

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République algérienne démocratique et populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
المركز الجامعي لعين تموشنت
Centre Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent
Institut de Technologie
Département de Génie Electrique



Projet de fin d'études
Pour l'obtention du diplôme de Master en :
Domaine : TECHNOLOGIE
Filière : GENIE ELECTRIQUE
Spécialité : TELECOMMUNICATION

Thème

Étude et simulation d'antennes imprimées à commande de phase

Présenté Par :

- 1) **OULHACI Mohammed Amin**
- 2) **KERBOUBIYassine**

Devant le jury composé de :

| | | | |
|-----------------------------|-----|---------------------------|--------------|
| MERADI Abdel hafid | MCB | C.U.B.B (Ain Temouchent) | Président |
| MOULESSEHOUL Wassila | MAB | C.U.B.B (Ain Temouchent) | Encadrante |
| BOUTKHIL Malika | MAA | C.U.B.B(Ain Temouchent) | Examinatrice |
| RABAH Mohammed Amine | MRB | Agence Spatial Algérienne | Invité |

Résumé

Dans ce mémoire, on s'est intéressé à la caractérisation des antennes imprimées à commande de phase à travers la détermination de leurs paramètres hyperfréquences (fréquence de résonance, diagramme de rayonnement, gain, etc..) à l'aide du logiciel de simulation CST .

Nous avons simulé une antenne patch carré avec des dimensions calculés théoriquement, après la structure de l'antenne est modifié pour trouver une bonne adaptation à la fréquence de travail qui est de 10 Ghz. Une antenne à balayage de faisceau est obtenu dans une direction bien déterminée .

Abstract

In this thesis, we focused on the characterization of phase-controlled printed antennas through the determination of their microwave parameters (resonant frequency, bandwidth, radiation pattern, gain, etc.) using the CST simulation software.

we simulated a square patch antenna with theoretically calculated dimensions, after the antenna structure is modified to find a good adaptation to the working frequency which is 10 Ghz. then was realized A beam scanning antenna is obtained in a definite direction.

الملخص

في هذه الرسالة ، ركزنا على توصيف الهوائيات المطبوعة التي يتم التحكم فيها بالطور من خلال تحديد معالم الموجات الصغرية الخاصة بها (تردد الرنين ، عرض النطاق ، مخطط الإشعاع ، الكسب ، إلخ) باستخدام برنامج المحاكاة .

لقد قمنا بمحاكاة هوائي مربع التصحيح بأبعاد محسوبة نظريًا ، بعد تعديل هيكل الهوائي لإيجاد تكيف جيد مع تردد العمل وهو 10 جيجا هرتز. ثم أدرك شعاع هوائي المسح الضوئي يتم الحصول عليها في اتجاه محدد.

Remerciements

Nous remercions **ALLAH** le tout puissant de nous avoir donné le courage et la volonté de mener à terme ce modeste travail.

En second lieu, nous tenons particulièrement à remercier Madame **MOULESSEHOUL Wassila**, maitre Assistante Classe B au centre universitaire d'Ain Temouchent, pour avoir encadré et dirigé ce travail, tout au long de sa réalisation, pour ses précieux conseils et surtout pour sa patience dans la correction de ce mémoire, qu'elle puisse voir en ce travail l'expression de nos profonds gratitude.

Nos vifs remerciements vont également aux membres des jurys Monsieur **MERADI Abdelhafid** et Mademoiselle **Boutkhil Malika** et Monsieur **Rabah Amine** pour l'intérêt qu'ils ont porté à notre recherche en acceptant d'examiner notre travail et de l'enrichir par leurs propositions.

J'adresse mes remerciements à tous mes collègues, particulièrement ma promotion de Master, spécialité : Réseau et télécommunication durant l'année 2018/2019.

Enfin, j'adresse mes remerciements à toutes les personnes qui de près ou de loin m'ont aidé et soutenu durant cette période.

DEDICACE

Je dédie ce travail à la source de tendresse que sont ma très cher ma mère et à la mémoire de mon père.

Tout en étant convaincue que mon succès est une récompense pour tous leurs sacrifices, qu'ils trouvent ici l'expression de ma plus profonde gratitude.

À mes sœurs .

À toute la famille Oulhaci.

À tous mes amis.

À tous ceux qui m'aiment Oulhaci .

DEDICACE

A mes très chers parents:

Je vous dois ce que je suis aujourd'hui grâce à votre amour, votre patience et vos innombrables sacrifices.

Que ce modeste travail, soit pour vous une petite compensation et reconnaissance envers tout ce que vous avez fait pour moi.

A ma chère mère:

Ta prière et ta bénédiction m'ont été d'un grand secours pour mener à bien mes études.

Je te dédie ce travail en témoignage de mon profond amour.

LISTE DES FIGURES

chapitre I

| | | |
|------|---|----|
| I.1 | Présentation d'une antenne imprimée | 14 |
| I.2 | Diverses géométries du conducteur métallique..... | 15 |
| I.3 | L'effet du champ sur les bords du patch | 20 |
| I.4 | Densité de courant et distribution des charges sur antenne microruban | 20 |
| I.5 | Patch alimenté par ligne micro ruban à travers un bord rayonnant | 22 |
| I.6 | Patch alimenté par ligne micro ruban à travers un bord non rayonnant..... | 22 |
| I.7 | Patch couplé capacitivement à ligne microruban..... | 23 |
| I.8 | Antenne micro ruban alimenté par câble coaxial..... | 24 |
| I.9 | Alimentation couplée par ouverture..... | 24 |
| I.10 | Alimentation couplée par proximité..... | 25 |

chapitre II

| | | |
|--------|---|----|
| II.1.A | Gauche: deux éléments de l'antenne ayant la même phase. | 30 |
| II.1.B | Droite: ils ont une phase différente..... | 30 |
| II.2.A | gauche: Rayonnement dans l'axe | 31 |
| II.2.B | droite: Rayonnement dévié..... | 31 |
| II.3 | Réseau linéaire d'une antenne réseau à commande de phase..... | 32 |
| II.4 | Antenne réseau plan..... | 33 |
| II.5 | Dérivation graphique du déphasage | 34 |
| II.5 | Antenne à balayage électronique passive..... | 35 |

chapitre III

| | | |
|-------|---|----|
| III.1 | Les modules d'exécution de logiciel CST | 39 |
|-------|---|----|

| | | |
|--------|---|----|
| III .2 | Antenne patch sous CST MWS..... | 43 |
| III.3 | Variation de S11 en fonction de la fréquence..... | 43 |
| III .4 | Antenne Patch rectangulaire avec fente..... | 43 |
| III.5 | Variation de S11 en fonction de la fréquence | 44 |
| III.6 | Diagramme de rayonnement en 3D de gain..... | 44 |
| III.7 | Diagramme de rayonnement en 3D directivité..... | 45 |
| III.8 | Réseau de deux patchs | 45 |
| III.9 | Diagramme de rayonnement en 2D d'un réseau de 4 patchs..... | 47 |
| III.10 | Diagramme de rayonnement en 2D d'un réseau de 6 patchs | 47 |
| III.11 | Diagramme de rayonnement en 2D d'un réseau de 8 patchs | 47 |
| III.12 | Diagramme de rayonnement en 2D d'un réseau de 10 patchs | 48 |
| III.13 | Réseau linéaire de 10 antennes alimentées par une phase constante | 48 |
| III.14 | Diagramme de rayonnement en 2D d'un réseau | 49 |

Annexe

| | | |
|-----|---|----|
| A 1 | antenne patch (a) La géométrie d'une antenne patch alimentée par une sonde coaxiale, (b) Circuit équivalent rectangulaire | 51 |
| A 2 | Modèle de la cavité | 52 |
| A 3 | Représentation du champ électrique dans la cavité sur le mode TM _{1.0.0} | 53 |
| A 4 | .Représentation du champ magnétique dans la cavité sur le mode TM _{1.0.0} | 54 |
| A5 | Représentation des courants sur le patch sur le mode TM _{1.0.0} | 55 |

LISTE DES TABLEAUX

| | | |
|-------|---|----|
| I.1 | Comparaison des différentes techniques d'alimentation. | 26 |
| I.2 | Avantages et inconvénients de différentes techniques d'alimentations..... | 26 |
| III.1 | Les modules d'exécution de logiciel CST..... | 39 |
| III.2 | tableaux de résultat pour plusieurs distances..... | 45 |

Le sommaire

| | |
|--|----|
| Résumé..... | 2 |
| Remerciements..... | 3 |
| Dédicaces..... | 4 |
| Liste des illustrations..... | 5 |
| Introduction générale | 11 |
| Chapitre I: Généralités sur les antennes imprimées | 12 |
| I.1 Introduction | 13 |
| I.2 Historique des antennes imprimées | 13 |
| I.3 Structure d'une antenne imprimée | 14 |
| I.3.1 Les paramètres géométriques de l'antenne imprimée | 15 |
| I.3.1.1 Largeur du patch | 15 |
| I.3.1.2 Longueur du patch | 16 |
| I.4 Choix du substrat | 16 |
| I.5 Les caractéristiques des antennes imprimées | 17 |
| I.5.1 Le diagramme de rayonnement | 17 |
| I.5.2 La directivité | 17 |
| I.5.3 Le coefficient de réflexion | 18 |
| I.5.4 Le rendement | 18 |
| I.5.5 Le Gain | 19 |
| I.6 Mécanisme de radiation | 19 |
| I.7 Techniques d'alimentation | 20 |
| I.7.1 Alimentation directe par une ligne micro ruban | 21 |
| I.7.1.1 Alimentation par ligne micro ruban à travers un bord rayonnant | 22 |

| | |
|---|----|
| I.7.1.2 Alimentation par ligne micro ruban à travers un bord non rayonnant | 22 |
| I.7.1.3 Antenne patch rectangulaire couplée capacitivement à une ligne micro ruban | 23 |
| I.7.2 Alimentation coaxiale | 23 |
| I.7. 3 Alimentation couplée par ouverture | 24 |
| I.7.4 Alimentation couplée par proximité | 25 |
| I.8 Avantages et inconvénients des antennes | 27 |
| I.9 Les applications des antennes microbandes | 28 |
| I.10 Conclusion | 28 |
| chapitre II : Le réseau d'antennes imprimées à commande de phase | 29 |
| II .1. Introduction | 29 |
| II .2- Antenne réseau à commande de phase | 29 |
| II .2-1 Définition | 29 |
| II .2-1- Avantages | 31 |
| II .2.2 Inconvénients | 31 |
| II .3. Les différentes architectures possibles | 32 |
| II .3-1 Réseau linéaire | 32 |
| II .3.2. Antenne réseau plan | 33 |
| II .4.Calcul du déphasage | 33 |
| II .5 Différents types d'antennes à balayage | 34 |
| II.5.1 antenne à balayage électronique passive | 34 |
| II.5.2.Antenne à balayage électronique active | 35 |
| II.6.Répartiteurs à commande de phase | 35 |
| II .7.conclusion | 35 |
| chapitre III :Étude et simulation d'antennes imprimées à commande de phase | 36 |
| III.1Introduction | 36 |
| III .2 Description du logiciel de simulation | 37 |
| III.2.1 Modules de CST | 37 |
| III.2.1 .1 Un solveur transitoire | 37 |
| III.2.1 2 Un solveur fréquentiel | 37 |
| III.2.1. 3 Un Solveur intégral | 37 |
| III.2.1. 4 Un Solveur modal | 38 |

| | |
|--|----|
| III.2. 2 Les modules d'exécution | 38 |
| III .2.3.Principales caractéristiques de logiciel CST | 40 |
| III .2.4.Les étapes de simulation..... | |
| 41III .3 - Simulation d'une antenne imprimée à 10GHz | |
| 42 | |
| III .4- Simulation d'un réseau de deux antennes imprimées | 44 |
| III .5 - Simulation d'un réseau de N antennes imprimées | 46 |
| III.6 - Simulation d'un réseau de 10 antennes imprimées avec commande de phase | 48 |
| III 7. Conclusion | 47 |
| Conclusion générale..... | 49 |
| Annexe :Méthodes d'analyse des antennes imprimées..... | 50 |
| A.1 Méthodes approximatives (analytiques) | 50 |
| A.1.1 Modèle de la ligne de transmission | 51 |
| A.1.2 Modèle de la cavité..... | 53 |
| A.2 Méthodes rigoureuses (full-wave)..... | 54 |
| A.2. 1. La méthode des éléments finis | 55 |
| A.2. 2. La méthode des différences finies | 55 |
| A.2.3 Méthode des moments | 56 |
| A.2.4 Méthode d'analyse spectrale | 56 |

Introduction générale

Le domaine des télécommunications a connu un progrès technologique au cours de ces dernières années grâce à la forte demande de la population et de l'industrie. Parmi les préoccupations de ce domaine , on trouve les antennes. Ce sont des élément obligatoires pour assurer une opération d'émission ou de réception des ondes électromagnétiques dans l'atmosphère terrestre ou dans l'espace. Elles sont présentes dans tous les systèmes de communication sans fil.

La technologie actuelle a bien exploité les antennes imprimées pour mettre en place des dispositifs et systèmes de plus en plus miniatures vu les exigences du marché industriel qui ne cesse d'imposer la notion de miniaturisation des circuits pour faire face aux besoins des diverses applications, notamment en aérospatiale, réseaux sans fils et applications radar.

Ces applications nécessitent aussi le balayage du faisceau d'antenne dans une direction bien déterminée. Cette antenne à balayage électronique est une antenne réseau qui comporte des dispositifs électroniques permettant des changements d'états de la forme du faisceau émis. Selon leur nature, ces dispositifs électroniques (déphaseurs, commutateur, filtres), qui sont connectés aux éléments rayonnants, agissent sur la forme, la direction ; la fréquence ou la polarisation de l'onde formée.

L'objectif de ce mémoire est l'étude et la simulation d'une antenne imprimée à commande de phase. La caractérisation d'antennes imprimées consiste, premièrement, à caractériser son matériau diélectrique (déterminer sa permittivité et sa tangente des pertes) utilisé dans la fabrication des antennes imprimées, ensuite passer au dimensionnement géométrique de l'antenne imprimée fabriquée à base de ce substrat.

La caractérisation de l'antenne se poursuit également par la détermination de ses paramètres hyperfréquences (fréquence de résonance, bande passante, diagramme de rayonnement et gain) à l'aide du logiciel de simulation CST. Pour atteindre cet objectif, le présent travail est réparti sur trois chapitres:

Le chapitre I a pour but de présenter des généralités sur les antennes imprimées, leur principe de fonctionnement, leurs domaines d'application, et les différentes caractéristiques de ces antennes.

