphaseurs, l'accordabilité évalue la variation du déphasage obtenue en appliquant une tension de commande. La variation du déphasage est en première approximation, proportionnelle à la longueur du circuit et à la fréquence. [I.2] Aussi, l'accordabilité est exprimée en °/cm/GHz. Les pertes d'insertion représentent un autre paramètre important et la qualité d'un déphaseur agile en fréquence est en général exprimée par le facteur de mérite FoM. Cette grandeur est en fait le rapport entre le déphasage relatif obtenu sous l'action de la commande et les pertes d'insertion (module S_{21}) exprimées en dB :

$$FoM (\text{°} / \text{dB}) = \frac{\text{Déphasage}}{\text{pertes d'insertion}} \quad (\text{I.1})$$

Cependant, le FoM ne tient pas compte de plusieurs critères importants tels que l'encombrement ou les valeurs de tensions appliquées et ne doit pas constituer l'unique point de comparaison entre les déphaseurs accordables.

L'agilité en fréquence des circuits micro-ondes peut être assurée par des éléments actifs (diodes, transistors), des microsystèmes électromécaniques (MEMS), par contrôle optique (laser) ou par des matériaux spécifiques tels que les matériaux ferromagnétiques, ferroélectriques, les cristaux liquides.

I.3. Les déphaseurs - définition

Les déphaseurs trouvent la majeure partie de leurs applications dans les réseaux d'antennes actives (antennes intelligentes) pour les télécommunications et application RADAR (pointage électrique). De nos jours, la reconfiguration du faisceau d'antennes est un domaine de recherche actif. En raison de la montée en puissance des terminaux multistandards, les antennes agiles en fréquences constituent une solution contribuant à diminuer l'encombrement de l'antenne pour de tels terminaux. Aujourd'hui, ce type d'antennes n'intéresse plus uniquement le domaine militaire mais également le domaine civil pour les systèmes de radar anticollision, de localisation GPS ou les réseaux locaux. La solution la plus courante consiste à commander la direction du faisceau par la phase des signaux alimentant les différents éléments ; des déphaseurs accordables à hautes fréquences sont alors nécessaires.

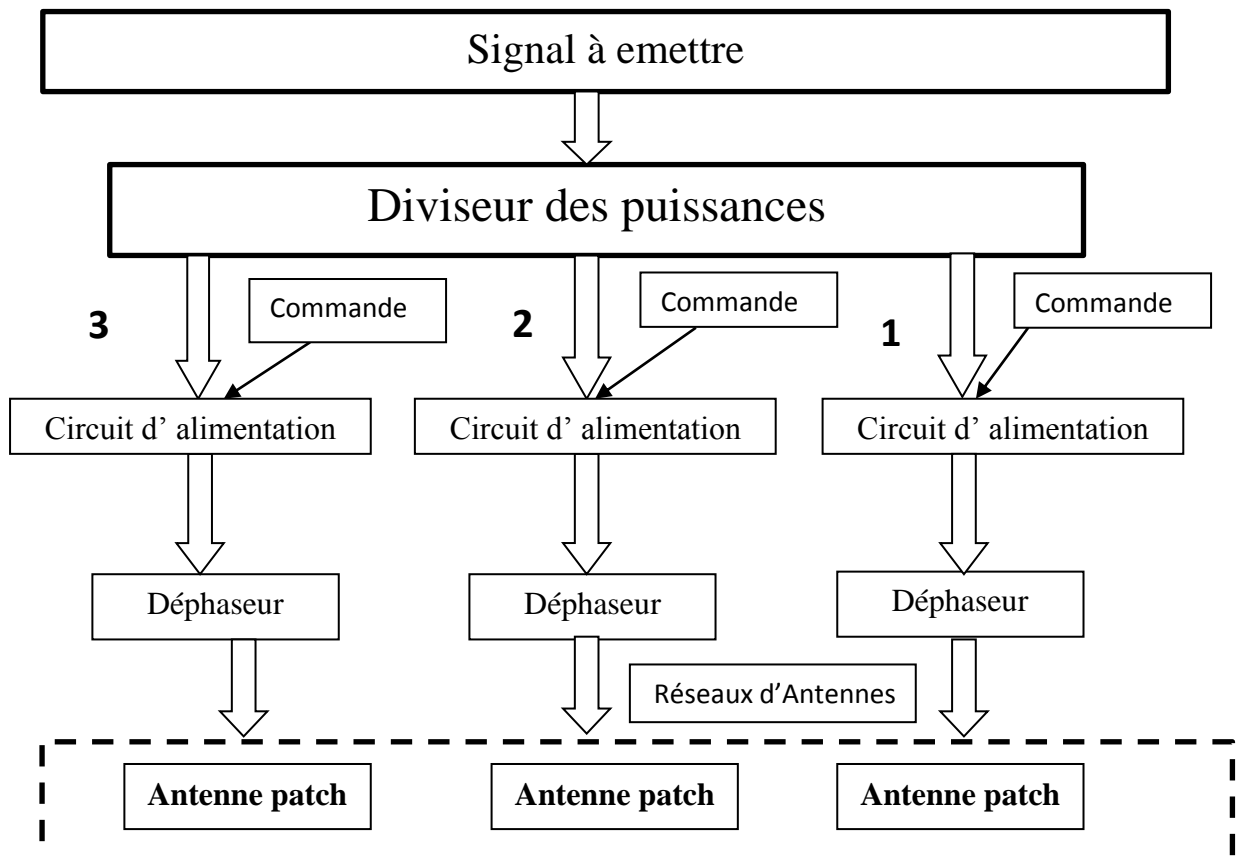


Figure I.1 : schéma synoptique de l'application d'un déphaseur

I.4. Les type des déphaseurs

I.4.1. Déphaseurs à base de composants intégrant des micro-systèmes électromécaniques (MEMS)

Actuellement, d'importantes activités de recherche sont menées sur l'intégration de composants MEMS dans les systèmes complexes. En effet, leur forte linéarité, leur très faible consommation électrique, leur petite taille (quelques m à quelques mm) et la baisse des coûts permettent d'envisager le remplacement de composants traditionnels de type semi-conducteur.

La principale caractéristique des MEMS est de fournir des fonctions électriques et mécaniques. Leur architecture est mécaniquement déformable et/ou mobile sous l'influence d'une pression, d'une sollicitation électrostatique, thermique, piézoélectrique ou magnétique. La commande électrostatique est l'actionnement principalement utilisé dans les applications micro-ondes. Les deux applications principalement visées sont des interrupteurs et des condensateurs variables radiofréquences. Ces deux dispositifs ont le même principe de fonctionnement.

Il existe trois topologies possibles de déphaseurs à base de composants MEMS

a) Déphaseurs à lignes commutées. [I.2], [I.5]

Il s'agit de la configuration la plus simple. Leurs pertes sont équivalentes aux pertes combinées des commutateurs et des lignes. Ce type de déphaseur peut être fabriqué en utilisant des SPNT (Single Pole N Throw) en série ou en configuration parallèle. Des déphaseurs 90° et 180° à lignes à retard de phase ont été réalisés en bande Ka. Ces dispositifs sont fabriqués sur substrat de silicium et ne nécessitent qu'une seule métallisation comme montrée sur la figure .I.2.

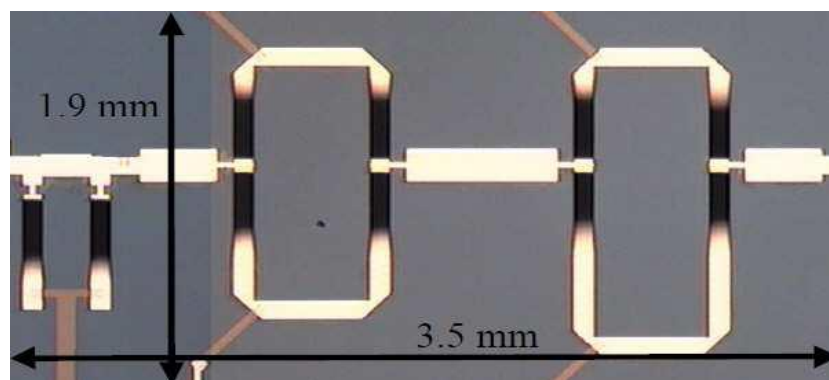


Figure I .2 : Exemple de déphaseur à lignes commutées développé par « EADS Innovation Works » et l'université de Saarland en 2008

b) Déphaseurs à lignes chargées

Le mécanisme de déphasage de ce type de circuit est basé sur une ligne en transmission chargée par une faible réactance. Plus exactement, l'idée est de charger une ligne par deux impédances différentes. En technologie micro-ruban, on utilise des stubs radiaux reliés à des commutateurs MEMS placés périodiquement le long de la ligne. Leur commutation simultanée provoque le déphasage.

c) Déphaseurs en réflexion

Cette topologie est constituée d'un circuit en réflexion commutable. La plupart des systèmes assurant la fonction de déphasage nécessite deux accès. Un déphaseur en réflexion peut être converti en un réseau à deux accès en utilisant un circulateur ou un coupleur hybride 90°.

I.4.2. Déphaseurs en guides rectangulaires

De nombreux types de déphaseurs en guides rectangulaires sont utilisés dans l'industrie pour maintes applications. [I.4], [I.5]

a) déphaseur réciproque

Un déphaseur réciproque, adapté et sans perte (parfait) possède la matrice S suivante:

$$s = \begin{pmatrix} 0 & jQ \\ e^{jQ} & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{I.2})$$

Comme il est parfaitement adapté, il est également symétrique ($S_{11} = S_{22} = 0$). De plus, s'il ne possède pas de perte, alors $|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1$, ce qui nous conduit à $S_{21} = S_{12}$. En d'autres mots, si une structure est réciproque et symétrique, une onde électromagnétique s'y propageant subit les mêmes perturbations, peu importe de quel côté elle provient.

b) déphaseur non réciproque

Il existe également des déphaseurs non réciproques, par exemple des « Gyrotors » où la matrice S est donnée par :

$$s = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{I.3})$$

Dans cette structure, l'onde subit un déphasage de π radians dans un sens et de zéro radian dans l'autre.

c) Déphaseur conventionnel

Dans un déphaseur conventionnel, on recherche à obtenir la meilleure adaptation possible et à minimiser les pertes de transmission. La structure doit également fournir un déphasage constant en fréquence. Elle doit aussi être réciproque et symétrique puisque, dans

un réseau d'antennes, le déphaseur est utilisé en émission et en réception. Notons que beaucoup de déphaseurs peuvent être fabriqués avec des ferrites, mais ceux-ci ne sont pas nécessairement réciproques et ont un niveau élevé de pertes.

I.4.3. Déphaseurs planaires

a) Déphaseur à commande optique

Le déphaseur est une ligne coplanaire le long de laquelle sont disposées périodiquement des diodes varactors d'une part et d'autre part du ruban central et des plans de masse afin de préserver la symétrie du système (figure I.3). Le détecteur photovoltaïque (PV) intégré dans le circuit est éclairé par un laser de commande, il convertit le signal lumineux en tension (commande indirecte) destinée à ajuster les caractéristiques des diodes varactors. Le détecteur photovoltaïque est connecté par des lignes de faibles largeurs (inductances). [I.4], [I.6]

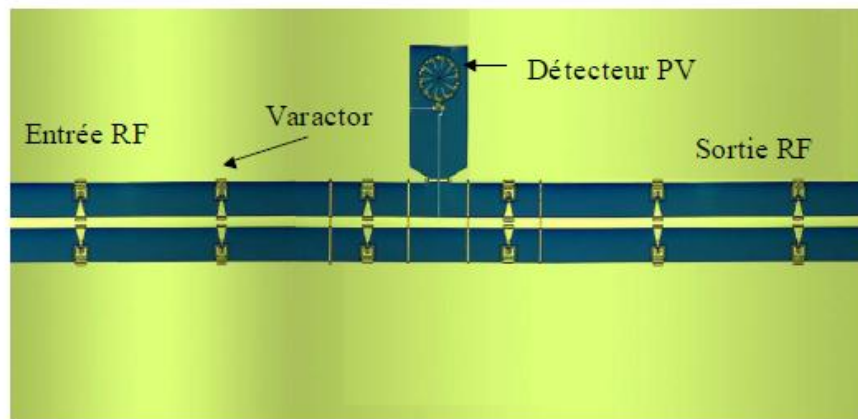


Figure I .3: Déphaseur à commande optique

I.4.4. Déphaseur micro ruban à accès coplanaire

Les premiers déphaseurs micro-rubans ont été réalisés par D. Dolfi et son équipe. Le dispositif consiste à ramener un plan de masse au-dessus d'une ligne micro-ruban réalisée sur un substrat d'alumine (structure micro-ruban inversée). Ce déphaseur de longueur 4 cm a donné une variation de phase de 29° à 14.5 GHz ($0,5^\circ/\text{cm}/\text{GHz}$) pour une tension de commande de 16V. Ce dispositif a ensuite été amélioré ($1,36^\circ/\text{cm}/\text{GHz}$) par l'utilisation d'un cristal liquide ayant une anisotropie micro-onde plus importante (mélange commercial BDH-E44). Cette thématique de recherche a ensuite été développée au laboratoire PIOM de Bordeaux, au laboratoire LEST de Brest puis au LEMCEL de Calais ainsi qu'au niveau international, au laboratoire de Darmstadt (Prof. Jakoby) en Allemagne et dans plusieurs laboratoires au Japon. [I.2], [I.8]

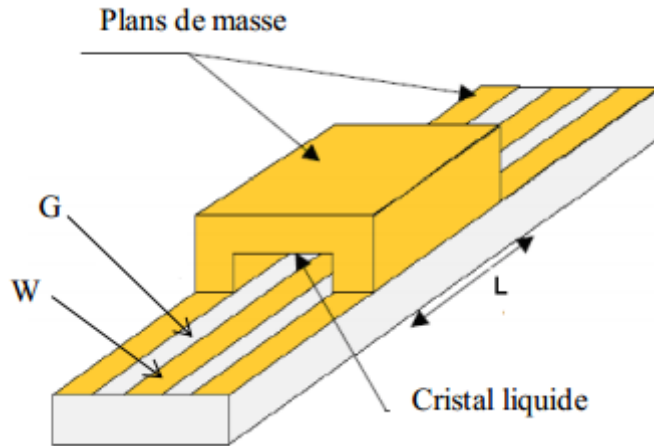


Figure I.4 : Vue d'ensemble du déphaseur micro-ruban à accès coplanaires

a) Déphaseur coplanaire

Comme pour le déphaseur micro-ruban, le déphaseur coplanaire est obtenu grâce à des lignes coplanaires. Les accès coplanaires ont une impédance caractéristique de 50Ω . Par contre, la propagation de type coplanaire est maintenue dans la partie agile. Pour améliorer l'orientation du cristal liquide dans la partie agile, un substrat isolant est placé sur la ligne dans laquelle le cristal liquide est inséré par capillarité. Le maintien d'une impédance caractéristique de 50Ω dans la partie agile s'obtient en ajustant la largeur du ruban (W) central et le gap (G). [I.2], [I.3], [I.8]

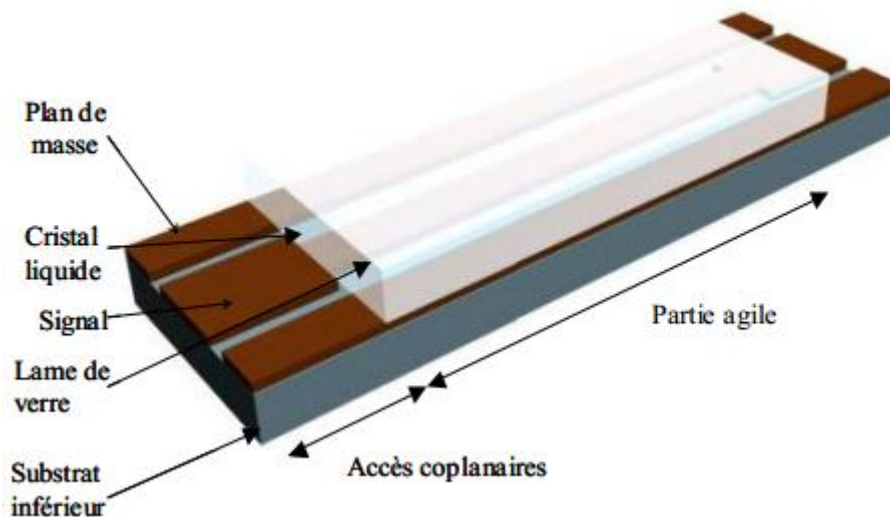


Figure I.5 : Vue d'ensemble du déphaseur coplanaire

Parmi les quelques exemples de déphaseurs que nous venons d'énumérer, seuls les déphaseurs micro rubans à base de cristaux liquides feront partie de notre travail.

I.5.Déphaseur micro ruban sur substrat diélectrique ferrite

I.5.1.Généralités sur les ferrites

Les ferrites sont des matériaux diélectriques et ferromagnétiques dont la perméabilité magnétique peut être contrôlée par un champ magnétique extérieur. Les ferrites ont été utilisées pour la réalisation de dispositifs agiles en fréquences : antennes patch, déphaseurs et filtres passe-bande.

➤ **Matériaux ferroélectriques :**

Les matériaux ferroélectriques font partie des matériaux à propriétés électromagnétiques accordables. En effet, leur permittivité peut être modifiée par l'application d'un champ électrique. Les progrès réalisés dans la fabrication de couches minces ferroélectriques les rendent attrayants pour leur application dans les circuits intégrés modernes en particulier dans des dispositifs micro-ondes. [I.2], [I.6]

L'un des inconvénients de ces matériaux est leurs pertes diélectriques dans le domaine des micro-ondes en phase ferroélectrique. Pour limiter ces pertes, ces matériaux sont généralement utilisés dans la phase para électrique. Dans cette phase, l'accordabilité est plus faible (variation de permittivité plus faible) qu'en phase ferroélectrique et, de ce fait, malgré l'utilisation de ces matériaux sous forme de couches minces, les tensions de commande restent relativement importantes. [I.3], [I.4] On peut également remarquer l'influence non négligeable de la température dans cette phase (comportement de type mode mou).

Les temps de réponse des matériaux ferroélectriques constituent un de leurs avantages. Différentes mesures du temps de réponse ont montré qu'il n'excédait pas la nanoseconde. Ce faible temps de réponse ouvre la voie à tout type d'applications notamment au niveau des systèmes temps réel.

Enfin, la forte permittivité des matériaux ferroélectriques conduit à une réduction de la taille des circuits. Ceci réduit l'encombrement et favorise l'intégration mais peut rendre plus difficile la réalisation de certains dispositifs (lignes micro-rubans, antennes).

➤ **Les matériaux ferromagnétiques**

L'inconvénient majeur des matériaux magnétiques est posé par la réalisation du dispositif de commande. En effet, les électro-aimants restent malheureusement encombrants et consommateurs de puissance électrique ce qui limite l'intégration de ces circuits et le temps de réponse des circuits. Pour s'affranchir des pertes importantes liées à la résonance gyromagnétique et à la relaxation des parois, ils doivent être utilisés à une fréquence supérieure à la fréquence de résonance gyromagnétique f_m :

$$f_m = \gamma 4\pi M_s \quad (\text{I.4})$$

Où γ est le rapport gyromagnétique et $4\pi M_s$ l'aimantation à saturation du matériau.

I.5.2. Tenseur de perméabilité des ferrites

Le tenseur de perméabilité du ferrite, déduit de celui de Polder est contrôlé par la direction et l'amplitude du champ magnétique statique appliqué au ferrite. [I.2], [I.6] Lorsque ce champ est dirigé selon la direction longitudinale de la ligne de transmission, le tenseur de perméabilité prend la forme suivante :

$$\underline{\mu} = \begin{pmatrix} \mu & -jk & 0 \\ -jk & \mu & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \mu_0 \quad (\text{I.5})$$

Où

$$\mu = 1 + \frac{(\gamma\mu_0)^2 MH_0}{(\gamma\mu_0 H_0)^2 - \omega^2}, \quad k = \frac{(\gamma\mu_0) M\omega}{(\gamma\mu_0 H_0)^2 - \omega^2} \quad \text{et} \quad \mu_{\text{eff}} = \frac{\mu^2 - k^2}{\mu} \quad (\text{I.6})$$

μ_0 et γ représentent respectivement la perméabilité absolue et la constante gyromagnétique (2.8 MHz/Q). ω est la pulsation de travail. M et H_0 sont respectivement l'aimantation de saturation et le champ magnétique statique appliqué à la ferrite. μ_{eff} est la perméabilité effective du matériau ferrite polarisé longitudinalement.

I.5.3. Déphaseur sur ferrite [I.3], [I.5], [I.6]

La structure du déphaseur est constituée d'un ruban métallique posé sur un substrat diélectrique-ferrite polarisé longitudinalement. Les résultats d'analyse concernent la dispersion et la réponse fréquentielle du déphaseur. L'influence du champ magnétique statique de polarisation de ferrite sur ces paramètres est également exposée.

L'utilisation de ferrite comme substrat de la ligne d'alimentation permet d'intégrer le déphaseur à la ligne et la variation de la phase du signal d'alimentation est obtenue par action sur le champ magnétique statique appliqué à la ferrite.

Le choix de ces déphaseurs se justifie par les avantages suivants :

- ✓ une largeur de bande étroite.
- ✓ un rayonnement parasite faible.
- ✓ le déphasage peut être modifié par commande électronique du champ H_0 , induit dans la ferrite.
- ✓ le circuit à micro-ondes est passif, et contrairement aux dispositifs contenant des composants actifs, supporte mieux la puissance.

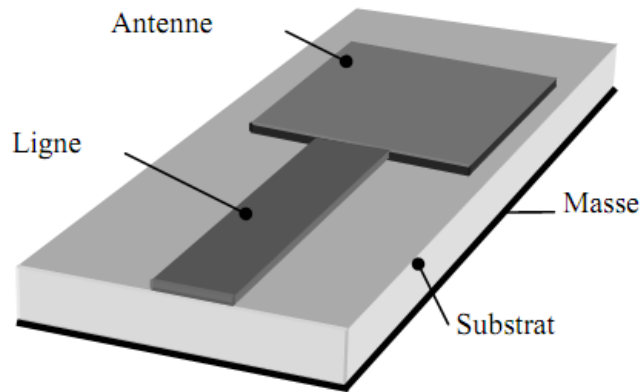


Figure I.6 : Alimentation d'une antenne par ligne micro-ruban

Le déphaseur sera décrit par son impédance caractéristique et son déphasage maximum par unité de longueur. La ferrite utilisée est magnétisée longitudinalement le long de l'axe de propagation (z), assurant de ce fait le non réciprocity du système.

I.5.4. Paramètres caractéristiques du déphaseur

En premier lieu, il faut évaluer les résultats d'analyse de la ligne micro-ruban reposant sur un substrat diélectrique-ferrite polarisé longitudinalement par un champ magnétique statique (figure I.7). Une action sur ce champ statique entraîne une modification du tenseur de perméabilité et par conséquent la phase introduite sur le signal d'alimentation de l'antenne. Les paramètres du déphaseur sont décrits par l'impédance caractéristique et le déphasage maximum par unité de longueur. Les résultats sont déduits par analyse du déphaseur par la méthode des éléments finis (MEF), [I.2] qui s'avère une technique numérique efficace et appropriée à l'étude des structures de géométries complexes. [I.5], [I.6]

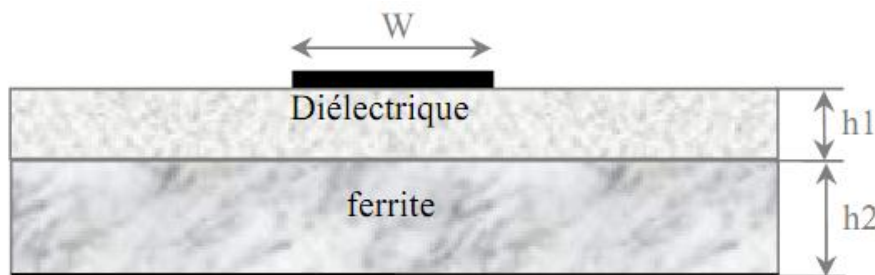


Figure I.7 : Ligne micro ruban sur un substrat diélectrique-ferrite.

L'analyse a été menée dans les deux cas suivants de polarisation des ferrites :

- lorsque la ferrite est démagnétisée ($4\pi M=0$),
- lorsqu'il y a une polarisation maximale ($M=M_{max}$).

I.6. Les déphaseurs micro rubans à base des cristaux liquides

I.6.1. Déphaseur à substrat évidé

Ce déphaseur est obtenu à partir d'une ligne micro ruban gravée mécaniquement sur un substrat de permittivité $\epsilon_r = 2.94$ ("RT/DUROID 6002") de $245\mu\text{m}$ d'épaisseur. Cette ligne présente au départ une impédance caractéristique de 50Ω . Une cavité de $150\mu\text{m}$ de hauteur, 2mm de largeur et 10mm de longueur a été usinée localement sous le ruban afin d'y confiner le cristal liquide. Un plan de masse en cuivre maintenu mécaniquement permet d'encapsuler le cristal liquide.

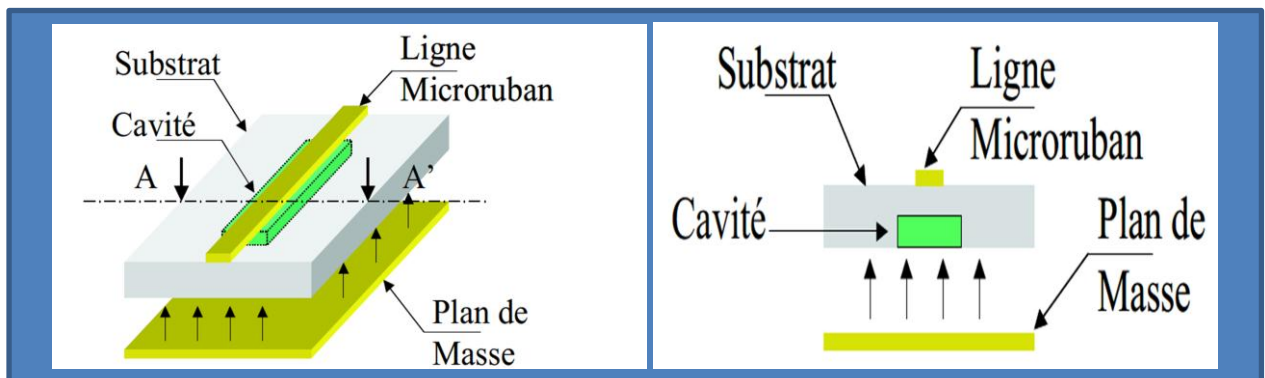


Figure I.8 : Plan de coupe AA' du déphaseur à substrat évidé

Dans cette structure la commande s'effectue par l'application d'un champ magnétique permanent (aimant). En effet dans le cas d'une commande par tension continue le champ électrique se concentre dans le substrat en Duroid du fait de sa faible conductance par rapport au cristal liquide. Aucune agilité n'est alors obtenue pour une tension inférieure à 40V valeur limite de tension de polarisation.

I.6.2. Déphaseur micro ruban à accès coplanaire

Les accès coplanaires ont une impédance caractéristique de 50Ω . Pour réaliser la partie agile, un capot supérieur métallique forme une cavité (hauteur h) dans laquelle le cristal liquide est inséré par capillarité. Dans cette partie, le gap (G) est fortement augmenté ($G \approx 10 G_1$) pour que les plans de masse latéraux n'influent pas sur la structure et que, du point de vue électromagnétique, la partie agile se comporte comme une structure micro-ruban.

Le maintien d'une impédance caractéristique de 50Ω dans la partie agile s'obtient en ajustant la largeur (W) du ruban central par rapport à la hauteur (h) de la cavité. Cette structure favorise le confinement du champ électromagnétique dans le cristal liquide anisotrope et l'accordabilité doit être proche de celle du cristal liquide. Pour la même raison, la permittivité du substrat influe peu sur la partie active du déphaseur. [I.2]

En pratique, la hauteur h de la cavité est réduite (typiquement inférieure à 100 μm) pour diminuer la tension de commande. En effet, celle-ci est inversement proportionnelle à la hauteur h de la cavité (champ électrique $E=V/h$). On peut remarquer que la hauteur h influe également sur les temps de réponse. En particulier, une diminution de la hauteur h se traduit par une diminution du temps de réponse off. Pour ce type de déphaseur, le volume de cristal liquide nécessaire au remplissage reste relativement faible (2 mm^3 pour une cavité de dimensions $1\text{cm} \times 5\text{mm} \times 40\mu\text{m}$). La technologie pour la réalisation du déphaseur micro-ruban à accès coplanaires est relativement simple, la partie la plus délicate à réaliser étant la cavité du capot supérieur.

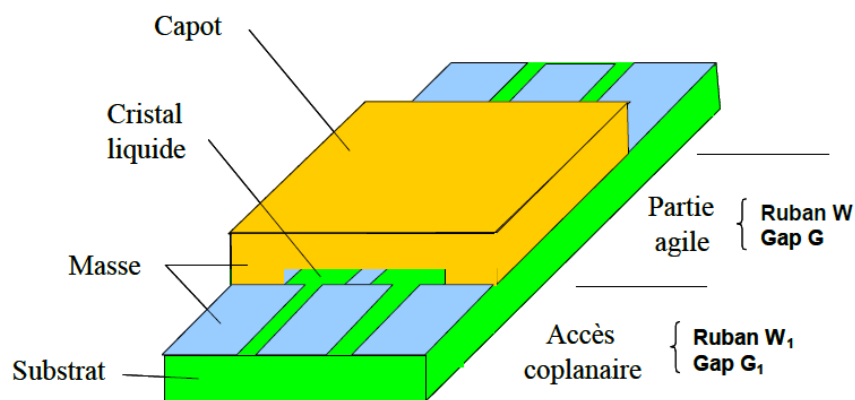


Figure I.9 : Déphaseur micro-ruban à accès coplanaires

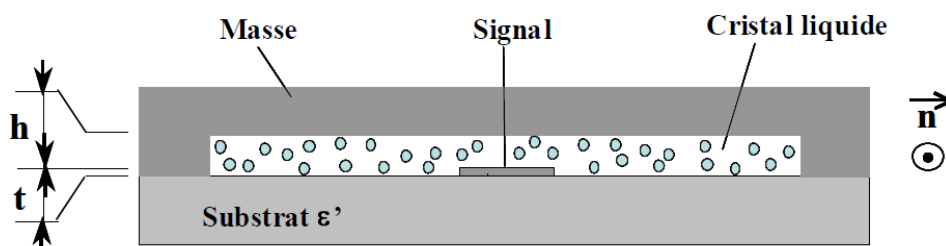


Figure I.10 : Section droite de la partie active du déphaseur micro-ruban à accès coplanaires

I.6.3.Principes de fonctionnement

Dans le cas d'une ligne micro-ruban classique, le déphasage obtenu entre l'entrée et la sortie est fixe à une fréquence donnée. Ce déphasage est donné par la relation suivante :

$$\varphi = -\frac{360}{c} F \sqrt{\varepsilon_{eff}} L \quad (\text{I.7})$$

En utilisant un substrat constitué de cristal liquide, il va être possible de varier la permittivité relative effective du substrat en appliquant en plus du signal hyperfréquence, une tension de commande basse fréquence.

$$\Delta\varphi = -\frac{360LF\sqrt{\varepsilon_{re\text{ff}}(E)} - \sqrt{\varepsilon_{re\text{ff}}(0)}}{C} \quad (\text{I.8})$$

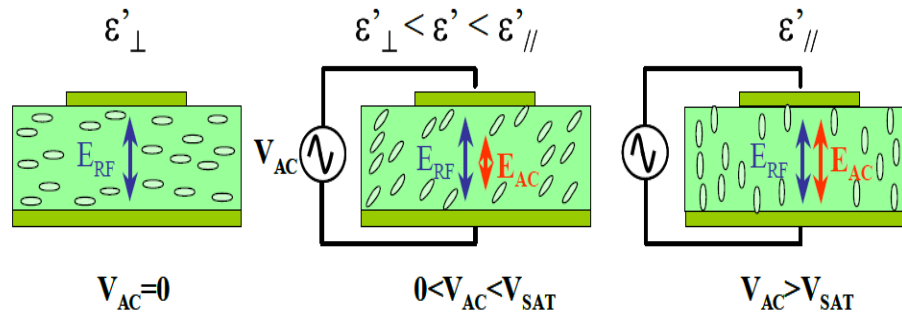


Figure I.11 : Principe du déphaseur micro-ruban à accès coplanaire : effet de la tension de commande sur l'orientation du cristal liquide

Sans commande, l'orientation initiale est planaire, due à un traitement des surfaces. Dans ce cas, le champ radiofréquence E_{RF} est orthogonal à l'axe principal des molécules et le matériau présente une permittivité ε''_{\perp} . L'orientation devient progressivement homéotrope suite à l'application d'une tension de commande basse fréquence (environ 1 kHz). Pour une valeur seuil E_{SAT} du champ électrique, l'axe principal des molécules devient parallèle à la direction du champ E_{RF} et la permittivité s'identifie alors à $\varepsilon''_{\parallel}$. Si la commande est supprimée, les molécules retrouvent leur orientation initiale (rappel lié au traitement des surfaces). Le changement d'orientation induit par le champ électrique de commande a pour conséquence de changer la permittivité du matériau vue par le champ radiofréquence. [I.1], [I.2], [I.8].

