

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electronique

Option: Télécommunications

Réf:

Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:
MASTER

***Etude d'antennes imprimées rectangulaires
en tenant compte de l'effet de couplage***

Présenté par :

LASSELAT Hamza

Proposé et dirigé par :

Mr. BENAKCHA Abdelhamid

Promotion : Juin 2012

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electronique
Option : Télécommunications

Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:

MASTER

Thème

Etude d'antennes imprimées rectangulaires
en tenant compte de l'effet de couplage

Présenté par :

LASSELAT Hamza

Avis favorable de l'encadreur :

Mr. BENAKCHA Abdelhamid

Avis favorable du Président du Jury

Nom Prénom

Signature

Cachet et signature

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electronique
Option : Télécommunications

Thème :

Etude d'antennes imprimées rectangulaires en tenant compte de l'effet de couplage

Proposé par : BENAKCHA Abdelhamid

Dirigé par : BENAKCHA Abdelhamid

RESUME (bilingue)

Les réseaux d'antennes imprimées ont suscité un intérêt croissant au cours de ces dernières années, en particulier dans les domaines des communications mobiles, de l'imagerie micro-ondes ...etc. Leur utilisation comme alternative à d'autres antennes est de plus en plus accrue, notamment pour des applications nécessitant une grande fiabilité de balayage de faisceaux.

Dans ce mémoire, l'étude d'un, puis de deux patches rectangulaires montés sur un même substrat diélectrique est effectuée. La détermination de certaines de leurs caractéristiques (fréquence de résonance, le facteur de qualité, la bande passante, le diagramme de rayonnement) dans le plan H et le plan E est effectuée.

Les résultats numériques obtenus montrent que le couplage est très important quand les deux antennes sont proches, mais quand la distance est grande, la fréquence de, par exemple, résonance diminue.

Remerciements

*Je tiens à remercier tout d'abord **DIEU** pour tout ce qu'il nous
donne*

*Je souhaiterais remercier et exprimer toute ma gratitude à mon
encadreur de thèse Dr. **BENAKCHA Abdelhamid** Maître de
conférences à l'Université de **BISKRA***

*Je remercie toutes les personnes qui m'ont soutenu
et encouragé, me permettant de réussir, et j'espère qu'elles
sauront se reconnaître dans ces quelques lignes.*

*Je n'oublie pas que les personnels du Département de
l'électronique et le responsable **RAHMANI abdelnacir***

Je remercie également les membres du jury

Dédicace

➡ *Je dédie ce travail à La prunelle de nos yeux, ceux qui nous éclairent*

le chemin de la réussite à A mon cher père et ma chère mère

➡ *A mes chers frères*

➡ *A mes chères sœurs*

➡ *A toute ma famille.*

➡ *A tous mes proches.*

➡ *A tous mes amis.*

Sommaire

TABLE DES MATIERES

Résumé.....	I
Table des Matières	II
Table des Figures	VI
Liste des Tableaux	VIII
INTRODUCTION GENERALE.....	01

Chapitre I : généralité sur la propagation des ondes électromagnétiques

I.1 Introduction	04
I.2 Rayonnement électromagnétique.....	04
I.3 Constante diélectrique relative complexe d'un milieu.....	05
I.4 Conditions à l'interface entre deux milieux.....	06
I.4.1 interface sans sources entre deux milieux quelconques.....	06
I.4.2 interface avec un conducteur parfait.....	06
I.5 Les bande de fréquence utilisée en télécommunication.....	07
I.6 Les matériaux diélectriques.....	08
I.7 Les matériaux conducteurs.....	08
I.8 Le processus de fabrication.....	08
I.9 Conclusion.....	09

Chapitre II Généralités sur les antennes imprimées

II.1 Introduction.....	11
II.2 Brève historique des antennes imprimées.....	11
II.3 Structure d'une antenne patch de micro rubans.....	12
II.4 Avantages et inconvénients des antennes micro rubans.....	13
II.5 Polarisation d'une Antenne.....	14
II.6 Techniques d'alimentation.....	14
II.6.1 Alimentation par ligne micro ruban.....	14
II.6.2 Alimentation par une sonde coaxiale.....	15
II.6.3 Alimentation couplée par ouverture.....	16
II. 6.4 Alimentation Couplée Par Proximité	17
II.7 Choix des paramètres d'une antenne imprimée	17
II.8 Le choix des substrats.....	18
II.9 Type de réseaux d'antennes.....	19
II.9.1 Réseau linéaire.....	20
II.9.2 Réseau planaire.....	20
II.9.3. Antenne en réseau circulaire.....	21
II.10 Conclusion.....	21