Le chapitre II a pour but de présenter les réseaux d'antennes à commande de phase.

Le dernier chapitre est consacré à la simulation d'une antenne imprimée à 10GHz , par un logiciel de conception en 3D CST Microwave Studio, cette antenne est mise en réseau pour voir la commande de phase.

Chapitre I: Généralités sur les antennes imprimées

I.1 Introduction:

Dans le domaine des télécommunications, les utilisateurs ont tendance à favoriser l'utilisation de dispositifs légers, de faible coût et peu encombrants. Les antennes imprimées permettent largement de répondre à ces exigences puisqu'elles utilisent une technologie basée sur le procédé photo-lithographique étendu au domaine des hyperfréquences. La structure de ces antennes souples permet de les intégrer facilement dans divers systèmes de télécommunications.

I.2 Historique des antennes imprimées:

Le concept des antennes micro rubans fut initialement proposé en 1953 par Deschamps aux Etats Unis d'Amérique et en France par Guttan et Baissimot en 1955 [1]. Un peu plus tard le phénomène de rayonnement provenant des discontinuités dans les strip-lines fût observé et étudié par Lewin en 1960 [1]. Au début des années 70, Byron décrit une piste rayonnante conductrice gravée sur un substrat diélectrique ($\epsilon_r < 10$) et repose sur un plan de masse [2].

Par la suite, les caractéristiques des patchs micro-ruban rectangulaires furent publiées par Howell. De son côté, Weinschel, développa plusieurs géométries de patchs micro-ruban pour l'usage en réseau cylindrique [3]. Les travaux additionnels sur les éléments basiques du micro-ruban furent publiés en 1975. Le travail de Nunson dans le développement des antennes micro rubans a montré que celui-ci était un concept pratique s'étalant à d'autres problèmes relatifs à d'autres systèmes d'antennes. Le modèle mathématique d'un microruban basique fut initialement réalisé à travers l'application de l'analogie avec les lignes de transmission pour patchs rectangulaires simples.

Le diagramme de rayonnement d'un patch circulaire fut analysé et le résultat publié par Corver. La première analyse mathématique d'une grande variété de patchs de micro-ruban fut publiée en 1977 par Lo et Al. A la fin des années 70, les antennes micro-ruban sont devenues plus connues et utilisées dans divers systèmes de communications. De nos jours, elles sont très utilisées dans les appareils téléphoniques, les ordinateurs portables, les systèmes embarqués (missiles, fusées, satellites, etc.....).

I.3 Structure d'une antenne imprimée:

La structure de base d'une antenne patch est donnée par la figure I.1 :

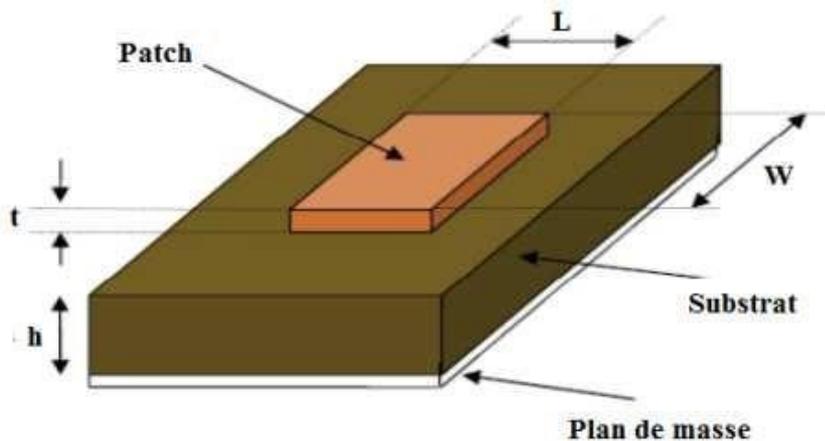


Figure I.1: Présentation d'une antenne imprimée [4].

L : Longueur du patch , t : épaisseur du patch.

W : Largeur du patch , h : épaisseur du substrat.

Dans sa structure de base (figure I.1), une antenne imprimée est constituée d'un conducteur métallique de forme arbitraire, déposé sur un substrat diélectrique au-dessus d'un plan de masse. Pour augmenter la puissance rayonnée par l'antenne, il faut:

- réduire les pertes par l'effet joule.
- améliorer la bande passante de l'antenne.
- La face inférieure est entièrement métallisée pour réaliser un plan de masse.
- Le patch doit être relié au reste du circuit à l'aide d'une ligne de transmission de type microruban. Cette ligne va également permettre d'adapter l'impédance de l'antenne au reste du circuit pour éviter un phénomène de réflexion.

La forme du patch conducteur peut être variée, mais elle influe sur les modes qui sont susceptibles de s'exciter dans l'antenne et donc sur la nature du rayonnement. En pratique, on trouve essentiellement des rectangles, des disques, et plus rarement des anneaux ou des triangles. Leurs dimensions sont faibles (de l'ordre de $\lambda/2$ à λ).

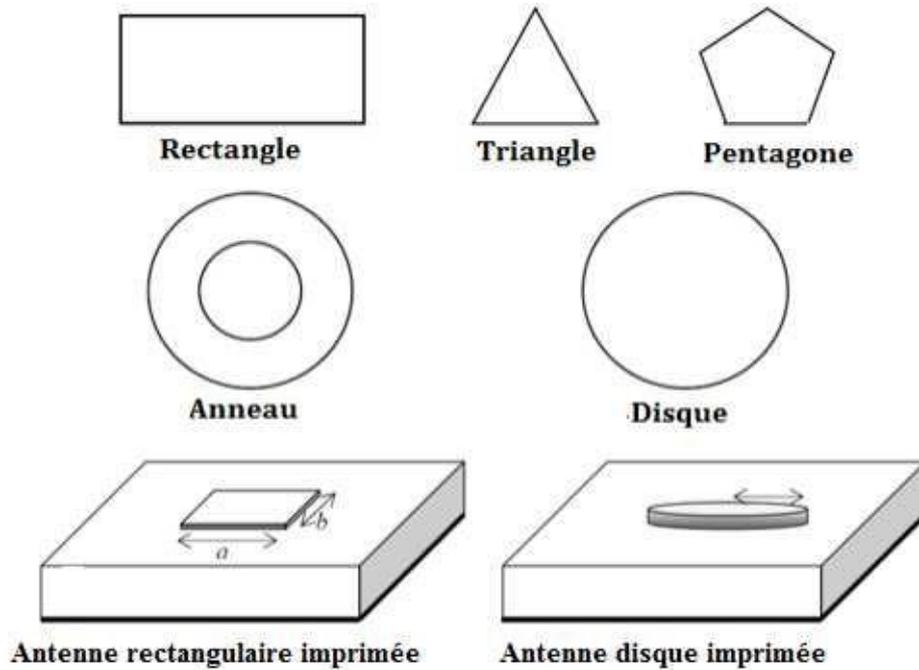


Figure 1.2: Diverses géométries du conducteur métallique [5].

I.3.1 Les paramètres géométriques de l'antenne imprimée:

I.3.1.1 Largeur du patch:

La largeur du patch a un effet mineur sur les fréquences de résonance et sur le diagramme de rayonnement de l'antenne. Par contre, elle joue un rôle pour l'impédance d'entrée (sur le bord) de l'antenne et la bande passante à ses résonances :

$$R_{IN} = 90 \frac{\epsilon_r^2}{\epsilon_r - 1} \left(\frac{L}{W}\right)^2 \quad (1.1)$$

Pour permettre un bon rendement de l'antenne, une largeur W pratique est :

$$W = \frac{c}{2F_{01}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (1.2)$$

où le terme f_{01} représente la fréquence de résonance fondamentale de l'antenne. En contrepartie, le diagramme de rayonnement est légèrement dégradé car il apparaît plusieurs lobes secondaires. Avec : c la vitesse de la lumière ($c=3.10^8$ m/s)

I.3.1.2 Longueur du patch:

La longueur du patch détermine les fréquences de résonance de l'antenne. Il ne faut surtout pas oublier de retrancher deux fois la longueur ΔL qui correspond au débordement des champs:

$$L = \frac{\lambda_{g \text{ dielectric}}}{2} - 2\Delta L = \frac{c}{2F_{01}\sqrt{\epsilon_{reff}}} - 2\Delta L \quad (1.3)$$

La longueur L doit être légèrement inférieure que la longueur d'ondes dans le diélectrique. A cette fréquence d'opération, λ dépend de la constante diélectrique efficace ϵ_{eff} . L'effet de débordement du champ fait électriquement, le patch semble plus grand que sa dimension physique . Il ya donc une augmentation de ΔL de chaque côté de patch.

$$\Delta L = 0.421h \frac{(\epsilon_{eff}+0.3)\left(\frac{W}{h}+0.264\right)}{(\epsilon_{eff}-0.258)\left(\frac{W}{h}+0.8\right)} \quad (1.4)$$

Donc la dimension effective du patch sera :

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (1.5)$$

I.4 Choix du substrat:[6]

Les substrats possèdent aussi des qualités en tant que métaux, leurs propriétés électromagnétiques sont caractérisées essentiellement par trois grandeurs physiques: conductivité, constante diélectrique relative, angle de perte. Les substrats exploités dans la conception des antennes imprimées sont nombreux et doivent être compatibles avec le matériau de patch.

Dans le cas où le matériau du patch de l'antenne est normal comme le cuivre, la permittivité relative du substrat varie de 1 à 12.

Parfois, il est préférable d'utiliser des substrats diélectriques de grande épaisseur et de basse permittivité dans le but d'avoir une grande efficacité et une bande passante large, mais, les pertes par onde de surface augmentent et l'antenne devient de plus en plus encombrante. Au contraire, l'utilisation de minces substrats de permittivités élevées est conseillée pour les circuits micro-ondes permettant la minimisation des ondes de surfaces et des radiations non désirées. Toutefois, l'efficacité et la bande passante diminuent à cause de la grande perte dans le substrat.

Dans le cas où le matériau de patch est supraconducteur, le substrat doit être monocristallin, de préférence isotrope pour permettre de limiter les défauts lors de la croissance du supraconducteur. Ainsi que les pertes diélectriques doivent être les plus faibles possibles. Les tangentes de pertes des substrats employés sont généralement inférieures à 10^{-5} à $T=77\text{ K}$.

I.5 Les caractéristiques des antennes imprimées :

Les paramètres cités ci dessous détermine les performances de l'antenne:

I.5.1 Le diagramme de rayonnement

C'est une représentation graphique en 2D ou 3D de la puissance, du gain ou du champ électrique rayonné de l'antenne dans des directions quelconques de l'espace. En général, le diagramme de rayonnement est relevé dans deux plans qui sont: le plan E (plan vertical) et le plan H (plan horizontal) ce sont respectivement les plans pour lesquels, les champs électriques et magnétiques atteignent leurs valeurs maximales [7].

I.5.2 La directivité

La directivité d'une antenne caractérise la manière dont cette antenne concentre son rayonnement dans certaines directions de l'espace. La directivité est définie comme: le rapport de l'intensité de rayonnement dans une direction de l'antenne par rapport à l'intensité de puissance que rayonnerait la source isotrope. Elle est donnée par la relation suivante [8]:

$$D(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{P(\theta, \phi)_{iso}} = \frac{P(\theta, \phi)}{\left(\frac{P_r}{4\pi}\right)} \quad (1.6)$$

P_r : est la puissance totale rayonnée.

Une antenne qui a un lobe principal étroit à une meilleure directivité, que celui qui a un lobe principal large, donc elle est plus directive.

I.5.3 Le coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion d'une antenne se définit comme étant le rapport des amplitudes des ondes incidentes sur les ondes réfléchies. Pour une antenne d'impédance Z , reliée à la source par une ligne d'impédance caractéristique Z_s (souvent égale à 50Ω), le coefficient de réflexion peut être défini comme suit:

$$S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_s}{Z_{in} + Z_s} \quad (1.7)$$

Le module du coefficient de réflexion est souvent exprimé en décibel (dB) et est noté $|S_{11}|$, et se définit comme suit:

$$|S_{11}|_{dB} = 20 \log |S_{11}| \quad (1.8)$$

Le coefficient de réflexion permet de connaître la qualité d'adaptation d'une antenne. En effet, plus son module tend vers l'infini, plus l'antenne est adaptée. Souvent, la fréquence de résonance d'une antenne est celle où le coefficient de réflexion est minimal.

I.5.4 Le rendement

Le rendement est le rapport entre l'énergie rayonnée par une antenne et celle qui lui fournit l'alimentation. Il est exprimé par [9]:

$$\eta = \frac{P_r}{P_a} \quad (1.9)$$

I.5.5 Le Gain

c'est la quantité d'énergie rayonnée dans cette direction comparée à l'énergie qu'une antenne isotrope rayonnerait dans la même direction avec la même puissance d'entrée. Le rapport de gain est donné par:

$$G_{\text{ain}} = P(\theta, \phi) / (P_a / 4\pi) \quad (I.10)$$

Le gain est lié à la directivité, il définit l'augmentation de la puissance émise ou reçue dans le lobe principal, il est dû au fait que l'énergie est focalisée dans une seule direction, il est donné par:

$$G_{\text{ain}} = \eta D \quad (I.11)$$

I.6 Mécanisme de radiation:

Parmi beaucoup de modèles d'analyse pour les antennes microruban (voir Annexe) le plus courant est le modèle de la ligne de transmission (le plus facile de tout ce qui donne la bonne perspicacité des phénomènes physiques, mais est moins précis et il est plus difficile de modeler l'accouplement), Le modèle de cavité, d'autre part il ya la modélisation électromagnétique qui inclue principalement la résolution des équations intégrales par la méthode de moment ou la méthode des éléments finis.

L'antenne peut être considérée comme une ligne de transmission de cavité résonnante avec deux extrémités ouvertes à une longueur de $\lambda/2$ où les champs aux bords du patch et la masse sont exposés à l'espace supérieur et créent le rayonnement [10]. Les dimensions finies de l'élément rayonnant (longueur et largeur) causent les lignes des champs aux bords du patch comme représente la figure 1.3.

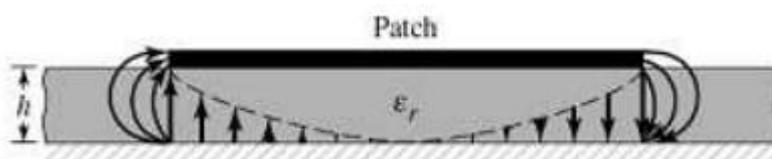


Figure 1.3: l'effet du champ sur les bords du patch [11].