I.7.Applications des déphaseurs aux réseaux d'antennes

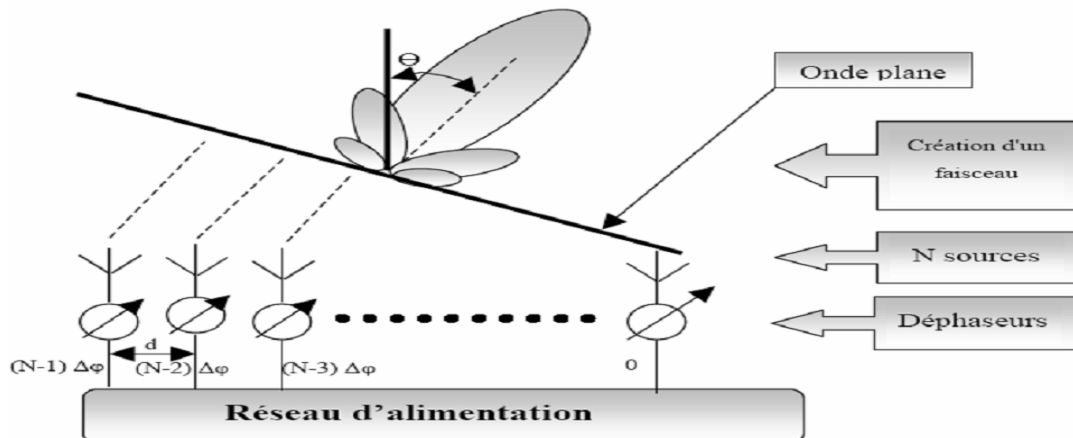


Figure I .12 : Réseau d'antennes à commande de phase utilisant des déphaseurs agiles

Les déphaseurs trouvent la majeure partie de leurs applications dans les réseaux d'antennes actives, antennes intelligentes et les antennes à balayage électronique pour les télécommunications. En effet, en modifiant de façon indépendante la phase du signal alimentant chacune des antennes du réseau, grâce à une commande électronique, il est possible d'orienter le faisceau dans une direction souhaitée.

Des déphaseurs agiles à base de ferrites ont été utilisés avec succès dans des systèmes militaires malgré des inconvénients évidents (coût et encombrement important, complexité du système de commande). Plus récemment des composants actifs à base d'AsGa de MEMS ont été utilisés pour réaliser ce type de fonctions mais leurs prix conséquents limitent pour l'instant la commercialisation des antennes actives. Le développement de déphaseurs agiles compacts à commande électrique et à faible coût permettrait d'intégrer ce type de fonctionnalité sur des systèmes embarqués (avionique, automobile, ...).

D'un point de vue civil, le contrôle du faisceau d'antennes trouve par exemple des applications dans les réseaux locaux sans fil WLANs pour lesquels un filtrage spatial pourrait accroître les capacités de traitement d'informations en séparant le signal utile des interférences suivant leur angle d'arrivée.

Les déphaseurs agiles intéressent aussi les fabricants d'équipements satellitaires pour objectif de diminuer le poids, la consommation de puissance et le coût qui restent trois des critères majeurs pour ce genre d'applications. En bande X et Ka notamment, les besoins en déphaseurs agiles compacts à forte linéarité se font pressants.

I.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude théorique des différents types des déphaseurs en général mais plus spécialement nous nous sommes focalisés sur les déphaseurs micro ruban à base de cristaux liquides. Les cristaux liquides généralement utilisés pour l'affichage connaissent maintenant un essor remarquable dans la réalisation des circuits agiles en fréquence à savoir les filtres, les déphaseurs, les antennes. En conclusion, le champ électrique de commande relativement faible, la faible dépendance avec la température de leur permittivité, les pertes diélectriques faibles sont des caractéristiques intéressantes pour les applications micro-ondes des cristaux liquides. Par contre, étant donné les valeurs d'anisotropie diélectrique micro-onde (ou de biréfringence) des cristaux liquides, ceux-ci sont probablement mieux adaptés à des applications dans la gamme des fréquences millimétriques, d'autant plus que dans cette gamme de fréquences, les pertes diélectriques des couches minces ferroélectriques sont plus importantes.

Bibliographie

- [I.1] Fabien Maury « conception, réalisation et test de déphaseurs micro-ondes intégrant une technologie MEMS » Thèse de doctorat, Université de Limoges, juillet, 2009.
- [I.2] Fehim Sahbani « réalisation et caractérisation de déphaseurs micro-onde accordables à couche active cristal liquide application aux antennes à balayage électronique », Thèse de doctorat électronique, Université Tunis-El Manar, 2011.
- [I.3] Alexandre Harck, « conception et validation de déphaseurs large bande intégrant des MEMS-rf dans un environnement hostile », Thèse de doctorat, Université de Limoges, novembre 2014.
- [I.4] Yöngju Ban, « Tunable ferrite phase shifter using substrate integrated waveguide technique », Mémoire de maîtrise ès sciences appliquées, Université de Montréal, décembre 2010.
- [I.5] Israël Boudreau, « étude d'un déphaseur large bande en technologie de guide d'ondes intégré au substrat », Mémoire de maîtrise ès sciences appliquées, Université de Montréal, avril 2012.
- [I.6] B. Benbakhti, M. Meliani, M. Feham, N. Benahmed, S. Dali, « déphaseurs planaires sur substrat diélectrique-ferrite pour alimentation des réseaux d'antennes » Conférence Internationale sur les Systèmes de Télécommunication, d'Electronique Médicale et d'Automatique, CISTEMA'2003.
- [I.7] Saidi Raouia, « étude et modélisation des structures de filtrage microruban à base de résonateurs rectangulaires par la méthode WCIP » Thèse de doctorat, Université Batna 2, 2014.
- [I.8] A. Attoui, A. Boualleg « external command study of the phase shifter for applications to array antenna with nematic liquid crystal », POLYTECHNICAL JOURNAL, Metallurgical and Mining Industry. Engineering science, 7N-7, pp.134-140, 2015.

Chapitre II :

Les cristaux liquides

I1.1. Introduction

Lors d'une première présentation des différents états de la matière, il est commode et utile de considérer les trois états fondamentaux qui sont les états cristallin, liquide et gazeux. Bien entendu, notre expérience quotidienne nous amène à fréquenter et expérimenter des états de la matière qui échappent à cette classification : plastiques, gels, émulsions, mousses, tissus biologiques, etc. et cristaux liquides (CL). Les CL doivent leur appellation étrange à l'embarras de ces savants du XIXe siècle - REINITZER et LEHMANN - qui découvraient de nouveaux états de la matière au comportement associant la biréfringence d'un cristal à la fluidité d'un liquide.

On distingue deux familles de CL. L'une s'appelle les lyotropes : la phase CL - ou *mésophase* ou encore *état mésomorphe* (du grec *mesos*, intermédiaire, et *morphê*, forme) - apparaît en incorporant un composé dans un solvant et pour une certaine gamme de concentrations ; c'est le cas de nombreux CL biologiques et ceux utilisés en cosmétologie et pharmacologie. La seconde famille s'appelle les thermo tropes, car la mésophase existe sur une plage de températures et est révélée en chauffant à partir de l'état cristallin ou en refroidissant à partir de l'état liquide (isotrope).

II .2.Cristaux Liquides

Les Cristaux Liquides sont les substances qui, dans certaines phases, ont des propriétés combinant celles d'un liquide conventionnel et celles d'un solide cristallisé. Leur découverte en 1888 est due au botaniste autrichien Friedrich Reinitzer qui, en étudiant des dérivés du cholestérol a observé un état intermédiaire (ou mésophase) entre le solide (rigide et ordonné) et le liquide (fluide et isotrope) qui était fluide, comme un liquide, tout en possédant des propriétés de biréfringence, comme un cristal.

Ces mésophases correspondent à des organisations moléculaires bien définies qui sont directement liées à la structure moléculaire des composés cristaux liquides. Ces composés sont des molécules organiques formées d'une partie rigide (le cœur aromatique) et d'une partie flexible qui se caractérisent par une forte anisotropie géométrique. C'est la gêne stérique due à l'anisotropie moléculaire des méso-gènes (composés qui présentent des mésophases) qui va déclencher l'apparition des mésophases. [II.1], [II.2].

Ainsi, plusieurs formes moléculaires anisotropes peuvent présenter des phases cristal liquides : les molécules en forme de bâtonnet (appelés de cristaux liquides calamitiques) les molécules en forme de disque et, plus récemment, les molécules en forme de banane (Figure II.1)

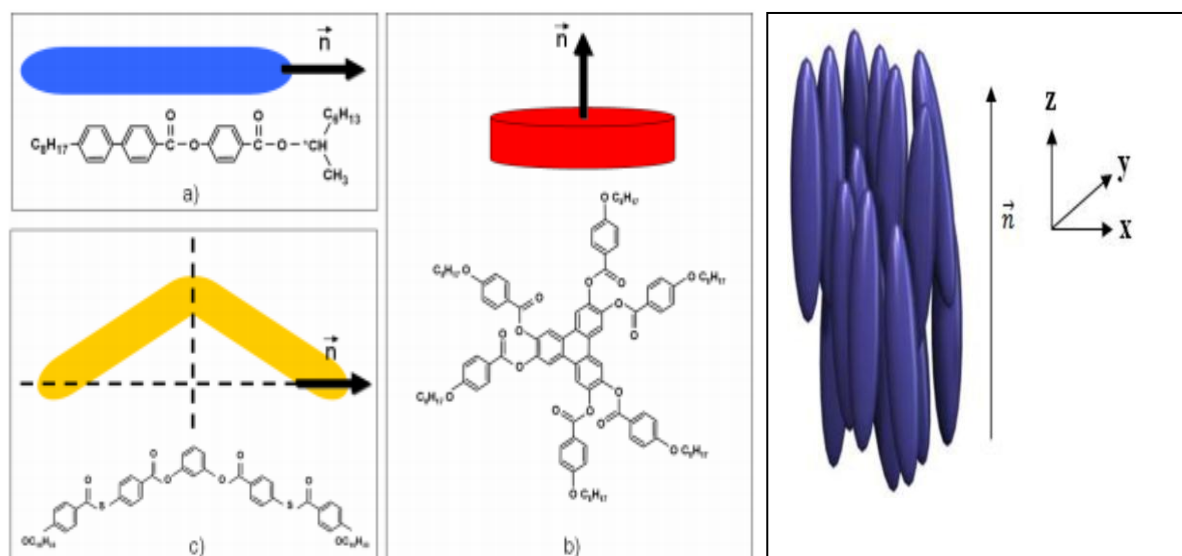


Figure II.1 : Cristaux Liquides.1 – Les formes moléculaires anisotropes qui peuvent présenter des phases cristaux liquides et exemples de formules chimiques : a) bâtonnet, b) disque et c) banane

Il y a deux grandes classes de cristaux liquides : thermo tropes et lyotropes. Les cristaux liquides thermo tropes changent de phase en fonction de la température tandis que les lyotropes sont sensibles à la concentration et à la température. Un cristal liquide lyotrope est en effet un mélange de composants structurés dans un solvant isotrope qui présente des propriétés liquide cristallines sur des fenêtres de concentration. Il existe beaucoup d'exemples de cristaux liquides lyotropes : les membranes biologiques, en particulier les membranes cellulaires, sont une forme de cristal liquide lyotrope, le savon dans l'eau étant une autre. Certains cristaux liquides thermo tropes possèdent un polymorphisme très riche, présentant plusieurs mésophases différentes entre la phase cristalline à basse température et la phase liquide isotrope à haute température.

Un matériau est défini comme un solide cristallin quand sa structure possède un ordre à longue portée des positions moléculaires dans les trois dimensions. Les molécules d'un cristal complètement ordonné ont aussi un ordre d'orientation à longue portée. Quand un cristal (C) est chauffé les mouvements thermiques des molécules vont augmenter jusqu'au point (température de fusion) où les vibrations sont tellement intenses que l'arrangement régulier des molécules est cassé avec perte de l'ordre positionnel et orientationnel à longue portée. S'il a perte d'ordre est totale on obtient la phase liquide isotrope. Dans les cristaux liquides l'aperte d'ordre est graduelle donnant origine à des mésophases qui peuvent être stables sur plusieurs dizaines de degrés. Les mésophases résultent, ainsi, de la perte partielle de l'ordre positionnel et/ou orientationnel à longue portée des molécules. [II.1] ,[II.3]

Quand on parle d'ordre dans une phase cristal liquide on ne doit pas imaginer les molécules figées sur place comme dans un cristal. Les molécules dans une mésophase diffusent, un peu comme les molécules dans un liquide, mais ont une tendance de s'orienter plutôt, ou plus de temps, dans une direction préférentielle en présence d'ordre d'orientation ou de rester plutôt, ou plus de temps, dans une position préférentielle en présence d'ordre de position. Le fait que la plus grande partie de l'ordre d'un cristal soit perdue lors du passage à l'état cristal liquide est révélé par la valeur de la chaleur latente, autour de 250 J/g, une valeur très typique d'une transition cristal liquide. Cette valeur contraste avec la chaleur latente typique lors de la transition mésophase – isotrope, autour de 5 J/g. [II.2], [II.3] Pour mesurer le degré d'ordre d'un eméso-phase on utilise des paramètres d'ordre qui peuvent varier de 0, pour l'état désordonné, à une valeur maximale pour l'état complètement ordonné.

Même si les mésophases sont fluides, la présence d'ordre d'orientation ou de position assure que toutes les directions dans le fluide ne sont pas équivalentes. Ainsi, les mésophases possèdent des propriétés macroscopiques anisotropes comme la viscosité, l'élasticité, l'indice de réfraction et la réponse électrique et magnétique qui vont les rendre, du point de vue scientifique et technologique très intéressantes.

Selon l'organisation des molécules et la présence d'ordre d'orientation ou de position à une ou deux dimensions plusieurs mésophases existent qui peuvent être partagées en 3 grandes familles : nématique, smectique et colonnaire.

II.2.1. Nématique

Dans la phase nématique les molécules diffusent à travers l'échantillon en conservant une direction d'orientation préférentielle selon un vecteur unitaire \vec{n} appelé directeur, (Figure II.2). C'est la phase cristal liquide la plus proche du liquide isotrope. Le nom de la phase vient du mot grec pour fil, dû aux lignes noires visibles sous microscope polarisé dans cette phase. Ces lignes, appelées de dés inclinaisons, sont des défauts dans l'ordre orientationnel où la direction préférentielle n'est pas définie.

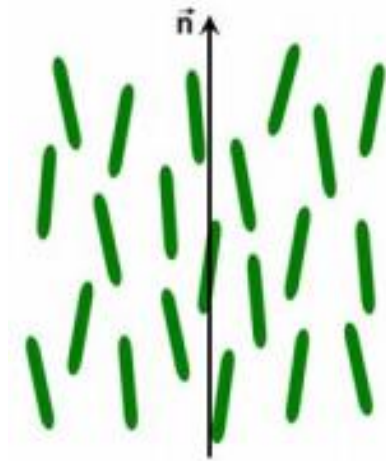


Figure II .2 : Représentation de la phase nématique. Les molécules ont une orientation préférentielle (directeur) mais n'ont aucun ordre de position

Si la molécule qui forme le cristal liquide est chirale (toujours différente de son image miroir) la phase nématique est remplacée par la phase nématique chiral (ou chole stérique, parce que beaucoup des premiers produits qui présentaient cette phase étaient des dérivés du cholestérol). Dans cette phase la direction d'orientation préférentielle tourne d'une façon hélicoïdale sur un axe perpendiculaire au directeur (Figure II.3). [II.1][II.2][II.3].

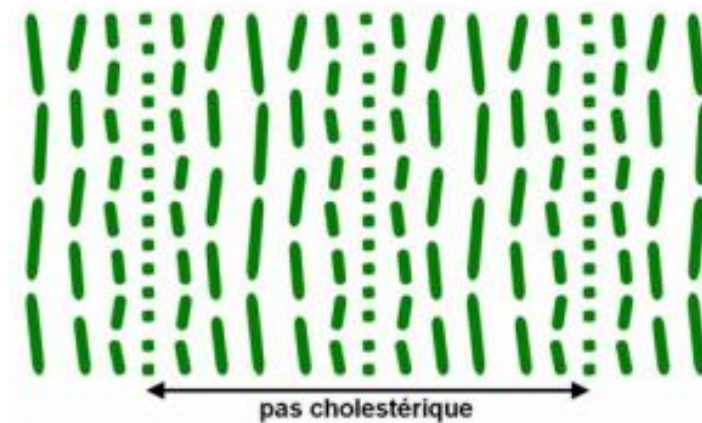


Figure II .3 : Représentation de la phase nématique

La direction d'orientation des molécules tourne d'une façon hélicoïdale sur un axe perpendiculaire au directeur. Le pas chole-stérique est la distance au long de l'hélice pour laquelle le directeur tourne de 360° ;

Le pas d'un nématique chiral est la distance au long de l'hélice pour laquelle le directeur tourne de 360° . La structure se répète à chaque demi pas à cause de l'équivalence

entre n_r et $-n_r$. Des effets optiques intéressants de réflexion sélective se produisent quand la longueur d'onde de la lumière dans le cristal liquide est égale au pas hélicoïdal.

Le pas d'un cristal liquide nématique chiral peut être aussi petit que 100 nm. En mélangeant les deux isomères optiques (deux chiralités) on peut faire augmenter le pas hélicoïdal. Un mélange racémique (égale proportion des isomères optiques) est un nématique non chiral.

II.2.2.Smectique

Dans la phase smectique, au-delà de l'ordre orientationnel, il existe aussi un ordre positionnel puisque les molécules s'arrangent par couches (Figure II.4). Il n'existe pas d'ordre dans le plan des couches.

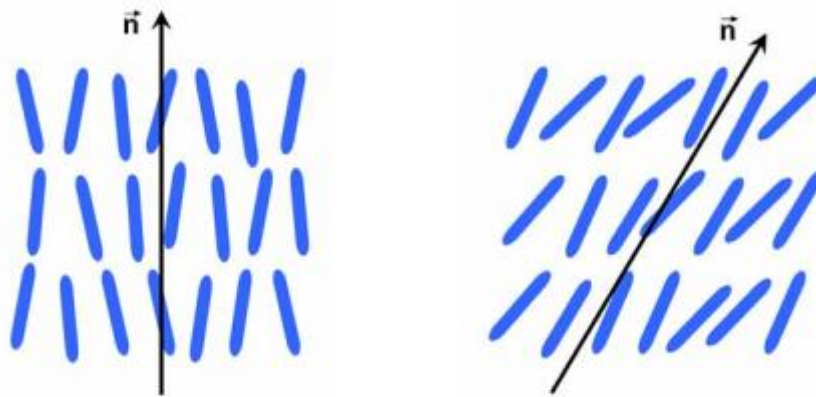


Figure II .4 : Représentation des phases Smectique A (à gauche) et Smectique C (à droite)

Les molécules s'arrangent par couches. Dans le plan des couches il n'existe pas d'ordre. Dans la phase Smectique A le directeur est perpendiculaire au plan des couches. Dans la phase Smectique C il existe un angle d'inclinaison entre le directeur et la normale au plan des couches;

Le nom de la phase vient du mot grec pour savon, dû aux propriétés mécaniques de ces phases qui ont rappelé aux premiers chercheurs les propriétés des systèmes savonneux. Si le directeur est perpendiculaire au plan des couches la phase s'appelle Smectique A. Si le directeur fait un angle d'inclinaison (ou de tilt) différent de 90° avec le plan des couches la phase s'appelle Smectique C. Grâce à leur structure lamellaire les cristaux liquides smectiques peuvent former des films librement suspendus. [II.1],[II.4]

II.3. Anisotropie diélectrique

Les cristaux liquides sont des molécules généralement fortement polarisées, présentant des états intermédiaires entre l'état solide et l'état liquide. Ces phases intermédiaires nommées mésophases, sont décrites en fonction du degré d'arrangement des molécules dans l'espace. Les mésophases peuvent être réalisées par deux processus. Lorsque la transition est réalisée entièrement par voie thermique, le cristal liquide est dit thermo trope. Si la transition est induite par une variation de la concentration d'une solution, le cristal liquide est appelé lyotrope. [II.1], [II.2], [II.6]

Les cristaux liquides sont des matériaux anisotropes. De ce fait, leur permittivité est tensorielle. Dans le cas des milieux anisotropes, la permittivité complexe ε^* s'écrit sous la forme d'un tenseur :

$$\varepsilon^* = \varepsilon' - j\varepsilon'' = \begin{pmatrix} \varepsilon_{xx}^* & \varepsilon_{xy}^* & \varepsilon_{xz}^* \\ \varepsilon_{yx}^* & \varepsilon_{yy}^* & \varepsilon_{yz}^* \\ \varepsilon_{zx}^* & \varepsilon_{zy}^* & \varepsilon_{zz}^* \end{pmatrix} \quad (\text{II.1})$$

Où ε' représente la permittivité réelle et ε'' représente les pertes (permittivité imaginaire).

La phase nématique est assimilable à un milieu uniaxe. Par conséquent, lorsque l'axe optique est dirigé suivant Oz :

$$\varepsilon_{xx}^* = \varepsilon_{yy}^* = \varepsilon_{\perp}^* \text{ et } \varepsilon_{zz}^* = \varepsilon_{\parallel}^* \quad (\text{II.2})$$

$$\varepsilon^* = \varepsilon' - j\varepsilon'' = \begin{pmatrix} \varepsilon_{\perp}^* & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{\perp}^* & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{\parallel}^* \end{pmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Les permittivités ε_{\perp}^* et $\varepsilon_{\parallel}^*$ correspondent respectivement aux permittivités mesurées dans le cas où l'orientation du champ électrique est perpendiculaire ou parallèle au directeur \vec{n} .

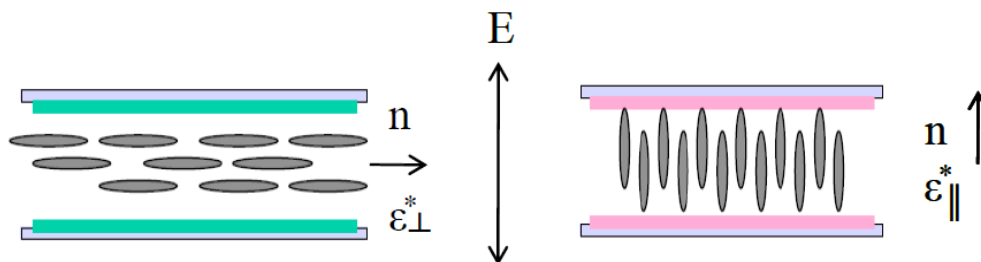


Figure II .5 : Configuration correspondant aux permittivités ε_{\perp}^* et $\varepsilon_{\parallel}^*$

L'anisotropie diélectrique réelle est définie par la grandeur :

$$\Delta\varepsilon = \varepsilon'_{\parallel} - \varepsilon'_{\perp} \quad (\text{II.4})$$

Les permittivités réelle et imaginaire ainsi que l'anisotropie diélectrique évoluent en fonction de la fréquence (spectres diélectriques). A basses fréquences, l'anisotropie est fortement positive. Dans la gamme des moyennes fréquences, à cause des différents mécanismes de relaxation, l'anisotropie diélectrique devient négative. Dans la gamme des micro-ondes, les pertes deviennent faibles et les permittivités réelles évoluent peu avec la fréquence. L'anisotropie micro-onde est faiblement positive. [II.6], [II.7]

L'anisotropie diélectrique joue un rôle important dans le cadre des applications des cristaux liquides. L'anisotropie basse fréquence permet la commande de l'orientation des molécules par champ électrique. L'anisotropie micro-onde est utilisée pour la réalisation des dispositifs micro-ondes agiles en fréquences.

Les principales propriétés des cristaux liquides montrent que ces matériaux font partie des matériaux à propriétés électromagnétiques accordables. Ils peuvent être utilisés en tant que substrat diélectrique commandable, en particulier, dans la gamme des micro-ondes. Il s'agit d'une nouvelle application de ces matériaux généralement utilisés pour l'affichage.

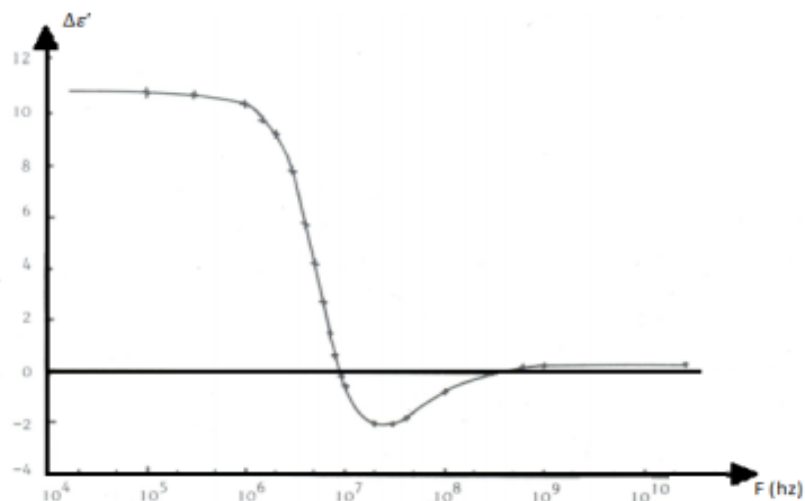


Figure II .6 : Exemple d'évolution de l'anisotropie diélectrique réelle en fonction de la fréquence

II .4. Propriétés optiques

II .4.1. Polarisation de la lumière

Polariser la lumière revient à donner une direction spécifique au champ électrique qui la constitue. En effet, la lumière naturelle n'est pas polarisée : elle se propage dans toutes les directions; la direction du champ électrique est donc aléatoire. Si la lumière traverse un milieu dit polariseur, celle-ci ne sera transmise que selon un plan appelé « plan de polarisation ».

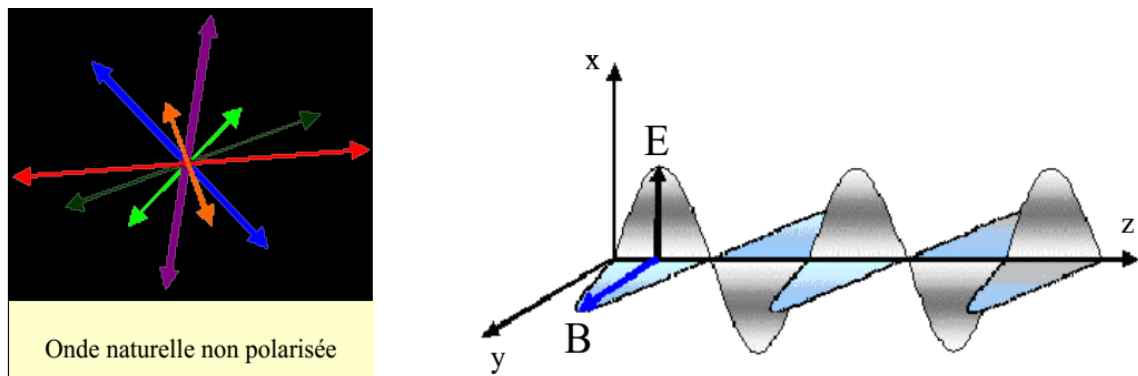


Figure II .7 : Polarisation du champ électromagnétique

Si le vecteur B ou le vecteur E conserve son orientation dans le plan (Oxy), l'onde sera polarisée rectilignement. Les cristaux liquides ont de telles propriétés polarisantes qui sont utilisées pour l'affichage.

II.4.2. Action d'un champ électrique sur les cristaux liquides.

Les cristaux liquides ont des structures chimiques variables. Si le barycentre des charges positives de la molécule n'est pas confondu avec celui des charges négatives, la molécule constitue un dipôle électrique permanent. Lorsque ces barycentres sont confondus, on peut appliquer aux molécules un champ électrique, qui du fait de l'agitation, va créer un moment dipolaire induit.

Les cristaux liquides se comportent donc comme des dipôles, permanents ou induits, qui sous l'action d'un champ électrique, sont soumis à un couple de forces et vont s'orienter selon les lignes de ce champ.

Il est possible de les diriger en changeant la direction du champ électrique qu'on leur applique.

II.4.3. Orientation des cristaux liquides

On peut remarquer que, dans le cadre des applications, un bon fonctionnement des dispositifs nécessite de pouvoir fixer l'orientation initiale du cristal liquide. Il existe différentes méthodes pour fixer l'orientation d'un cristal liquide. [II.5], [II.7]

II.4.3.1. Orientation par traitement de surface

Il est possible de contraindre le directeur \vec{n} à suivre une direction définie en utilisant un traitement de surface approprié. Ces méthodes d'alignement sont connues et utilisées en affichage et dans les écrans plats.

On s'intéresse principalement à deux orientations :

- l'orientation planaire (directeur parallèle à la surface traitée) : Pour cette orientation, une fine couche de surfactant en solution est déposée sur la surface par centrifugation (tournette) puis séchée. Le dépôt est ensuite frotté à l'aide d'un tissu abrasif. La direction du frottement fixe celle du directeur \vec{n} .
- l'orientation homéotrope (directeur \vec{n} perpendiculaire à la surface traitée), Celle-ci est obtenue par évaporation sur la surface d'une solution alcoolique d'un surfactant tel que le HTAB (Bromure d'Hexadécyl Triméthyl Ammonium).

II.4.3.2. Orientation par champ électrique basse fréquence

L'anisotropie diélectrique $\Delta\epsilon$ est importante car elle introduit un couplage diélectrique avec un champ électrique extérieur ce qui implique une réorientation du directeur \vec{n} . En effet, si l'on applique un champ électrique basse fréquence sur un cristal liquide nématique, il existe deux possibilités :

- ❖ pour $\Delta\epsilon$ positif, le couple provoqué par le champ électrique tend à aligner le directeur dans la direction \vec{n} du champ
- ❖ pour $\Delta\epsilon$ négatif, le couple tend à aligner le directeur perpendiculairement au champ.

Le couple exercé est d'autant plus important que le champ électrique appliqué et l'anisotropie diélectrique basse fréquence sont importantes (énergie en $\Delta\epsilon E^2$).

II.4.3.3. Orientation par champ magnétique

Enfin, les molécules utilisées dans les cristaux liquides sont diamagnétiques. La phase nématique peut être orientée par effet coopératif à l'aide d'un champ magnétique extérieur intense (typiquement >0.5 T). Les molécules s'orientent dans la direction du champ. Nous utilisons cette méthode d'orientation pour les caractérisations et les applications [II.1], [II.6], [II.7].