Chapitre III Modélisation de l'antenne patch rectangulaire par l'approche ligne

III.1 Introduction.....	23
III.2 Les méthodes d'analyse numérique.....	23
III.2.1 Le modèle électromagnétique.....	23
III.2.2 La méthode des éléments finis.....	23
III.2.3 La méthode des différences finies.....	24
II.2.4 La méthode TLM.....	24
II.2.5. La méthode des moments.....	24

III.3 Modélisation de l'antenne patch rectangulaire par l'approche ligne.....	25
III.3.1 Distribution marginale des champs E.....	25
III.3.2 Modélisation d'une antenne plaquée rectangulaire.....	26
III.3.2.1 Calcul de l'impédance d'entrée.....	27
III.3.2.2 Calcul de facteur de qualité total.....	29
III.3.2.1 Calcul de la fréquence de résonances.....	30
III.3.3 quelque paramètres caractéristiques du patch.....	32
III.3.3.1 fréquence de résonances.....	32
III.3.3.2 facteur de qualité total.....	32
III.3.3.3 bande passant.....	33
III.3.3.4 diagramme de rayonnement dans le plan E.....	33
III.3.3.4 diagramme de rayonnement dans le plan H.....	35
III.4 Conclusion.....	37

Chapitre IV Couplage entre deux antennes patch rectangulaire

IV.1 Introduction.....	39
IV.2 Définition du couplage dans le plan E et le plan H.....	39
IV.3 Contribution à la modélisation du couplage.....	40
IV.3.1. L'équation matricielle.....	40
IV.3. 2 Modélisation par la méthode analytique.....	41
IV.3.3 Modélisation par la méthode numérique.....	44
IV.3.3.1 Couplage dans le plan E.....	44
IV.3.3.2 Couplage dans le plan H.....	45
IV.3.3.3 Les résultats Expérimentaux.....	46
IV.3.3.4 Représentation les courbes de fréquence de la résonance.....	47
IV.3.3.4.1 Dans le plan E.....	47
IV.3.3.4.2 Dans le plan H.....	49
IV.4 Conclusion	50
Conclusion générale et perspectives.....	50

Liste des Figures

II.1 Présentation d'une antenne micro bande.....	12
II. 2: Divers formes d'éléments rayonnants.....	12
II.3 antenne patch alimentée par une ligne micro ruban.....	15
II. 4(a) Alimentation par une sonde coaxiale (b) circuit équivalent	16
II. 5(a) Alimentation couplée par fente (b) circuit équivalent	16
II. 6 Alimentation couplée par proximité.....	17
II. 6 Antenne en Réseau linéaire.....	20
II.7 Antenne en Réseau planaire.....	20
II.8 Antenne en réseau circulaire.....	21
III. 3.1 Distribution marginale des champs E.....	25
III.3.2 (a) La géométrie d'une antenne patch alimentée par une sonde coaxiale (b) Circuit équivalent	26
III.3: fréquence de résonance pour $W=0.0170, L=0.0110, \epsilon_r = 2.33$	31
III.4: facteur de qualité pour $W=0.0170, L=0.0110, \epsilon_r = 2.33$	32
III.5: la bande passante pour $W=0.0170, L=0.0110, \epsilon_r = 2.33$	33
III.6 Représentation linéaire du diagramme de rayonnement du plan E en Champ.....	34
III.13 Diagramme de rayonnement du plan E en puissance.....	35
III.14 : Diagramme de rayonnement du plan H en puissance : $L/W = 1 ; L/W = 2 ; L/W = 4$	36
IV.1. Couplage entre les antennes patch dans le plan E et H.....	40
IV.2. Antenne constituée de deux patches.....	41
IV.3. Circuit électrique équivalent de deux patches.....	43
IV.4. Couplage entre deux antennes patch dans le plan E.....	45
IV.5. Couplage entre deux antennes patch dans le plan H.....	45
IV.6. Représentation la fréquence de résonance dans le plan E par rapport W et on prend des valeurs de ϵ_r différent.....	47
IV.7 Représentation la fréquence de résonance dans le plan E par rapport $X=S/\lambda$ et on prend de valeurs de rapport W/L différent.....	48
IV.8 Représentation la fréquence de résonance dans le plan H par rapport $X=S/\lambda$	

et on prend de valeurs de rapport W/L différent.....	49
IV.9.représentation la fréquence de résonnance dans le plan H par rapport W et on prend des valeurs de ϵ_r différent.....	49
IV.10 Représentation le rapport des fréquences de résonnance (f_{r-E}/f_{r-H}) par rapport L et valeur ϵ_r différent.....	50