La concentration des lignes de champ est en fonction des dimensions de patch et de l'épaisseur du substrat, pour le plan principal de champ électrique \vec{E} les lignes de champ sont en fonction du rapport de la longueur de patch L et l'épaisseur h du substrat (L/H), aussi bien que la constante diélectrique relative ϵ_r du substrat. Bien que pour des antennes microruban les lignes de champ sont réduites (en raison de $L/H \gg 1$), ses influences sur la fréquence de résonance de l'antenne doivent être prises en compte [11].

Pour décrire le rayonnement d'antenne patch au lieu d'utiliser la distribution du champ dans l'antenne on utilise la distribution du courant sur la surface du patch et le plan de masse [12], Considérons une antenne microruban qui est alimentée par une source microonde.

En conséquence, une distribution de charge est établie sur les deux côtés de la surface de patch, aussi bien que sur la surface du plan de masse figure 1.4.

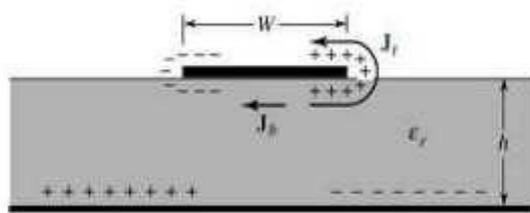


Figure 1. 4 : densité de courant et distribution des charges sur antenne microruban [11]

I.7 Techniques d'alimentation:

L'excitation est un point très important en étudiant des antennes imprimées. En effet, l'énergie est fournie à l'élément rayonnant d'une manière où on peut influencer directement sur son rayonnement et modifier ses performances. L'alimentation de l'antenne dépend de la manière dont l'antenne est intégrée dans le dispositif.

Les méthodes d'alimentation des antennes plaques peuvent être classées en deux catégories :

- Les alimentations par contact (par sonde ou ligne micro ruban).

- Les alimentations par proximité (couplage électromagnétique par ligne ou fente).

I.7.1 Alimentation directe par une ligne micro ruban:

Dans ce type d'alimentation, une bande de cuivre est reliée directement au bord du patch de micro ruban. La bande de cuivre est plus petite dans la largeur par rapport au patch. L'avantage de ce type d'alimentation est qu'elle peut être gravée sur la même face de l'antenne, elle est facile à fabriquer et simple à adapter à la résonance [13]. C'est l'une des techniques les plus utilisées dans les antennes imprimées. Elle a l'inconvénient de générer un rayonnement parasite.

La largeur de la ligne influe sur l'impédance d'entrée. Cette largeur peut être calculée par les formules données telles que :

$$\frac{w}{h} = \frac{1}{\left[\exp\left(\frac{A}{8}\right) - \frac{1}{4 \exp(A)}\right]} \quad \text{pour } \frac{w}{h} \leq 1.3 \text{ (I.12)}$$

Avec :

$$A = Z_0 \frac{\sqrt{2(\epsilon_r + 1)}}{119.9} + 1/2 \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{h} \right) \text{ (I.13)}$$

Ou

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} [(B - 1) - \ln(2B - 1)] + \frac{\epsilon_r - 1}{\pi \epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0.93 - \frac{0.517}{\epsilon_r} \right]$$

$$\text{pour } \frac{W}{h} \geq 1.3 \text{ (I.14)}$$

Avec :

$$B = \frac{59.95\pi^2}{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}} \text{ (I.15)}$$

I.7.1.1 Alimentation par ligne micro ruban à travers un bord rayonnant:

Dans ce cas la ligne d'alimentation entre en connexion directement sur le côté rayonnant du patch (Figure I.5), cette technique est l'une des méthodes les plus utilisées. Il existe une variation de l'impédance d'entrée car le point d'alimentation est déplacé le long de ce côté.

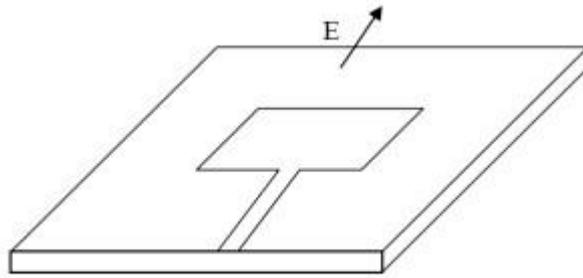


Figure I.5: Patch alimenté par ligne micro ruban à travers un bord rayonnant [14].

I.7.1.2 Alimentation par ligne micro ruban à travers un bord non rayonnant:

La ligne d'alimentation entre en contact avec le patch sur le bord non rayonnant (Figure I.6), dans ce cas les calculs sont plus complexes, car les courants de la ligne d'alimentation, sont orthogonaux à ceux du patch.

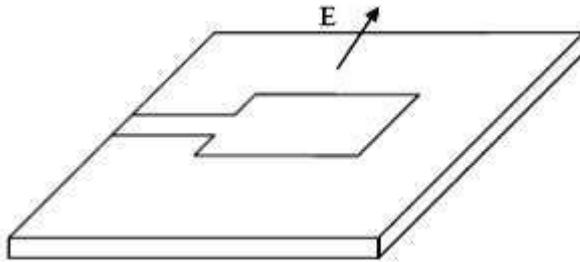


Figure I. 6 : Patch alimenté par ligne micro ruban à travers un bord non rayonnant [14].

I.7.1.3 Antenne patch rectangulaire couplée capacitivement à une ligne micro ruban:

Dans ce cas l'élément rayonnant est couplé capacitivement à la ligne micro ruban injectée dans le substrat (Figure I.7). L'utilisation de substrat différent entre ligne d'excitation et l'antenne, peut améliorer la largeur de la bande passante de l'antenne.

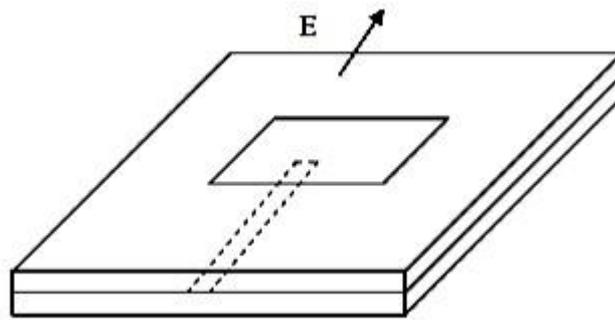


Figure I. 7 : Patch couplé capacitivement à ligne micro ruban [14].

I.7.2 Alimentation coaxiale:

L'alimentation coaxiale ou l'alimentation de sonde est une technique très utilisée pour alimenter les antennes micro rubans (Figure I.8). Dans ce cas le conducteur intérieur du connecteur coaxial traverse le diélectrique et soudé au patch, alors que le conducteur externe est relié au plan de masse.

L'avantage principal de ce type d'alimentation est qu'elle peut être appliquée à n'importe quel endroit choisi à l'intérieur du patch, avec une facilité de fabrication.

Cependant, cette méthode présente des inconvénients au niveau du diagramme de rayonnement. En effet, la connexion génère un pic de courant localisé au niveau de l'élément rayonnant qui peut induire une dissymétrie dans le diagramme de rayonnement.

De plus, des pertes apparaissent avec le perçage du plan de masse, du diélectrique ainsi que de l'élément plaqué [15].

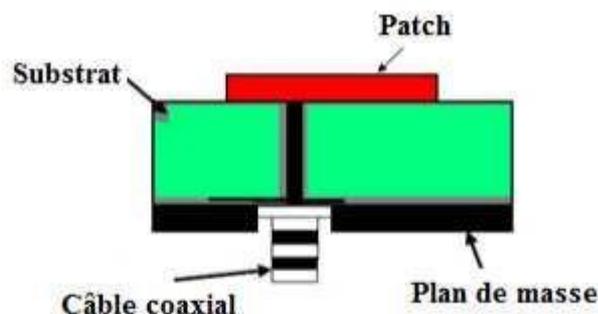


Figure I. 8 : Antenne micro ruban alimenté par câble coaxial [15].

I.7.3 Alimentation couplée par ouverture:

Dans ce type d'alimentation, le patch de rayonnement et la ligne d'alimentation du micro ruban sont séparés en plan de masse comme indique sur la Figure I. 9. La conjonction entre le patch et la ligne d'alimentation est faite par une ouverture ou une fente dans le plan de masse [13]. Généralement, les matériaux à permittivité élevée sont employés pour le substrat inférieur par contre les matériaux à faible constante diélectrique sont utilisés pour le substrat supérieur dans le but d'optimiser le rayonnement du patch.

Ce type d'alimentation est difficile à concevoir à cause des couches multiples, qui augmentent l'épaisseur d'antenne. Cependant elle offre l'élargissement de bande passante.

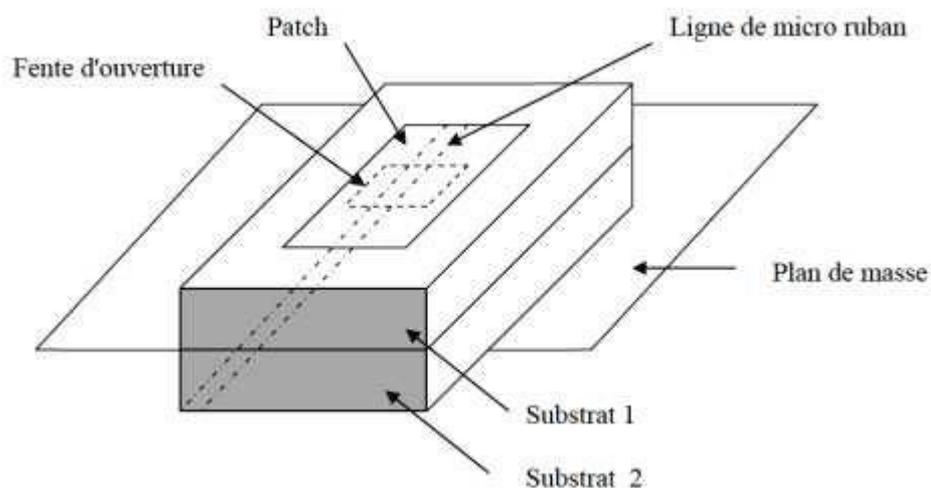


Figure I. 9 : Alimentation couplée par ouverture [15].

I.7.4 Alimentation couplée par proximité:

Ce type d'alimentation est représenté sur la figure I.10, deux substrats diélectriques sont employés tels que la ligne d'alimentation est entre les deux substrats et le patch de rayonnement est sur le substrat supérieur.

L'avantage principal de cette technique d'alimentation est l'élimination du faux rayonnement d'alimentation et l'obtention d'une bande passante plus large et ce par l'augmentation globale de l'épaisseur de l'antenne. Parmi les inconvénients de cette méthode d'alimentation nous citons la difficulté de fabrication à cause des deux couches diélectriques nécessitant un alignement approprié, ainsi que la difficulté d'intégration de dispositifs actifs.

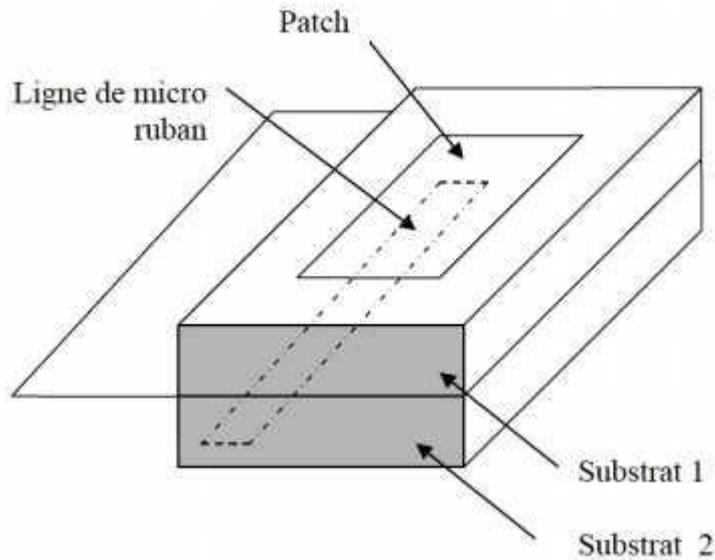


Figure I. 10 : Alimentation couplée par proximité [15].

| Caractéristiques | Alimentation par ligne micro ruban | Alimentation par câble coaxial | Alimentation par couplage de proximité |
|-------------------------------------|------------------------------------|-------------------------------------|--|
| Rayonnement parasite d'alimentation | Plus | Plus | Minimum |
| Fiabilité | Meilleure | Bonne | Faible à cause de la soudure |
| Facilité de fabrication | facile | Nécessite une soudure et un perçage | Nécessité d'alignement |
| Adaptation d'impédance | Facile | Facile | Facile |
| Bande passante | 2-5% | 2-5% | 13% |

Tableau I.1 : Comparaison des différentes techniques d'alimentation [16].

Une comparaison entre l'alimentation avec contact (sonde coaxiale et la ligne microbande) et l'alimentation sans contact (par couplage), se résume dans le tableau suivant :

| Méthodes | | Avantages | Inconvénients |
|---------------------------|------------------|--|---|
| Alimentation avec contact | Sonde coaxiale | - Pas de pertes par rayonnement de ligne. -Sélection possible d'un mode privilégié. -Obtention d'une impédance d'entrée adéquate par positionnement de la sonde. -Prédiction aisée de l'impédance d'entrée pour des substrats faible hauteur. -Technique de perçage simple jusqu'à 10 GHz. | -Dans le cas de substrat épais, la réactance inductive supplémentaire apportée par la sonde affecte de la bande passante. -Partie selfique ramenée par l'âme du connecteur à prendre en compte -Technique de perçage et de soudure plus délicate en millimétrique. -Difficile à exciter chaque élément d'un réseau seul. |
| | Ligne microbande | -Procédé technologique le plus simple par gravure sur la même face de l'antenne et du circuit d'alimentation. -Adaptation de l'aérien possible par contact pénétrant. | -Rayonnement parasite de la discontinuité ligne-aérien -Rayonnement parasite possible du circuit de distribution en millimétrique. -Structure figée après gravure. |
| Alimentation Sans contact | Par couplage | -Dessin du circuit d'alimentation modifiable par rapport aux aériens. -Bande passante plus large par augmentation de la hauteur. | -Deux couches de substrat requises. -Difficulté pour l'intégration de dispositifs actifs et pour la dissipation de chaleur. |

Tableau I.2 : Avantages et inconvénients de différentes techniques d'alimentations [16].