II.5. Résultats de caractérisation des cristaux liquides étudiés [II.4]

Les cristaux liquides K15, E3 et E8 ont été caractérisés dans la bande 26-40GHz. Il est rapporté dans ce tableau l'ensemble des résultats issus de la caractérisation à la température ambiante :

| Cristal liquide | $\varepsilon'_{r\perp}$ | $\varepsilon''_{r\perp}$ | $\tan \delta_{\perp}$ | $\varepsilon'_{r\parallel}$ | $\varepsilon''_{r\parallel}$ | $\tan \delta_{\parallel}$ | $\Delta\varepsilon'$ |
|-----------------|-------------------------|--------------------------|-----------------------|-----------------------------|------------------------------|---------------------------|----------------------|
| K15 | 2,64 | $8,1 \cdot 10^{-2}$ | $3,1 \cdot 10^{-2}$ | 2,98 | $4,2 \cdot 10^{-2}$ | $1,4 \cdot 10^{-2}$ | 0.34 |
| E3 | 2,52 | $7,1 \cdot 10^{-2}$ | $2,8 \cdot 10^{-2}$ | 2,91 | $4,2 \cdot 10^{-2}$ | $1,4 \cdot 10^{-2}$ | 0.39 |
| E7 | 2,52 | $7,2 \cdot 10^{-2}$ | $2,8 \cdot 10^{-2}$ | 2,95 | $5 \cdot 10^{-2}$ | $1,7 \cdot 10^{-2}$ | 0.43 |

Tableau II .1 : Résultats de caractérisation des cristaux liquides

II .6 . Conclusion

Les cristaux liquides fournissent des sujets de recherche fondamentale riches en diverses notions de physique et chimie : relation entre chiralité moléculaire et chiralité de structure, considérations de symétrie, organisations dipolaires, lien entre la polarisation de la mésophase et la géométrie de la cellule d'étude (confinement, frustration géométrique), etc.

Des variantes dans des structures déjà connues ont continué à être découvertes ces dernières années et un nom plus approprié pour décrire le domaine, car plus global, pourrait sans doute être celui de cristaux liquides polaires.

Par l'alliance des propriétés de haute résolution et de rapidité de commutation, afin de renouveler rapidement l'information, les CL présentent des applications intéressantes, existantes ou prospectives, dans le domaine de la Télécommunication microonde.

Bibliographie

- [II.1] Michel MITOV. «Les cristaux liquides ferroélectriques, rudiments » CEMES (Centre d'élaboration de matériaux et d'études structurales) Vol. 100 , 1583-1597, Décembre 2006.
- [II.2] Paulo Fernandes , « nouvelles études structurales de cristaux liquides par réflectivité et diffraction résonante des rayons x», Thèse de doctorat ,Université bordeaux ,école doctorale des sciences chimiques, avril 2007.
- [II.3] Caussarieu Aude, « Fabrication et caractérisation d'une cellule de cristaux liquides pour l'étude du vieillissement au point critique », Stage Master 2 R Option Physique, École Normale Supérieure de Lyon, 2009.
- [II.4] A .Attoui , A. Boualleg « external command study of the phase shifter for applications to array antenna with nematic liquid crystal », POLYTECHNICAL JOURNAL, Metallurgical and Mining Industry. Engineering science, 7N-7, pp.134 – 140, 2015.
- [II.5] Andrei Vorobiev and Spartak Gevorgian « Fabrication of Ferroelectric Components and Devices » Ferroelectrics in Microwave Devices, Circuits and Systems, 2009.
- [II.6] Carsten Fritsch, Flavio Giacomozzi, Onur Hamza Karabey, Felix Goelden, Alexander Moessinger, Saygin Bildik, Sabrina Colpo and Rolf Jakoby « Continuously Tunable W-Band Phase Shifter based on Liquid Crystals and MEMS » Technology Proceedings of the 6th European Microwave Integrated Circuits Conference , pp.1083 -1086, 2011.
- [II.7] S. Bulja, D. Mirshekar-Syahkal1, M. Yazdanpanahi, R. James, S. E. Day, and F. A. Fernández « Liquid Crystal Based Phase Shifters in 60 GHz Band » Wireless Technology Conference (EuWIT), 2010 European, Sept, Papers (2), 2010.

Chapitre III :

Etude des lignes micro ruban

III .1.Introduction

Le domaine des micro-ondes et des hyperfréquences qui sont basées sur les structures planaires, a connu depuis ces dernières décennies une forte demande et de très grands progrès technologiques. Le domaine d'application touche aujourd'hui différents domaines allant des applications professionnelles de haute précision comme les systèmes de navigation de télécommunications terrestres et spatiale, la télédétection, les radars (civils et militaires) et la radiométrie, communication hyperfréquence à des applications grand public comme la télévision, le téléphone mobile, la radiodiffusion, les systèmes d'alarmes et de sécurité. [III.1]

Dans ce chapitre, nous définissons en premier lieu les structures planaires et leur intégration dans les circuits électroniques. Nous présentons les intérêts et motivations d'utiliser ces différentes structures planaires dans les applications micro-ondes tels que les lignes de transmissions et les résonateurs microrubans. Les caractéristiques, les avantages, et les applications de ces lignes de transmissions.

III .2.structures planaires

Les structures planaires sont très bien adaptées pour la production à bas coût et en grand volume de dispositifs intégrant des fonctions passives et actives utilisant les procédés de fabrication de circuits imprimés classiques à des fréquences pouvant aller jusqu'aux bandes centimétriques et millimétriques.

La technique des circuits imprimés a révolutionné les domaines de l'électronique et plus récemment , [III.1], [III.2] celui des hyperfréquences, où elle se prête particulièrement bien à la réalisation des lignes et des résonateurs microbandes.

L'utilisation de technologies planaires est nécessaire pour concevoir des dispositifs toujours plus performants tout en répondant aux contraintes en termes de poids, d'encombrement, de consommation de puissance et de coût.

Il serait intéressant d'indiquer que les différentes structures de guidage utilisées dans les systèmes micro-ondes ou millimétriques sont les structures fermées (ces structures seront totalement isolées de l'extérieur par des parois métalliques) et les structures ouvertes (structures planaires) tel que les lignes de transmissions, les résonateurs planaires, guides d'ondes...

III.2.1. Réalisation des structures planaires

L'intégration dans un circuit électronique des structures planaires s'est avérée très pratique, car il y a possibilité d'adjoindre sur leur surface des composants actifs ou passifs, donc admettent la possibilité de réglage .

Cependant l'intégration de composants passifs reste nécessaire pour la réalisation des systèmes de télécommunication. Dans ces conditions, la miniaturisation ou l'intégration de fonctionnalités qui ne peuvent pas être supportées par l'électronique classique, constitue un objectif majeur pour les générations futures de composants et systèmes. [III.1], [III.3] En outre, il est à retenir que ces mêmes structures planaires comportent des interfaces Air/diélectrique qui modifient beaucoup les modes de propagation, généralement, ce sont des modes hybrides plus difficiles à étudier comparativement aux modes TE, TM ou TEM. Les circuits intégrés micro-ondes monolithiques CIMM et hybrides miniaturisés, pouvant être réalisés à grande échelle, tout en présentant une grande fiabilité, sont fortement désirés afin de réduire les coûts de production.

Il est bien connu que les circuits intègres micro-onde (MIC) reposent sur l'utilisation de la technologie des circuits planaires formés partiellement ou en totalité, sur une surface plane de diélectrique, par une ou plusieurs dépositions et une opération de gravure. Le circuit en entier, peut être produit en grand nombre à faible coût par photolithographie. Les caractéristiques techniques des MIC sont leur petite taille, leur faible poids, et leur haute fiabilité. En technologie MMIC, les circuits passifs et actifs et leurs interconnexions sont réalisés en grands nombres sur le même substrat semi-conducteur. La comparaison entre les principales caractéristiques liées aux 10 approches des circuits MIC hybrides et monolithiques permet d'affirmer que les circuits MMIC coexisteront avec les circuits MIC hybrides à faible coût, car leurs caractéristiques respectives sont complémentaires. En particulier, du fait du faible coût des premières réalisations de circuit MIC hybride, de nouvelles configurations peuvent être d'abord validées en technologie hybride, puis transposées vers des circuits monolithiques plus coûteux à tailles plus réduites.

En technologie MIC, la structure des guides d'onde planaires est constituée d'éléments blocs selon le développement des divers composants fonctionnels ou sous-systèmes. L'étude des structures de guide d'onde planaires fut un sujet de recherche important dans le domaine

des circuits MIC. Ces dernières années, le développement explosif des applications commerciales micro-ondes et en ondes millimétriques pour le grand public, a considérablement accru les activités de recherche dans ce domaine d'une part pour explorer les diverses nouvelles configurations de circuits planaires et d'autre part pour caractériser précisément leur performances électriques.[III.3]

III .3.Les lignes de transmissions planaires

Un résumé de cinq structures planaires est présenté. Ces structures sont les lignes microrubans, les lignes à fentes, les lignes coplanaires, les lignes tri-plaques et les lignes à ailettes.

III .3.1. Définition

Les lignes de transmissions sont généralement utilisées dans la répartition de courant (aux basses fréquences) et dans les communications (aux hyperfréquences). Plusieurs genres de lignes de transmission tel que les paires torsadées et câbles coaxiaux qui sont utilisés dans les réseaux informatiques (l'Internet), mais sont aussi utilisées pour réaliser des filtres, des transformateurs d'impédances, des coupleurs, des lignes a retard. [III.1], [III.2]

Une ligne de transmission, est un ensemble d'un (en réalité deux si l'on considère la masse), de plusieurs conducteurs acheminant un signal électrique (souvent haute fréquence). Le milieu diélectrique qui sépare les conducteurs (air, céramique, téflon,..) joue un rôle important dans la vitesse de propagation du signal. [III.4],[III.5] Les lignes de transmission les plus courantes sont les câbles coaxiaux (symétrie), les lignes bifilaires et les paires torsadées (asymétrie). Sur les circuits imprimés et les circuits intégrés, on trouve couramment des lignes micro-rubans et des lignes coplanaires.

III .3. 2. Les structures en lignes de transmissions planaires

Les principaux types de lignes de transmissions planaires sont :

1. La ligne microbande ou microruban (microstrip) :

Elle comporte un substrat diélectrique métallisé sur sa face arrière (le plan de masse) et un circuit de métallisation sur la face avant.

2. La ligne à fente (slot line) :

Où deux conducteurs formant la ligne de transmission sont déposés sur la même face du substrat diélectrique.

3. La ligne coplanaire (coplanar wave guide) :

C'est une extension de la ligne précédente, avec trois bandes métalliques et deux fentes.

4. La ligne bande ou ligne triplaque (stripline) :

C'est l'une des différents types de lignes microstrip et elle est assez volumineuse puisqu'elle fait intervenir un second plan de masse.

5. La ligne à ailettes (fin-line) :

Prend la forme d'une ligne à fente avec un boîtier métallique enveloppant la structure guide d'onde.

Bien entendu, toutes ces lignes ont une configuration plane et leurs caractéristiques sont en fonction de leurs dimensions à savoir l'épaisseur du substrat, sa constante diélectrique et la largeur du ruban

III .3. 2.1. Ligne microbande

Une ligne micro ruban (microstrip) est constituée d'une bande conductrice de largeur w et d'épaisseur t faible, séparée d'un plan de masse par une couche diélectrique d'épaisseur h et de permittivité relative ϵ_r (Figure. III. 1).

Parce que les lignes de champ entre les deux couches conductrices ne passent pas uniquement dans le diélectrique mais se perdent également dans l'air (Composante longitudinale non nulle), on a alors des modes hybrides. Afin de simplifier l'étude de cette structure, la notion de ligne effective a été introduite. Elle consiste à rechercher une modélisation équivalente par une ligne à diélectrique homogène illimité dont la permittivité (effective) est liée aux différents milieux composant la ligne. [III.2], [III.6]

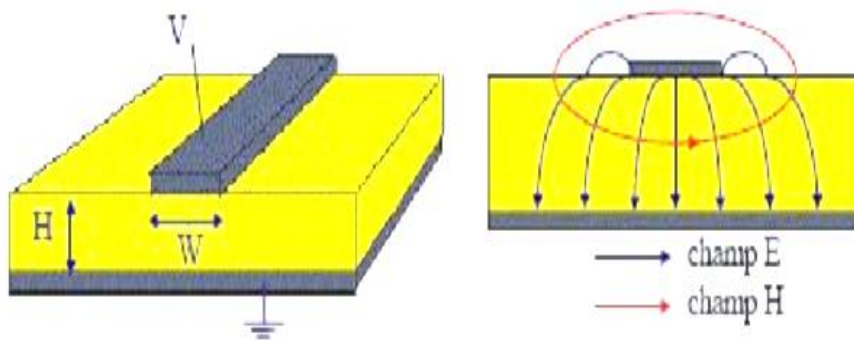


Figure III .1 : Ligne Micro- ruban (microstrip) et Distribution des champs E/M

a. Technologies

Le choix d'une technologie (structure de guidage) et de son procédé de fabrication est lié à la fonction à réaliser et au niveau d'intégration désiré. Si le niveau d'intégration n'intervient que très peu sur le choix du type de la ligne microruban (hors multicouches), il ne peut être dissocié du type de substrat et du procédé de fabrication. [III.1]

b. Avantages et inconvénients

Les lignes microrubans possèdent certaines propriétés telles que:

- Faible coût
- Faible poids, faibles dimensions et légèreté

Très utilisée pour réaliser des circuits hyperfréquences, cette topologie permet d'assurer une large gamme d'impédances caractéristiques réalisables en technologie circuit imprimé (10Ω à 200Ω environ), et ceci quel que soit le substrat choisi. C'est un peu moins le cas en technologie circuit intégré ou l'épaisseur du substrat de quelques μm limite leur utilisation pour des impédances inférieures à environ 70Ω . [III.2], [III.7]

Cependant, si la connexion de composants en série reste simple, le report d'éléments en parallèle est plus complexe et nécessite des vias pour assurer la connexion avec le plan de masse sur la face inférieure. L'influence des trous métallisés (pour réaliser les vias) sur les performances électriques du circuit n'est pas négligeable et leurs effets parasites doivent être pris en compte. Malgré ces quelques inconvénients, cette technologie reste largement employée, les avantages compensant souvent avantageusement les inconvénients.

L'inconvénient majeur des lignes microrubans est qu'ils sont considérées comme des lignes ouvertes rayonnantes de l'énergie dans l'espace environnant. Mais l'intérêt particulier de cet inconvénient est qu'il a donné lieu à des recherches dont le résultat essentiel est la caractérisation précise des structures microrubans. [III.1] ,[III.4]

c. Formules d'analyses et de synthèses

1. Equations de synthèse

Un premier jeu d'équation permet de calculer le rapport W/h correspondant à une impédance Z0 donnée.

Pour une meilleure précision on utilise deux équations différentes selon la valeur de W/h
Pour $W/h < 2$:

$$\frac{w}{h} = \frac{\varepsilon_c(A)}{e(2A) - 2} \quad (\text{III.1})$$

Avec

$$\frac{z_u}{6} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.1}{\varepsilon_r}\right)} \quad (\text{III.2})$$

Pour

$$W/h > 2 : \frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - h(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r + 1}{2\varepsilon_r} \left| h(B - 1) + 0.39 - \frac{0.6}{\varepsilon_r} \right| \right\} \quad (\text{III.3})$$

Avec

$$B = \frac{3\pi}{2z_u \sqrt{\varepsilon_r}} \quad (\text{III.4})$$

2. Equations d'analyse

Ces équations permettent de calculer l'impédance caractéristique d'une ligne microruban dont on connaît les dimensions. Pour une meilleure précision on utilise ici encore deux équations différentes selon la valeur de W/h : [III.1], [III.2]

Pour $W/h < 1$

$$Z_0 = \frac{6}{\sqrt{\varepsilon_e}} h \left(\frac{8}{w} + \frac{w}{4} \right) \quad \text{(III.5)}$$

Avec

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left| \left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{\frac{1}{2}} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right| \quad \text{(III.6)}$$

Pour $W/h > 1$

$$\varepsilon_0 = \frac{1\pi / \sqrt{\varepsilon_e}}{\frac{w}{h} + 1.3 + 0.6h \left(\frac{w}{h} + 1.4 \right)} \quad \text{(III.7)}$$

Avec

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left| \left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{\frac{1}{2}} \right| \quad \text{(III.8)}$$

Les relations précédentes ont été établies en supposant que l'épaisseur t du conducteur est très faible devant l'épaisseur h de l'isolant ($t/h < 0,005$). Dans les autres cas, il faut apporter une correction, la plupart du temps négligeable. La relation à utiliser est:

Pour $W/h > 0,16$ (ce qui est toujours le cas dans notre domaine)

$$\frac{w_e}{h} = \frac{w}{h} + \frac{t}{\pi h} \left(1 + h \left(\frac{2}{t} \right) \right) \quad \text{(III.9)}$$

d. Affaiblissement d'une ligne micro ruban

L'atténuation des signaux au cours de leur propagation dans les circuits micro rubans est principalement due à quatre causes : Les pertes ohmiques du conducteur (ou pertes par effet de joule) ; Les pertes diélectriques ; Les pertes par rayonnement principalement due aux discontinuités ; Les pertes par ondes de surface. D'autres pertes beaucoup plus faciles à maîtriser et à évaluer. Plusieurs facteurs affectent le comportement des lignes micro rubans. Les tolérances de fabrication sur les différents matériaux ; Les états de surface de ces matériaux ; Le vieillissement des matériaux.

e. Discontinuités micro rubans

Les lignes de transmission dans les circuits ne sont jamais droites ou uniformes. Elles comportent des discontinuités comme des changements de direction, de largeur, des intersections. Les discontinuités microrubans couramment rencontrées dans les filtres et dans la pratique elles comprennent le 'pas' (step), les extrémités ouvertes (open-ends), les coudes (bends), les lacunes (gaps) et les jonctions (junctions). La figure.III.2 illustre certaines discontinuités typiques et leurs circuits équivalents. Les expressions caractérisant ces discontinuités sont utilisées dans de nombreux programmes d'analyse de circuit basés sur l'approche d'onde unique.

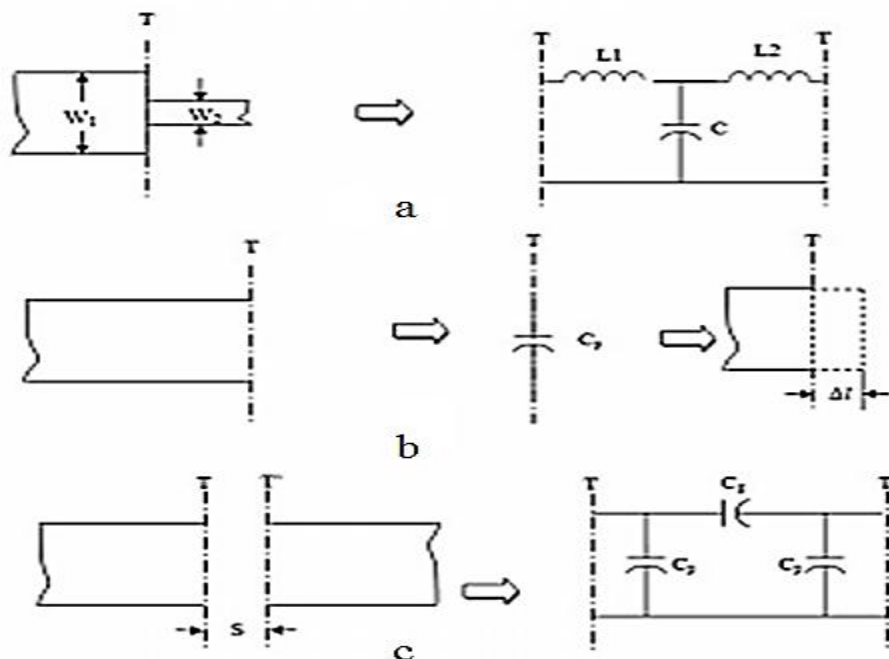


Figure III .2: Discontinuities microrubans: (a) step; (b) open-end; (c) gap

1. Pas dans la largeur (Steps in Width)

La capacitance et l'inductance du circuit équivalent indiqué dans la figure.III.2 (a) peut être approximée par les formules suivantes : [III.2], [III.6]

$$C = 0.00137h \frac{\sqrt{\varepsilon_{r1}}}{Z_{c1}} \left(1 - \frac{w_2}{w_1}\right) \left(\frac{\varepsilon_{r1} + c_3}{\varepsilon_{r1} - c_2}\right) \left(\frac{(w_1/h) + 0.2}{(w_1/h) + 0.8}\right) e[p] \quad (\text{III.10})$$

$$L_1 = \frac{L_{w1}}{L_{w1} + L_{w2}} L \quad L_2 = \frac{L_{w2}}{L_{w1} + L_{w2}} L \quad (\text{III.11})$$

Avec

$$L_w = Z_c \sqrt{\varepsilon_r} / c \quad (\text{III.12})$$

$$L = 0.000987h \left(1 - \frac{Z_{c1}}{Z_{c2}} \sqrt{\frac{\varepsilon_{r1}}{\varepsilon_{r2}}}\right)^2 e[n] \quad (\text{III.13})$$

Où L_w pour $i = 1,2$ sont les inductances par unité de longueur de la micro-bande appropriée, ayant des largeurs W_1 et W_2 , respectivement. Tandis que Z_c et c désignent l'impédance caractéristique et la constante diélectrique efficace correspondant à la largeur W_i . c 'est la vitesse de la lumière dans l'espace libre, et h est l'épaisseur du substrat en micromètres.

2. Extrémités ouvertes (Open Ends) [III.1], [III.5]

A l'extrémité ouverte d'une ligne micro ruban de largeur w , les champs ne s'arrêtent pas brutalement mais s'étendent légèrement plus loin à cause de l'effet du champ de franges. Cet effet peut être modélisé, soit avec une capacité parallèle C_p ou équivalent avec une longueur équivalente de la ligne de transmission Δ , comme le montre la figure III.2 (b). La longueur équivalente est généralement plus pratique pour la conception de filtre. Elle est donnée par :

$$\Delta l = \frac{c z_c c_p}{\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (\text{III.14})$$

Où c 'est la vitesse de la lumière dans l'espace libre. L'expression fermée de Δ / h est donnée par :

$$\frac{\Delta l}{h} = \frac{\varepsilon_1 \varepsilon_3 \varepsilon_5}{\varepsilon_4} \quad (\text{III.15})$$

La précision est meilleure que 0,2% de la gamme si $0,01 \leq h \leq 100$ et ≤ 128

3. Lacunes (Gaps)

Un écart micro ruban peut être représenté par un circuit équivalent, comme représenté sur la figure III.2 (c). Le shunt et des capacités en série C_p et C_g peuvent être déterminées par:

- ✓ L'exactitude de ces expressions est de 7% pour $0,5 \leq h \leq 2$ et $2,5 \leq \leq 15$.
- ✓ L'exactitude de ces expressions est de 7% pour $0,5 \leq h \leq 2$ et $2,5 \leq \leq 15$.

f. Coude (Bends) [III.5]

Coudes à angle droit de micro ruban peuvent être modélisés par un réseau en T équivalent, comme le montre la figure III.3

La précision sur la capacité est citée comme un rayon de 5% sur la plage de $2,5 \leq \leq 15$ et $0,1 \leq h \leq 5,0$. L'exactitude de l'inductance est d'environ 3% pour $0,5 \leq h \leq 2,0$.

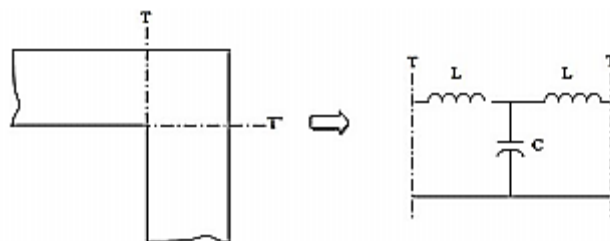


Figure III .3 : Discontinuité microrubans du type coude Bend

III.3.2.2. La ligne à fente (Slot line)

La ligne à fente proposée par Cohn 1968, comporte deux conducteurs déposés sur la même face d'un substrat. La deuxième face n'est pas métallisée. Cette structure est particulièrement utile dans les circuits intégrés nécessitant des lignes à haute impédance (car il est difficile d'obtenir des impédances caractéristiques inférieures à 60Ω pour les lignes à fentes).

Elle est inhomogène, donc son mode de propagation est hybride. Les puissances transmises sont faibles et elles présentent des pertes par rayonnement. [III.4]

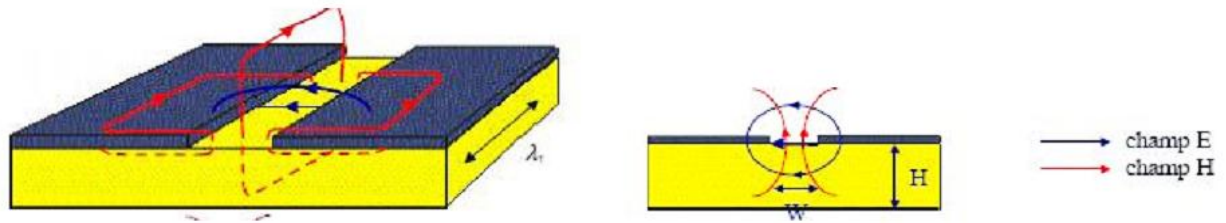


Figure III .4 : Ligne à fente (slot line) et Propagation des champs

- * Le champ électrique est tangentiel à l'interface dans la fente
- * Le champ magnétique a une composante longitudinale non négligeable
- * Les différentes études menées sur ces lignes n'ont pas donné de modèle très satisfaisant, ce qui est un handicap sérieux pour leur utilisation. En effet, les composantes longitudinales des champs sont plus importantes que dans le cas des micro-rubans. C'est un véritable guide d'onde qui possède une fréquence de coupure par mode, et encore la ligne à fente est très dispersive et à haute impédance.

III.3.2.3. la ligne coplanaire ou guide d'onde coplanaire

Cette structure, proposée par Wein en 1969 est constituée par un ruban de longueur S séparé du plan de masse par deux fentes de largeur W .

La ligne coplanaire est constituée de bandes conductrices situées sur le même plan et la métallisation se trouve en effet sur un seul côté du substrat, (Figure. III .5) Chacun des deux plans qui se situent sur les côtés est à la masse et la bande centrale transporte le signal. Deux configurations existent : le guide d'onde coplanaire (Coplanar wave guide ou CPW) et la bande coplanaire (Coplanar Strip ou CPS).

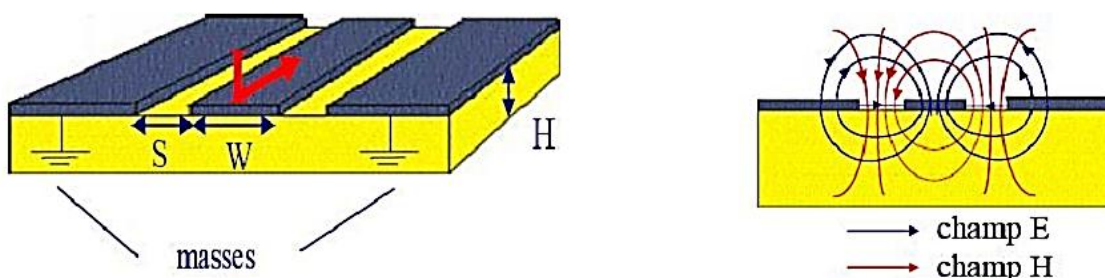


Figure III .5 : Ligne Coplanaire (Coplanar line) et Propagation des champs

- ✚ Existence d'un effet de bord: les champs s'étendent de part et d'autre du ruban
- ✚ Les champs électrique et magnétique sont orthogonaux dans le plan transverse

Dans la pratique, le guide d'onde coplanaire présente plusieurs types de structures qui se différencient les unes par rapport aux autres par l'épaisseur du substrat diélectrique et la largeur de bande conductrice. [III.4], [III.6]

:

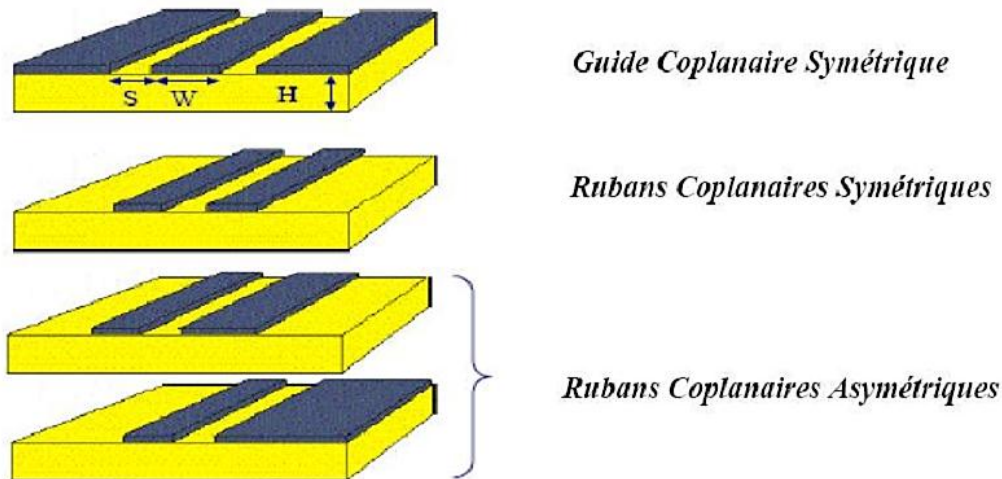


Figure III .6 : Différentes structures des lignes coplanaires

Les lignes de transmissions de ce type coplanaire ont des faibles pertes, ont été l'objet de grandes recherches basées sur le mode quasi-TEM, aussi bien que sur le calcul du mode hybride. La plus part des calculs de pertes sont basées sur le schéma de perturbation avec l'hypothèse que l'épaisseur de métallisation est nulle aussi bien que suffisamment plus épaisse.

III.3.2.4. La ligne triplaque (stripline)

Cette ligne consiste en un mince ruban métallique placé entre deux plaques diélectriques métallisées sur la face externe, c'est la première micro ligne développé en 1951 par (Barret et Barnes).

Les techniques d'obtention des lignes se sont rapidement développées et sont devenues de plus en plus précises. C'est la seule micro ligne homogène (un seul diélectrique) purement TEM. L'impédance caractéristique peut être contrôlée par la largeur du ruban centrale. Son inconvénient principal est la difficulté de connexion avec d'autres lignes. Une étude approfondie a été proposée par (Howe et Cohn). [III.7]

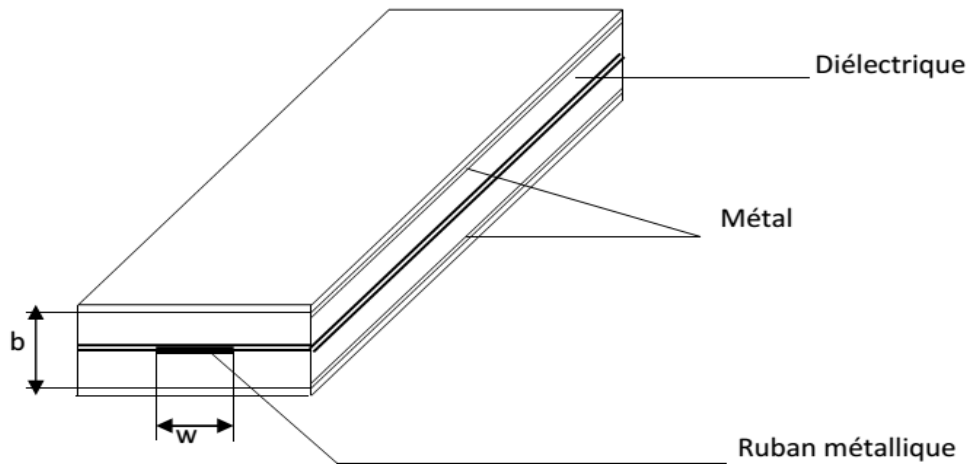


Figure III .7 : La ligne triplaque

III.3.2.5. La ligne à ailettes (finlines)

En 1972, Meier proposait de nouvelles lignes de transmissions quasi-planaires appelées lignes à ailettes, pour les circuits intégrés millimétriques. Il s'agit d'une ligne à fente, placée dans le plan E d'un guide métallique rectangulaire. La structure à ailette en particulier, a été très largement utilisée pour les premiers développements de composants divers en bandes millimétriques, en technologie hybride.