Liste des Tableaux

I.1 Désignation certaines bandes de fréquence et leurs applications.....	07
I.2 Désignation militaire des bandes de fréquence micro-onde.....	08
I.3 permittivité de quelques matériaux diélectriques usuels en bande X.....	9

ملخص :

تزايد الاهتمام في السنوات الأخيرة بالهوائيات الميكروشريطي ذات الشكل مستطيل, خاصة في مجالات اتصالات النقال , التصوير الموجات القصيرة..الخ. إن استخدامها كبديل للهوائيات الاخرى أصبح حاجة ملحة, لاسيما في التطبيقات التي تحتاج إلى دقة في مسح الإشارة اللاسلكية.

في هذه المذكرة, تم تحديد خصائص التوتر التجاوبي لهوائيين ميكروشريطي في مختلف السطوح

إن النتائج التي توصلنا إليها في البحث تؤكد أن الارتباط بين الهوائيات له أهمية كبيرة خاصة عندما تكون المسافة بين الهوائيات صغيرة وكلما كبرت نقصت شدة التواتر التجاوبي

Résumé:

Les réseaux d'antennes imprimées ont suscité un intérêt croissant au cours de ces dernières années, en particulier dans les domaines des communications mobiles, de l'imagerie micro-ondes ...etc. Leur utilisation comme alternative à d'autres antennes est de plus en plus accrue, notamment pour des applications nécessitant une grande fiabilité de balayage de faisceaux.

Dans ce mémoire, l'étude d'un, puis de deux patches rectangulaires montés sur un même substrat diélectrique est effectuée. La détermination de certaines de leurs caractéristiques (fréquence de résonance, le facteur de qualité, la bande passante, le diagramme de rayonnement) dans le plan H et le plan E est effectuée.

Les résultats numériques obtenus montrent que le couplage est très important quand les deux antennes sont proches, mais quand la distance est grande, la fréquence de, par exemple, résonance diminue.

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

De grandes innovations techniques ont marqué, par leur importance, l'évolution des télécommunications pour répondre à des exigences des utilisateurs telles que: facilité d'accès ou surtout mobilité. Pour atteindre ces objectifs, les techniques de transmission radio ont pris leurs essors pour connecter les utilisateurs professionnels ou particuliers. Ceci a favorisé l'émergence de nouveaux concepts technologiques dans l'exploitation des fréquences de plus en plus élevées du spectre électromagnétique. Parmi ces concepts, la miniaturisation des circuits ainsi que l'accroissement de leur fréquence de fonctionnement qui a donné naissance à de nombreuses structures planaires de transmission de l'information, de par leur encombrement réduit, leur poids et leur facilité de fabrication empruntée à la technologie classique des circuits basses fréquences. Ces structures sont largement exploitées dans le milieu industriel.

Actuellement un réseau imprimé est largement utilisé puisqu'il permet de répondre à de nombreuses contraintes commandées par les systèmes. Il est caractérisé par le diagramme de rayonnement, la fonction caractéristique, l'angle d'ouverture, le gain et la directivité. Plusieurs travaux de recherche ont été menés pour améliorer les caractéristiques de rayonnement des réseaux d'antennes micro- bandes, par le changement des paramètres de réseaux. L'antenne microbande imprimée sur un substrat isotrope a fait l'objet d'un certain nombre de travaux de recherches durant les dernières décennies.

Les domaines d'utilisation privilégiés de ces antennes sont trouvés dans de nombreux systèmes de communications tels que la téléphonie mobile, les systèmes multimédia sans fil (WIFI, Bluetooth) ou encore les communications spatiales. Elles trouvent également des applications dans certains systèmes radar ou de télé- détection et sont utilisées dans des bandes de fréquences allant de 1GHz jusqu'aux bandes millimétriques. Ces applications sont soumises à des critères sélectifs et à des limitations de poids, de volume et d'épaisseur.