I.8 Avantages et inconvénients des antennes:

Actuellement, les antennes micro rubans sont largement utilisées, leurs applications couvrent un large domaine de fréquence 100 MHz à 100 GHz, leur configuration et dimensions favorisent leurs intégrations sur de nombreux mobiles (avion, voiture, missile,).

Parmi les avantages de ces d'antennes, on peut citer [17], [18], [19] :

- Profil plat
- Faible poids.
- Volume réduit.
- La conformabilité et la possibilité d'intégrer les circuits micro-ondes au niveau des antennes.
- Simplicité de leurs structures.

- Faible coût de fabrication donc la production en grandes quantités devient facile.
- Plusieurs éléments radiants peuvent être placés sur la même plaque avec le réseau d'alimentation ou avec d'autres circuits imprimés (déphaseurs, commutateurs, etc.).

Cependant, les antennes microbandes ont aussi quelques inconvénients comparées aux classiques tels que :

- Bande passante étroite.
- Des pertes, par conséquent un gain plus faible.
- La plupart des antennes microbandes rayonnent par un demi-plan.
- Des limitations pratiques sur le gain au maximum à 20dB.
- La performance du rayonnement longitudinal est médiocre.
- L'isolation entre les éléments rayonnants et l'alimentation est médiocre.
- Possibilité d'excitation des ondes de surface.
- Capacité de manipulation à faible énergie.
- Effet de couplage parasite entre les éléments (excitation d'ondes de surface guidées).
- Rayonnement parasite de l'alimentation.
- Puissance supportable plus faible vis à vis aux antennes classiques.

I.9 Les applications des antennes microbandes:[20]

Les télécommunications par satellites.

La commande et contrôle.

La télémétrie par missile.

Les équipements portatifs.

Les éléments d'alimentation dans les antennes complexes.

Les antennes d'émission utilisées en médecine.

Les récepteurs satellite de navigation

I.10 Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons présenté un bref historique sur les antennes imprimées et montré le rôle et l'évolution technologique des patchs, ainsi que leurs avantages et leurs inconvénients.

Nous avons décrit également les principales caractéristiques des antennes imprimées, ainsi les différentes techniques d'alimentation.

chapitre II : Les réseaux d'antennes imprimées à commande de phase

II .1. Introduction :

C'est la technique des antennes en réseau qui est presque toujours choisie lorsqu'il s'agit d'assurer le balayage angulaire d'un faisceau radar par des moyens électroniques. Cette technique permet en effet, au moyen d'un simple déphasage entre les éléments du réseau, de commuter presque instantanément, le faisceau rayonné dans les directions des cibles utiles [21].

Actuellement, l'intérêt des antennes en réseau dans les télécommunications semble se renouveler pour diverses raisons : possibilité d'antennes plates réalisables avec des technologies relativement économiques, possibilité de faisceaux directifs multiples, commutables ou non, et enfin, maîtrise facilitée des lobes latéraux avec emploi éventuel de processus auto-adaptatifs permettant une meilleure protection contre les brouillages.[22]

Sur le plan opérationnel, l'avantage le plus recherché est certainement l'absence d'inertie du faisceau qui permet d'adapter selon les besoins la cadence de renouvellement des informations provenant de tel ou tel point de l'espace. Cette qualité d'agilité, essentielle en radar, peut sans doute également trouver des applications en télécommunication.

Enfin, sur le plan technologique, l'intégration, la miniaturisation et les performances croissantes des circuits logiques et micro ondes permettront sans doute dans le futur une diminution des coûts de fabrication et par là, une généralisation de l'emploi des antennes en réseau.[23]

II .2- Antenne réseau à commande de phase:

II .2-1 Définition

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.

La Figure II. 1 montre deux éléments qui sont alimentés par un émetteur. À gauche, l'onde émise par les éléments a la même phase et cause des interférences constructives qui amplifie le signal certaines directions. Par contre, les zones où les ondes interfèrent de façon destructive, le signal est nul. L'ensemble donne un faisceau principal orienté dans la direction perpendiculaire à la ligne qui unie les deux éléments, ainsi que des lobes secondaires d'émission.

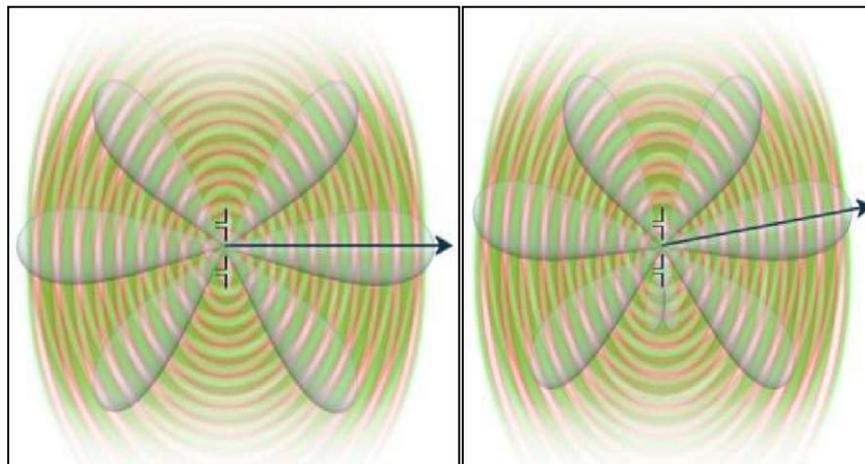


Figure II. 1.A: Deux éléments de l'antenne ayant la même phase. Figure II. 1.B. Ayant une phase différente.

Dans la même figure à droite, l'onde émise par l'élément du bas est déphasé de 10 degrés plus tôt par rapport à celle du haut. Les zones d'interférence constructives seront dans ce cas déplacées vers le haut. À noter que dans les deux exemples, il n'y a pas de réflecteur dans l'image et que le lobe arrière est aussi important que le lobe principal avant.

Le lobe principal pointe toujours dans la direction du déphasage positif. Si ce sont des déphaseurs électroniques qui contrôlent ce déphasage, l'opérateur peut changer à volonté la direction d'émission. Cependant, elle ne peut dépasser certaines limites. La plus grande déviation que l'on peut obtenir du «cône d'analyse» d'une antenne à commande de réseau est de 120° (60° de chaque côté du centre de l'antenne). Si on considère une onde sinusoïdale, le déphasage peut être aisément calculé.

La Figure II. 2 montre une matrice d'éléments radiants. Une architecture arbitraire donne une antenne donnant un faisceau similaire à un projecteur. Dans le cas d'une antenne qui balaie

électroniquement, il est important que le changement de phase soit coordonné et régulier pour obtenir un balayage angulaire.

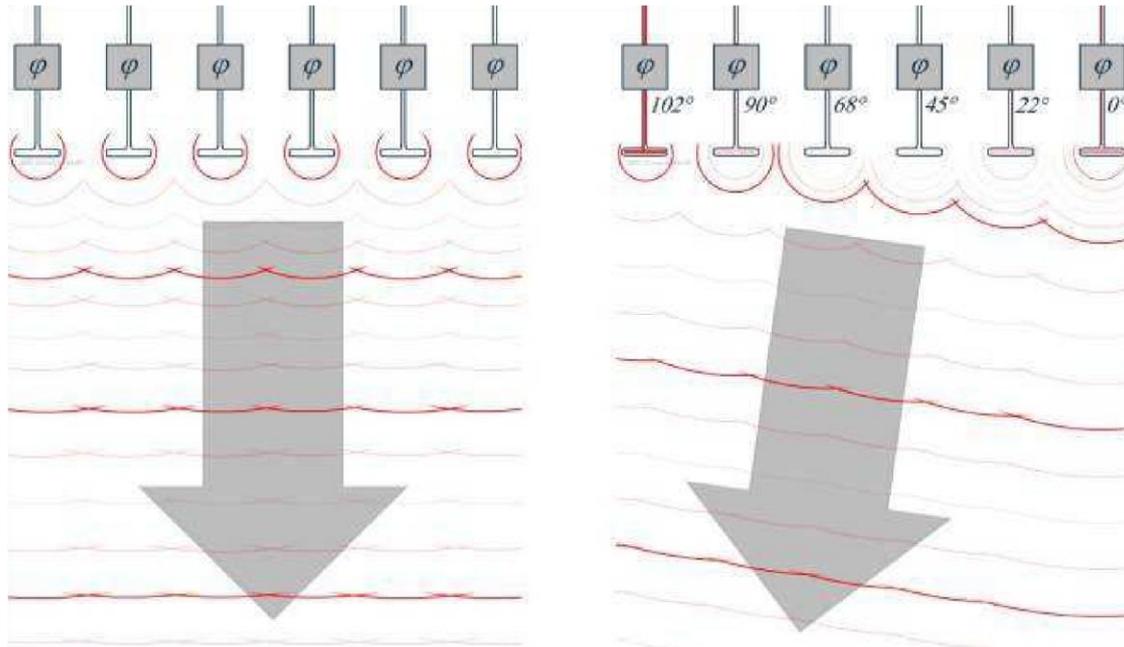


Figure II.2.A: Rayonnement dans l'axe. Figure II.2.B: Rayonnement dévié

II .2-1- Avantages : [24]

- Fort gain
- Changement de direction du faisceau en quelques microsecondes;
- Contrôlable par ordinateur;
- Modes de surveillance et de poursuite interchangeables;
- Temps d'éclairement modifiable;
- Permet d'émettre des faisceaux multiples en utilisant des fréquences différentes; - La perte d'un élément réduit sa résolution mais pas sa disponibilité .

II .2.2 Inconvénients :[24]

- Couverture limité à 60 degrés de chaque côté de l'axe perpendiculaire au radar en azimut et en élévation.
- Déformation du faisceau par la déviation;
- Peu agile à basse fréquence;
- Architecture très complexe (contrôleur, déphaseurs, etc.)
- Coût encore important .

II .3. Les différentes architectures possibles :

II .3-1 Réseau linéaire

Ces antennes sont formées de lignes parallèles d'éléments radiants dont chaque ligne est alimentée par un déphaseur commun.

Avantage: simplicité

Désavantage: Déviation du faisceau disponible dans une seule direction

Ce type d'antenne réseau à commande de phase est très commun pour le balayage dans un seul axe car le balayage dans l'autre direction est fait mécaniquement.

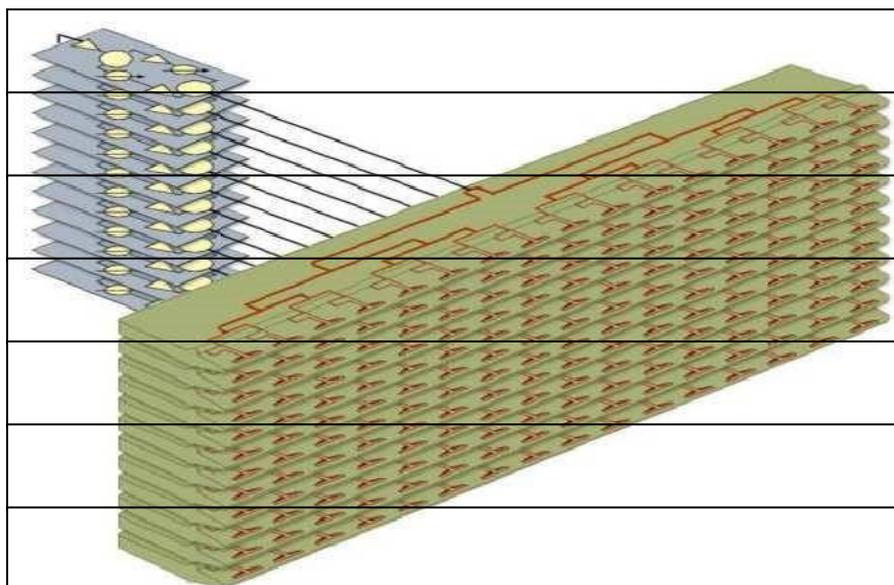


Figure II . 3: Réseau linéaire d'une antenne réseau à commande de phase.

II .3.2. Antenne réseau plan

Dans l'antenne réseau plan, tous les éléments radiants ont leur propre déphaseur. Ils sont positionnés selon une grille matricielle, formant une plaque.

Avantages: Le faisceau est orientable dans deux axes et peut être actif ou passif.

Désavantage: Architecture et électronique compliquées.

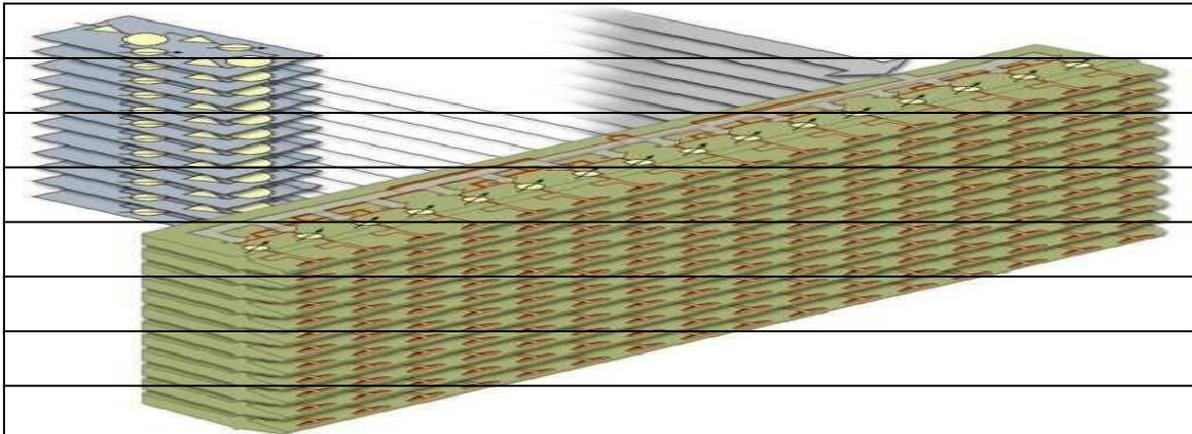


Figure II .4: Antenne réseau plan.