Le mode de propagation utilisé est le plus proche d'une combinaison de mode TE et TM, est le mode Hybride

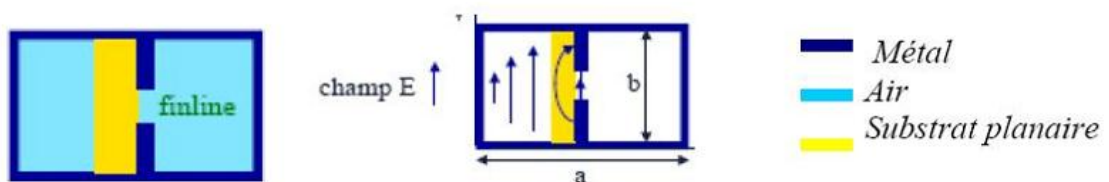


Figure III .8 : Ligne à ailette unilatérales et propagation du champ

Elle peut-être unilatérale- (Figure. III .8) ou bilatérale (Figure. III .9.a) et signalons aussi la structure dite opposé (antipodale) (Figure. III .9.b) et une structure isolée totalement symétrique est représentée sur la figure III .9.c

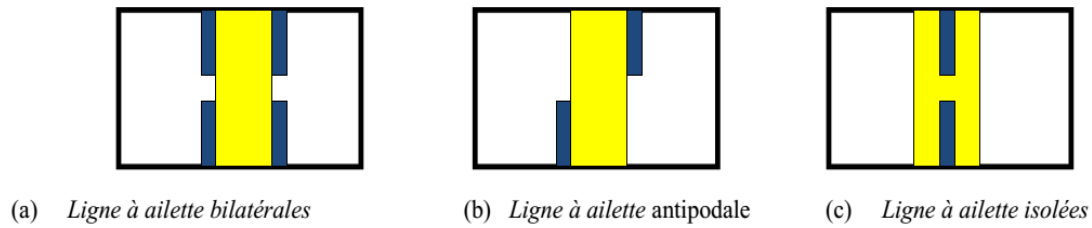


Figure III .9: les différentes configurations de la ligne à ailettes

III.4.Conclusion

Une ligne de transmission planaire est caractérisée par son impédance caractéristique, sa constante d'affaiblissement (qui précise les pertes dans la ligne), et la vitesse de propagation des signaux, qui dépend du diélectrique utilisé pour fabriquer la ligne. Dans ce chapitre, nous avons présenté la technologie micro ruban ses avantages, et ses inconvénients et les principales causes des pertes des signaux, Ainsi que les différents types des lignes planaires comme la ligne a fente, la ligne coplanaire, la ligne tri plaque et enfin la ligne à ailettes.

Bibliographie

- [III.1] Mohamed. boussalem, « étude et modélisation de structures de transmission non uniformes applications a l'adaptation d'impédance et au filtrage », Thèse de doctorat, l'institut national polytechnique de Toulouse, juillet 2007.
- [III.2] Bououd.en. Ali, « Etude de structures planaires avec substrat composite diélectrique ferrite par la méthode des moindres carrés modifiée », Mémoire de Magister en électronique option hyperfréquences, Université Mentouri Constantine ,2011.
- [III.3] Marc le Roy « analyse et optimisation de lignes de transmission à variation continue d'impédance application au filtrage, » Thèse de doctorat, Université de bretagne occidentale, Mar 2010.
- [III.4] Boussaha Somia, Boualleg Ahcene « Contribution à l'étude et à la modélisation des antennes imprimées rectangulaires Applications aux systèmes de communication », Mémoire de Magister en Télécommunications, Université 8 mai 1945 de Guelma, 2012.
- [III.5] Fehim sahbani « réalisation et caractérisation de déphaseurs micro-onde accordables a couche active cristal liquide application aux antennes à balayage électronique », Thèse de doctorat Electronique: Université Tunis-El Manar, Tunis, 2011.
- [III.6] Aziza .zermane, bruno sauviac, bernard bayard et abdelmadjid benghalia « etude comparative d'une ligne coplanaire par l'utilisation de trois méthodes » 5th international conférence: sciences of electronic, technologies of information and télécommunications march 22-26, 2009 – tunisia.

Chapitre IV :

Les réseaux d'antennes

IV.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons des généralités sur les antennes imprimées, Réseau d'antennes et leurs méthodes d'alimentation.

On peut voir certaines origines dans le travail de Faraday (1831) ou dans la bobine, les travaux d'Hertz (1887) fondent les débuts des recherches sur les antennes.

Marconi réalisera les premières liaisons longues distances (12 décembre 1901) en ondes longues première antenne a été mise au point par Heinrich Hertz à la fin du XIXème siècle ; il a en fait utilisé deux « antennes », une pour l'émission et l'autre à la réception, qui utilisaient le phénomène de l'électricité statique. [IV.1], [IV.2]

Les antennes étaient constituées à l'émission de deux petites boules chargées électriquement par un accumulateur, et à la réception d'un anneau ouvert. A chaque fois qu'une étincelle se produisait entre les deux boules de « l'émetteur », une petite lueur apparaissait entre les deux sphères du résonateur récepteur. De plus, suivant la taille de l'anneau-récepteur, la lueur était plus ou moins importante.

Hertz déduisit de cette expérience les fondements de la théorie de la radioélectricité et de ce qui allait s'appeler les ondes hertziennes. Il comprit l'existence d'ondes de nature électrique se propageant dans l'air, la façon de les produire, le principe de la résonance et de l'antenne accordée entre émetteur et récepteur.

Dans cette partie on doit parler sur les antennes imprimées, la Structure et les différentes formes d'une antenne imprimée ainsi que leurs caractéristiques et leurs domaines d'application.

Une onde électrique est une vibration qui se propage dans un milieu quelconque, elle est créée par la circulation d'un courant sur un support matériel. Le champ électromagnétique est caractérisé par un champ électrique E et un champ magnétique H et une direction de propagation ce champ se propage dans un milieu matériel dont le comportement dépend de ses paramètre caractéristiques, à savoir ça permittivité (ϵ) et ça perméabilité (μ) et sa conductivité (σ) et sa densité de charge (ρ).

L'interaction entre le champ électromagnétique et le milieu donne nécessaire à une induction électrique (D) a une induction magnétique (B) et a une densité de courant électrique (J) toute ces grandeur sont liées entre elles par un système d'équation appeler équation de Maxwell qui sont à la base des toute la théorie du champ électromagnétique.

IV.2. Définition d'une antenne

Une antenne est un transducteur entre un milieu de propagation et une liaison de transmission connectée au système avec lequel elle fonctionne. En effet, une antenne reliée à une ligne de transmission et rayonnant en espace libre peut être considérée comme un dispositif de couplage entre une onde guidée le long de la ligne et une onde rayonnée dans l'espace. Par conséquent, une antenne est un dispositif permettant de recevoir et d'émettre les ondes radioélectriques, donc de transformer l'énergie guidée en énergie rayonnée et vice versa. Aussi, ce dispositif est en général réciproque. S'il est utilisé pour transmettre l'énergie électromagnétique d'une source radioélectrique vers le milieu de propagation, on l'appelle antenne d'émission. S'il est utilisé en sens inverse, on l'appelle antenne de réception.

Ses principaux rôles sont :

- permettre une adaptation correcte entre l'équipement radioélectrique et le milieu de propagation,
- assurer la transmission ou la réception de l'énergie dans des directions privilégiées
- transmettre le plus fidèlement possible une information

De façon générale, divers paramètres sont utilisés pour décrire les caractéristiques et les performances des antennes. Ces paramètres peuvent être classés en deux grands groupes.

Le premier caractérise l'antenne considérée en tant qu'élément de circuit électrique et le deuxième s'intéresse aux propriétés de rayonnement de l'antenne. La plupart de ces caractéristiques sont définies à partir de la notion de puissance (absorbée ou rayonnée) [IV.3].

IV.3. Les différents types d'antennes

On doit parler sur les antennes qui sont des dispositifs permettant la transposition d'une énergie guidée en un champ électromagnétique rayonne en espace libre (ou inversement) Il existe une multitude de types d'antennes, de tailles et de formes très diverses, aux modes de fonctionnement plus ou moins complexes nous allons définir les caractéristiques et les propriétés communes à ces différents dispositifs ainsi que leurs domaines d'applications. Il n'est pas inutile de bien comprendre ce qu'est le diagramme de rayonnement d'une antenne et de connaître les facteurs qui le modifient avant de choisir d'installer tel ou tel type d'antenne. Ce choix sera fait aussi en fonction du type de trafic (DX, local, vers une direction privilégiée...

On va voir les grandes familles d'antennes à l'origine de l'ensemble des structures rayonnantes :

- les antennes filaires (dipôle, Yagi)
- les antennes à ouverture (cornet)
- les antennes à réflecteurs (paraboles)

On terminera ce chapitre par le principe de mise en réseau d'antennes élémentaires et les techniques de formation de faisceaux.

IV.3.1 Antenne isotrope

Un radiateur isotrope est défini comme une petite hypothétique antenne ayant le même rayonnement dans toutes les directions.

Bien qu'il soit idéal et non pas physiquement réalisable, il est souvent pris comme référence pour l'expression de la directive propriétés de la réalité des antennes, une antenne directionnelle est un "ayant la propriété de rayonnement ou de recevoir des ondes électromagnétiques de façon plus efficace dans un certain nombre d'orientations que dans d'autres. Ce terme est généralement appliqué à une antenne dont le maximum de directivité est sensiblement supérieur à celle d'un demi-onde dipôle. «Un exemple d'antennes avec un directionnel de rayonnement est montré dans la figure IV.1. Il est considéré que ce schéma est non directionnel azimut dans le plan ($f(\Phi)$, $\theta = \pi / 2$) et directionnelle dans le plan d'élévation ($g(\theta)$, $\Phi = \text{constant}$). [IV.2], [IV4]

Ce type de modèle est désigné comme omnidirectionnelle, et il est défini comme un "ayant une configuration essentiellement non directionnel dans un plan donné (dans ce cas en azimut) et une directivité dans tout plan orthogonal (dans ce cas d'altitude)." Un modèle omnidirectionnel est un type spécial d'une directivité

IV.4. les antennes imprimées

IV.4. 1. La Structure et les différentes formes d'une antenne imprimée

Dans sa structure de base, une antenne imprimée est constituée d'un conducteur métallique de forme arbitraire, déposé sur un substrat diélectrique au-dessus d'un plan de masse. Généralement, Sous sa forme la plus fondamentale, une antenne patch se compose d'une pièce métallique rayonnante de forme arbitraire sur un côté (patch ou éléments

rayonnants) déposé sur un substrat diélectrique et un plan de masse de l'autre côté (Figure IV.1). [IV.2] [IV.5].

Le patch est généralement fabriqué à base d'un matériau conducteur tel que le cuivre ou l'or, et il peut prendre n'importe quelle forme possible. L'élément rayonnant et les lignes d'alimentation sont habituellement photos gravées sur le substrat diélectrique.

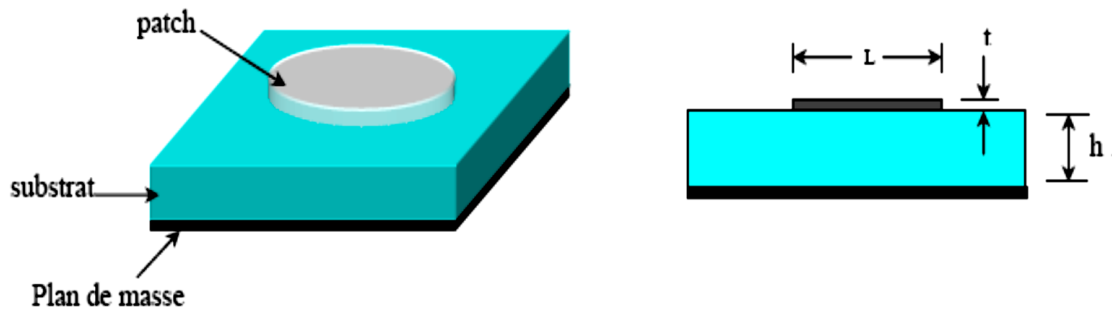


Figure IV.1.: Structure de base d'une antenne imprimée

IV.4. 2. Applications des antennes imprimées :

Les demandes des antennes imprimées sont au loin très nombreuses, de l'électronique grand public aux systèmes technologiques de pointe. Les antennes imprimées sont utilisées dans :

| Applications | Fréquences |
|------------------------------------|---------------------------------|
| GPS | 1575 MHz et 1227 MHz |
| Système de communication personnel | 1.875-1.99 GHz et 2.18-2.20 GHz |
| GSM | 980-915 MHz et 935-960 MHz |
| Réseaux locaux sans fils | 2.40-2.48 GHz et 5.4 GHz |
| Satellite de radiodiffusion | 11.7-12.5 GHz |
| Radar de poursuite | 60 Hz et 77 GHz |

Tableau IV.1 : les applications des antennes imprimées

IV.4.3. techniques d'alimentation

L'alimentation joue un rôle très important lors de la conception des antennes imprimées. Elle peut modifier les caractéristiques de rayonnement de celles-ci. L'alimentation pourra être soit centrée soit arbitraire par rapport à la géométrie de l'élément. Par sa position (Figure IV 2), elle détermine l'adaptation de l'antenne à la ligne d'alimentation.

Il existe une large variété de techniques d'alimentation permettant ainsi de fournir à l'antenne, l'énergie qui lui est nécessaire pour rayonner.

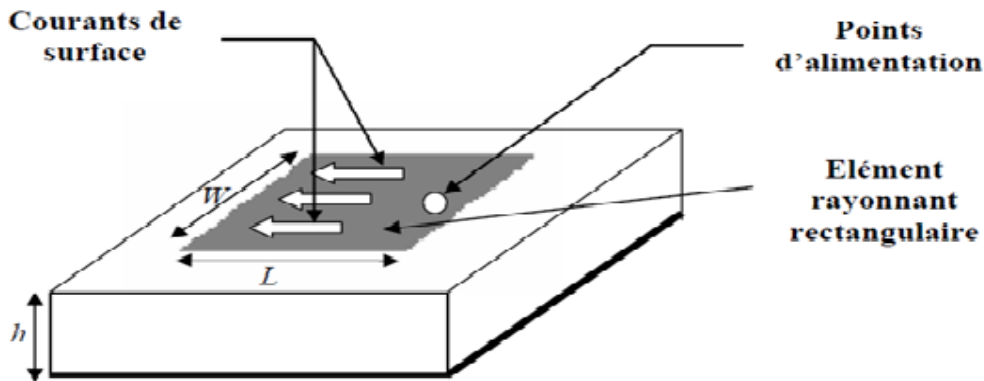


Figure IV .2 : Antenne imprimée rectangulaire alimentée en un point

a) Alimentation par ligne micro ruban

Dans cette méthode d'alimentation, une ligne microruban (généralement de 50Ω) est connectée directement au bord du patch rayonnant (figure IV.3). La longueur de la bande conductrice est plus petite par rapport au patch. Ce genre d'alimentation a l'avantage que l'alimentation peut être gravée sur le même substrat pour fournir une structure plane. C'est la technique la moins coûteuse et la plus simple à réaliser.

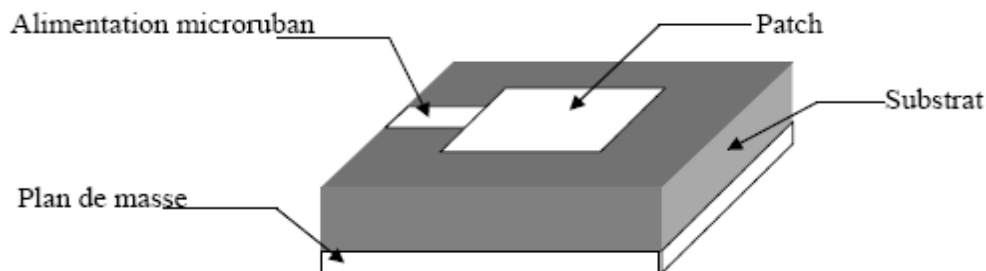


Figure IV .3 : Alimentation par ligne Micro ruban

L'alimentation par ligne micro rubans peut se faire par 3 types différents

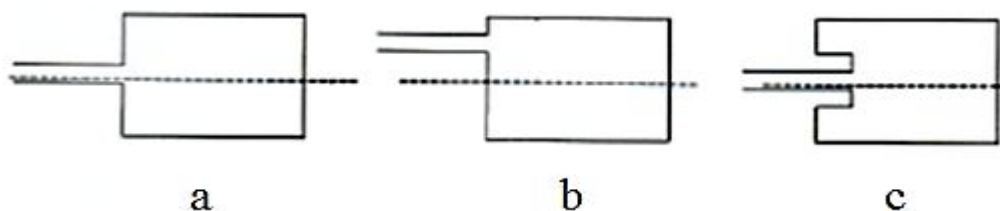


Figure IV .4 : Différents types d'alimentation par ligne Micro ruban

(a) axiale, (b) décalée, (c) axiale avec encoche.

b) Alimentation par une sonde coaxiale :

Cette méthode d'alimentation a beaucoup été étudiée dans la littérature. Elle a l'avantage de positionner l'alimentation sous l'élément rayonnant et à utiliser une ligne non rayonnante (coaxial), ce qui diminue fortement de rayonnement parasite. Le conducteur central du câble coaxial est soudé sur l'élément rayonnant après avoir traversé le plan de masse et le diélectrique. Le conducteur extérieur est quant à lui soudé au plan de masse. (Figure. IV.5).

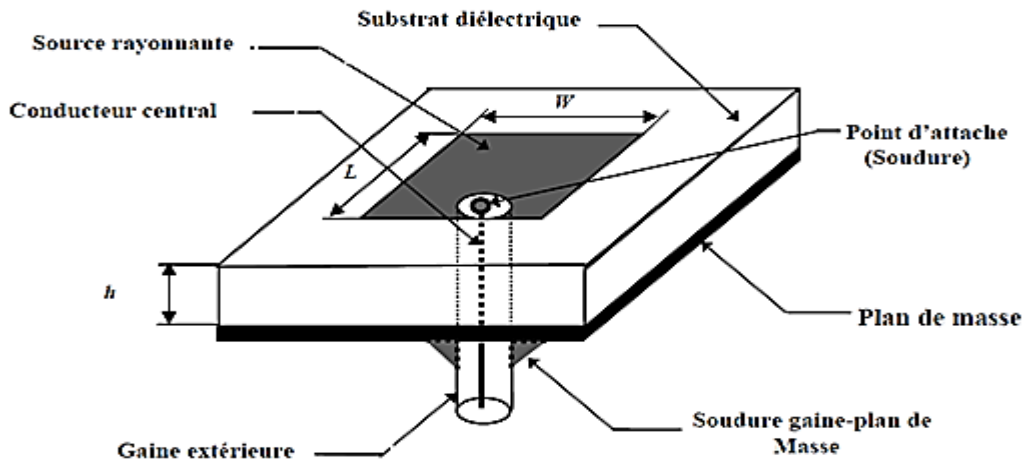


Figure IV.5 : Alimentation par une sonde coaxiale

Les avantages de cette technique est qu'il n'y a pas de contribution au rayonnement de la part de la sonde coaxial et a un rayonnement de parasite faible

c) Alimentation couplée par fente (ouverture) :

Dans ce type d'alimentation, le patch rayonnant et la ligne micro ruban d'alimentation sont séparés par le plan de masse (figure IV.6). Le couplage entre le patch et la ligne d'alimentation est assuré par une fente ou une ouverture dans le plan de masse. [IV.2] [IV.6]

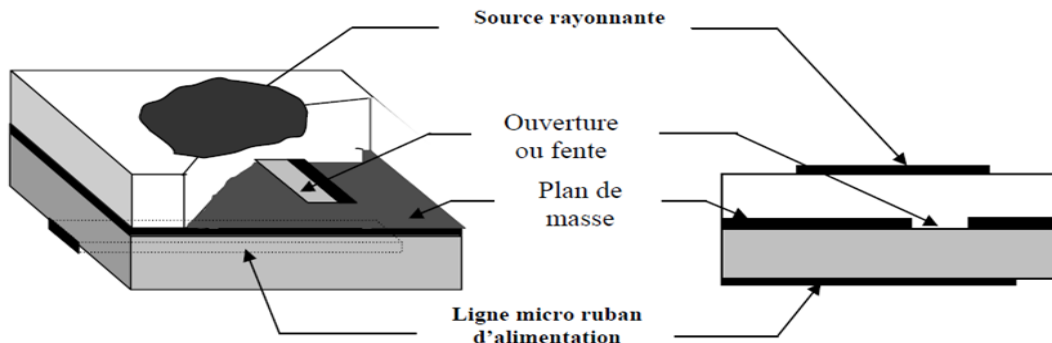


Figure IV.6 : Alimentation couplée par fente (ouverture)

L'inconvénient de telle technique et sa complexité de fabrication. Mais elle reste tout de même utilisée pour certaines applications, car elle permet une amélioration de la bande passante qui peut aller jusqu'à 25%.

d) Alimentation couplée par proximité :

Dans ce type d'alimentation la ligne d'alimentation se trouve entre les deux substrats et le patch est imprimé sur le substrat supérieur

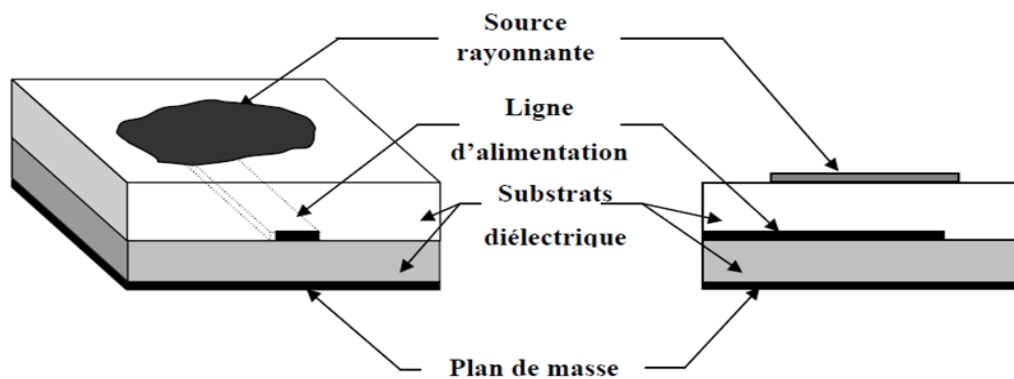


Figure IV.7 : Alimentation couplée par proximité

L'avantage principal de cette technique est qu'elle élimine le rayonnement parasite due à l'alimentation et fournit une largeur de bande très élevée (plus que 13%),

e) Alimentation par guide d'ondes coplanaires :

Le plan de masse et la ligne d'alimentation se trouvent sur la même face du substrat. A cette partie est rajouté un élément rayonnant imprimé sur un second substrat déposé au-dessus à hauteur des fentes rayonnantes. Le pavé rayonnant est alors excité par couplage électromagnétique. [IV.5] [IV.7]

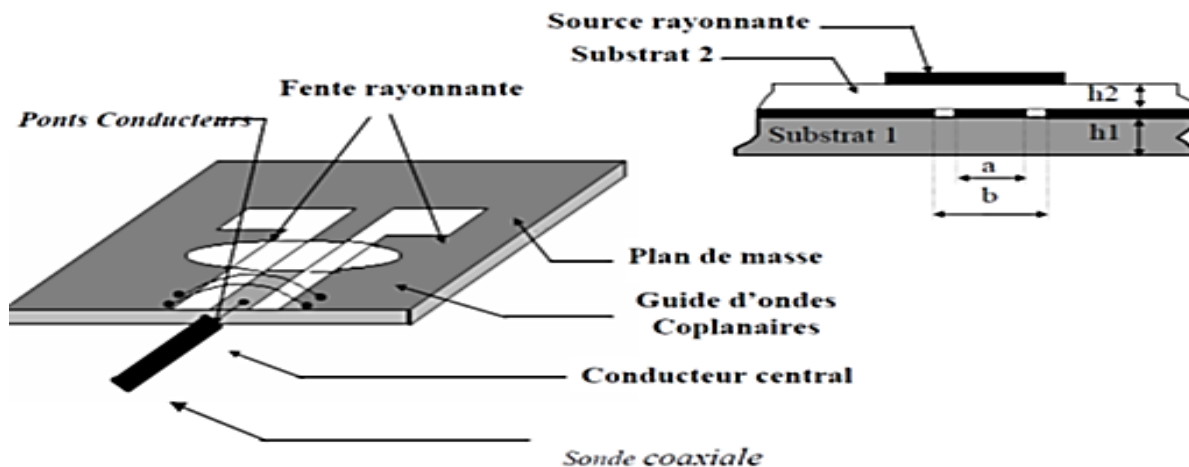


Figure IV.8 : Alimentation par guide d'ondes coplanaires.

IV.5. Réseaux d'Antennes

IV.5.1. Définition:

Les antennes réseaux sont constituées par un ensemble de source élémentaires (groupement d'antennes "doublets de Hertz") alimentées par des voies séparées. Ces sources sont souvent des cornets ou des fentes rayonnantes ou des éléments imprimés ou même des dipôles (Doublets). Un dispositif d'alimentation, appelé en français "réseau d'alimentation des sources) et en anglais "Beam forming Network" permet de commander les amplitudes et les phases relatives de ces sources. [IV.3], [IV.8]

Grâce à cette commande des sources en amplitude et en phase, les antennes réseaux peuvent produire des diagrammes de rayonnement ayant une forme voulue. Il sera notamment possible de les conformer localement, par exemple par la création de zéros (antennes adaptatives). On peut aussi agir sur la direction du faisceau rayonné en faisant varier les phases relatives des sources (antennes à balayage). Les antennes réseaux sont actuellement en plein développement et trouvent ses applications dans les techniques spatiales pour assurer une couverture terrestre ponctuelle ou partielle (pays ou Hémisphère) à partir d'un satellite géostationnaire, ainsi que dans le domaine militaire pour la réjection de brouilleurs et dans les radars à balayage électronique.

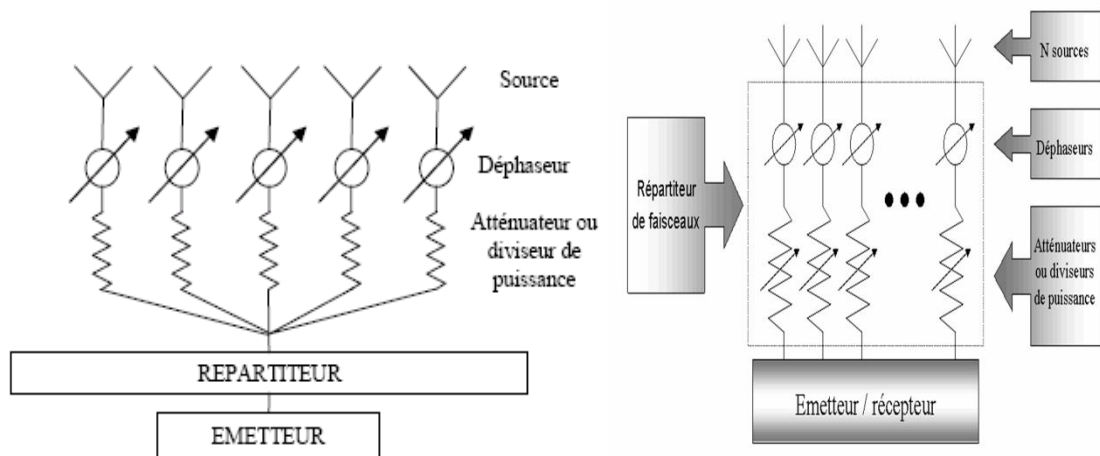


Figure IV .9 : Schéma de principe d'une antenne réseau

IV.5.2. Principe

Les antennes réseaux relèvent de l'association judicieuse de plusieurs antennes pour synthétiser une ouverture rayonnante.

Les antennes réseaux sont composées de N sources rayonnantes (dipôles, patches, cornets...) réparties dans l'espace. Les grandeurs électriques (signaux) injectées ou collectées sur l'accès de chacune de ces sources sont pondérées en amplitude et (ou) en phase avant d'être sommées entre elles. Un répartiteur de faisceaux permet de réaliser les sommations cohérentes et pondérées des signaux collectés par un système en réception, ce même répartiteur réalisera les signaux pondérés qui seront injectés sur chaque source de l'antenne d'émission.

Grâce à ces pondérations, les antennes réseaux peuvent produire des diagrammes de rayonnement ayant la forme souhaitée [IV.1] [IV.5]. Il sera notamment possible de créer plusieurs lobes simultanément ou un lobe dans la direction du signal incident et un zéro dans la direction d'une interférence.

Les antennes réseaux peuvent avoir plusieurs configurations géométriques ; ces configurations sont d'une grande variété, mais on peut les grouper de la manière suivante :

- ❖ les réseaux linéaires : alignement des sources sur une droite,
- ❖ les réseaux planaires : les sources sont disposées sur un plan,
- ❖ les réseaux circulaires : les sources sont disposées sur un cercle,
- ❖ les réseaux volumiques : les sources sont réparties dans un volume.

Il y a plusieurs facteurs qui contribuent à la formation du diagramme de rayonnement de réseau :

- ❖ la configuration géométrique (linéaire, circulaire, planaire, volumique),
- ❖ l'espacement entre les sources,
- ❖ l'amplitude d'excitation pour chaque élément,
- ❖ la phase d'excitation pour chaque élément,
- ❖ la polarisation de chaque élément,
- ❖ le diagramme élémentaire.

IV.5.3. Cas simple d'un réseau linéaire

La géométrie la plus fréquemment utilisée dans la conception des antennes réseaux est celle d'un réseau linéaire uniforme car elle est simple à mettre en œuvre. La figure IV.10 présente un réseau linéaire de N sources équidistantes d'un pas de réseau d . Ces sources sont alimentées avec la même amplitude et avec un gradient de phase progressive $\varphi \Delta$. Pour un

point M situé dans la zone de rayonnement lointaine, le champ total rayonné est donné par la somme de chaque champ élémentaire.

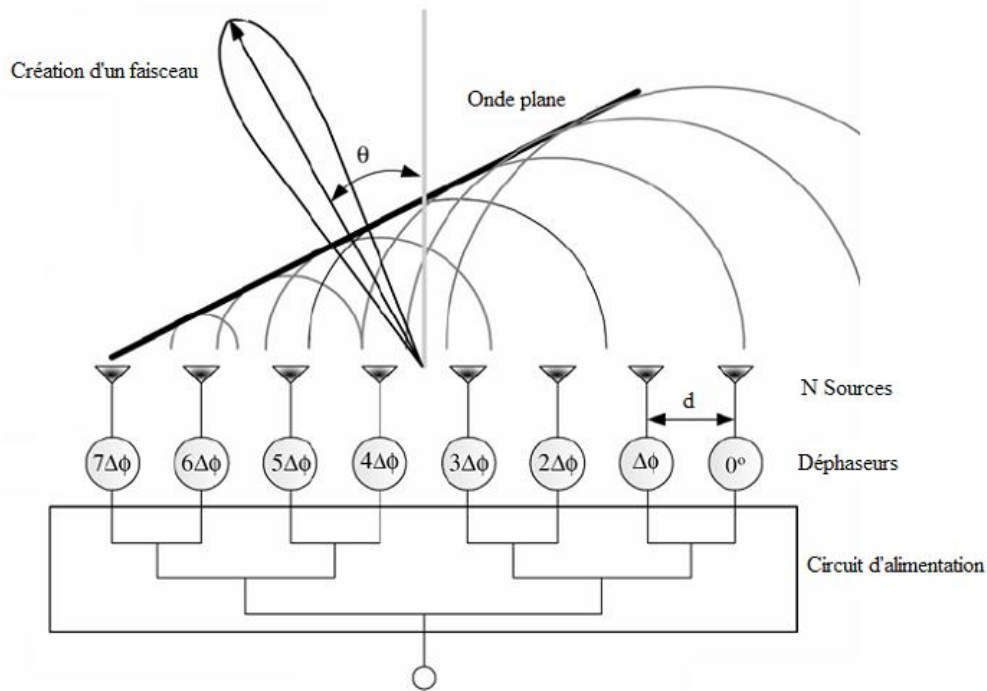


Figure IV .10 : Schéma d'un réseau linéaire régulier

Le champ total en module s'écrit alors :

$$|E_t| = \frac{E_0 I_0}{r} \cdot \frac{\sin\left(\frac{N\Psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\Psi}{2}\right)} \text{ Avec } \Psi = kd \cos(\theta) + \Delta\phi \tag{IV.1}$$

$$\text{Facteur du réseau : } F = \frac{1}{N} \cdot \frac{\sin\left(\frac{N\Psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\Psi}{2}\right)} \tag{IV.2}$$

Ce facteur (appelé facteur d'alignement dans certains ouvrages) est indépendant de la source élémentaire composant le réseau. Il y a plusieurs configurations possibles :

- ✚ si toutes les sources sont excitées en phases, le champ rayonné est maximum dans le plan normal au réseau,
- ✚ si les sources sont excitées avec un gradient de phase non nul, le maximum de rayonnement apparaît pour $\Psi = 2m \pi$. Les solutions sont périodiques et font

apparaître sur le même diagramme de rayonnement des lobes de réseaux pour des valeurs de $m \neq 0$.