II .4. Calcul du déphasage

Le déphasage $\Delta\varphi$ entre deux éléments est constant. Utilisons un alignement d'éléments émettant de manière iso tropique comme dans la Figure II .5:

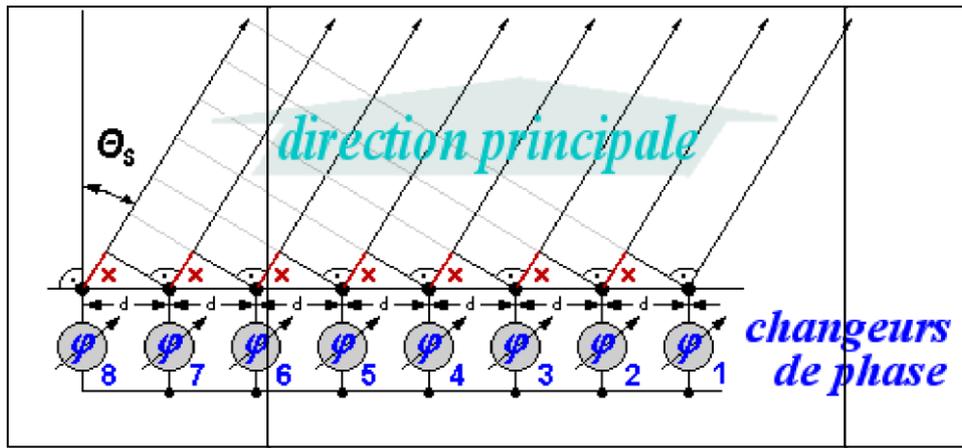


Figure II .5 : Dérivation graphique du déphasage

$$x = d \cdot \sin \theta_s$$

Etd=distance entre les élément

$$\frac{360^\circ}{\Delta\varphi} = \frac{\lambda}{x} \theta_s = \text{déviation entre les faisceaux}$$

Donnent $\Delta\varphi$ = déphasage entre les éléments successifs

$$\Delta\varphi = \frac{360^\circ \cdot d \cdot \sin \theta_s}{\lambda} \lambda = \text{longueur de l'onde utilisée}$$

II .5 Différents types d'antennes à balayage

II.5.1 antenne à balayage électronique passive:

Le balayage électronique de la direction de pointage du faisceau provient de la commande de pondération, très rapide, de la phase du signal d'excitation HF des éléments rayonnants. Afin de réaliser cette pondération, les antennes à balayage électronique passives sont équipées de déphaseurs électroniques.

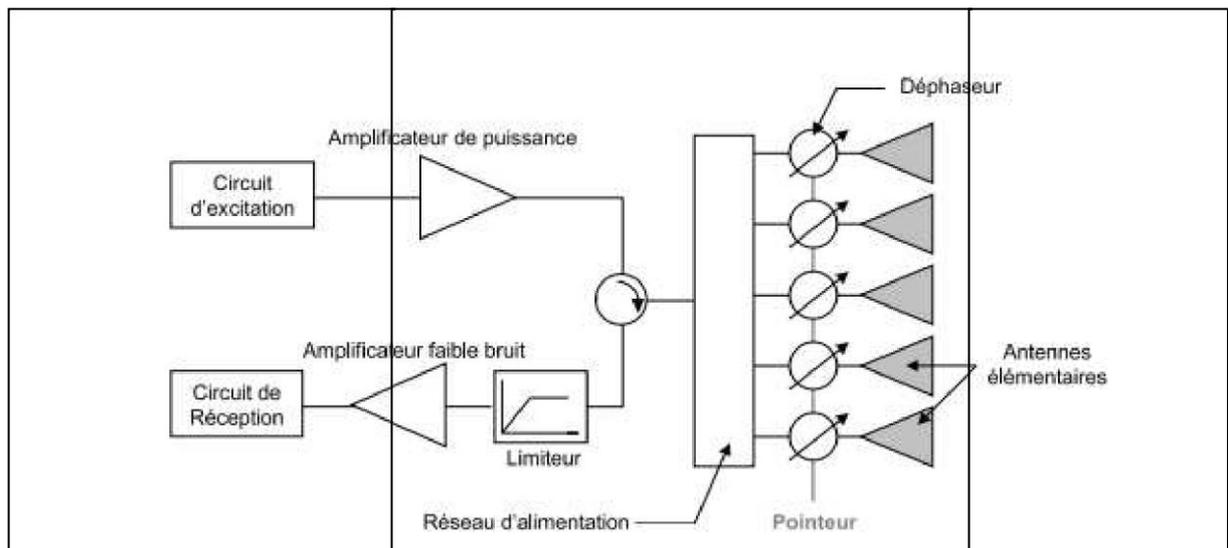


Figure II.6 : Antenne à balayage électronique passive

Si l'on considère le réseau à l'émission, si l'on veut que le réseau rayonne vers une direction particulière, il suffit de modifier les phases relatives du signal émis par les différents éléments rayonnants, de façon à ce que le signal émis par chaque élément arrive en phase sur cette direction. Pour cela, la phase de chaque source est modifiée instantanément. Le réseau engendre ainsi une onde plane, perpendiculaire à la direction de propagation θ . [25]

II.5.2. Antenne à balayage électronique 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, une antenne active est caractérisée par le fait que ces modules actifs sont placés entre les N éléments rayonnants et leurs sorties [26].

II.6. Répartiteurs à commande de phase.

Le principe est de contrôler directement la phase reçue sur chaque antenne du réseau, ceci est accompli à l'aide de déphaseurs et de diviseurs de puissances. Plusieurs modules comportent un certain nombre de ces déphaseurs afin de maîtriser et de contrôler les phases et les amplitudes des signaux arrivant sur les antennes [27].

II .7.conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de conception d'un réseau d'antennes à commande de phase , son avantage et inconvénient.

On a vu aussi les différentes architectures et les différents types des antennes à commande de phase.

chapitre III :Étude et simulation d'antennes imprimées à commande de phase

III.1 Introduction:

Dans ce chapitre nous allons simuler une antenne imprimée à 10 GHz sous le logiciel de conception CST Microwave Studio qui sera décrit en premier, les dimensions de cette antenne sont calculés théoriquement, après nous allons essayer de trouver une bonne adaptation de cette antenne en apportant quelques modifications au niveau de la structure. Par la suite nous allons essayer à partir de cette nouvelle structure de voir l'effet du couplage entre 2 éléments de patches, et en optimisant la distance entre ces deux éléments, nous passerons à la conception du réseau d'antenne, ainsi une commande de phase sera faite dans des directions bien déterminées.

III .2 Description du logiciel de simulation

Fondé en 1992, le logiciel de simulation électromagnétique CST STUDIO SUITE est l'aboutissement de nombreuses années de recherche et de développement dans les solutions les plus efficaces et précises de calcul pour la conception électromagnétique. Basé sur la résolution des équations de Maxwell suivant la technique des équations intégrales (Finite Intégration Technique) [28].

CST Microwave Studio est un logiciel de simulation électromagnétique de structure passives en 3 Dimensions basée sur la résolution des équations de Maxwell suivant la technique des équations intégrales (Finite Intégration Technique) . Cette méthode numérique offre une discrétisation de l'espace permettant la description directement en 3-Dimensions de tous les composants des systèmes décrits, ce qui lui permet d'être appliqué à de nombreux problèmes électromagnétiques allant de la statique aux hyperfréquences en analyses temporelle et fréquentielle. De plus, contrairement à la plupart des logiciels de simulation électromagnétique, CST, d'une par sa méthode, discrétise la forme intégrale des équations de Maxwell plutôt que leurs formes différentielles. La méthode est une caractéristique clé de CST Microwave qui approche est donne le choix de type de simulateur ou un treillis qui est le mieux adapté à un problème particulier [29].

CST Microwave Studio est vu par un nombre croissant d'ingénieurs comme un outil de développement standard de l'industrie qui offre à ses clients le choix de six modules solveur puissants. En plus de son marché et dans le domaine temporel des technologies de pointe mettant en vedette le solveur approximation frontière. CST Microwave Studio fait partie de la CST DESIGN STUDIO suite, et offre un certain nombre de solveurs différents pour différents types d'application. Étant donné aucune méthode ne fonctionne aussi bien dans tous les domaines d'application.

III.2.1 Modules de CST

L'outil CST est constitué d'un certain nombre de modules appelés « solveurs ».

1) Un solveur transitoire

Il s'agit d'un module 3D général qui permet d'obtenir des simulations en temps réel, ce qui peut être intéressant pour étudier la propagation du champ dans un composant électronique en fonction du temps [30].

2) Un solveur fréquentiel

Comme le solveur transitoire, il est constitué d'un solveur général basé sur une méthode fréquentielle. Selon la structure étudiée, le maillage peut être cartésien ou tétraédral.

3) Un Solveur intégral

Ce solveur est dédié aux plus grandes structures électriques. Il se fonde sur la Méthode des moments avec une formulation intégrale des champs électriques et magnétiques.

4) Un Solveur modal

Ce solveur est dédié à des simulations de structures fermées résonantes. Les résultats qui peuvent être obtenus sont par exemple la distribution des modes ainsi que les fréquences de résonance de la structure [30].

1.2. 2 Les modules d'exécution

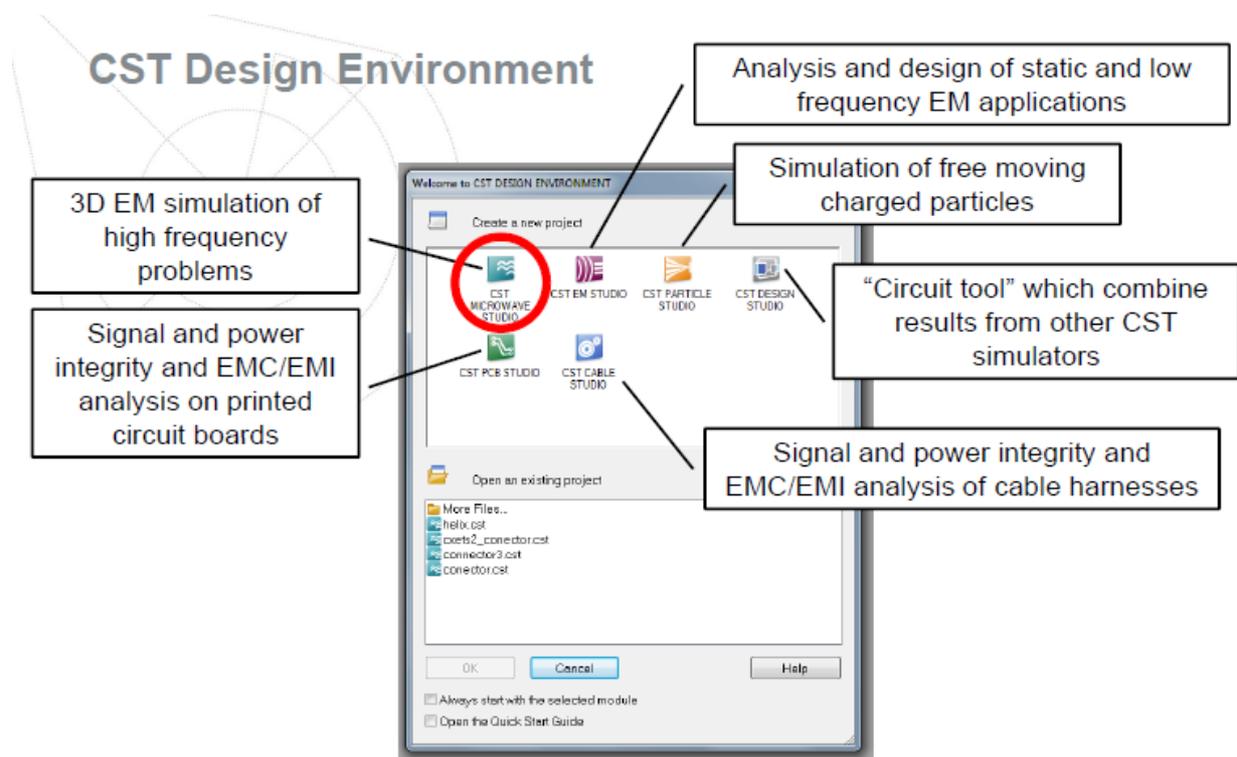


Figure III.1: Les modules d'exécution de logiciel CST [30].

Le tableau suivant résume les modules d'exécution de logiciel CST :

| | |
|---|--|
| <p>- CST EM Studio</p>  | <p>- CST EM STUDIO est un outil facile à utiliser pour l'analyse et la conception des structures statiques et basses fréquences. Les applications incluent: les actionneurs, les freins, EMC, énérateurs, de mesure, moteurs, capteurs et le blindage.</p> |
| <p>CST particule studio</p>  | <p>- PARTICULES CST STUDIO est un outil spécialisé pour la conception rapide et précise. Il inclut l'analyse des canons à électrons 3D, les tubes cathodiques.</p> |
| <p>-CST Mphysics Studio</p>  | <p>- CST MPHYSICS STUDIO est un outil d'analyse pour les contraintes thermique et structurale, et des problèmes de mécanique.</p> |
| <p>-CST Design Studio</p>  | <p>-CST DESIGN STUDIO est une plate-forme universelle pour gérer les processus de conception d'un système complexe. En construisant des sous-systèmes élémentaires, l'utilisateur peut analyser le comportement du système complet en petits segments.</p> |
| | |

| | |
|---|---|
| <p>-CST PCB Studio</p>  | <p>- CST PCB STUDIO est un outil pour l'étude des signaux et la simulation des effets EMC et EMI (Electromagnétique Compatibility/ Electromagnétique Interférence) sur cartes de circuits imprimés (PCB).</p> |
| <p>-CST Câble Studio</p>  | <p>- CST CABLE STUDIO est un outil pour l'analyse des effets dans les systèmes de câble, y compris les fils unique, paires torsadées ainsi que des faisceaux de câbles complexes.</p> |
| <p>-CST Micros Tripes</p>  | <p>-CST Micro Stripes analyse les structures de rayonnement d'antennes complexes, et résous les problèmes EMC/EMI.</p> |
| <p>CST Microwave Studio</p>  | <p>-CST MWS est un outil de simulation 3D spécialisé pour le traitement rapide et précis des problèmes à haute fréquence avec un large champ d'application.</p> |

Tableau III.1. Les modules d'exécution de logiciel CST [42].

CST Microwave Studio offre des avantages considérables de produits au prix du marché les cycles de développement plus courts, le prototypage virtuel, avant les essais physiques optimisations, au lieu d'expérimentation.

III .2.3.Principales caractéristiques de logiciel CST

Les principales caractéristiques de logiciel CST Microwave Studio sont :

- Rapide et de la mémoire technique efficace d'intégration finie.
- fonctionnalité pour les unités à l'aide d'une grille hexaédrique. Les solveurs transitoires et mode propre également en charge la technique Tôle mince (TST).
- La structure peut être vue soit comme un modèle 3D ou un schéma. Ce dernier permet un raccordement facile de l'EM de simulation avec la simulation de circuit modélisation de la structure.
- Avancée basée sur ACIS1, paramétrique fin solide devant la modélisation avec une excellente la visualisation de structures.

- Caractéristique hybride à base de modélisation permet rapides changements structurels.
- L'importation de données CAO 3D par la SAT (par exemple Auto CAD).
- L'importation de données CAO 2D par DXF, Gerber RS274X GDSII et, fichiers RS274D.
- Importation de données EDA de la conception, y compris les flux Cadence Allegro / APD / SIP, Mentor Graphics Expedition, Mentor Graphics PADS.
- L'importation de conceptions de PCB provenant de SimLab PCBMod / CST PCB Studio.
- Interface utilisateur graphique basée sur Windows XP, Windows Vista, Windows 7 et Linux.
- L'importation de modèles 2D et 3D.
- Importer de l'ADS d'Agilent.
- Importation de modèles Sonnet EM.
- Importation d'un ensemble de données modèle humain visible ou d'autres ensembles de données.
- Export des données de CAO par SAT, IGES, STEP, NASTRAN, STL, DXF, Gerber, la RDC ou fichiers POV.
- Paramétrage des fichiers de CAO importés.
- Base de données des matériaux.
- Modèles de structure pour la description du problème simplifié.

III .2.4.Les étapes de simulation [30]

- Définir les unités.
- Définir le matériau de base.
- Modèle de la structure.
- Définir la gamme de fréquences
- Définir les ports.
- Définir les conditions aux limites et Symétrie.

- Régler les moniteurs sur le terrain.
- Début de la simulation.

III .3 - Simulation d'une antenne imprimée à 10GHz

Les paramètres caractéristiques du Patch sont calculés théoriquement à partir des formules valables pour le mode fondamental qui est du type quasi-TEM (Balanis, 1997), ces formules sont données dans le chapitre 1 comme suit:

- Détermination de la largeur W et la longueur L

En choisissant la fréquence $f_r = 10\text{GHz}$, et pour un substrat qui est le FR-4, qui a une permittivité $\epsilon_r = 4.3$, $h=1.2\text{mm}$, la tangente de pertes est de 0.018, de longueur $L=20\text{mm}$,
et de largeur $W= 16\text{mm}$.

Après calcul des dimensions nous trouvons:

-La largeur du Patch

$$W = \frac{C}{2F_{01}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (\text{III.1})$$

Avec : $C = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$;

$F_{01} = 10\text{GHz}$

On obtient finalement :

$w = 9.6\text{mm}$

-La longueur du Patch

$$L = L_{\text{eff}} - 2\Delta L \quad (\text{III.2})$$

Avec :

$$L_{\text{eff}} = \frac{C}{2F_{01} \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \quad \text{ou} \quad \Delta L = 0.421h \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (\text{III.3})$$

On obtient finalement :

L= 6.7mm

Après avoir calculer les dimensions du patch, nous allons alimenter ce dernier par une ligne micro ruban. La figure suivante représente une vue supérieure de la géométrie de l'antenne Patch étudiée :

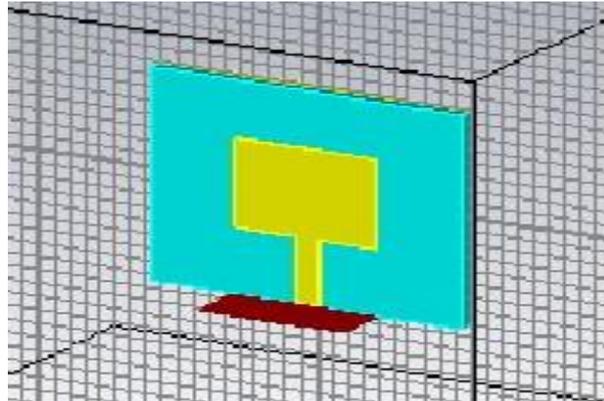


Figure III.2: Antenne patch sous CST MWS

La figure suivante montre la simulation du coefficient de réflexion S_{11} (dB) en fonction de la fréquence , nous voyons bien que l'adaptation de l'antenne patch est à 10GHz pour une adaptation de -11.702 dB.

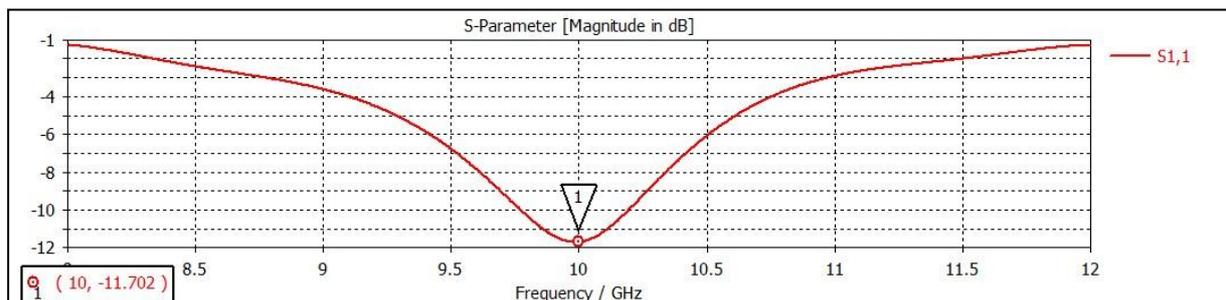


Figure III.3: Variation de S_{11} en fonction de la fréquence

Nous essayons d'améliorer cette adaptation en ajoutant des fentes sur le patch:

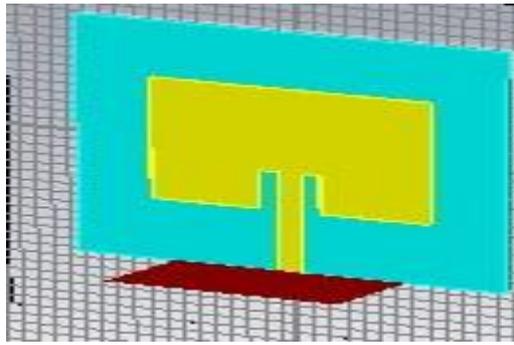


Figure III.4: Antenne Patch rectangulaire avec fente

L'antenne patch ne présente pas une bonne adaptation à la fréquence désirée, nous avons ajouté des fentes au niveau du patch et le résultat s'avère très intéressant, la nouvelle structure est donnée par la figure 3.4.

La figure suivante représente la courbe de variation de S_{11} (dB) en fonction de la fréquence, nous voyons bien que l'adaptation de l'antenne patch atteint -33.49 dB pour les mêmes dimensions du patch juste en ajoutant des fentes.

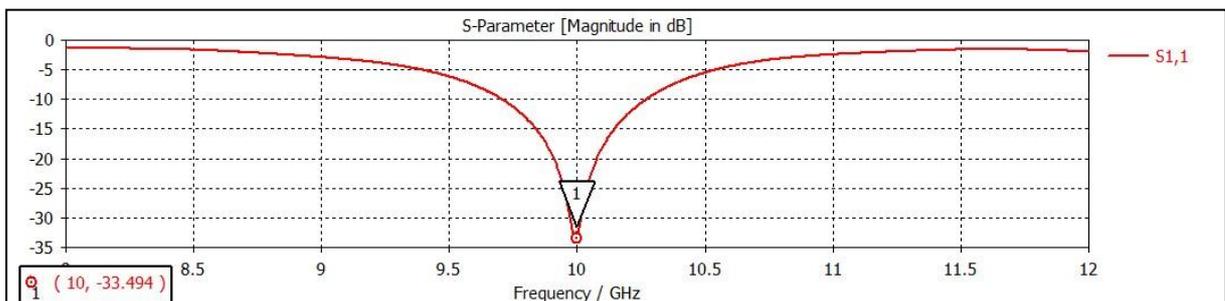


Figure III.5: Variation de S_{11} en fonction de la fréquence.

Le gain de l'antenne est de 3.66 dB autour de la fréquence de 10 GHz, et la directivité est de 5.62 dBi, ces diagrammes de rayonnement sont donnés par les figures suivantes:

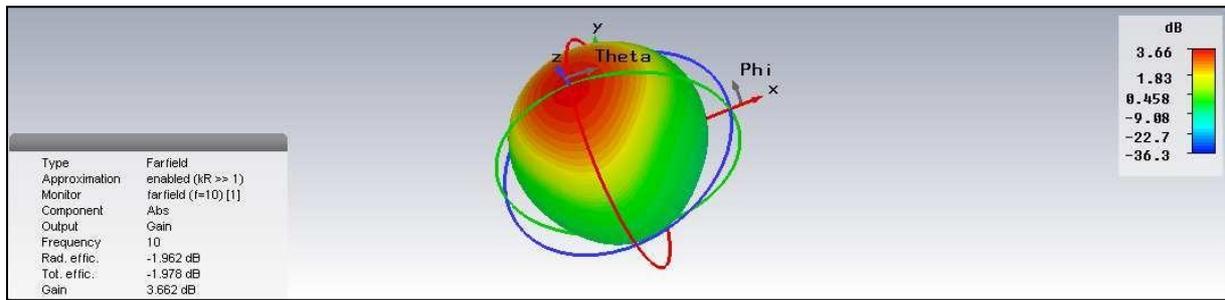


figure III.6: Diagramme de rayonnement en 3D de gain.

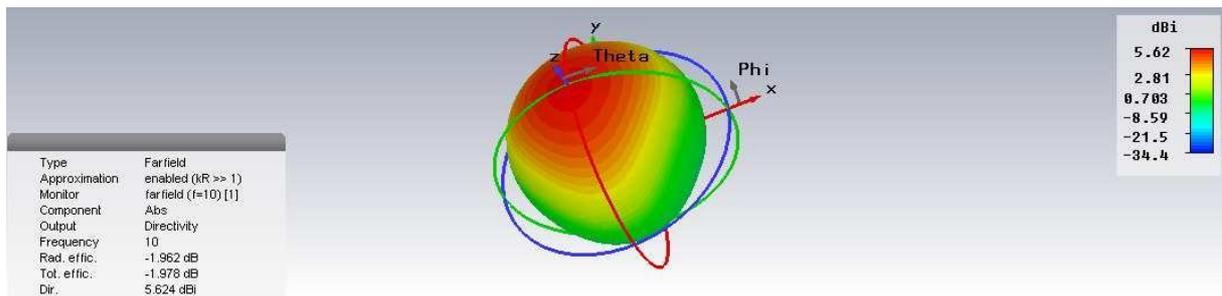


figure III.7: Diagramme de rayonnement en 3D directivité.

III .4 - Simulation d'un réseau de deux antennes imprimées

La figure 3.7 représente un réseau de deux antennes Patch, séparées par une distance d , qu'on le fait varier entre 0.5λ et λ . Le but de cette étude est de voir l'influence de la distance de séparation entre les deux éléments du réseau sur l'isolement entre les deux ports d'excitations, le gain du réseau le niveau du premier lobe secondaire. Les résultats trouvés après simulation sont regroupés dans le tableau ci-dessous :

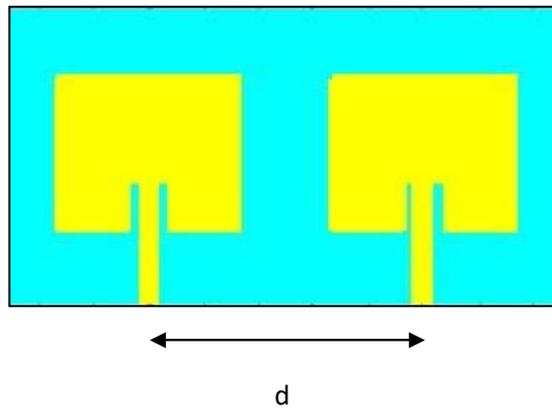


Figure III.8: Réseau de deux patchs

| Distance d | S21 (dB) | Gain (dB) | Niveau du lobe secondaire (dB) |
|---------------|----------|-----------|--------------------------------|
| 0.5λ | -23.32 | 3.5 | -13.3 |
| 0.6λ | -29.39 | 3.75 | -11.3 |
| 0.7λ | -34.29 | 3.92 | -10.6 |
| 0.8λ | -36.25 | 4.05 | -9.8 |
| 0.9λ | -37.55 | 4.05 | -7.7 |
| λ | -39.46 | 4.06 | -6.6 |

Tableau III.2:tableaux de résultat pour plusieurs distances.

On peut constater que plus la distance de séparation entre ces deux éléments est grande plus on obtient un meilleur isolement caractérisé par le coefficient S21, et un meilleur gain. Cependant, il apparait des lobes secondaires à forts gain qui sont considérés comme des rayonnements parasites.

Pour diminuer le niveau des lobes secondaires, on doit rapprocher le plus possible les antennes. Cependant, plus celles-ci sont rapprochées, plus les couplages en champ proche entre antennes sont importants. Or, ceux-ci modifient les caractéristiques de chaque antenne. Il faut donc trouver un compromis entre la distance de séparation pour la réduction du niveau des lobes secondaires et le couplage entre antennes .

En se basant sur cette analyse, nous avons choisi comme distance de séparation optimale 0.8λ .

III.5 - Simulation d'un réseau de N antennes imprimées:

L'objectif visé dans cette partie est de montrer que les performances d'un réseau d'antenne augmentent avec le nombre d'éléments constitutifs de celui-ci.