Le faisceau s'incline toujours du côté où les phases retardent. Une variation de $\varphi \Delta$ entraîne celle retard.

θ_0 : c'est le principe des antennes à balayage électronique. En un mot, la variation du gradient de phase du réseau détermine celle du pointage. C'est à partir de ces remarques que les répartiteurs de faisceaux sont élaborés.

IV.6. les antennes agiles

L'intérêt du concept d'antennes à agilité de faisceau est surtout connu pour le radar à balayage. On a tout d'abord réalisé cette agilité de faisceau en positionnant des antennes directives (réflecteurs) sur des supports mécaniques à un ou deux axes de rotation pour scruter une partie de l'espace.

Grâce aux progrès des composants semi-conducteurs, il est aujourd'hui possible de remplacer les actions mécaniques par un conditionnement électronique des signaux en amont de chaque élément rayonnant d'une antenne réseau maintenue immobile.

Ces antennes jusqu'alors réservées à des applications de surveillance pourraient néanmoins rendre de grand service pour des applications commerciales grand public.

La multiplication croissante des systèmes sans fil exigera en effet de ces antennes plus de fonctionnalités que ne le permettent des conceptions classiques. Il s'agit alors de réaliser une antenne capable de s'adapter à des conditions changeantes en ajustant par exemple la fréquence de fonctionnement, la polarisation ou le diagramme de rayonnement.

D'une façon plus générale, la diversité de diagramme de rayonnement permet d'optimiser les bilans de liaison et ainsi d'améliorer les débits de transmission, l'autonomie, et de diminuer les interférences avec d'autres utilisateurs. La reconfiguration du diagramme de rayonnement d'une antenne pourrait permettre de s'adapter à des tâches désirées telles que le changement de la zone de surveillance, la suppression des signaux interférents, [IV.2], [IV.8],[IV.9] la reconfigurabilité d'une couverture cellulaire d'un réseau de télécommunication...

IV.7. Structure des antennes à pointage électronique

Une antenne agile comporte trois parties qui peuvent être optimisées séparément (figure IV.11) : les éléments rayonnants, le système d'alimentation, et enfin le circuit de contrôle :

- ✚ les éléments rayonnants : une antenne agile peut être formée d'un réseau planaire, de cornets ou de brins rayonnants, etc...,
- ✚ le système d'alimentation ou répartiteur : ce système permet de pondérer les éléments rayonnants en amplitude et phase. Il utilise autant de déphaseurs et d'atténuateurs qu'il y a d'éléments rayonnants.

Le circuit de contrôle : Il évalue les amplitudes et les phases en fonction de la tâche désirée et commande le circuit de formation de faisceaux.

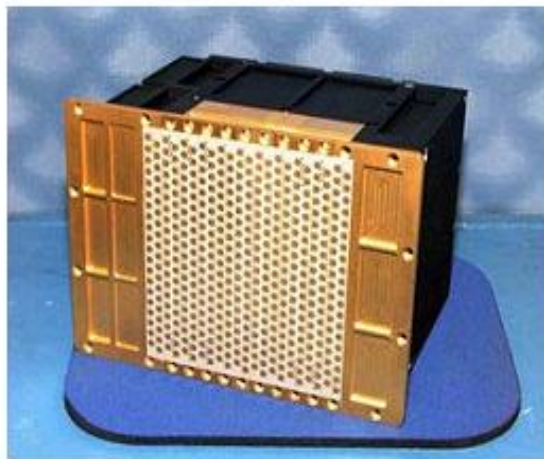


Figure IV .11: Exemple d'une antenne agile

IV.7.1. Intérêt des antennes agiles

Les systèmes de télécommunication modernes doivent faire face à l'augmentation des débits et du nombre d'utilisateurs. Dans les systèmes de télécommunication, des techniques de multiplexage peuvent être utilisées (figure IV.12)

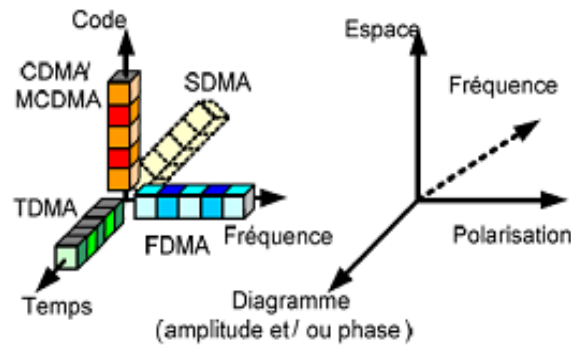


Figure IV .12: Techniques de multiplexage des accès et de diversité au niveau de l'antenne.

Ainsi les architectes des systèmes de télécommunication modernes mettent en œuvre des protocoles multiples accès DMA (division multiple Access).

- Time DMA : en TDMA la capacité de la chaîne en bit/s est utilisée au maximum, et le flux de bit est divisé en trames, puis les trames sont subdivisées en time-slots qui sont allouées aux différents utilisateurs.
- Frequency DMA : en FDMA, la totalité de la bande passante BP est subdivisée entre n utilisateurs simultanés. Chaque utilisateur se voit alloué une bande de largeur BP/ n .
- Code DMA: en CDMA, on combine le principe de la réutilisation de fréquence et de l'accès canal multiple. Son implémentation met en œuvre une modulation par étalement du spectre grâce à des séquences codées et des sauts de fréquence. Chaque utilisateur se voit ainsi alloué un code de dispersion ou un motif pour les sauts de fréquence. Les codes sont choisis pour avoir une corrélation croisée très faible.

Pour augmenter en plus l'efficacité des systèmes de télécommunication, on peut ajouter à ces protocoles la technique de la diversité de l'antenne (rayonnement et polarisation) :

- Spatial DMA : en SDMA, les antennes multifaisceaux permettent à une station de base de communiquer avec plusieurs mobiles séparés en angle par rapport à la station de base. En utilisant des faisceaux très directifs et/ou en créant des nuls dans les autres directions, la station de base crée ainsi plusieurs canaux de communication en utilisant la même fréquence. Dans le cas d'une couverture multifaisceaux, si les faisceaux sont disjoints et suffisamment séparés, on peut réutiliser les mêmes bandes de fréquence d'un faisceau à l'autre. En théorie et par combinaison des techniques de diversité de polarisation (où le facteur de réutilisation de

fréquence est égal à 2) et de diversité spatiale (où le facteur de réutilisation de fréquence est au plus égal au nombre de faisceaux), un satellite multifaisceaux à 5 faisceaux disjoints peut offrir 10 fois plus de capacité pour la même bande allouée qu'un satellite mono faisceau travaillant sur une seule polarisation.

IV.7.2. Domaine d'application

Les antennes agiles peuvent être utilisées dans tous les systèmes de télécommunication, nous présentons quelques exemples :

- ❖ Télécommunications : les stations AM utilisent des émetteurs à commande de phase pour améliorer leur couverture vers les zones urbaines aux dépens des zones moins peuplées. La variation de la hauteur et de l'effet de l'ionosphère rend nécessaire des ajustements diurnes et nocturnes au diagramme de rayonnement [IV.2],
- ❖ Radars : le radar tridimensionnel à balayage électronique utilise ce principe pour sonder l'atmosphère sans avoir à utiliser une antenne mobile. D'un coût important, les utilisateurs principaux de ce genre de radar sont surtout les militaires qui doivent suivre des cibles très mobiles qui échapperaient aux antennes conventionnelles. Le radar **REB2** (Radar à Balayage Electronique 2 plans), utilisé par l'avion de chasse Rafale, a été modifié afin de recevoir cette technologie,
- ❖ Astronautique : des satellites comme le MESSENGER en route vers Mercure (arrivée prévue le 12 mars 2011), utilisent ce type d'antenne pour leurs télécommunications.

Ces antennes sont facilement orientables, sans pièces mécaniques mobiles et, selon la longueur d'onde utilisée, très compactes.

IV.7.3. Axes d'innovation pour les antennes agiles

Après avoir fait une brève présentation des antennes réseaux (principe, intérêt et domaine d'application), nous allons établir un historique rapide sur la conception des réseaux d'antennes. Nous identifions deux voies de recherche qui regroupent la majorité des conceptions des réseaux d'antennes agiles :

- ✚ la première voie est technologique (reconfigurabilité des antennes réseaux). Une partie des travaux menés actuellement cherchent à améliorer les performances des systèmes d'alimentation et à trouver des nouveaux matériaux susceptibles de créer la fonction

d'agilité. L'agilité qu'ils apportent peut être obtenue par l'ajout de microcomposants (diodes, MEMS, ferrites...),

- ✚ la seconde voie est la voie conceptuelle des antennes réseaux. L'optimisation conjointe de l'antenne avec son circuit de distribution peut être réalisée pour réduire l'effet des couplages entre les éléments rayonnants et maîtriser parfaitement les lobes secondaires, les coûts, augmentant le rendement, réseaux aperiodiques pour réduire le nombre d'éléments, etc...

IV.8. Voie technologique

Le pointage s'effectue dans certaines applications mécaniquement. Citons par exemple les tourelles d'orientation des antennes de radar : elles ont, de par leur inertie, des constantes de temps supérieures à la seconde. Pour pointer successivement différentes cibles, cette perte de temps peut s'avérer rédhibitoire si la vitesse du mobile relativement à la cible fixe est importante. A cela vient s'ajouter l'encombrement propre du système mécanique. Il faut alors s'affranchir de l'inertie du système en orientant électroniquement le faisceau. Le procédé du réseau à déphasage qui est connu depuis longtemps illustre la technique du pointage électronique.

La direction du faisceau principal peut être ajustée par un gradient de phase appliqué sur le réseau d'antennes. Les commutateurs RF sont utilisés avec un répartiteur de faisceaux pour contrôler le changement de phase des lignes de transmission alimentant le réseau [IV.2]. Il existe deux catégories d'architectures : les architectures passives et les architectures actives.

IV.8.1. Architecture à répartiteur passif

Une antenne à balayage électronique passive réalise la formation du faisceau émis (ou reçu) grâce à un ensemble de dispositifs électroniques tels que des déphaseurs, des commutateurs, des atténuateurs (figure IV.13). Le signal à émettre est distribué par un réseau à un ensemble de modules comportant déphaseurs et éléments rayonnants. Les dispositifs d'amplification des signaux émis ou reçus sont réalisés à l'extérieur de l'antenne.

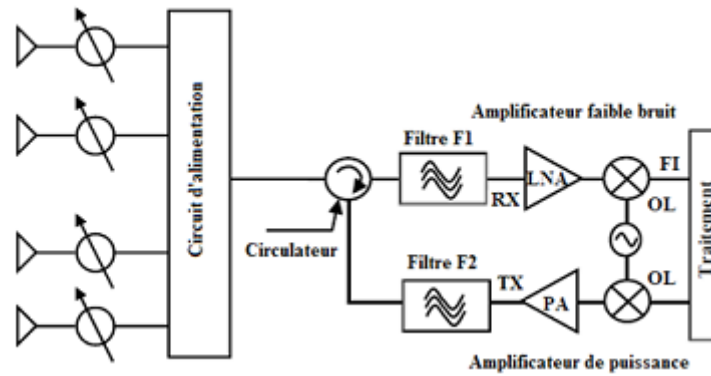


Figure IV .13: Architecture passif d'un réseau à balayage électronique

La chaîne de réception comporte un amplificateur faible bruit. Un amplificateur faible bruit (LNA de l'anglais Low Noise Amplifier) est un dispositif électronique chargé de mettre en forme des signaux très faibles en provenance d'une antenne. Il est souvent placé à proximité du capteur, de manière à minimiser les pertes en ligne ; pour cette raison, il est parfois nommé préamplificateur. Quant à la chaîne d'émission, le signal arrivant sur l'antenne, après les différentes étapes de codage, de modulation et de translation en fréquence, est amplifié pour résister à l'atténuation provoquée par le canal de propagation. Un circulateur est utilisé pour relier les deux chaînes au circuit d'alimentation.

Pour former les faisceaux multiples, un choix de N éléments d'antenne est relié à N ports des faisceaux. Cette architecture, est généralement connue sous le nom de réseau d'alimentation de faisceaux (Beamforming Network). Cependant, le diagramme de rayonnement d'antenne dans ce cas est fixe, c'est-à-dire, pour un choix de faisceau dans une direction désirée, un ajustement de phase doit être accompli.

Quelques applications de réseau exigent plusieurs faisceaux fixes qui couvrent un certain secteur angulaire. Plusieurs techniques existent et fournissent ces faisceaux fixes. On peut retrouver les répartiteurs de type optique (lentille de Rotman, lentille de Luneberg, ...) et les répartiteurs de type circuit (matrice de Butler, matrice de Blass, matrice de Nolen, ...).

Parmi ces répartiteurs de faisceaux, quatre peuvent aisément être associés à des réseaux imprimées à faible coût.

IV.8.2. Architecture active

Une antenne à balayage électronique active correspond à une antenne passive dont les dispositifs d'amplification des signaux émis ou reçus sont inclus dans l'antenne. Elle peut également contenir des dispositifs électroniques avancés de réception, comme la conversion de fréquence ou le codage des signaux. Par rapport à une antenne réseau agile à architecture passive, une antenne agile active est caractérisée par le fait que ses modules actifs sont placés entre les N éléments rayonnants et leurs sorties (figure IV.14). Avec ces architectures, la sensibilité du système antenne est améliorée grâce à l'amplification faible bruit et la génération de la forte puissance à l'entrée des éléments rayonnants. Ajoutons à cela, les TRM (Transmit/Receive Module) offrent une flexibilité en amplitude et en phase pour les voies montante et descendante.

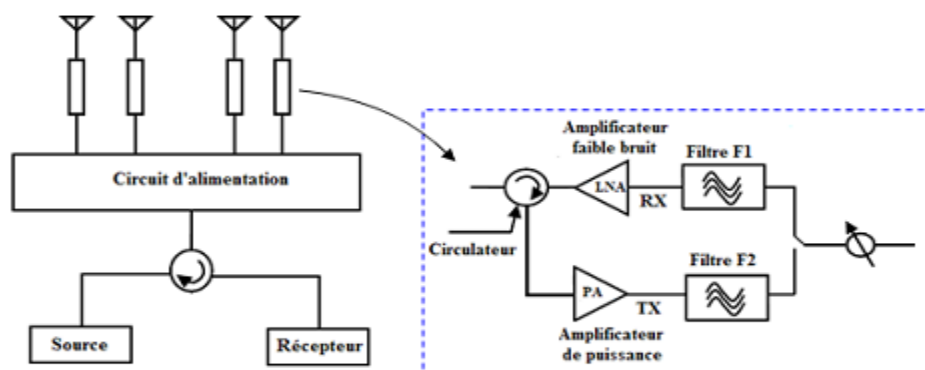


Figure IV .14: Architecture active d'un réseau à balayage électronique

Si le contrôleur de l'antenne est un système de calculateur numérique, le contrôle s'effectue de manière discrète plutôt que continuellement variable (antennes adaptatives, antennes à commande numérique). Une autre alternative consiste à employer des éléments actifs (amplificateurs RF pour le contrôle des amplitudes et déphaseurs variables pour celui des phases).

IV.8.2.1. Déphaseurs reconfigurables

En modifiant de façon indépendante la phase du signal alimentant chacune des antennes du réseau, grâce à une commande électronique, il est possible d'orienter le faisceau dans une direction souhaitée. Des déphaseurs agiles à base de ferrites ont été utilisés avec succès dans des systèmes militaires malgré des inconvénients évidents (coût et encombrement important,

complexité du système de commande) [IV.2] [IV.5]. Plus récemment, des composants actifs à base d'AsGa ou de MEMS ont été utilisés pour réaliser ce type de fonctions mais leurs prix conséquent limitent pour l'instant la commercialisation des antennes actives. Le développement des déphaseurs agiles compacts à commande électrique et à faible coût permettrait d'intégrer ce type de fonctionnalité sur des systèmes embarqués (avionique, automobile, ...). D'un point de vue civil, le contrôle du faisceau de l'antenne trouverait par exemple des applications dans les réseaux locaux sans fil WLAN pour lesquels un filtrage spatial pourrait accroître les capacités de traitement d'informations en séparant le signal utile des interférences suivant leur angle d'arrivée [IV.2].

IV.8.2.2. Diodes PIN

Les diodes PIN sont des composants à semi-conducteurs composés de deux couches très dopées respectivement P et N, séparées par une couche intrinsèque non dopée. En plaçant la diode sur le chemin de propagation de l'onde hyperfréquence, il est possible de laisser passer ce signal (polarisation directe) ou de le réfléchir (polarisation inverse); on réalise de cette manière un interrupteur.

En ce qui concerne la reconfigurabilité, la fonction interruptrice est principalement employée. Dans une publication récente, les caractéristiques d'une diode PIN silicium sont par exemple utilisées pour dimensionner un réseau d'antennes patch à diversité de polarisation. Ce type de diode présente des tensions de commande peu élevées (de l'ordre de 1V) pour une consommation de puissance pouvant atteindre 50mW. Leur principal défaut provient d'une résistance série trop importante (2-4 Ω) en polarisation directe néfaste pour leur niveau d'isolation (-24dB à 1GHz et -12dB à 6GHz). Ces caractéristiques peuvent être obtenues pour un coût très faible puisqu'en grande quantité, le prix de telles diodes n'excède pas 5 à 10 centimes d'euro. Les avancées récentes, sur des matériaux de type In GaAs par exemple [IV.2], laissent entrevoir une amélioration importante des performances hautes fréquences des diodes PIN dans les années à venir.

IV.8.2.3. MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems)

Les MEMS sont des circuits micro usinés de très petites dimensions dont le mécanisme peut être actionné par une force ayant diverses origines (thermique, électrique, magnétique, optique, ...).

En ce qui concerne les télécommunications, les MEMS sont la plupart de temps utilisés comme interrupteurs ou capacités variables. On trouve principalement deux structures de MEMS RF : les MEMS de type cantilever (figure [IV.15.a]) et ceux de type pont (figure [IV.16.b]).

Les MEMS de type cantilever sont insérés directement sur la ligne de transmission créant ainsi une discontinuité sur le passage du signal. En appliquant une tension de commande entre les deux électrodes, le champ électrique ainsi créé va entraîner un rapprochement de deux électrodes et donc une augmentation de la capacité équivalente à la structure. Le principe est identique pour les MEMS de type pont. Cependant, l'électrode supérieure est alors reliée aux plans de masse et la structure se comporte comme une capacité placée en parallèle sur la ligne. Cette dernière configuration a démontré un bien meilleure fiabilité que la structure de type cantilever. Aujourd'hui, les études se concentrent surtout sur l'amélioration de la fiabilité des MEMS dans le temps : tenue mécanique, collage électrostatique, ...

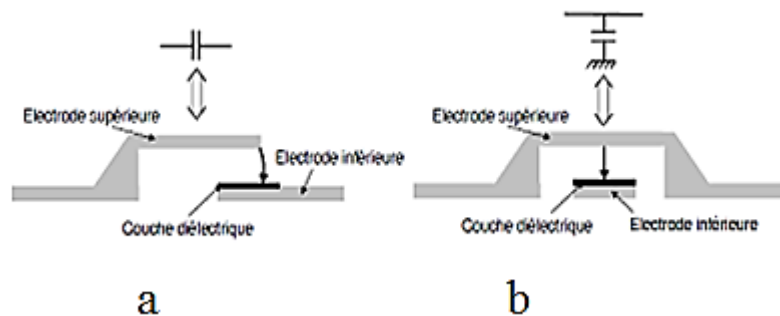


Figure IV .15: Structure d'un MEMS de type cantilever (a) et de type pont (b)

Ces composants ont démontré un potentiel intéressant pour les applications d'agilité d'antennes [IV.2][IV.4]. Leurs principaux avantages sont leur linéarité, leur faible consommation de puissance et ainsi leur coefficient de qualité élevé avec des temps de réponse de l'ordre de la μ .

A contrario, il subsiste encore un certain nombre de problèmes irrésolus : la fiabilité à long terme n'est pas encore garantie, le coût d'encapsulation est encore trop élevé et ses structures ne supportent pas des fortes puissances ($< 1W$). Aussi de nombreux travaux de recherche ont été financés pour la mise au point et l'optimisation de ces composants.

IV.8.2.4. Les matériaux agiles

Une autre solution pour la réalisation des fonctions agiles consiste à utiliser des matériaux dits «agiles» dont les propriétés diélectriques (permittivité et/ou perméabilité) peuvent être modifiées sur l'action d'une commande externe.

Parmi les matériaux qu'il existe, on cite :

- ❖ les matériaux ferromagnétiques [IV.2] (pour la réalisation des déphaseurs),
- ❖ les cristaux liquides [IV.4](antennes reconfigurables en fréquence),
- ❖ les matériaux ferroélectriques (pour la réalisation des fonctions agiles).

Cette thèse ne se veut pas exhaustive à ce sujet, mais tenait à présenter les architectures des réseaux d'antennes agiles et leurs performances.

Dans le paragraphe suivant, on présentera la voie conceptuelle des antennes réseaux

IV.9. Enjeux conceptuels

Il est facile de définir les principaux enjeux à surmonter dans la conception des antennes réseau agiles. On citera en premier lieu le prix de revient de ces structures complexes, l'élargissement de leur bande passante, l'efficacité (ou rendement) et enfin le TOS actif.

Ce dernier point a retenu notre attention car il contribue à la complexification de l'architecture de l'électronique de pilotage, à l'affaiblissement de l'efficacité et à la dégradation des performances. Aussi, les solutions mises en jeu pour s'affranchir des conséquences extrêmes engendrées par le TOS actif concourent à une augmentation du coût des antennes agiles.

Le TOS actif est une conséquence directe des couplages entre les éléments rayonnants qui constituent l'antenne. Ainsi les puissances couplées dans les éléments rayonnants sont des phénomènes cumulatifs qui dépendent de la distribution des pondérations appliquées, c'est-à-dire de l'objectif de rayonnement visé.

Nous nous intéressons donc dans la suite à un inventaire des efforts consacrés à la réduction des couplages ou à leur prise en compte lors de la conception des réseaux d'antennes

IV.9.1. Méthodes d'analyse pour les réseaux d'antennes couplées

Depuis plusieurs décennies de nombreux travaux ont été consacrés à l'étude du couplage. Pour tenter de faire un état de l'art du couplage, nous allons décomposer les différentes approches en fonction de la méthode utilisée et du type d'antenne étudiée.

Le calcul du couplage peut être fait par des méthodes analytiques et numériques :

A. Méthodes analytiques

Les méthodes analytiques utilisent généralement le principe de réaction [IV.4] et évaluent les impédances mutuelles à l'aide du principe de réciprocité. Ce calcul peut être effectué de deux manières - on considère les distributions approchées du courant sur les antennes. La précision et la performance de cette approche dépendent fortement du bon choix de la distribution de courant, celle-ci est plus facile à déterminer pour des géométries simples d'antennes,

Pour plus de précision, on peut directement résoudre les équations intégrales du problème. Les équations intégrales, peuvent être simplifiées pour les structures linéaires comme les dipôles fins. Dans ce cas et pour des géométries simples, l'impédance mutuelle est déduite donc d'une façon rapide [IV.4]. Cependant le traitement direct des équations intégrales pour les réseaux multiéléments devient très difficile.

En résumé, la première méthode est considérablement plus rapide mais sa fiabilité est totalement dépendante du choix de la distribution de courant sur les antennes considérées.

Le choix de la méthode analytique avec laquelle le problème du couplage est traité dans un système multiélément, se fait en fonction de la structure des éléments et de la géométrie de ce système :

- **pour les dipôles linéaires:** L'étude analytique du couplage entre deux antennes linéaires, le cas le plus simple, a été traité de manière complète par King [IV.2], où il donne l'impédance mutuelle par la résolution des équations intégrales et propose des formes fiables du courant sur les deux dipôles. Les formules proposées par King sur l'impédance mutuelle et sur les courants sont complexes mais donnent des informations précises sur le couplage et peuvent donc être utilisées comme références,

- **pour les dipôles courts** : L'impédance mutuelle entre deux dipôles courts et suffisamment éloignés peut être facilement présentée à l'aide du rayonnement en champ lointain des dipôles [IV.4]. Cette méthode donne des formules très simples et claires pour l'impédance mutuelle mais n'est pas précise pour deux dipôles très proches, chacun situé dans la région du champ proche de l'autre,

- **pour les dipôles imprimés**: Les caractéristiques de rayonnement de dipôles imprimés ont largement été étudiées dans la littérature. Un dipôle imprimé est un dipôle en présence d'un plan réflecteur et d'un diélectrique séparant le dipôle et le plan de masse. Une étude complète sur les antennes imprimées doit prendre en compte les perturbations liées aux ondes de surface et aux ondes guidées qui sont piégées entre deux surfaces métalliques, mais pour les structures imprimées sur des substrats fins ayant une permittivité relative ϵ_r suffisamment petite, ces effets sont négligeables.

La totalité du couplage dans ce cas est liée aux ondes rayonnées. Les impédances propre et mutuelle de ces dipôles peuvent être déduites soit par la résolution directe des équations intégrales, soit en considérant les distributions connues de courant. Pour la plupart des dipôles imprimés où nous pouvons négliger les ondes de surface, le dipôle imprimé est totalement calculable comme pour un dipôle dans un milieu homogène et de permittivité relative effective égale à ϵ_{reff}

. Néanmoins pour les substrats épais et surtout pour ceux qui ont un ϵ_r important, la prise en compte des ondes de surface est indispensable [IV.1]. Dans ce cas on est obligé de traiter les équations intégrales dans un milieu inhomogène constitué en grande partie d'air et de quelques couches de diélectrique,

- **pour les antennes planaires**: Les impédances propre et mutuelle des dipôles peuvent être utilisées comme les éléments de base pour le calcul de l'impédance mutuelle entre antennes planaires [IV.5].

En ce qui concerne les antennes imprimées planaires en présence d'un plan réflecteur, les dipôles imprimés peuvent aussi être supposés comme éléments de base du calcul.

Comme nous l'avons dit pour les dipôles imprimés, en plus des ondes rayonnées qui participent principalement au couplage, il faut prendre en compte aussi le rôle des ondes de surface et des ondes guidées pour le calcul de l'impédance mutuelle.

B. Méthodes numériques

En ce qui concerne maintenant les méthodes numériques, la plupart sont basées sur la «Méthode des Moments MoM», la « Méthode FDTD », la « Méthode FIT », ... Pour les géométries plus complexes, on peut utiliser une combinaison de la « Méthode des éléments finis de surface » et de la « Méthode des Moments » [IV.4] .

la MoM permet de résoudre les problèmes électromagnétiques en décomposant les structures rayonnantes en un grand nombre limité de segments sur lesquels nous pouvons introduire une forme de courant très simple. La précision de cette méthode dépend du choix du nombre de segments surtout aux endroits où le courant varie beaucoup.

D'autre part, la convergence de cette méthode numérique dépend fortement de la longueur relative des segments par rapport à la longueur d'onde exploitée,

- ❖ **la méthode FDTD** (Finite Difference in Time Domain) peut être aussi utilisée pour le traitement numérique des antennes planaires dans le domaine temporel [IV.4]. L'étude du couplage, dans ce cas, est faite généralement en alimentant l'une des antennes sous test avec une impulsion et en évaluant les tensions et les courants induits sur les autres antennes dans un intervalle temporel,
- ❖ **la méthode FIT (Finite Integration Technique)** est une formulation cohérente pour la représentation discrète des équations de Maxwell sur des grilles numériques. Elle a été introduite dès 1977 par T. Weiland et représente l'un des fondements les plus importants pour le développement d'algorithmes pour la simulation de champ électromagnétique. Les équations de la matrice de l'intégrale des quantités électromagnétiques obtenus par la FIT possèdent les propriétés inhérentes de l'équation de Maxwell à l'égard de charge et de conservation de l'énergie et donc d'assurer une stabilité favorable en particulier et le comportement de convergence dans la mise en œuvre numérique. Un autre avantage décisif de cette formulation par rapport à d'autres méthodes, c'est qu'elle représente une théorie complète qui peut être utilisée avec succès dans tout l'éventail des applications électromagnétiques.

Pour les structures linéaires : La MoM, la FDTD et la FIT donnent de bons résultats sur l'estimation de l'impédance mutuelle des dipôles linéaires et ces résultats sont généralement utilisés comme valeurs théoriques de référence.

Pour les structures planaires et de géométrie complexe : La méthode des moments, la FDTD et la FIT sont adaptés à ce type de géométrie.

Pour les antennes à fentes : L'impédance mutuelle entre les antennes à fentes ou les ouvertures rayonnantes peut être également calculée par la résolution directe des équations intégrales

IV.10. conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le rôle et l'évolution technologique des réseaux d'antennes qui sont généralement la base de propagation des ondes électromagnétiques.

La technologie microbande en générale, et les réseaux antennes patch en particulier connaissent un succès croissant aux prés des industriels et des professionnels de télécommunication, qu'elle soit spatiale ou terrestre. Il est nécessaire de bien définir l'intégralité des paramètres des antennes, afin de prévoir son comportement avant même la réalisation d'une partie, et de s'assurer qu'elle se conformera aux exigences des systèmes.

Nous avons présentés les caractéristiques de rayonnement et électriques des antennes. Cependant, il est toutefois difficile de maîtriser le principe de rayonnement si on n'exige pas des formes particulières d'antennes comme les antennes imprimées (Patch).

Bibliographie

- [IV.1] Fabien maury « conception, réalisation et test de déphaseurs micro-ondes intégrant une technologie MEMS » Thèse de doctorat, Université de Limoges, juillet 2009.
- [IV.2] Alexandre harck, « conception et validation de déphaseurs large bande intégrant des mems-rf dans un environnement hostile » Thèse de doctorat, Université de Limoges, Mar 2015.
- [IV.3] Paul F.Combes, « Micro-ondes, 2- circuits passifs, propagation, antennes » Dunod, 1997.
- [IV.4] Hmad elsayed ahmad « conception d'antennes réseaux aux performances optimisées par la prise en compte des couplages inter éléments. Application à la formation de faisceau et à la polarisation circulaire », Thèse de doctorat, Université de limoges, décembre 2010.
- [IV.5] Linda djouablia « caractérisation d'une antenne micro-ruban de forme triangle équilatéral piégée. Effet de l'anisotropie uniaxiale. » Mémoire de magister, Université de Constantine, 2005.
- [IV.6] Hatem rmili « Etude, réalisation et caractérisation d'une antenne plaquée en polyaniline fonctionnant à 10 GHZ » Thèse de doctorat, Université bordeaux I, 2004.
- [IV.7] Yamina tighilt « Identification des antennes microrubans multicouches par la méthode spectrale et les réseaux de neurones » Thèse de doctorat, Université Ferhat Abbas –Sétif, juin 2011.
- [IV.8] Mourad hassad, « modélisation d'une antenne patch réalisée sur un substrat à tenseurs de permittivité et de perméabilité diagonaux», Mémoire de Magister, Université de Batna, juin 2009.
- [IV.9] Boussaha somia, boualleg ahcene « Contribution à l'étude et à la modélisation des antennes imprimées rectangulaires Applications aux systèmes de communication », Mémoire de Magister en Télécommunications, Université 8 mai 1945 de Guelma, 2012.

Chapitre V :

Application du déphaseur accordable à couche active cristal liquide sur un réseau d'antennes

V.1 . Introduction :

La reconfiguration et la réorientation du diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes consiste en la modification : de la forme du diagramme de rayonnement de cette antenne en modifiant le dispositif d'alimentation et du déphasage angulaire du faisceau en faisant varier les phases relatives des sources.

De nombreux travaux ont été réalisés pour l'étude des réseaux d'antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement. Plusieurs techniques sont utilisées afin de rendre une antenne reconfigurable en diagramme: la modification géométrique du réseau [V.1], l'intégration d'un déphaseur accordable à couche active cristal liquide et l'utilisation d'un système d'excitation externe .[V.2] .

Dans cette section nous proposons de simuler par HFSS un réseau d'antennes de quatre patchs rectangulaires alimentés en parallèle dont le quel on a intégré un déphaseur accordable à couche active cristal liquide en utilisant l'une des structures proposées dans le premier chapitre.