En prenant la distance entre patchs qui vaut 0.8λ , et en augmentant le nombre des éléments imprimés en prenant un réseau qui vari de 4 à 10 éléments, nous trouvons les diagrammes de rayonnements (en cartésien) qui sont illustrés sur les figures suivantes:

•Réseau de 4 éléments

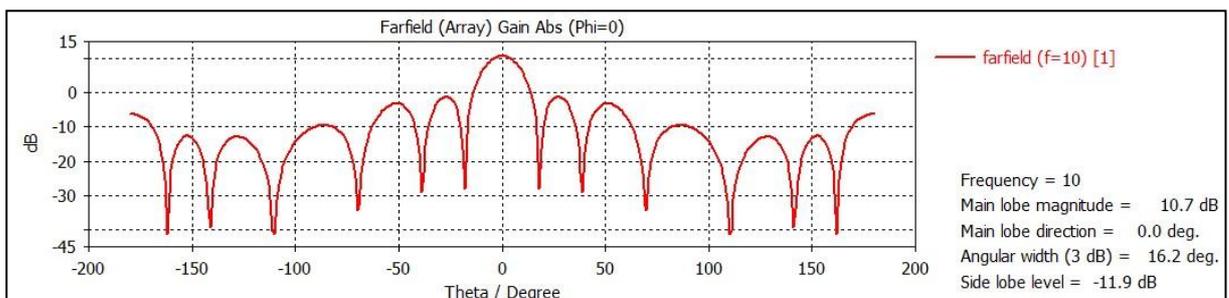


Figure III.9: Diagramme de rayonnement en 2D d'un réseau de 4 patchs

•Réseau de 6 éléments

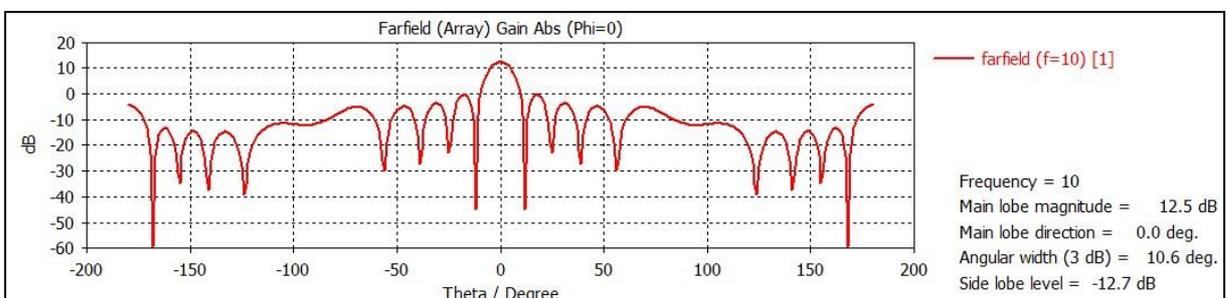


figure III.10: Diagramme de rayonnement en 2D d'un réseau de 6 patchs

•Réseau de 8 éléments

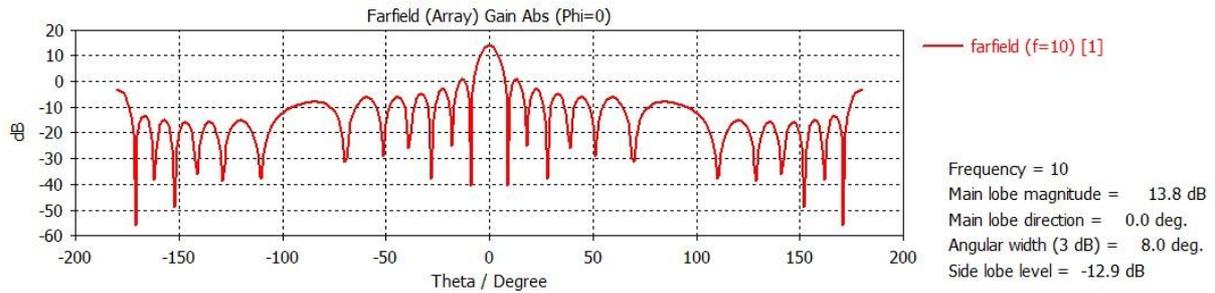


figure III.11: Diagramme de rayonnement en 2D d'un réseau de 8 patches

•Réseau de 10 éléments

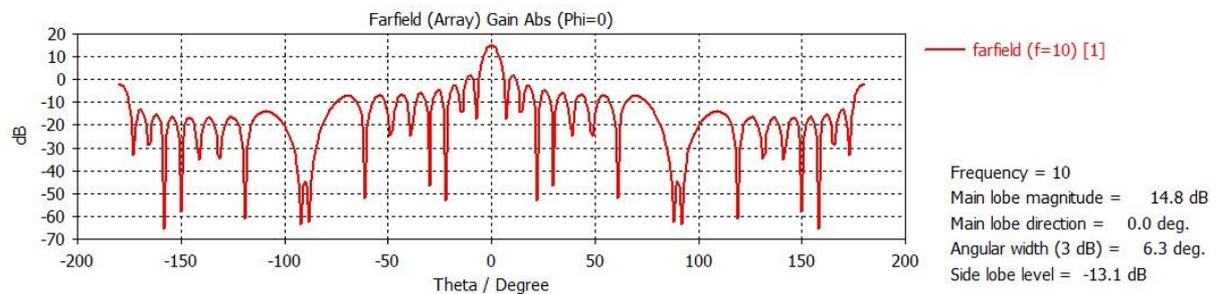


figure III.12: Diagramme de rayonnement en 2D d'un réseau de 10 patches

D'après ces figures nous constatons que plus le nombre d'éléments imprimés augmente, plus le gain du réseau augmente, et plus le faisceau du lobe principal devient plus directif, mais même le niveau des lobes secondaires augmente.

III.6 - Simulation d'un réseau de 10 antennes imprimées avec

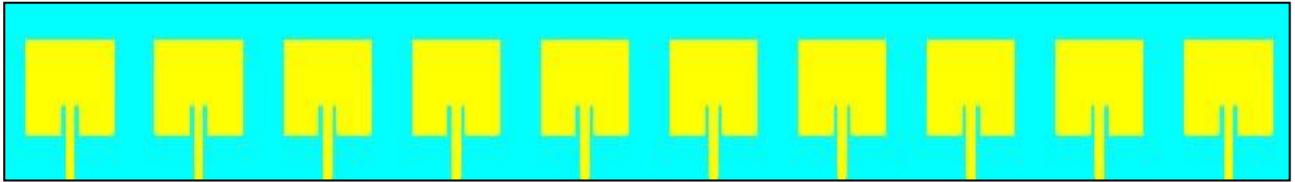
commande de phase:

Dans cette partie on souhaite former un réseau de commande de phase dans l'intervalle $[-20^\circ, 20^\circ]$.

La direction de rayonnement souhaité est obtenue en introduisant un déphasage sur chaque antenne patch du réseau, elle est donnée par la relation suivante :

$$\Delta\varphi = \frac{2 \times \pi \times d}{\lambda} \sin\theta \quad (III.4)$$

Pour cela, on fait varier le déphasage $\Delta\Phi$ de $[98.5^\circ \text{ à } -98.5^\circ]$ et on relève le diagramme



figureIII.13: Réseau linéaire de 10 antennes alimentées par une phase constante

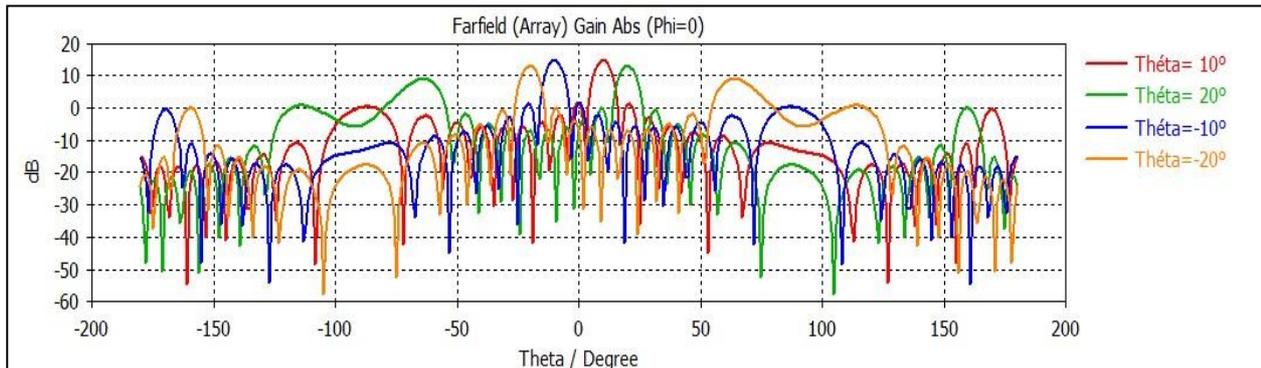


figure III.14: Diagramme de rayonnement en 2D d'un réseau

III.7 Conclusion :

A l'aide du logiciel CST, nous avons simulé un réseau d'antenne composé de deux éléments et le gain obtenu était de 4.05 dB, ce gain est amélioré en augmentant la taille du réseau de 4 éléments à 10 éléments.

Avec ce même réseau nous avons pu trouver un dépointage du faisceau d'antenne de -20° à 20° en ajustant la phase de chaque élément.

Conclusion générale

La technologie imprimée connaît un succès croissant dans le domaine des télécommunication, pour cela il faut bien déterminer les performances de ces derniers avant de commencer la conception du réseau

Dans notre travail nous avons simulé une antenne patch carré avec des dimensions calculés théoriquement, après la structure de l'antenne est modifié pour trouver une bonne adaptation à la fréquence de travail qui est de 10 Ghz.

Par la suite nous avons ajuster le pas du réseau d'antenne en trouvant un compromis de performances entre deux éléments à savoir le meilleur gain, l'isolement entre les deux patches et le niveau des lobes secondaire.

Une antenne à balayage de faisceau était réalisé et le pointage du faisceau est obtenu dans une direction bien déterminée

Annexe

Méthodes d'analyse des antennes imprimées

Plusieurs méthodes sont utilisées pour l'analyse des antennes imprimées. La plupart de ces méthodes peuvent être classés dans une des deux catégories [31] :

Méthodes approximatives.

Méthodes rigoureuses (Full-wave).

A.1 Méthodes approximatives (analytiques):

Les méthodes approximatives prennent en compte au départ la nature des phénomènes physiques, ce qui permet d'effectuer des approximations, permettant la modélisation du modèle en question.

Parmi ces méthodes, on cite :

Le modèle de la ligne de transmission.

Le modèle de la cavité.

A.1.1 Modèle de la ligne de transmission:

Le modèle de la ligne de transmission est considéré comme le plus simple. Ce modèle exploite l'analogie qui existe entre un patch d'une antenne imprimée et un tronçon d'une ligne de transmission ayant deux bords rayonnants. Ce modèle prend en compte au départ la nature des phénomènes physiques, ce qui permet d'effectuer des approximations, permettant la modélisation du modèle.

Dans le modèle de la ligne de transmission, l'inconnu à déterminer est la constante de propagation. Les pertes par rayonnement sont incluses dans le coefficient d'atténuation de la constante de propagation. Cependant, cette technique ne rend pas compte des effets des modes d'ordre supérieur.

A. Modélisation de l'antenne patch par ligne de transmission

L'équivalent d'une antenne patch Rectangulaire alimentée par une sonde coaxiale est représenté comme une combinaison parallèle de résistance R, l'inducteur L et le condensateur C l'inductance 3 d'alimentation XL, comme indiqué dans la figure suivante :

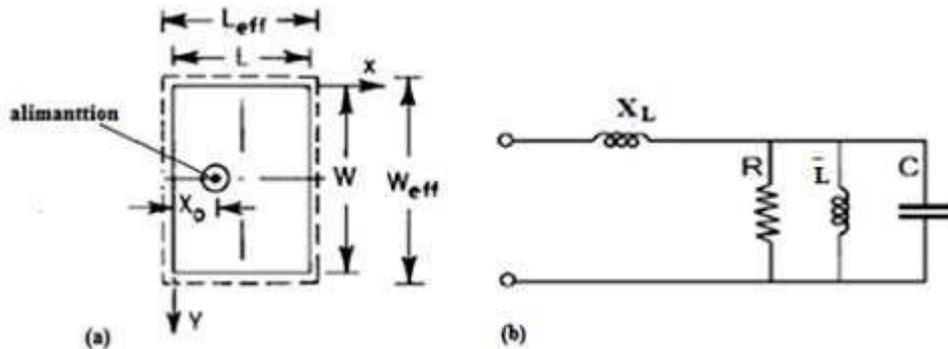


Figure A.1 : antenne patch (a) La géométrie d'une antenne patch alimentée par une sonde coaxiale, (b) Circuit équivalent rectangulaire [32].

La figure. A.1 (a) représente La géométrie d'une antenne patch alimentée par une sonde coaxiale et la figure. A.1(b) représente le circuit équivalent d'une antenne patch rectangulaire et le composant électrique comme la capacité est entre deux électrodes séparées par un isolant (le substrat), le plan de masse et le patch, et la présence de résistance R dans le circuit est représentée comme La distribution uniforme du courant sur la section du conducteur et l'inductance XL s'appelle inductance d'alimentation. L'antenne possède les caractéristiques suivantes : la longueur L, la largeur W et la hauteur du substrat h. Nous allons calculer d'abord la fréquence de résonance, le facteur de qualité total Qt Pour évaluer ϵ_{eff} , l'équation simple donnée par Schneider a été employée [33].

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

$$C = \frac{\epsilon_{eff} \epsilon_0 L W}{2h} \cos^{-2} \left(\frac{\pi X_0}{L}\right) \quad (2)$$

OU : X_0 est la position de la sonde sur le patch selon l'axe x.

$$\bar{L} = \frac{1}{C W \epsilon_r^2} \quad (3)$$

$$X_L = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_r}} \tan \frac{2\pi h}{\lambda_0} \quad (4)$$

A.1.2 Modèle de la cavité:

Une antenne imprimée peut être assimilée à une cavité fermée par deux murs électriques en $z = 0$, plan de masse et en $z = h$, le conducteur métallique supérieur, et par des murs magnétiques verticaux. Une longueur et une largeur effective sont introduites pour prendre en compte les débordements des champs sur les bords de l'antenne. Pour l'excitation, on prend pour modèle un courant électrique J parallèle à l'axe oz (figure A.2) et répartie uniformément.

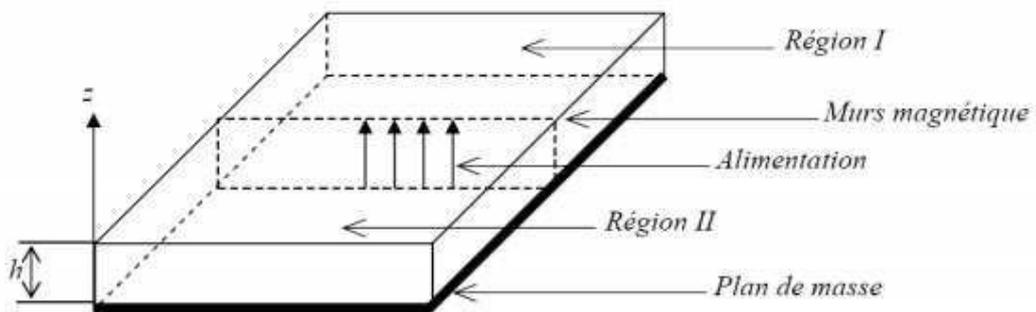


Figure A.2 : Modèle de la cavité .