V.2. Présentation du logiciel de simulation électromagnétique (HFSS)

HFSS (High Frequency Structure Simulator) est un logiciel de simulation électromagnétique qui étudie des structures complexes en trois dimensions en simulant ces structures et en proposant des visualisations claires des résultats en 2D et en 3D.

HFSS est utilisé essentiellement pour les expérimentations et les études de systèmes fonctionnant en hautes fréquences, il est exploité notamment pour calculer les paramètres S, les fréquences de résonances ainsi que les champs électromagnétiques. HFSS s'appuie sur la méthode numérique fréquentielle des éléments finis (FEM : Finite Element Method). Cette méthode effectue les tâches suivantes :

Discretisation de l'espace : HFSS est un simulateur interactif qui effectue un maillage en portions élémentaires pour surmonter les difficultés rencontrés avec des structures en 3D comportant des formes et des courbes inhabituelles.

Résolution des équations de Maxwell (équations différentielles) en un certain nombre de points discrets Prise en compte des conditions aux limites.

Le Tableau suivant résume les avantages et les inconvénients de cette méthode :

| Avantages | Inconvénients |
|---|---|
| Etude de structures très complexes | Gourmande en ressources informatiques |
| Solutions exactes aux nœuds du maillage | Solutions approximées |
| Prise en compte simple de la dépendance fréquentielle ou temporelle | Erreurs de calculs numériques Difficultés pour modéliser l'espace libre |

Tableau V .1 : Avantages & Inconvénients de la méthode des éléments finis

On peut ajouter aussi un balayage de fréquences (frequency sweep), de cette façon HFSS résout la structure pour plusieurs fréquences mais toujours à partir du même maillage, le maillage de la fréquence principale. Afin d’obtenir des bons résultats pour chaque fréquence il faut que la fréquence principale soit la plus élevée.

Un projet HFSS est un dossier qui contient un (ou plusieurs) modèle(s) appelé(s) design, chaque modèle contient une structure géométrique, ses conditions aux limites et les matériaux utilisés, ainsi que les solutions de champs électromagnétiques et les interprétations post-traitement. Tous ces composants peuvent être atteints par la fenêtre Project Manager dans l'environnement HFSS. [V.3]

V .3. Modélisation et Simulation d’antenne patch rectangulaire en HFSS

V .3.1. Procédure de conception d’une antenne rectangulaire :

Sur la base de la formulation mathématique simplifiée, la procédure de modélisation est décrite, ce qui conduit à des conceptions pratiques d’antenne microruban rectangulaire. Cette procédure suppose que les informations spécifiées incluent le diélectrique du substrat ϵ_r , la fréquence de résonance f_r , et la hauteur du substrat h. [V.4]

1) On a spécifié: ϵ_r , f_r et h, et on a calculé les dimensions du patch W et L

$$\text{Tel que : } 0.003\lambda_0 < h < 0.05\lambda_0 \tag{V.1}$$

$$\text{Calcul : } W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \tag{V.2}$$

On détermine la permittivité effective de l'antenne utilisée :

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{V.3})$$

On détermine ΔL :
$$\Delta L = 0.412 \cdot h \cdot \frac{(\varepsilon_e + 0.3) \cdot (W/h + 0.264)}{(\varepsilon_e - 0.258) \cdot (W/h + 0.8)} \quad (\text{V.4})$$

Calcul du L :
$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\varepsilon_e}} - 2\Delta L \quad (\text{V.5})$$

Ces étapes sont nécessaires pour constituer l'antenne imprimée rectangulaire.

On peut utiliser aussi **Microstrip Patch Antenna Calculator** pour déterminer les dimensions du patch W et L.

Lorsque l'antenne imprimée est alimentée par une ligne micro ruban, on peut utiliser **Microstrip Line Calculator** pour déterminer les dimensions W et L de cette ligne. [V.4], [V.5]

Les principaux inconvénients de l'alimentation par ligne micro ruban sont :

- ❖ les couplages parasites dû à la réalisation de la ligne de transmission et du résonateur (patch) sur le même substrat, et qui diminuent les performances de l'antenne au-delà de quelques GHz
- ❖ la nécessité d'ajouter un transformateur d'impédance de longueur $\frac{\lambda}{4}$ pour obtenir

l'adaptation entre la ligne d'alimentation et le résonateur (patch) à 50Ω .

V.3.2. Techniques d'alimentation d'une antenne imprimée rectangulaire en utilisant HFSS :

V.3.2.1. Alimentation par ligne micro ruban :

Le modèle d'antenne patch utilisé pour la simulation numérique avec Ansoft HFSS est représenté sur la figure V.1. L'antenne patch est conçue pour 6.3 GHz. La largeur de la ligne microruban, permettant d'avoir une impédance d'entrée de 50Ω .

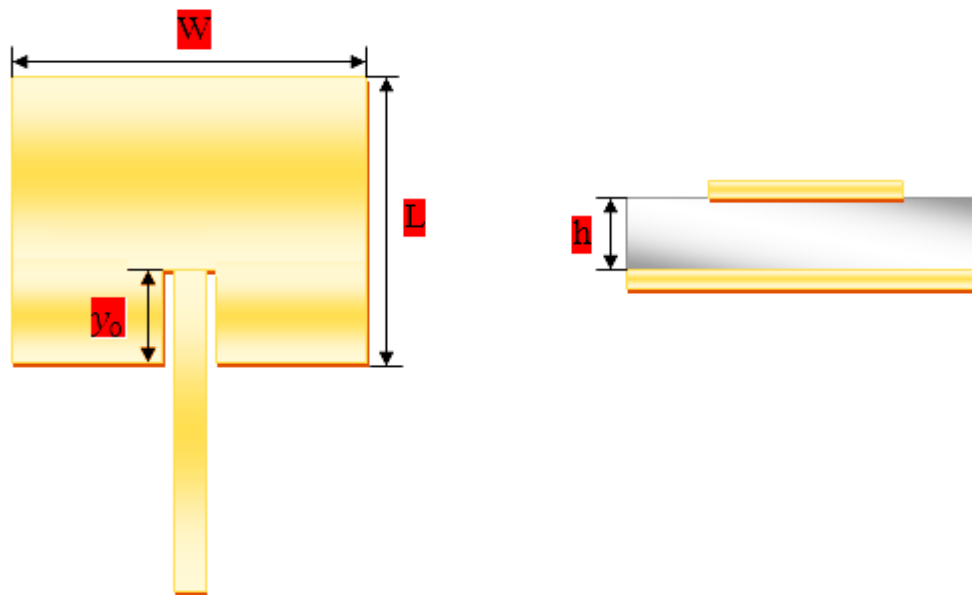


Figure V.1 : Schéma de l'antenne, W : largeur ; L : longueur ; Z : épaisseur du patch ; h : épaisseur du substrat ; W_i : largeur de la ligne d'alimentation.

Dans ce travail, on a choisi d'exciter l'antenne avec une ligne d'alimentation avec encoche du fait qu'elle est facile à fabriquer, et simple à adapter à l'antenne.

V.3.2.2. Dimensions physique de l'antenne patch avec encoche

Le tableau suivant indique les valeurs utilisées pour la conception de l'antenne patch avec encoche en utilisant le logiciel HFSS.

| | |
|---|---------|
| Fréquence d'opération : | 6.3 GHZ |
| Permittivité diélectrique ϵ_r | 9.6 |
| patch | |
| Longueur du patch, L en mm | 10.36 |
| Largeur du patch, W en mm | 7.39 |
| L'épaisseur du patch Z en mm | 0.05 |
| la ligne d'alimentation | |
| Largeur de la ligne d'alimentation, L_i en mm | 4.63 |
| Largeur de la ligne d'alimentation W_i en mm | 0.637 |
| L'épaisseur de la ligne d'alimentation Z | 0.05 |
| substrat | |
| Longueur du substrat | 20 |
| Largeur du substrat | 18 |
| L'épaisseur du substrat h en mm | 1.6 |
| Plane de masse | |

| | |
|---|------|
| Largeur du plane de masse W_p en mm | 20 |
| Largeur du plane de masse L_p en mm | 18 |
| L'épaisseur du plane de masse Z en mm | 0.05 |

Tableau V .2 : Dimensions physiques de L'antenne

Ces valeurs sont calculées à l'aide des relations citées en dessus.

L'alimentation avec encoche est montrée sur la (figure V.1), la profondeur d'alimentation est donnée par y_0 le point d'alimentation doit être situe au point sur le patch ou l'impédance d'entrée est 50 ohms.

Par conséquent pour localiser le point d'alimentation qui donne les meilleures performances on doit choisir le point qui donne le minimum de perte (return loss).

$$Z_c = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left[\frac{8h}{W_0} + \frac{W_0}{4h} \right] \frac{W_0}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left[\frac{W_0}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W_0}{h} + 1.44 \right) \right]} \frac{W_0}{h} > 1 \end{cases} \quad (V.6)$$

$$G_1 = \begin{cases} \frac{1}{120} \left(\frac{W}{\lambda_0} \right)^2 W \gg \lambda_0 \\ \frac{1}{90} \left(\frac{W}{\lambda_0} \right)^2 W \ll \lambda_0 \end{cases} \quad (V.7)$$

$$R_{in}(y = y_0) = \frac{1}{2(G_{1\pm}G_{12})} \cos^2 \left(\frac{\pi}{L} y_0 \right), \text{ avec } G_{12} \text{ est négligeable.}$$

En utilisant les équations précédentes (supposant que Z_c est 50Ω) où $R_{in}(y=y_0)= 50 \Omega$ nous obtenons : $y_0 = 2.31 \text{ mm}$

A partir des valeurs calculées précédemment, on réalise une simulation sur le logiciel HFSS.

On réalise le patch et on insert la ligne d'impédance 50Ω , on définit le substrat, et on ajoute le port d'excitation.

On lance la simulation pour la fréquence 6.3 GHz. Les résultats de la simulation sont représentés sur les figures suivantes :

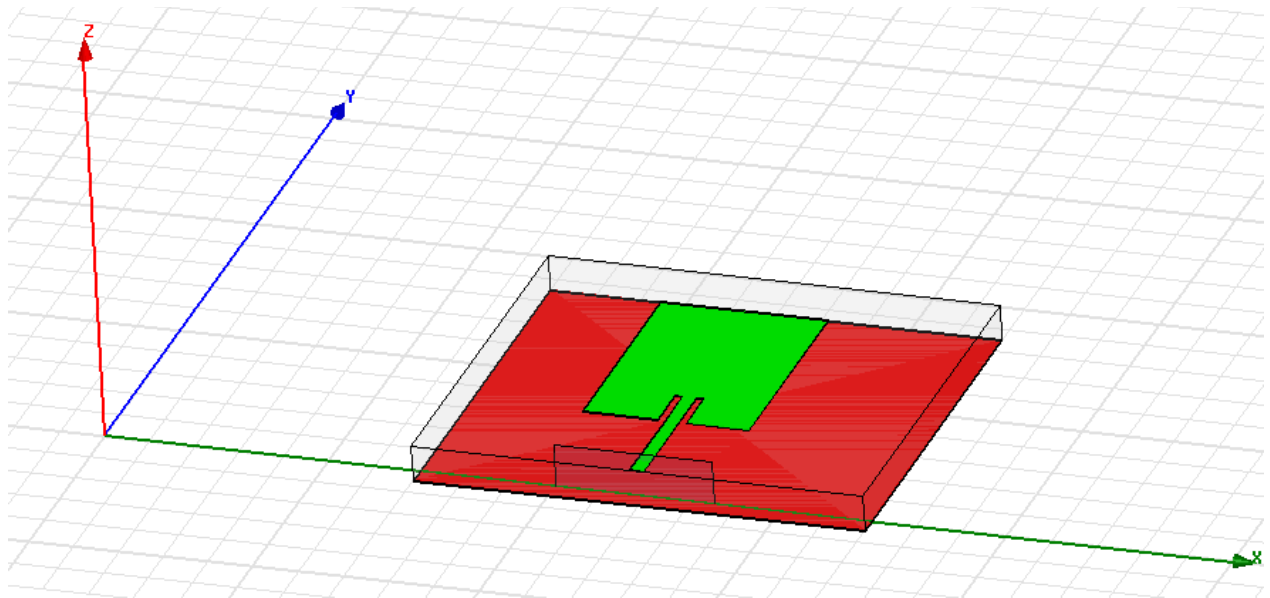


Figure V.2 : Structure de l'antenne patch avec encoche en utilisant le logiciel HFSS

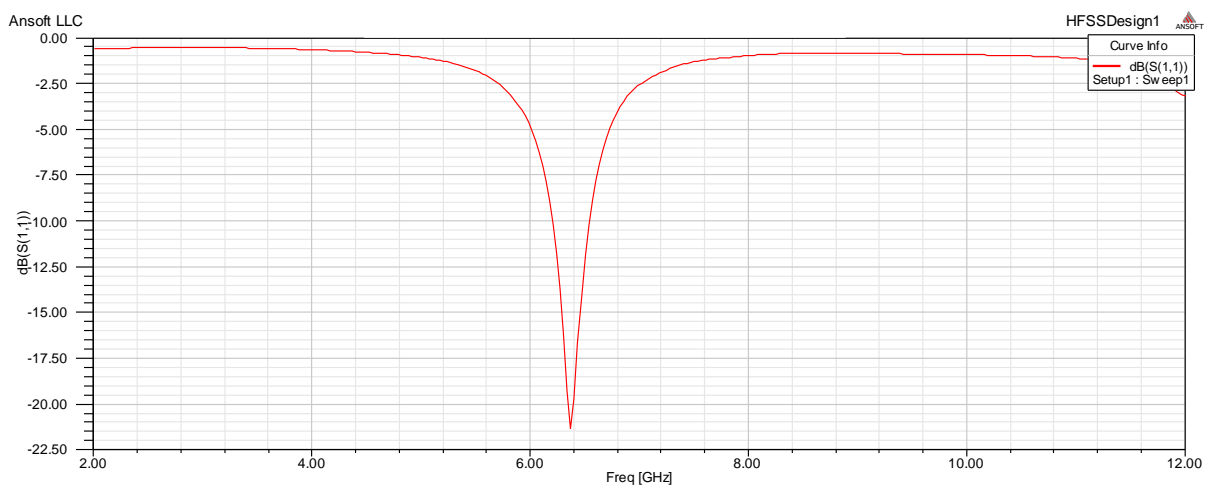


Figure V.3 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence

- Nous observons qu'on a un coefficient de réflexion égale à -22.3 dB pour la fréquence $f_r = 6.3 \text{ GHz}$.
- La bande passante pour $S_{11} = -10 \text{ dB}$ est égale à 0.34 GHz .
- On peut conclure que l'alimentation avec encoche donne une meilleure adaptation de l'antenne, donc meilleur rayonnement.

Ansoft LLC

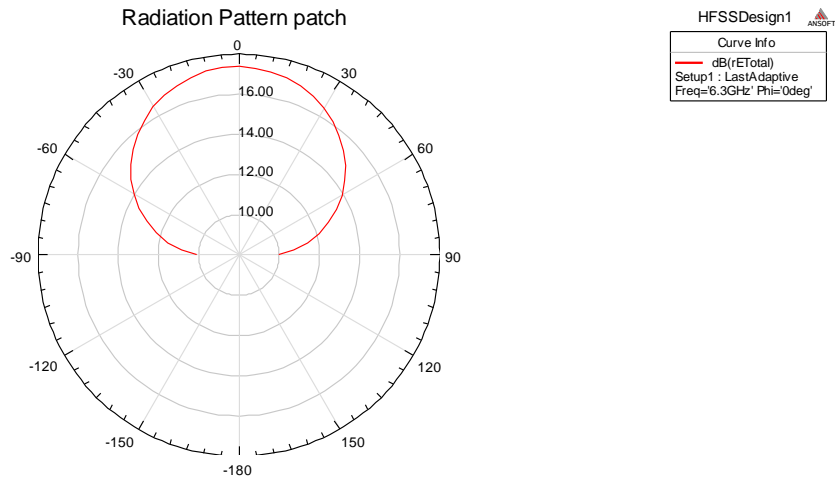


Figure V.4 : Digramme de rayonnement de l'antenne patch

Cette figure représente la variation du Gain total en dB en fonction de l'angle d'élévation θ .

- Pour $\varphi = 0$ la valeur maximale du gain est dans la direction $\theta \approx 0$, il est égal à ≈ 17 dB et il diminue jusqu'à une valeur minimale égale à 10 dB si θ varie vers ∓ 90 .



Figure V.5: représentation 3-D du Gain total en dB

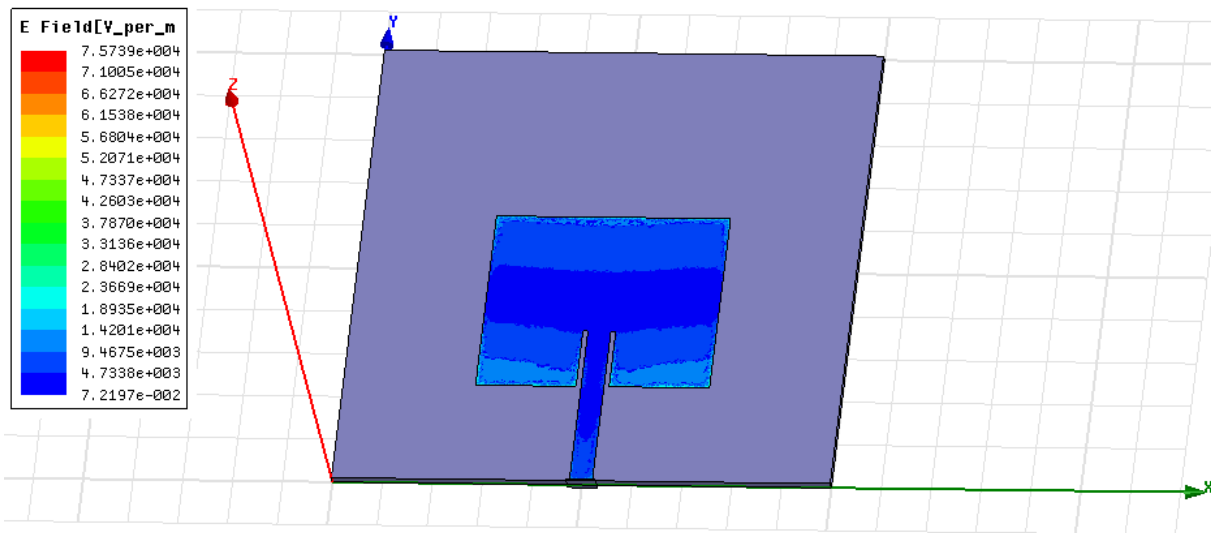


Figure V.6 : Distribution du champ électrique E sur le patch

Nous constatons qu'il existe au centre de l'antenne une densité moyenne du champ électrique où la répartition diminue sur les bords supérieurs et inférieurs jusqu'à elle s'annule, Par contre la distribution du champ est maximale sur la ligne d'alimentation. Et maximum sur les deux bords de l'antenne et les deux bords de l'encoche.

V.4. Modélisation d'un réseau à quatre patches alimentés en parallèle:

Quatre éléments rayonnants identiques peuvent être alimentés en parallèle en utilisant les diviseurs de type Wilkinson (figure V.7). Deux points homologues de deux éléments rayonnants successifs sont séparés par une distance $d = \lambda_e = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_e}$. Les éléments rayonnants sont alimentés en phase

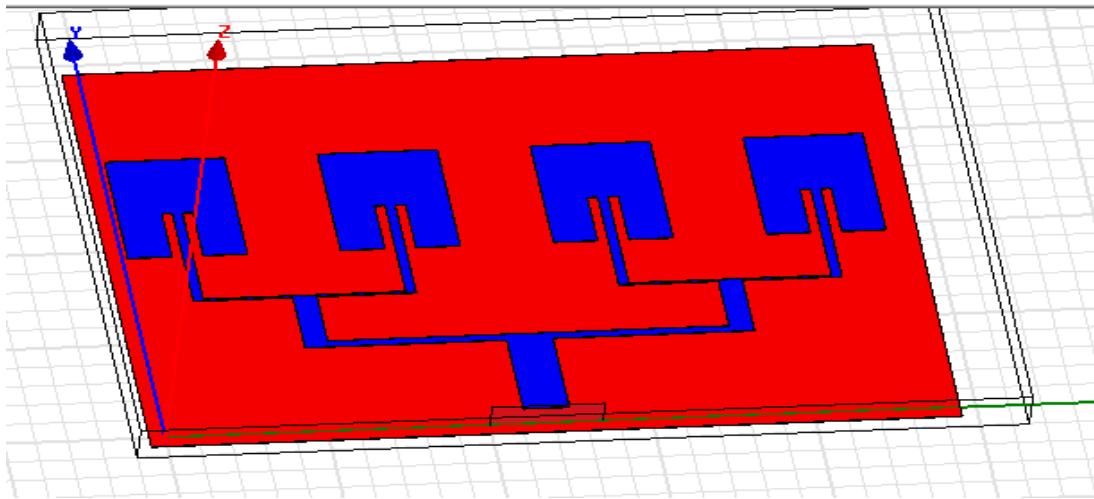


Figure V.7: Réseau linéaires de quatre patches alimentés en parallèle à base d'un diviseur de Wilkinson

Les tableaux V.3 et V.4 récapitulent les propriétés du réseau simulé, et en garde les mêmes dimensions de la première structure de patch.

| Matériaux | Paramètres |
|-------------------------------|---|
| Plan de masse, Patch : cuivre | Primitivité relative = 1 |
| Substrat : alumine | $\epsilon_r = 9.6$ et $Tan\delta = 0.001$ |

Tableaux V.3 : propriétés des matériaux utilisés

| éléments | Aire (mm × mm) | Epaisseur (mm) |
|---|----------------|----------------|
| Substrat | 50 × 40 | h=1.6 |
| Plan de masse | 50 × 40 | 0.05 |
| Patch ($W \times L$) | 7.39 × 10.36 | 0.05 |
| Ligne micro ruban à 50Ω ($W \times L$) | 0.637 × 4.63 | 0.05 |

Tableau V.4: Paramètres de l'antenne.

Les résultats de la simulation sont représentés sur les figures suivantes :

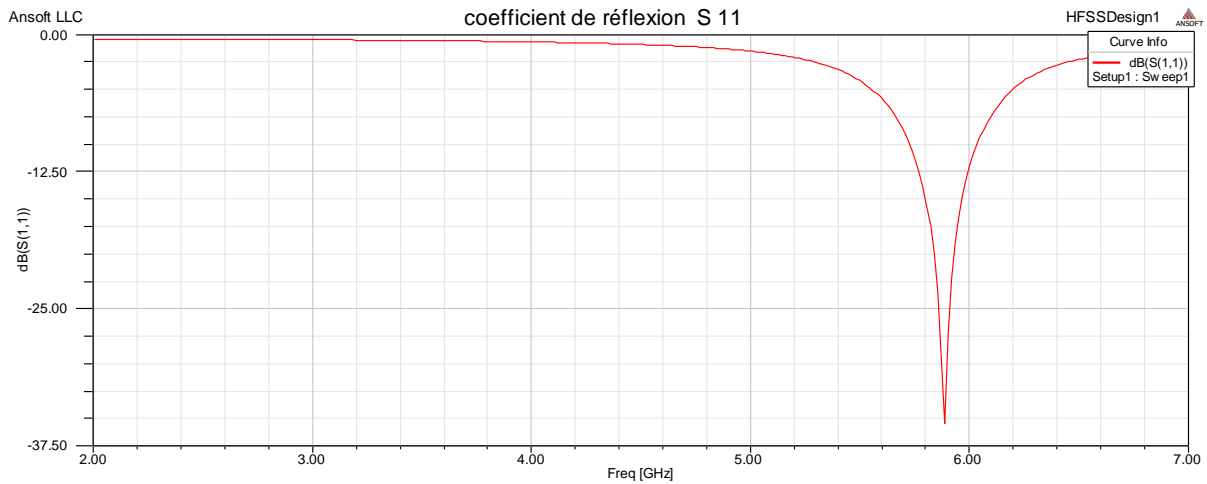


Figure V.8: variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence

La figure V.8 montre que l'antenne réseau de patch présente une amélioration au niveau du coefficient de réflexion, elle est devenue égale à -35.50 pour la fréquence 5.9 GHz et la bande passante $BP = 250\text{MHz}$.



Figure V.9: représentation 3-D du Gain total en Bd

D'après les figures V.8 et V.9, L'antenne réseau de patch montre une meilleure directivité par rapport à l'antenne patch.

On constate que l'efficacité de rayonnement est nettement améliorée par l'utilisation de l'antenne réseau proposée (2x2 patch). Dans le cas d'un patch unique, il a été observé que la directivité de l'antenne est moyenne.

V.5. Nouveau résonateur nanostructure (NsM) dans un déphaseur à base de cristaux liquides (LC).

V.5. 1.Introduction

Les dispositifs agiles en fréquence peuvent être réalisés, en utilisant des semi-conducteurs, des MEMS des ferroélectriques, des ferrites ou des LCs. Dans ce travail, l'utilisation de LC en tant que substrat micro-onde accordable est décrite. Jusqu'à présent, l'anisotropie diélectrique de la permittivité et sa tenabilité électrostatique des molécules LC sont principalement utilisées dans la technique de la ligne de transmission microbande inversée.

Un dispositif simple et peu coûteux a été conçu pour changer la fréquence de résonance du signal pour entrer dans un dispositif à balayage électronique microbande, ou dans la puissance de changement de phase agit sur la direction du faisceau. La structure générale du dispositif avec balayage électronique est schématiquement représentée sur la figure V.10. L'utilisation du LC comme plan de masse intègre le circuit à la ligne.

Le choix de ces dispositifs agiles en fréquence est justifié par les avantages suivants:

- ✓ Une bonne réponse en fréquence
- ✓ Un faible rayonnement parasite
- ✓ Une réalisation simple

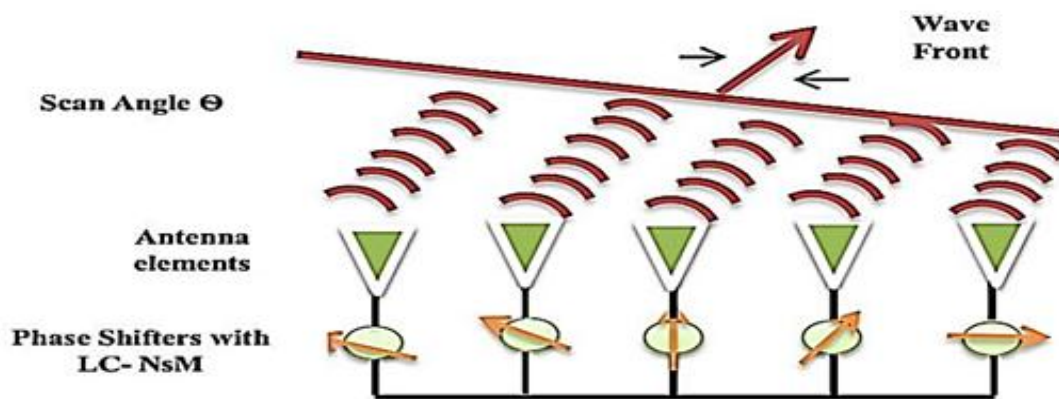


Figure V.10 : exemple d'un dispositif agile en fréquence

V.5. 2. Les matériaux nanostructurés (NsM)

Les matériaux nanostructurés peuvent être définis comme les matériaux dont les éléments structuraux - amas, cristallites ou molécules - ont des dimensions comprises entre 1 et 100nm.

L'intérêt académique et industriel de ces matériaux au cours de la dernière décennie résulte des variations remarquables des propriétés fondamentales électriques, optiques et magnétiques qui se produisent à mesure que l'on progresse d'un solide «infiniment étendu» à une particule composée d'un nombre dénombrable des atomes. Cette revue détaille les progrès récents dans la synthèse et l'étude de matériaux fonctionnels nanostructurés, en se basant sur la physique et la chimie romanesque dépendant de la taille lorsque les électrons sont confinés dans des semi-conducteurs et des colloïdes.

Les nanomatériaux et les nanostructures à base de carbone, y compris les fullerènes et les nanotubes jouent un rôle de plus en plus important dans la science et la technologie à l'échelle nanométrique ces derniers sont donc décrits en profondeur.

Les méthodes actuelles de la fabrication des dispositifs " Nano", les perspectives d'avenir pour les matériaux nanostructures et les nano dispositifs sont discutées

V.5. 3. Résonateur à base de LC

Le prototype de structure LC nématique d'anisotropie diélectrique élevée est donné par K15 (5CB). Ensuite, l'accent sera mis sur les exigences dimensionnelles pour le Résonateur afin d'obtenir une fréquence de résonance de 38 GHz. La géométrie visée à considérer (figure V.11) est constituée de trois éléments:

- Le plan de masse est composé de lacunes; ces espaces sont comblés par des LCs.
- La ligne de transmission
- Substrat.

La propagation de l'onde n'est pas affectée; le champ est plus concentré dans le LC. L'application de la tension continue au niveau de la LC, nous fixons arbitrairement la fréquence de résonance à 38 GHz. [V.7]

V.5.4. Matériaux étudiés

Le cristal liquide utilisé dans cette étude est un produit commercialisé par la société Merck et référencé K15. L'étude des propriétés diélectriques de ce matériau a permis d'extraire la valeur d'anisotropie : 0,18 à 1 GHz.

Il est composé d'un noyau biphenyl, d'une chaîne latérale alkyl formée de 5 carbones et d'une chaîne cyano fortement polaire ($\mu = 4,05$ Debyes). Ce composé présente une phase nématique entre 22,5°C et 35°C. [V.7] , [V.8]

Les caractéristiques des cristaux liquides sont regroupées dans le tableau.V.5

| CL | Séquence de phase | ϵ'_{\perp} | ϵ''_{\perp} | $\tan\delta_{\perp}$ | ϵ'_{\parallel} | ϵ''_{\parallel} | $\tan\delta_{\parallel}$ | $\Delta\epsilon'$ | Δn |
|-----|-------------------|---------------------|----------------------|----------------------|-------------------------|--------------------------|--------------------------|-------------------|------------|
| 5CB | C22.5°C N35°C | 2.64 | 0.081 | 0.031 | 2.98 | 0.042 | 0.014 | 0.34 | 0.1 |

Tableau V.5 : Caractéristiques de cristal liquide utilisé

Les tableaux V.6 récapitulent les propriétés du résonateur simulé

| éléments | Aire (mm × mm) | Epaisseur (mm) |
|---------------------------------|----------------|----------------|
| Substrat | 1.58 × 1 | h=0.1 |
| Plan de masse | 1.58 × 1 | 0.00 |
| Ligne micro ruban à 50Ω (W × L) | 1.58 × 0.0824 | 0.00 |
| pièces LC | 1.5 × 0.0824 | 0.00 |

Tableau V.6 : Paramètres du résonateur simulé

A partir des valeurs calculées précédemment, on réalise une simulation sur le logiciel HFSS.

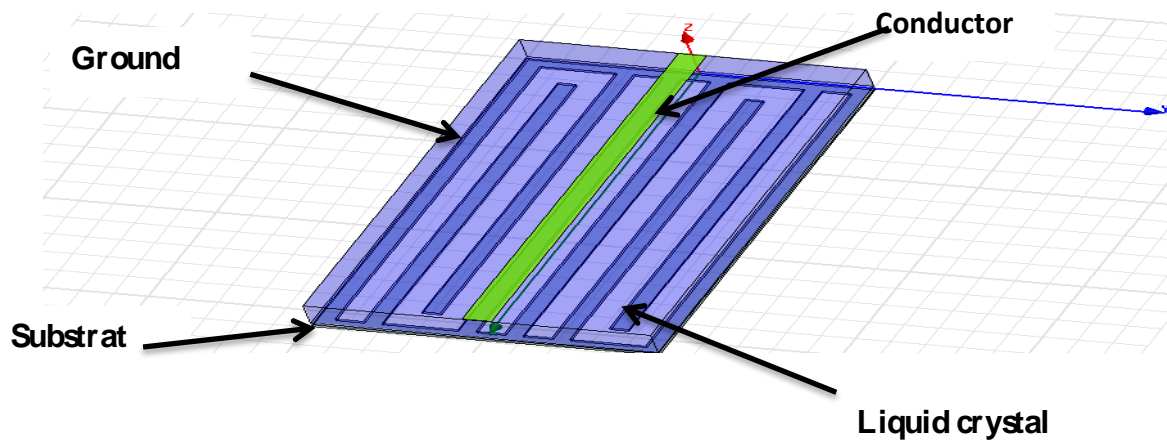


Figure V.11: Structure du résonateur Micro-onde

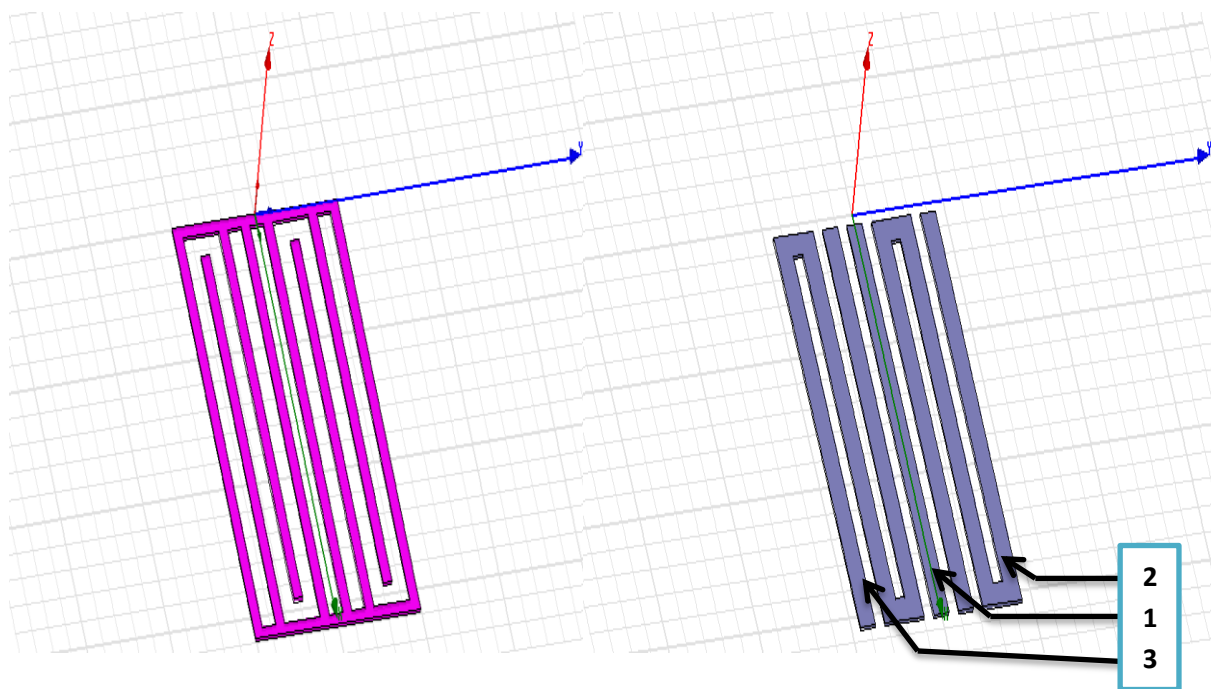


Figure V.12: Structure du plan de masse

Figure V.13: Structure des pièces LC

V.5. 5. Résultats et discussion

La simulation est effectuée dans la gamme de fréquence (30 - 50GHz) pour vérifier les caractéristiques du résonateur. Les résultats obtenus ont été calculés en utilisant Ansoft HFSS.

Le but de la présente étude était d'établir l'effet de la variation de la permittivité du cristal liquide (LC) et de la valeur d'anisotropie sur le coefficient de réflexion et la phase du coefficient de transmission.

Les résultats obtenus sont représentés sur les figures ci-dessous sans et avec tension de commande (0V et 7V).

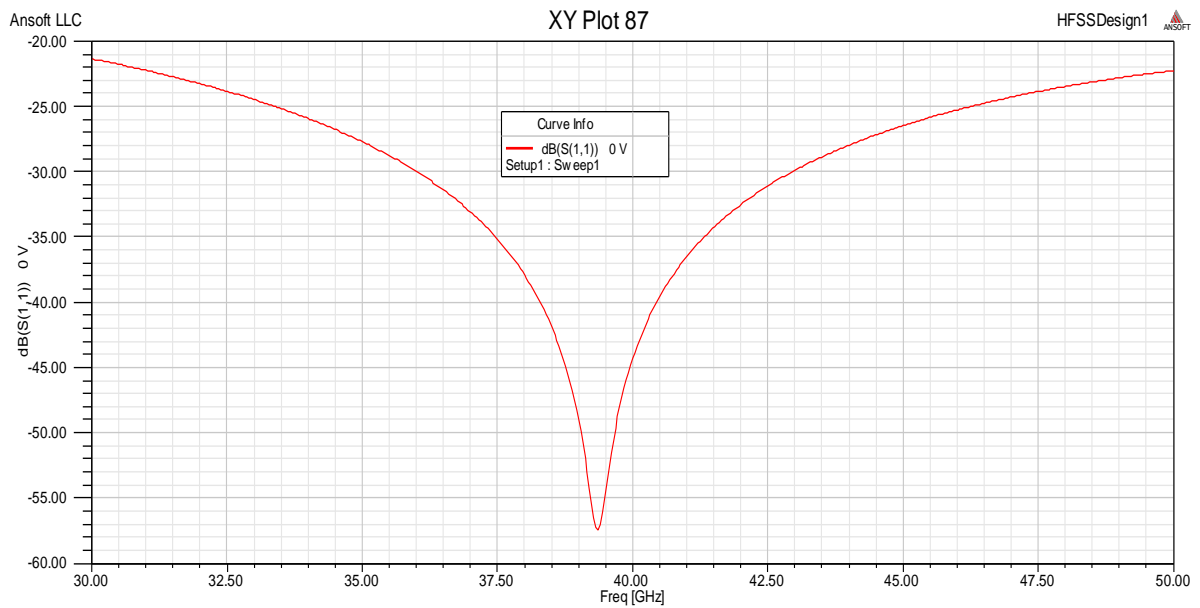


Figure V.14 : Coefficient de réflexion (S11) sans tension de commande

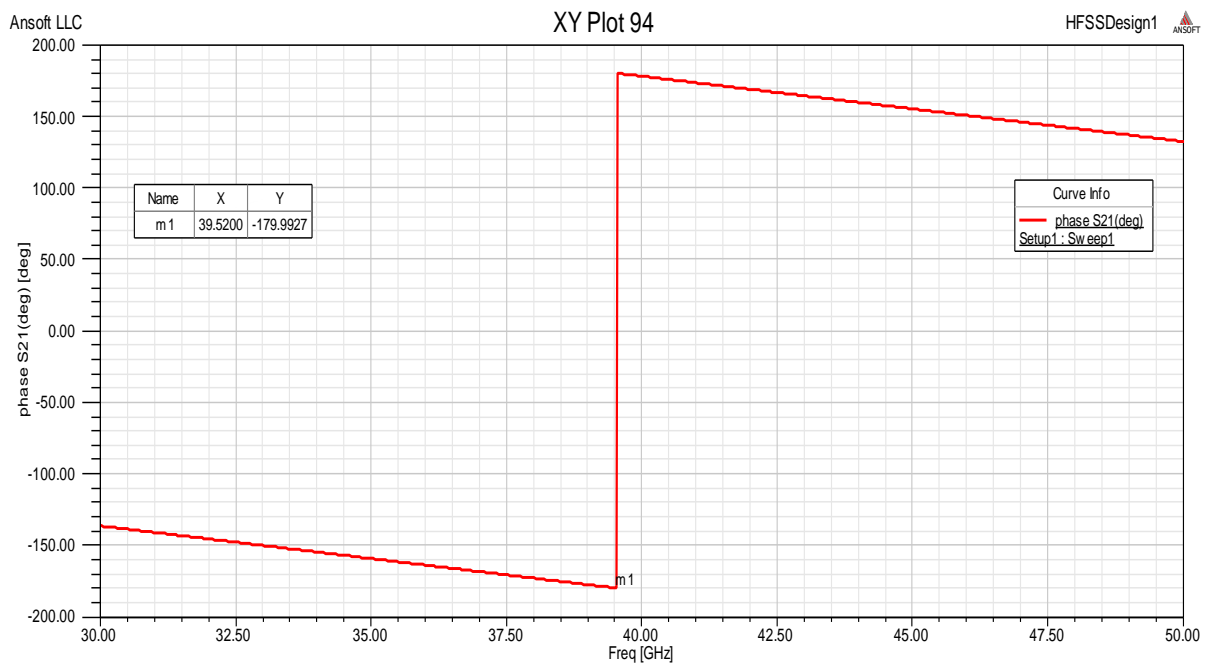


Figure V.15 : la phase du coefficient de transmission S21 du résonateur

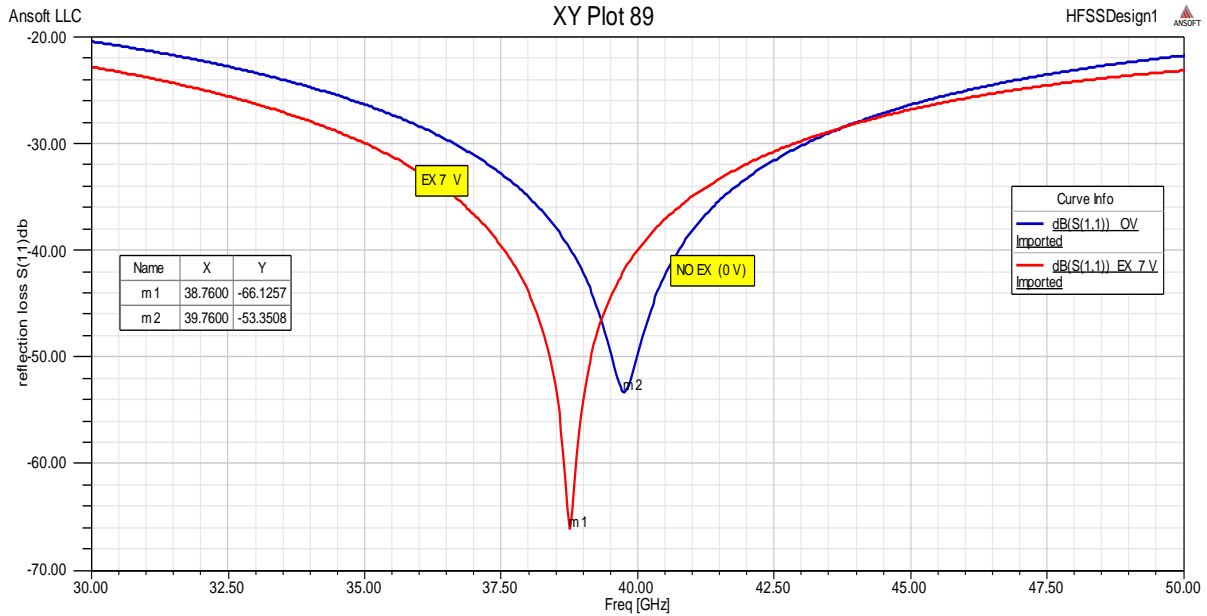


Figure V. 16 : Coefficient de réflexion avec et sans tensions de commande

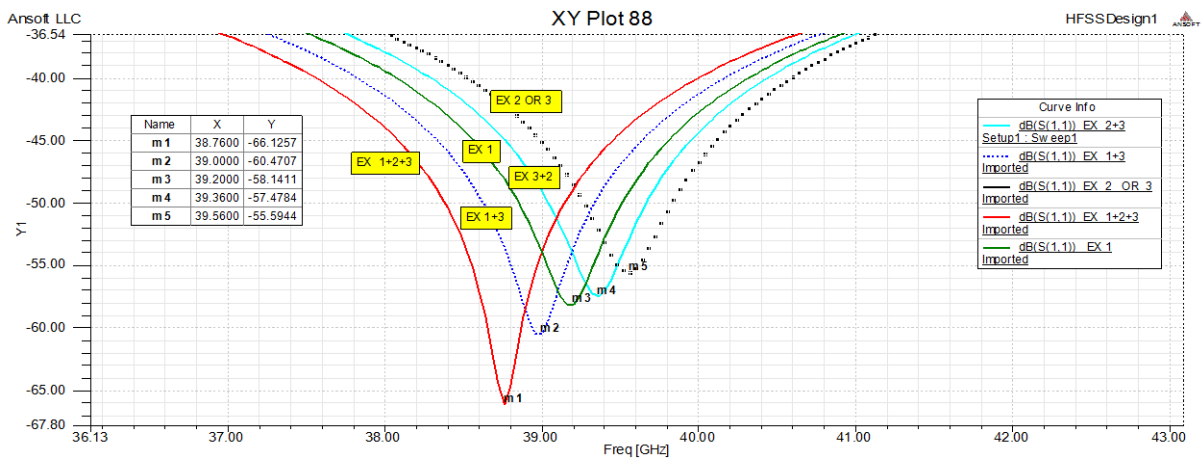


Figure V.17 : Coefficients de réflexions selon les différentes positions d'excitations

La figure V.14 montre la représentation du coefficient de réflexion S_{11} sans l'application de la tension de commande. A partir de cette figure, on peut voir que S_{11} atteint -58 dB dans la bande de 38 à 40 GHz. [V.7]

La figure V.15 représente l'argument du coefficient de transmission S_{21} du résonateur.

La figure V.16 montre l'influence de la tension de commande sur la fréquence de résonance ainsi que sur le coefficient de réflexion. On remarque que pour une tension de 0V (c.à.d sans tension de commande) la fréquence de résonance est de 39.76 GHz et le coefficient de réflexion est de -53.13 dB. Par contre, si on augmente une tension de

commande de 7 V, on trouve que la fréquence de résonance est de 38.76GHz et le coefficient de réflexion est de -66.1256dB. C.à.d. qu'il y a une diminution de 1GHz au niveau de la fréquence de résonance.

La figure V.17 montre les variations de la fréquence de résonance et le coefficient de réflexion pour différentes positions d'excitations.

Comparaison des résultats obtenus

| Position d'excitation | Pièce 2 ou 3 | Pièces 2 et 3 | Pièce 1 | Pièces 1 et 3 | Pièces 1, 2 et 3 |
|-------------------------------|--------------|---------------|----------|---------------|------------------|
| fréquence de résonance (GHz) | 39.56 | 39.36 | 39.20 | 39 | 38.76 |
| coefficient de réflexion (dB) | -55.5944 | -57.4784 | -58.1411 | -60.4707 | -66.1257 |

Tableau V.7 : Comparaison des résultats obtenus

V.6. Etude d'un déphaseur à couche active cristal liquide

V.6.1. Structure

La structure du déphaseur simulé à base de cristal liquide est représentée sur la figure (V 18). Le tableau V.8 montre les trois parties constitutives du circuit. La première partie représente la gravure des lignes sur un substrat de faible permittivité relative. La deuxième partie est constituée d'une plaque dont laquelle une cavité, qui servira à confiner le cristal liquide, est gravée.

La troisième partie représente la partie active du circuit. Cette partie contient 3 pièces.

L'assemblage de ces trois parties donne la structure finale

La ligne simulée a les caractéristiques suivantes :

- Substrat : Duroid 4003, longueur : 15mm, largeur : 3.06mm, l'épaisseur : 0.05mm
- Le conducteur central (la ligne) : largeur : 0.0824mm, longueur : 1.58mm, l'épaisseur : 0.1 µm. [V.8]

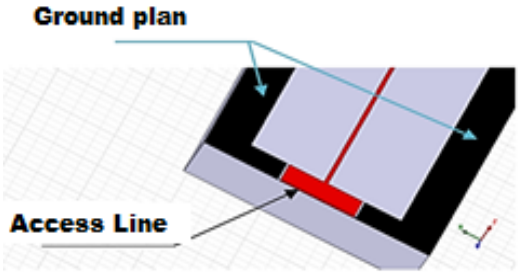
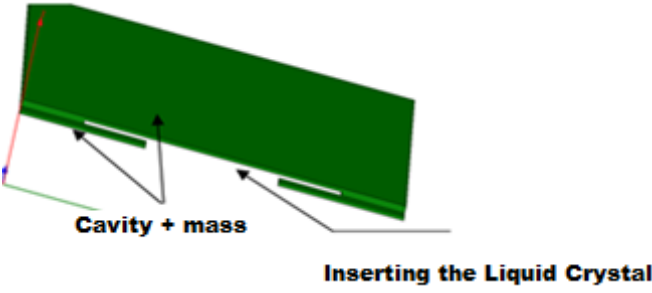
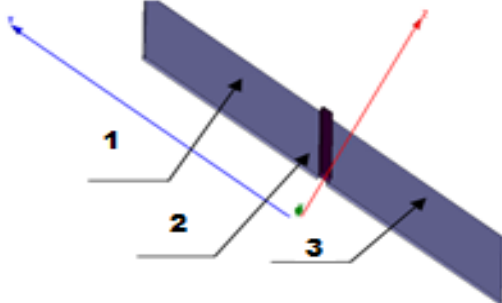
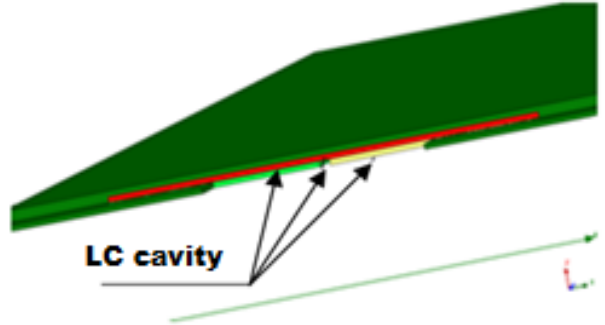
| 1 ^{ère} partie | 2 ^{ème} partie : Cavity +mass |
|--|---|
|  |  |
| 3 ^{ème} partie : les 3 pièces (LC) | Assemblage :parties 2+3 |
|  |  |

Tableau V.8 : La structure du déphaseur simulé à base de cristal liquide

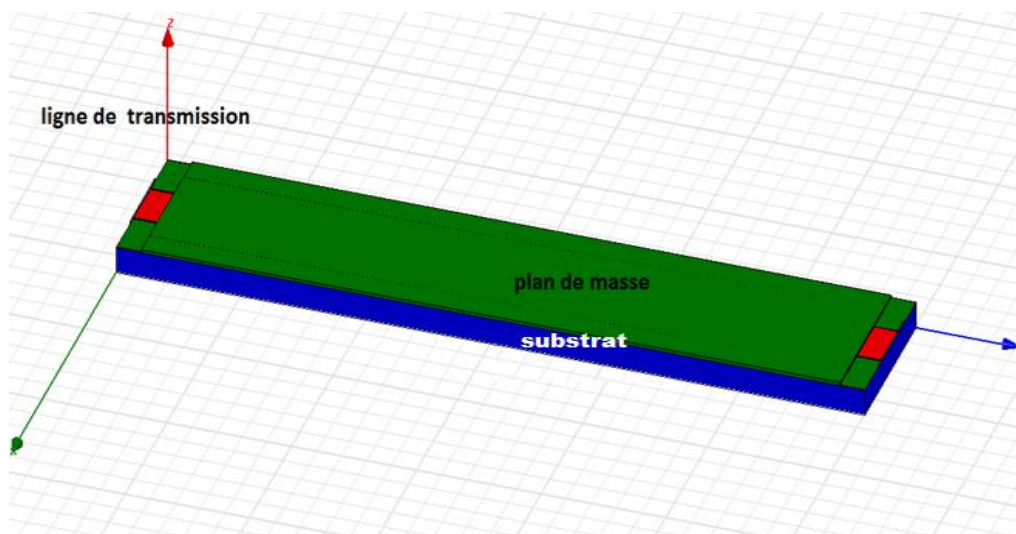


Figure V. 18 : Déphaseur micro-rubans à accès coplanaire

Le modèle qu'on a simulé est représenté sur la (figure V.18), la partie active du circuit- cristal liquide- : 5CB contient 2 pièces 1 et 3 avec les dimensions suivantes:

- Pièce 1 : X = 1 mm, Y = 14 mm et Z=0.025 mm
- Pièce 2: X=0.05 mm, Y=14 mm et Z=0.025 mm

La ligne doit être fabriquée sur un substrat diélectrique du "silicium" dont les caractéristiques sont les suivantes: permittivité électrique $\epsilon_r=11.6$ épaisseur $h= 0.0824\text{mm}$.

V.6.2.Résultats et discussion

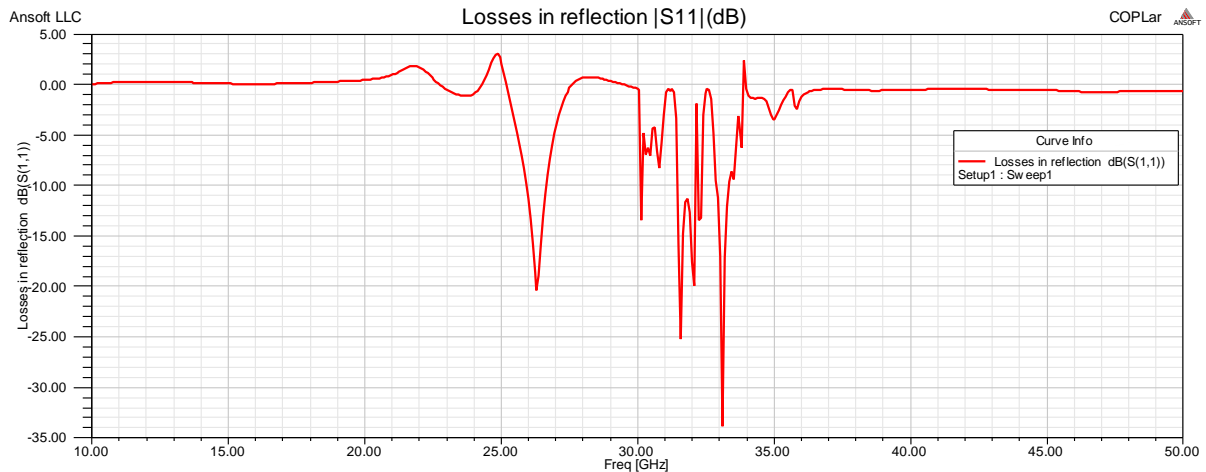


Figure V. 19: coefficient de réflexion S11

La phase du coefficient de transmission S21, pour différentes excitations, est montrée dans les figures: V.20 et V.21.

A. L'influence de La tension de commande

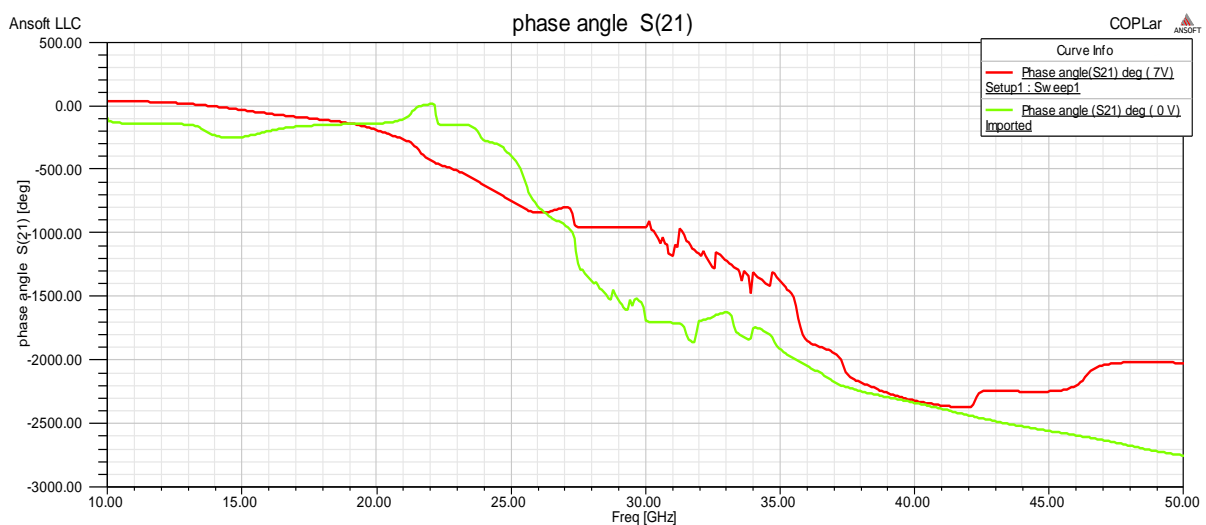


Figure V. 20 : la phase du coefficient de transmission (S21) (dégrée) du déphaseur avec et sans tension de commande (0 V, 7 V)

Le décalage temporel entre les courbes de contrainte et de déformation est défini comme l'angle de phase.

Les variations de phase (S21) en fonction de la fréquence sont données sur les figures V.20.

La variation de phase (S21) est calculée à partir de la différence entre la phase mesurée avec et sans tension de commande (0 V et 7 V)

On remarque que :

- La phase (S21) évolue linéairement avec la fréquence.
- A 30 GHz, la valeur de la phase angle | S21 | est d'environ 20°.

B -L'influence la position d'excitation

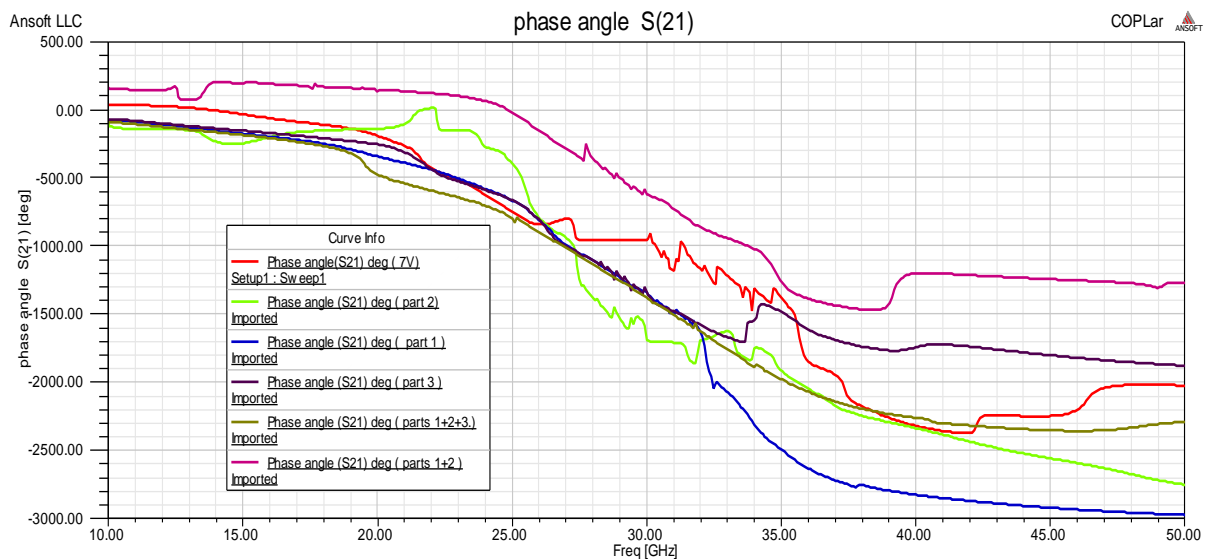


Figure V.21 : Changement de Phase (S21) (degré) du déphaseur en fonction de la fréquence avec différents positions d'excitation , les parties 1, 2 et 3

Cette figure montre une comparaison entre les différents résultats de phases obtenus de (S21) pour différentes excitations.

Les valeurs approximatives de la variation de phase obtenue à 35 GHz en prenant les parties 1, 2 et 3 dans le Tableau 9.

| comparaison | $ \text{part1} $ | $ \text{part3} $ | $ \text{part1} + 2 + 3 $ |
|----------------------|------------------|------------------|--------------------------|
| $ \text{part1} $ | 24^0 | 100^0 | 50^0 |
| $ \text{part2} $ | 60^0 | 40^0 | 10^0 |
| $ \text{part1} + 2 $ | 120^0 | 20^0 | 70^0 |

Tableau V.9 : Déphasage obtenu à 35 GHz, partie 1, 2, et 3

V.7 : Application du déphaseur micro-ruban sur un réseau d'antenne

V.7.1 : introduction

Pour modifier la direction du rayonnement d'une antenne classique, il faut faire tourner la position vers la position voulue. Mais à cause de l'inertie du projecteur, ce mouvement ne peut être que continu et faiblement rapide et ne permet donc pas facilement de s'arrêter dans les zones intéressantes.

Le problème est donc de s'affranchir de l'inertie mécanique de l'antenne : il faut pouvoir, l'antenne restant fixe, modifier quasi instantanément la direction du rayonnement, afin d'utiliser pleinement les possibilités de l'antenne.

V.7.2 : principe de balayage

L'onde électromagnétique émise par l'antenne est cohérente (comme la lumière d'un laser), ce qui implique que la direction de rayonnement est celle pour laquelle toutes les vibrations émanant de l'antenne sont en phase.

Ainsi, si l'on veut que l'antenne rayonne vers un observateur B, il suffit de modifier les phases relatives des vibrations électromagnétiques émises par les différents points de l'antenne, de façon qu'elles soient en phase lorsqu'elles arrivent en B. Pour cela, on tapisse l'antenne de dispositifs modificateurs de phase, dits déphaseurs, dont on peut commander à volonté le déphasage qu'ils introduisent, pour modifier instantanément la direction de rayonnement de l'antenne.

Le schéma synoptique du dispositif est donné figure V.22. L'objectif est d'alimenter un réseau d'antennes patch. Le réseau d'antennes permet d'avoir une antenne équivalente plus directive.

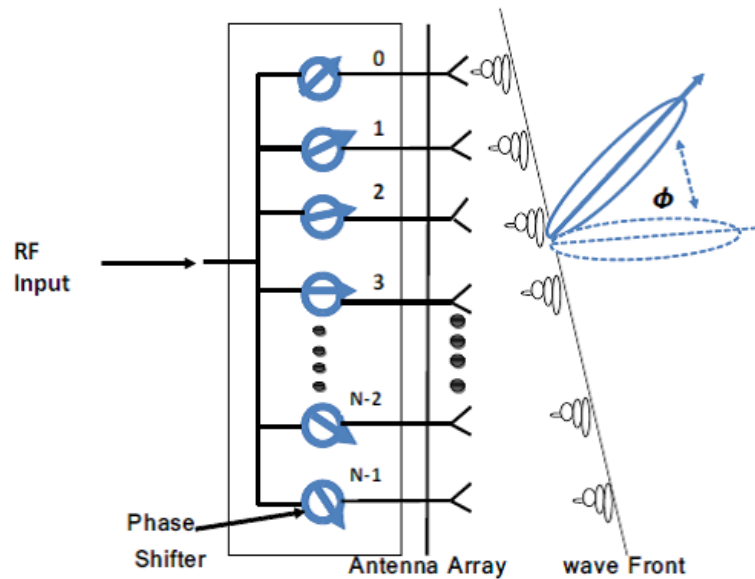


Figure V.22 : Schéma synoptique de l'antenne à balayage électronique

V.7.3 : exemple d'application

En télécommunications, une antenne réseau à commande de phase (**phased array antenna**) est un groupe d'antennes élémentaires alimentées avec des signaux dont la phase est ajustée de façon à obtenir le diagramme de rayonnement voulu

Nous avons choisi de simuler un réseau d'antennes de quatre patchs rectangulaires figure V.23

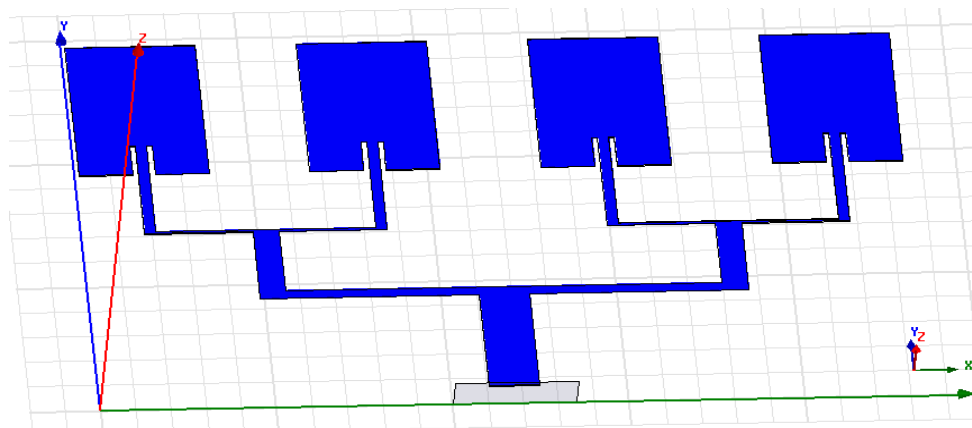


Figure V.23 : réseau d'antenne à quatre patchs rectangulaires

Pour adapter le réseau d'antenne, on utilise une alimentation avec encoche, il suffit de modifier la géométrie du patch.