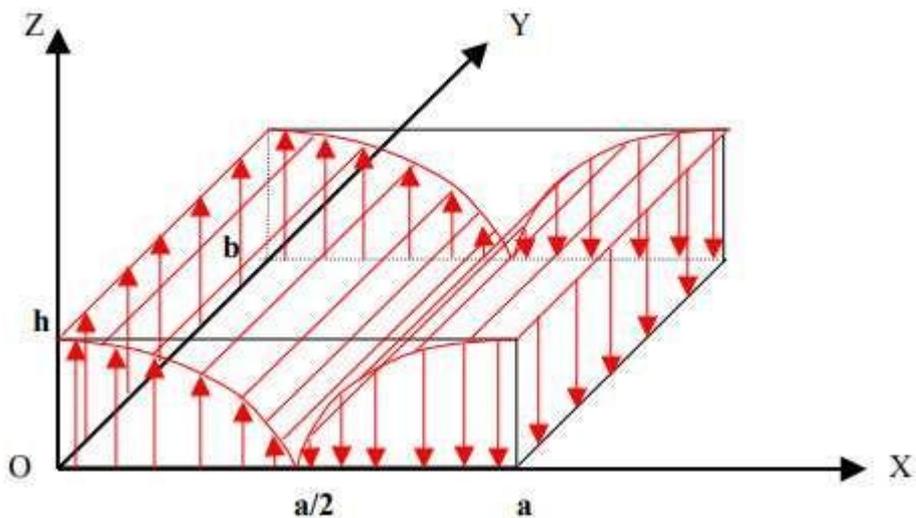


Figure I.18 : Représentation du champ électrique dans la cavité sur le mode TM1.0.0

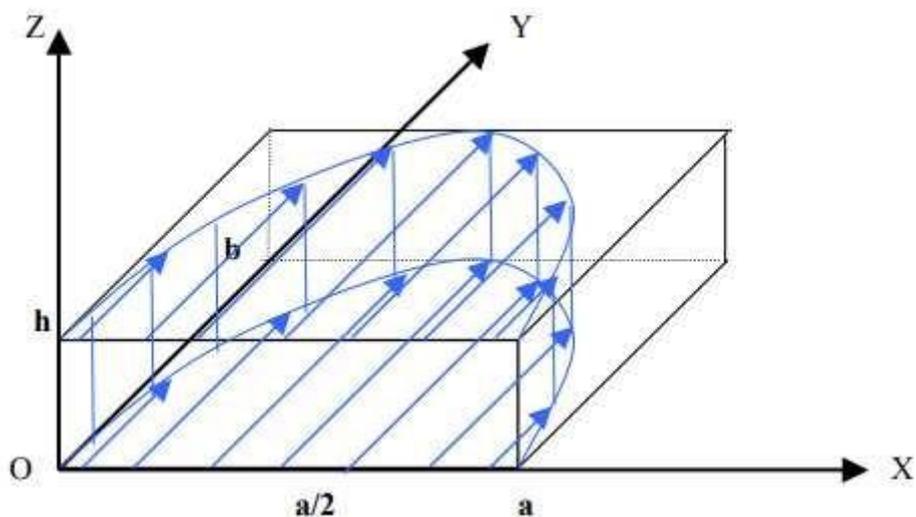


Figure A.3 : Représentation du champ magnétique dans la cavité sur le mode TM1.0.0

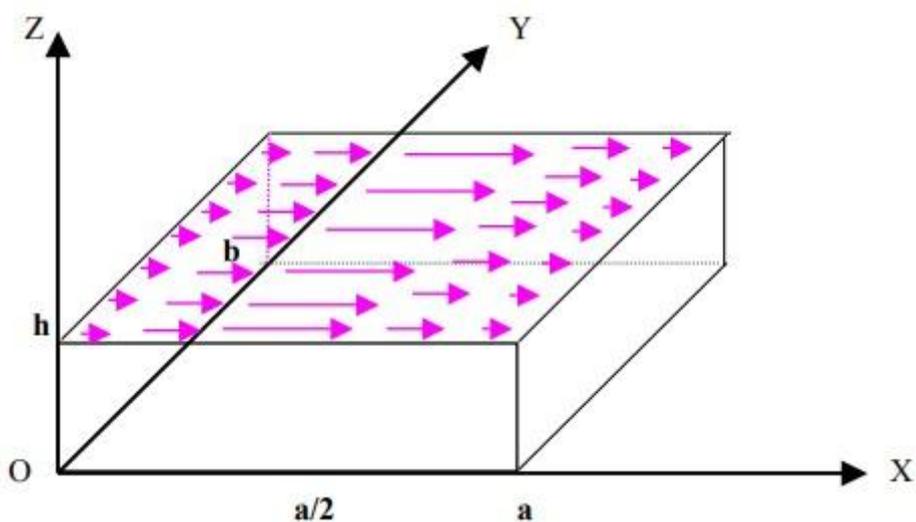


Figure A.4 : Représentation des courants sur le patch sur le mode TM1.0.0

A.2 Méthodes rigoureuses (full-wave):

Ces méthodes sont les plus utilisées récemment. Elles sont basées sur la distribution du courant électrique sur le conducteur. Parmi ces méthodes, on cite:

La méthode des différences finies.

La méthode des éléments finis.

Le système d'équations intégrales couplées, discrétisées par la méthode des moments.

La méthode spectrale, qui correspond à la transformée de Fourier de la méthode de l'équation d'intégrale.

A.2. 1. La méthode des éléments finis:

La méthode des éléments finis s'applique aux dispositifs micro ondes de formes quelconques. Elle est basée sur la résolution des équations de Maxwell et sur la description géométrique de la structure sous forme d'un maillage. Elle consiste à diviser l'espace en petits éléments homogènes mais de taille pratiquement très variable, ce qui constitue l'un des points forts de cette méthode [34].

Cette méthode permet de calculer, en chaque point des éléments divisant l'espace, les champs électriques qui minimisent la fonction d'énergie, cette dernière s'écrit sous forme matricielle : $[J] = [Y] \cdot [E]$.

Où $[J]$ représente les sources de courant et $[E]$ les champs électriques inconnus.

La matrice $[Y]$ qui décrit la géométrie et les contraintes de frontières, est généralement clairsemée car chaque élément n'interagit qu'avec ses voisins. Les autres grandeurs comme le champ magnétique et les courants induits sont calculés à partir des champs électriques.

L'avantage de la méthode des éléments finis est lié au fait que la forme tétraédrique et la variation des dimensions des cellules élémentaires caractérisant le volume discrétisé, donne au maillage une très grande souplesse.

Cette méthode permet de simuler des structures géométriques complexes mais avec des gros moyens informatiques.

A.2. 2. La méthode des différences finies:

La méthode des différences finies dans le domaine temporel, notée F.D.T.D, est fondée sur le schéma explicite de Yee, présenté en 1966. Elle permet de calculer à chaque instant discret de l'espace, les composantes du champ électromagnétique dans chaque cellule élémentaire du volume tridimensionnel.

On applique la transformée de Fourier à la réponse temporelle pour obtenir la réponse fréquentielle du système. L'avantage principal de cette méthode est la simplicité de sa formule, le calcul est alors fait dans le domaine temporel sur une large bande de fréquence. Le temps de calcul croît de

façon linéaire en fonction des nombres d'inconnues (ce qui n'est pas le cas pour la méthode des éléments finis) [34]

Mais son principal inconvénient est lié au fait que le maillage de la structure doit être uniforme et elle est donc peu adaptée au traitement des dispositifs comportant des éléments ayant des ordres de grandeurs très différents.

A.2.3 Méthode des moments:

La technique de résolution la plus efficace dans l'analyse des antennes microbandes est l'application de la méthode des moments. Cette méthode opère dans le domaine spectral. La procédure de résolution consiste à trouver le zéro du déterminant de la matrice impédance.

La caractéristique de cette méthode est son indépendance de la source d'excitation [35].

Malgré les avantages de cette méthode, elle souffre de quelques inconvénients tels que:

- La précision exigée pour déterminer les éléments de la matrice impédance.

- Le temps de calcul qui est important.

- L'existence des solutions parasites.

A.2.4 Méthode d'analyse spectrale:

Ce modèle prend en considération l'équation intégrale du champ électrique [26], dans le domaine spectral. Cette méthode permet de résoudre efficacement le système d'équations intégrales dans le domaine spatial. Elle est basée sur la connaissance des champs électromagnétiques dans chaque région. Le système d'équations intégrales à résoudre peut s'écrire sous la forme matricielle, le choix de la condition de continuité surfacique et le vecteur de courant sur le patch permet de réduire une relation entre les composantes tangentielles des champs électromagnétiques et les courants surfaciques. L'approche de l'équation intégrale dans le domaine spectral est largement utilisée dans l'analyse et la conception de structures imprimées.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] K. R. Carver and J. W. Mink, "Microstrip Antenna Technology," IEEE Trans. Antennas Propagat, Vol. AP-29, No. 1, pp. 2–24, January 1981.
- [2] I. J. Bahl and P. E. Bhartia, "Microstrip antenna". Dedham, MA : Artech House, 1980.
- [3] Abl. B, "Contribution à l'étude des antennes microstrip Supraconducteur de forme triangulaire", Mémoire de Magistère en Micro-ondes. Université Mentouri. Constantine 2010.
- [4] D. M. Pozar, " Microstrip antennas", IEEE, Vol. 80, N° .1, pp. 79-91, January 1992.
- [5] David M. Pozar & Daniel H. " The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays".
- [6] IEEE " Performance Improvement, Feasibility, and System considerations " , Vol. 85, No. 7, July 1997.
- [7] Ulaby, F.T, "Fundamentals of Applied Electromagnetic" Prentice Hall, 1999.
- [8] Keit.R.Caverand James.W.Mink , "Microstrip antenna Technology", IEEE.1981.
- [9] Stalling,D, Zockler,M;Hege, H-C: "Fast display of illuminated fieldlines" Visualization and computer Graphics " , IEEE transaction on .Vol.3, Issue2, pp.118-128, June 1997.
- [10] Huang, Y. and Boyle, K, 'Antennas from theory to practice', 1st edn, England: John.2008.
- [11] A. Balanis: 'Antenna theory analysis and design' , Constantine A. Balanis, Arizona State University Tempe, AZ.2005.
- [12] Garg, R., Bhartia, P., Bahl, I. and Ittipiboon, A., 'Microstrip antenna design' handbook, 1st edn, England: Artech House 2000.
- [13] Hubregt. J. Visser, "Array and phased array antenna basics, "Antenna Engineer, the Netherlands 2005.
- [14] A. K. Bhattacharyya , "Long rectangular patch antenna with a single feed " , IEEE Transactions on Antennas and Propagations, Vol. 38 , N° . 7, pp. 987-993, July 1990.
- [15] C. A. Balanis, "Antenna theory analysis and design", 2eme edition John Wiley and Sons, 1997.
- [16] M. Diblang, " Développement du concept de l'antenne a résonateur BIE pour la génération de la polarisation circulaire " , Université de Limoges. Thèse de doctorat 20 mars 2006.
- [17] I. J. Bahl and P. Bhartia, "Microstrip antennas," Dedham, Ma: Artech House 1980.
- [18] D. M. Pozar, "Microstrip antennas," IEEE, Vol. 80, N° .1, pp. 79-91, January 1992

- [19] J .R. James and P. S. Hall, "Broadband microstrip antennas," IEE ElectromagneticWaves Series 28, 1989.
- [20] R. C. Boutout, JR, ,,,Computational methods for electromagnetic and microwaves "" , AwileyInterscience publication, New York, Wiley 1990.
- [21] OLIVIER KNITTEL. Phased array antennas.Artech House Dedham, Massachusetts, USA.
- [22] RUDOE (A.W.). Current trends in antenna technology and prospects for the next decade.International conference on antennas and propagation ICAP (1983),IEE Conf. pub., no 219.
- [23] DRABOWITCH (S.). Electronic scanning antennas.International radar symposium, Bangalore, India (9–12 oct. 1983).
- [24] Lucas, Laurent Jacques et al Marks & Clerk France Conseils en Propriété Industrielle Immeuble Visium en 05.07.2006 .
- [25] F. GAUTIER. Antennes actives-Principes de conception. Techniques de l'Ingénieur. février 2003.
- [26] P. D. Trinh, S. Yegnanarayanan, F. Coppinger et B. Jalali, « Silicon-on-Insulator (SOI) Phased-Array
- [27] Wavelength Multi/Demultiplexer with Extremely Low-Polarization Sensitivity », *IEEE Photonics Technology Letters*, 9, juillet 1997.
- [2] J.P. HARDANGE, P. LACOMBE, J.C. MARCHAIS, « Radars aéroportés et spatiaux », Edition Masson, 1990.
- [28] Présentation du logiciel de simulation CST Studio Suite présente par : Mr. MERIAH S.M
- [29] CST 1998-2010 CST – Computer Simulation Technology AG All rights reserved.
- [30] Thèse pour l'obtention du Grade de docteur de l'université de Poitiers
(Faculté des Sciences Fondamentales et Appliquées).
- [31] Boualem Mekimah , "Etude du fonctionnement en mode bi fréquence des patches microbandes empilés et excentrés", mémoire de magister en électronique option microondes et traitement du signal,Université de kasdi merbah Ouargla,2007.
- [32] F. Chebbara, ,,,Etude des caractéristiques de résonance et de rayonnement des antennes microbandes réalisées avec des matériaux ayant une anisotropie de type électrique et magnétique"" ,Thèse de doctorat, université de Batna, juin 2011.
- [33] A. BOUFRIOUA, ,,, Contribution à l'étude des antennes à patch résistif et parfaitement conducteur tenant compte d'une source d'excitation et des nouvelles formes asymptotiques de courant "" , Thèse de doctorat, Institut d'électronique, Université de Constantine. 2000.

- [34] M. Diblang, " Développement du concept de l'antenne a résonateur bie pour lagénération de la polarisation circulaire," Université de Limoges. Thèse de doctorat 20 mars 2006.
- [35] T. ITOH, „„Numerical techniques for microwave and millimeter-wave passive structures ““, A Wiley-Interscience Publication, New York, Wiley, 1989.