Le réseau est conçu pour la bande de fréquence entre 5 et 6 GHz, et l'impédance d'entrée de 50Ω .

A partir des valeurs calculées précédemment, on réalise une simulation sur le logiciel HFSS.

On réalise les patches et on insert la ligne d'impédance 50Ω , on définit le substrat, et on ajoute les déphaseurs.

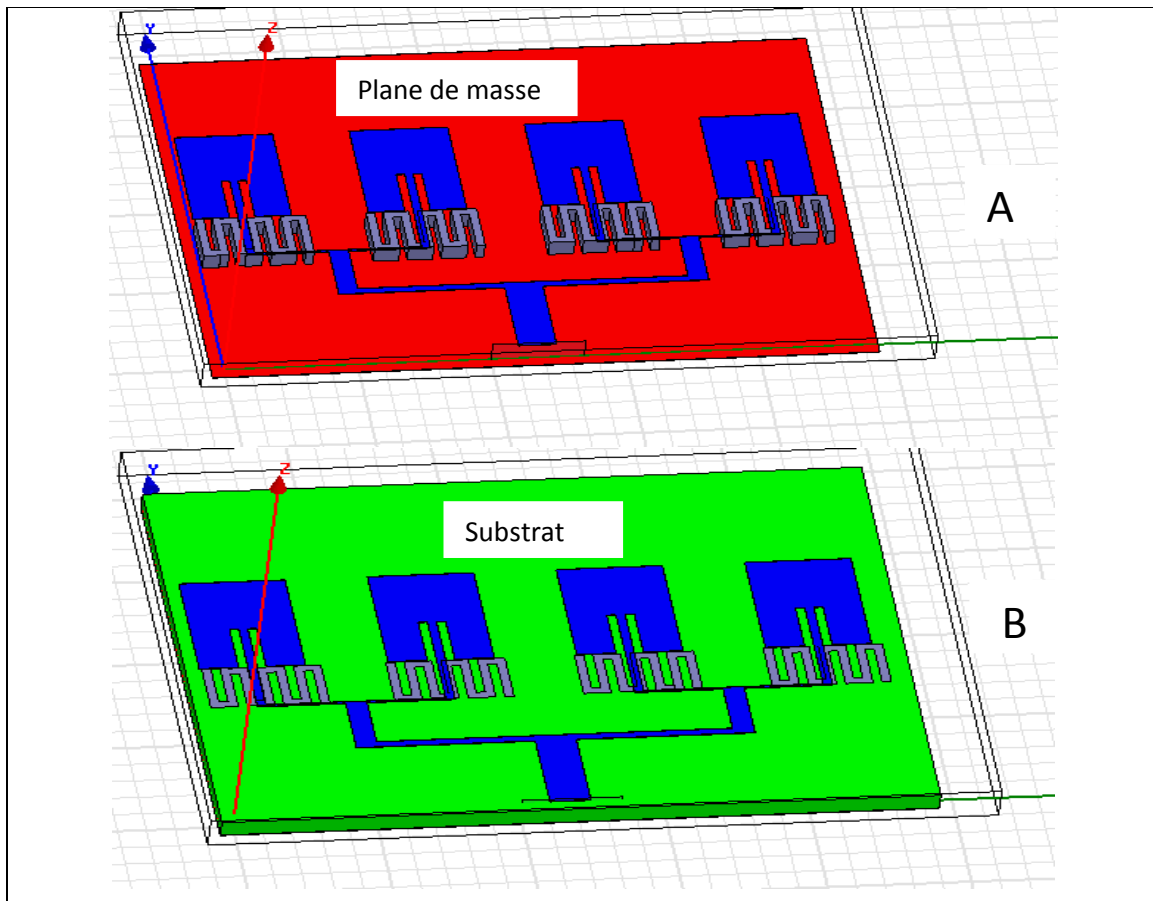


Figure V.24 : antenne à balayage électronique de quatre patches rectangulaires

A : Apparence interne

B : Apparence supérieure

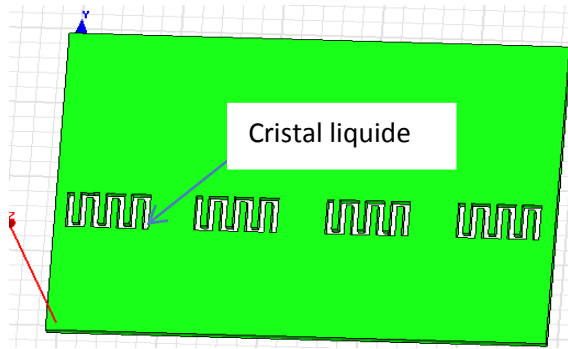


Figure. V.25:cristal liquide

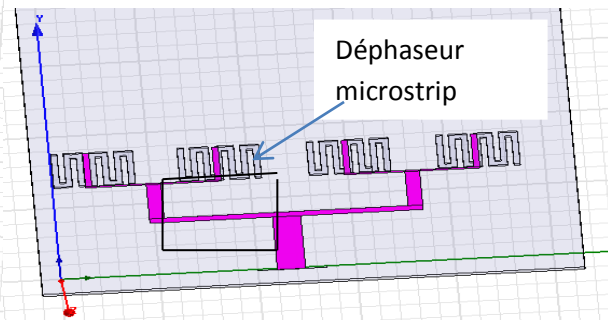


Figure.V.26:Déphaseur avec la ligne d'alimentation

V.7.4.Résultats et discussion

Une antenne réseau à commande de phase est composée d'une ensemble d'éléments radiants ayant chacun un déphaseur. L'onde émise par chacun des éléments entre en interférence avec celle des autres. Le faisceau est produit par la somme des interférences constructives et peut être orienté vers une direction spécifique en variant la phase entre les éléments.

Les résultats obtenus sont représentés sur les figures ci-dessous

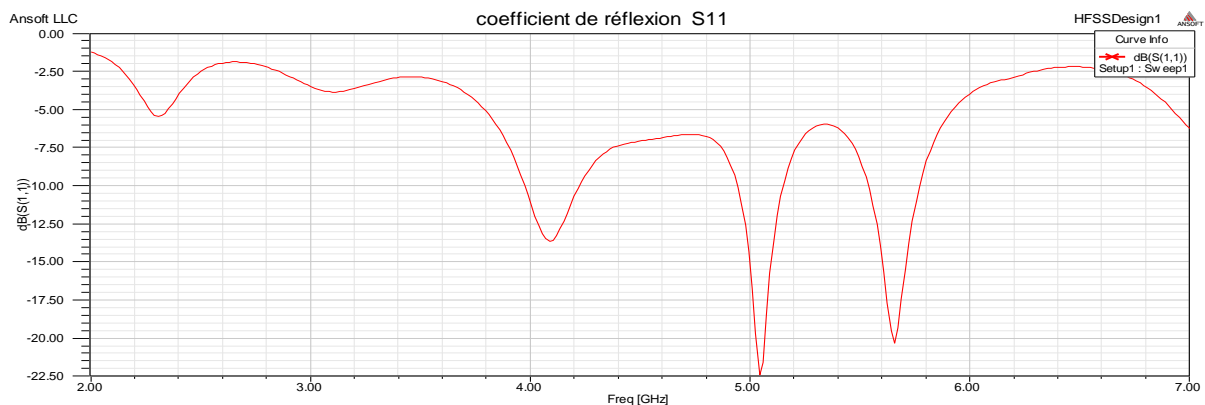


Figure. V. 27: Le coefficient de réflexion du réseau d'antenne de quatre patches

Le coefficient de réflexion du réseau d'antenne optimisé est présenté dans la figure V. 27 La réponse en fréquence à -10 dB peut couvrir une bande qui varie de 4.9 à 5.9 GHz. La variation de S 11 simulé en fonction de la fréquence dans la bande [2, 7] GHz montre que cette structure possède deux fréquences de résonance : 1 r f = 5.3 GHz et 2 r f = 5.62 GHz.

On remarque qu'il y a une similitude entre cette résultat (figure V.27) et ceux de la figure V.8 avec peu de variation de bande passante .L'ajout d'une couche de cristal liquide à

l'intérieur de substrat permet de balayer le diagramme de rayonnement, mais elle est décalée la résonance d'antenne. Il faut donc ajouter une autre couche de transition d'épaisseur et de permittivité relative bien étudié entre l'antenne et le substrat pour obtenir la bande de fréquence souhaitée. Cette couche augmente l'épaisseur de l'ensemble du dispositif pour la structure finale.

V.7.5. Diagramme de rayonnement

La technique de simulation utilisée afin de calculer le champ électromagnétique tridimensionnel à l'intérieur d'une structure est basée sur la méthode des éléments finis (FEM). Le principe de la méthode utilisée consiste à diviser l'espace d'étude en un grand nombre de petites régions (tétraèdres), puis à calculer localement le champ électromagnétique dans chaque élément. La valeur d'un vecteur champ à un point à l'intérieur d'un tétraèdre est interpolée à partir des valeurs de champs calculées aux sommets de celui-ci.

Le diagramme de rayonnement de l'antenne est important pour la détermination des caractéristiques de rayonnement tel que la forme et la largeur du faisceau, la directivité et la puissance rayonnée. En représentant le module de champ E ($\varphi = 90^\circ$), pour un réseau d'antennes patch alimenté avec une ligne micro-ruban.

Les figures V.28, V. 29, V.30, V.31: représentent les diagrammes de rayonnement de l'antenne réseau à quatre patchs rectangulaires alimentés en parallèle en fonction de l'angle d'élévation θ .

$V_C = 0V$ et $V_C = 7V$ Pour différentes positions d'excitation (patch 01, 02, 03 et 04).

Les résultats du diagramme de rayonnement en gain sont représentés sur les figures suivantes

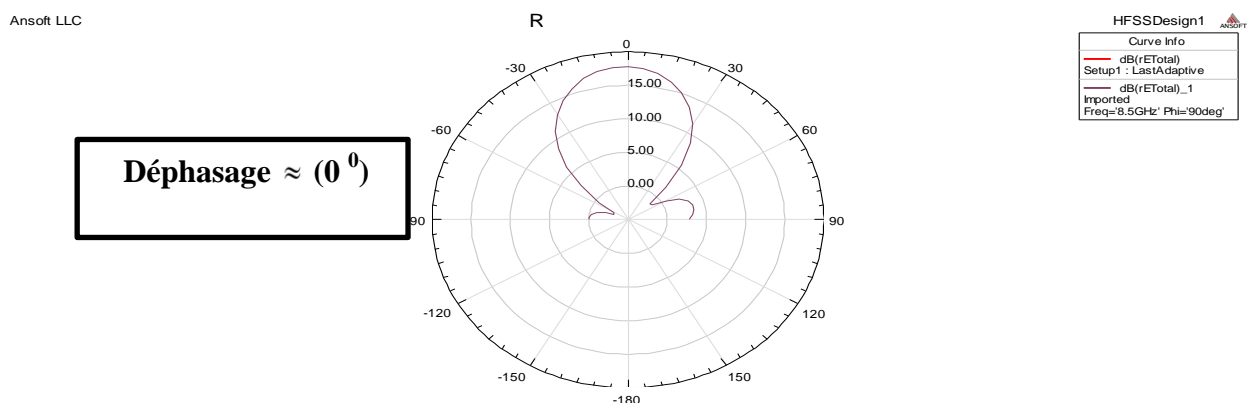


Figure V.28 : Diagramme de rayonnement pour $\theta = 90$ degrés sans tension de commande

Ansoft LLC

HFSSDesign1

Déphasage $\approx (15^0)$

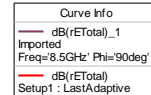
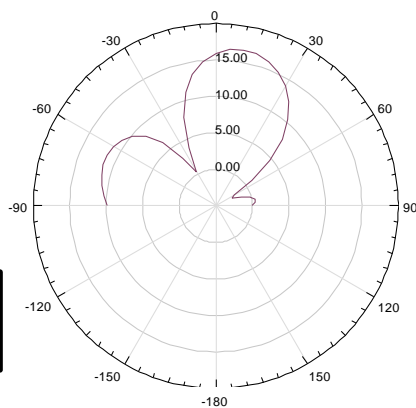


Figure V.29 : Digramme de rayonnement pour $\theta = 90$ degrés avec tension de commande (7 v) 1 seul patch (déphasage $\approx 15^0$)

Ansoft LLC

HFSSDesign1

Patch 3 ou 4, Déphasage $\approx (-15^0)$
Patch 1 ou 2, Déphasage $\approx (15^0)$

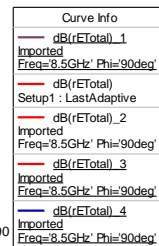
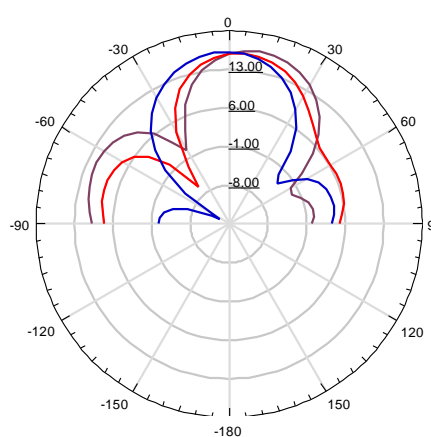


Figure V.30 : Digramme de rayonnement pour $\theta = 90$ degrés avec tension de commande (7 v différent positions d'excitation).

Ansoft LLC

HFSSDesign1

Déphasage $\approx (35^0)$

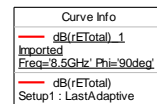
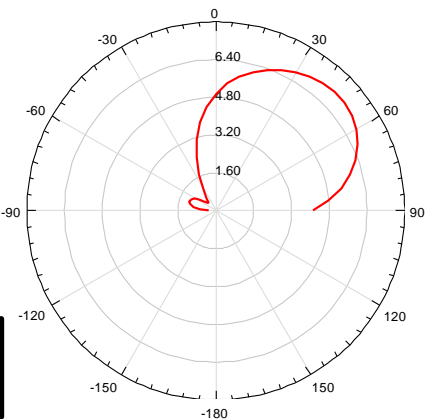


Figure V.31: Digramme de rayonnement pour $\theta = 90$ degrés avec tension de commande (7 v patch 01+02+03+04) (déphasage $\approx 35^0$)

| Position d'excitation | Déphasage |
|-----------------------|-----------------|
| Sans excitation | $\approx 0^0$ |
| Patch 1 | $\approx 15^0$ |
| Patch 4 | $\approx -15^0$ |
| patch 01+02+03+04 | ≈ 35 |

Tableau V.10 : Comparaison des résultats obtenus

Lorsque la tension de commande est appliquée ($V= 7V$), une déformation du diagramme de rayonnement est observée. Le lobe principal change d'orientation d'un angle différent selon la tension appliquée (position d'excitation) par rapport à sa position initiale (0V).

Le lobe principal pointe toujours dans la direction du déphasage positif. Si ce sont des déphaseurs micro-onde qui le contrôlent, on peut changer à volonté la direction d'émission. Cependant, elle ne peut pas dépasser certaines limites. La plus grande déviation qui obtient d'un ce réseau d'antenne à commande de phase est 30^0 (15^0 de chaque côté du centre de l'antenne). Pour une seule excitation (un seul patch) et 50^0 pour quatre excitations (patch 1+2+3+4).

Ces résultats montrent la faisabilité d'un réseau d'antenne à balayage électronique à partir de déphaseurs à couche active cristal liquide. Dans ce but, des études complémentaires sont nécessaires pour améliorer les performances.

V.8 . CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a essayé de présenter en premier lieu la simulation d'une antenne patch rectangulaire et dans un deuxième lieu, et avec les mêmes dimensions, on a simulé un réseau linéaire de quatre patches alimentés en parallèle en basant sur le diviseur de Wilkinson.

Ensuite, on a présenté une étude détaillée d'un nouveau résonateur de matériaux nanostructurés dans un cristal liquide basé sur l'influence d'une tension d'excitation externe. La structure proposée est basée sur trois parties de CL. La variation de la fréquence de résonance a confirmé la capacité d'ajustement de la fréquence des dispositifs à base de LC.

On a présenté aussi une étude sur le déphaseur à base de Cristal Liquide, on a basé sur l'influence de la tension et la position d'excitation sur le déphasage du coefficient de transmission en utilisant le logiciel HFSS.

En fin, on a intégré dans le réseau d'antennes le déphaseur simulé précédemment afin de modifier la direction du diagramme de rayonnement du réseau sans toucher sur la position de l'antenne. Pour cela on a placé avant chaque élément rayonnant un déphaseur micro-ondes à base de cristal liquide. Pour avoir un diagramme de rayonnement voulu suivant un angle d'élévation θ , on a appliqué un système d'excitation de 0V et 7V sur les différents patches.

D'après les résultats obtenus, on peut dire que :

- Dans ces études on a montré que l'utilisation de cristaux liquides dans les dispositifs hyperfréquences reconfigurables est possible.
- Le phénomène de saturation pour cette structure proposée est observé pour environ 7V.
- On peut commander le déphaseur avec une tension d'excitation plus la position de cette excitation.
- La faisabilité de la commande d'un réseau d'antennes par l'utilisation de couche active CL est montrée dans ce travail. Cette technique originale présente notamment l'avantage de permettre un contrôle aisé de la phase du signal modulé appliqué sur chaque patch permettant ainsi une optimisation du diagramme de rayonnement du réseau d'antennes. Les résultats de simulation montrent que ce dispositif permet d'obtenir des différentes directions de rayonnement.

Bibliographie

- [V.1] Z. Yong, W. Bing-Zhong, Y. Xue-Song and W. Weixia, "A fractal Hilbert Microstrip Antenna With Reconfigurable Radiation Patterns," *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE*, vol.3A, no., pp. 254-257 vol. 3A, 3-8 July 2005 .
- [V.2] Fehim Sahbani; N. Tentillier; A. Gharsallah; A. Gharbi; C. Legrand « new tunable coplanar microwave phase shifter with nematic crystal liquid, » 3rd International Design and Test Workshop , pp. 78 – 81 ,2008.
- [V.3] HFSS Training (firsts EM simulations) Ben-Gurion University. Course "Antennas and Radiation".
- [V.4] A. Attoui, A. Boualleg, and S. Redadaa. « New Microstrip Resonator of Nanostructured Materials in a Liquid-Crystal-Based Phase Shifter » *Nanosistemi, Nanomateriali, Nanotehnologii*, pp.389-399, 2017.
- [V.5] Boussaha somia, « Contribution à l'étude et à la modélisation des antennes imprimées rectangulaires Applications aux systèmes de communication », *Mémoire de Magister en Télécommunications, Université 8 mai 1945 de Guelma*, 2012.
- [V.6] Wolfgang Heinrich « Quasi- TEM Description of MMIC Coplanar Lines Including Conductor- Loss Effects » *IEEE Transactions on microwave Theory and techniques*, vol. 41, N°1, January ,pp. 45 - 52 ,1993.
- [V.7] CHOUTI LEILA , « Contribution à l'étude d'antennes imprimées rectangulaires double bande et multi bandes tenant compte de l'effet de couplage», *Mémoire de Magister en Electronique, Université mentouri-Constantine*,2009.
- [V.8] A .Attoui , A. Boualleg « external command study of the phase shifter for applications to array antenna with nematic liquid crystal » , *POLYTECHNICAL JOURNAL, Metallurgical and Mining Industry. Engineering science*, 7N-7,

pp.134 – 140, 2015.

- [V.9] Oussama ZAHWE « Conception et Réalisation d'un Circulateur Coplanaire à Couche Magnétique de YIG en Bande X pour des Applications en Télécommunications » Thèse de doctorat, Université Jean Monnet - Saint-Etienne, 2009.
- [I.10] Aziza zermane, Bruno sauviac, Bernard bayard et Abdelmadjid benghalia, «étude comparative d'une ligne coplanaire par l'utilisation de trois méthodes » 5 th International Conférence: Sciences of Electronic, Technologies of Information and Télécommunications March 22-26, 2009 – TUNISIA.
- [V.11] Linda Djouablia « caracterisation d'une antenne micro-ruban de forme triangle equilateral piegee. effet de l'anisotropie uniaxiale. », Mémoire de Magister, Université de Constantine, 2005
- [V.12] Paul F.Combes « Micro-ondes 2.circuit passifs, propagation, antennes. Cours et exercice » livre, avril 1997.
- [V.13] Barkat Ouarda « Etude et synthèses des caractéristique de réseaux d'antennes imprimées supraconductrices dans la bande millimétrique » Thèse de doctorat, Université Mentouri Constantine, décembre 2009.
- [V.14] David Bidou « Contribution a l'étude d'antenne fort gain .application dans le domaine millimétrique » Thèse de doctorat, Université de l'Imoges Mai 2003.
- [V.15] f. boukchiche « étude de structures coplanaires à métamatériaux et à couche magnétique » Thèse de doctorat, Université Jean Monnet - Saint-Etienne; Université Mentouri (Constantine, Algérie), 2010. Français.
- [V.16] Puneet anand, Sonia sharma, Deepak sood, C.c.tripathi., « design of compact reconfigurable switched line microstrip phase shifters for phased array antenna » 1st international conference on Emerging Technology Trends in Electronics, Communication & Networking , pp. 1 - 3 , 2012 .

- [V.17] Tomader Mazri et Fatima Riouch « Improved performance of a microstrip antenna array using a tree structure patch fed by electromagnetic coupling» article, ICONS 2011: The Sixth International Conference on Systems.

Conclusion générale

Conclusion générale

L'objectif principal de ce travail était de démontrer la faisabilité d'intégrer des déphaseurs micro-ondes accordables à couche active cristal liquide et leurs applications au réseau d'antennes imprimées, tout en respectant leurs caractéristiques électriques et de rayonnement. Pour atteindre notre objectif, il était essentiel de commencer par réaliser un état de l'art sur les différents types de déphaseurs micro-ondes déjà étudiés, publiés et commercialisés afin de choisir celui qui serait le plus adapté pour notre application. On a parlé aussi sur les déphaseurs micro rubans à base de cristaux liquides ainsi que les déphaseurs à base de matériaux diélectriques et ferromagnétiques dont la perméabilité magnétique peut être contrôlée par un champ magnétique extérieur.

Ensuite, on a arboré une étude générale sur les différentes structures planaires et leurs utilisations dans les applications micro-ondes tels que les lignes de transmissions, les résonateurs micro-rubans, les déphaseurs et les réseaux d'antennes.

Dans une deuxième étape (partie simulation à base du logiciel HFSS), nous avons étudié en premier lieu une antenne patch rectangulaire, un réseau d'antennes et aussi un déphaseur à base de Cristal Liquide.

Dans un deuxième lieu, on a intégré le déphaseur étudié précédemment dans un réseau d'antennes de quatre patches rectangulaires alimentés en parallèle afin de modifier la direction de rayonnement d'un réseau classique sans toucher la position de l'antenne (Tilt électrique). Pour cela il faudra mettre avant chaque élément rayonnant (patch rectangulaire) un déphaseur micro-ondes à base de cristal liquide. Pour avoir un diagramme de rayonnement voulu suivant un angle d'élévation θ , on a appliqué un système d'excitation de 0V et 7V sur les différents patches.

Pour une tension de commande de 0v on a trouvé un déphasage de 0° mais lorsqu'on applique une tension d'excitation de 7V sur le patch 1 on a arrivé à un diagramme de rayonnement en gain déphasé de 15° . L'application de cette tension de commande de 7V sur le patch 4 a donné un déphasage de -15° . Mais l'application de cette même tension de commande sur les 4 patches simultanément produit un déphasage du diagramme de rayonnement en gain très important est de l'ordre de 35° .

Les résultats obtenus montrent la faisabilité d'intégrer des déphaseurs à couche active cristal liquide dans les réseaux d'antennes afin d'obtenir un diagramme de

rayonnement voulu. Des études complémentaires sont nécessaires pour améliorer les performances du dispositif choisi.

Ce travail a permis de démontrer les potentialités des cristaux liquides pour des applications d'agilité en fréquence avec de faibles tensions de commande.

ANNEXE 1

MATRICE DE CHAÎNE - MATRICE DE REPARTITION

Considérons un quadripôle (fig. A2.1) chargé respectivement en entrée et en sortie par les

impédances Z_{01} et Z_{02}

. De plus en considérant que la matrice de chaîne de ce quadripôle est connue. Nous nous proposons de déterminer sa matrice de répartition.

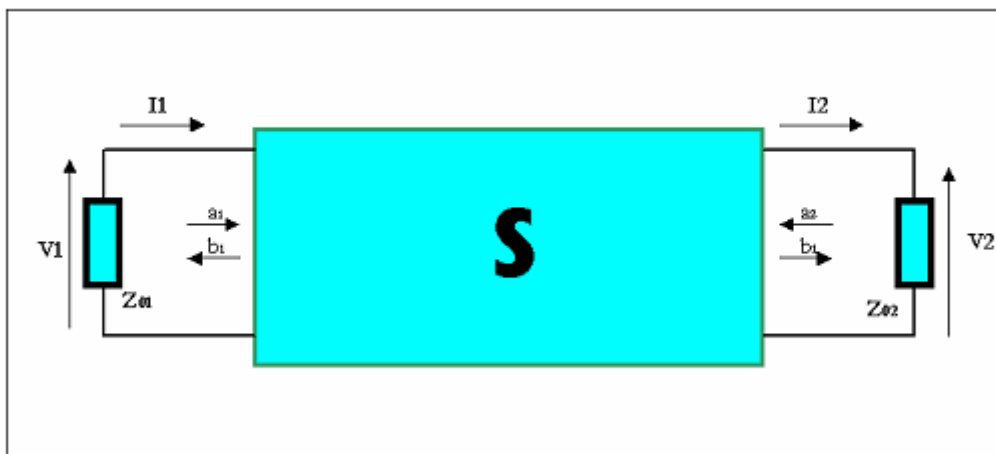


Figure A2.1 : Quadripôle avec ces notations conventionnelles

A partir des notations choisies, nous pouvons écrire successivement :

$$\begin{vmatrix} V_1 \\ I_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} A & B \\ C & D \end{vmatrix} \begin{vmatrix} V_2 \\ I_2 \end{vmatrix} \Leftrightarrow \begin{cases} V_1 = AV_2 + BI_2 \\ I_1 = CV_2 + DI_2 \end{cases} \quad (\text{A1})$$

$$\begin{vmatrix} b_1 \\ b_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} a_1 \\ a_2 \end{vmatrix} \Leftrightarrow \begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{cases} \quad (\text{A2})$$

De plus, on a les relations suivantes

$$\begin{aligned} V_1 &= \sqrt{z_1}(V_1^+ + V_1^-) = \sqrt{z_1}(a_1 + b_1) \\ V_2 &= \sqrt{z_2}(V_2^+ + V_2^-) = \sqrt{z_2}(a_2 + b_2) \end{aligned} \quad (\text{A3})$$

Détermination du paramétré S₁₁

On a S₁₁=b₁/a₁ tel que a₂=0

A partir des expressions précédentes, on obtient :

$$\begin{aligned} V_1 &= \sqrt{Z_1} = (a_1 + b_1) / A \cdot \sqrt{z_2} (a_2 + b_2) + B \cdot (b_2 - a_2) / \sqrt{z_2} \\ I_1 &= (a_1 - b_1) / \sqrt{Z_1} = C \cdot \sqrt{z_2} (a_2 + b_2) + D \cdot (b_2 - a_2) / \sqrt{z_2} \end{aligned} \quad (A4)$$

$$\begin{aligned} \sqrt{Z_1} &= (a_1 + b_1) = b_2 (\sqrt{Z_2} \cdot A + B / + B \sqrt{Z_2}) \\ (a_1 - b_1) / \sqrt{Z_1} &= b_2 (\sqrt{Z_2} \cdot C + D / \sqrt{z_2}) \end{aligned} \quad (A5)$$

à partir du système précédent en éliminant le terme b₂, on obtient après calcul :

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{A \cdot Z_2 + B - C \cdot Z_1 \cdot Z_2 - D \cdot Z_1}{A \cdot Z_2 + B + C \cdot Z_1 \cdot Z_2 + D \cdot Z_1} \quad (A6)$$

Détermination du paramétré S₁₂

On a S₁₂=b₁/a₂ tel que a₁=0

A partir des équations initiales, on a :

$$\begin{aligned} \sqrt{Z_1} b_1 &= A \cdot \sqrt{Z_2} (a_2 + b_2) + B \cdot (b_2 - a_2) / \sqrt{Z_2} \\ -b_1 / \sqrt{Z_1} &= C \cdot \sqrt{Z_2} (a_2 + b_2) + D \cdot (b_2 - a_2) / \sqrt{Z_2} \end{aligned} \quad (A7)$$

$$\begin{aligned} \sqrt{Z_1} b_1 &= a_2 \cdot (A \cdot Z_2 - B) / \sqrt{Z_2} + b_2 \cdot (A \cdot Z_2 + B) / \sqrt{Z_2} \\ -b_1 / \sqrt{Z_1} &= a_2 \cdot (C \cdot Z_2 - D) / \sqrt{Z_2} + b_2 \cdot (C \cdot Z_2 + D) / \sqrt{Z_2} \end{aligned} \quad (A8)$$

A partir du système précédent en éliminant le terme b₂, et après un calcul rapide on obtient

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} = \frac{2\sqrt{Z_1 + Z_2}(AB - BC)}{A.Z_2 + B + C.Z_1.Z_2 + D.Z_1} \quad (\text{A9})$$

Détermination du paramètre S_{21}

On a $S_{21} = b_2/a_1$ tel que $a_2 = 0$

A partir des équations d'équations initiales, on a obtenu :

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} = \frac{2\sqrt{Z_1 + Z_2}}{A.Z_2 + B + C.Z_1.Z_2 + D.Z_1} \quad (\text{A10})$$

Détermination du paramètre S_{22}

On a $S_{22} = b_2/a_2$ tel que $a_1 = 0$

A partir des équations d'équations initiales, on a obtenu :

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_1} = \frac{-A.Z_2 + B - C.Z_1.Z_2 + D.Z_1}{A.Z_2 + B + C.Z_1.Z_2 + D.Z_1} \quad (\text{A11})$$

ANNEXE 2

LES PRINCIPALES APPLICATIONS DANS LE DOMAINE DES ONDES MILLIMETRIQUES

| | |
|---|--|
| RADAR | |
| <ul style="list-style-type: none"> - Radar militaire sécurisé - Radar sans interférence - Radar haute résolution - Imagerie radar - Cartographie terrestre - Suivi des masses nuageuses - Identification d'objets spatiaux - Astronomie lunaire - Identification de cibles - Radar météorologique - Détecteur de turbulences aériennes - Détection / classification de véhicules terrestres | <ul style="list-style-type: none"> - Mesures de Surface Equivalente Radar (SER) - Contrôle de l'environnement - Télédétection / surveillance - Acquisition de cibles - Guidage de missiles - Navigation - Détection d'obstacles - Surveillance radar portuaire - Aides à l'atterrissage - Surveillance / régulation du trafic aérien - Guidage de faisceaux - Missiles à tête chercheuse (guidage terminal) |
| COMMUNICATIONS | |
| <ul style="list-style-type: none"> - Communications militaires sécurisées - Communications mobiles - Communications point à point très large bande - Communications sans interférence | <ul style="list-style-type: none"> - Communications avec les engins spatiaux durant le phénomène de "black-out" - Communications / relais inter-satellites - Communications terre-espace |
| RADIOMETRIE | |
| <ul style="list-style-type: none"> - Surveillance de l'environnement - Radio-astronomie - Sextant radio - Détection de bateaux - Mesures radio à partir de stations spatiales | <ul style="list-style-type: none"> - Détection de cibles terrestres - Détection de missiles - Guidage de missiles - Détecteur de turbulences aériennes |
| INSTRUMENTATION | |
| <ul style="list-style-type: none"> - Examen de plasma - Mesures de la traîne des réacteurs - Détecteur à distance de vibrations - Mesures de surface radar | <ul style="list-style-type: none"> - Freinage automatique - Spectroscopie - Prévion de la convergence d'explosion |