La technique de modélisation des réseaux d'antennes est effectuée à l'aide d'outils de CAO (conception par ordinateur) basés sur la résolution numérique des équations de Maxwell.

Pour cette modélisation rigoureuse, les méthodes les plus utilisées sont les éléments finis, la résolution d'équations intégrales par la méthode des moments, la technique des différences finies dans le domaine temporel.

Le rayonnement global du réseau sera ainsi le résultat de la combinaison des rayonnements des sources. La technique classique d'analyse d'un réseau d'antenne consiste à multiplier le diagramme de rayonnement d'un élément isolé par le facteur de réseau.

Le présent travail est organisé en quatre chapitres. Dans le premier chapitre, nous présentons les définitions et les paramètres liés à la propagation électromagnétique libre.

Au deuxième chapitre, nous présentons une brève étude sur les antennes imprimées : modes d'alimentation, diagramme de rayonnement, autres caractéristiques et l'association en réseau de ces antennes.

Le troisième chapitre est consacré à la présentation de quelques méthodes d'analyse; puis à la modélisation des antennes micro rubans rectangulaires. Les représentations graphiques de quelques caractéristiques (fréquence de résonance, le facteur de qualité, la bande passante, le diagramme de rayonnement) sont tracées.

Dans le quatrième chapitre, nous nous sommes intéressés à l'effet du couplage entre deux antennes patch rectangulaires montées sur le même substrat et alimentées par une ligne micro ruban. Pour ce faire, nous avons modélisé le réseau par un circuit électrique équivalent et nous avons déterminé la fréquence de résonance dans les deux plans: plan E et plan H.

Enfin, nous avons terminé ce mémoire par une conclusion et des perspectives futures à ce travail.

CHAPITRE I

Généralités sur la propagation électromagnétique

I.1 Introduction

Une antenne est un dispositif permettant de recevoir et d'émettre des ondes électromagnétiques. 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 si elle est utilisée pour transmettre l'énergie électromagnétique d'une source radioélectrique vers le milieu de propagation

I.2 Rayonnement électromagnétique

Une onde électromagnétique, constituée des champs électrique et magnétique [1], [2], se propage dans un milieu considéré. Ce qui est remarquable, est que chaque problème de la propagation est régi par les équations de *Maxwell*, qui donnent les relations entre les vecteurs champ-électrique \vec{E} et l'induction magnétique \vec{B} existant en un point de l'espace M. Les équations de *Maxwell* sont les suivantes :

Equation de *Maxwell - Faraday* :

$$\overrightarrow{\text{rot}}\vec{E} = -\frac{\partial}{\partial t}\vec{B} \quad (\text{I. 1})$$

Equation de *Maxwell - Ampère* :

$$\overrightarrow{\text{rot}}\vec{B} = \mu\frac{\partial}{\partial t}\vec{D} + \vec{j} \quad (\text{I. 2})$$

Loi de *Gauss*:

$$\text{div}\vec{D} = \rho \quad (\text{I. 3})$$

$$\text{div}\vec{B} = 0 \quad (\text{I. 4})$$

Dans le cas du champ sinusoïdal les équations de *Maxwell* prennent la forme suivante :

Equation de *Maxwell - Faraday* :

$$\overrightarrow{\text{rot}}\vec{E} = -j\omega\vec{B} \quad (\text{I. 5})$$

Equation de *Maxwell - Ampère* :

$$\overrightarrow{\text{rot}}\vec{B} = j\omega\mu\vec{D} + \vec{j} \quad (\text{I. 6})$$

Loi de *Gauss* :

$$\text{div}\vec{D} = \rho \quad (\text{I. 7})$$

$$\text{div}\vec{B} = 0 \quad (\text{I. 8})$$

Où : \vec{E} et \vec{H} sont respectivement les champs électrique et magnétique au point M,

- * \vec{D} et \vec{B} sont respectivement les champs d'inductions électrique et magnétique au point M,
- * ρ et \vec{J} sont respectivement la densité de charge et le vecteur densité du courant au point M,

I.3 Constante diélectrique relative complexe d'un milieu

En général, les milieux de propagation sont supposés tels:

$$\begin{cases} \vec{D} = \varepsilon \vec{E} \\ \vec{B} = \mu \vec{H} \\ \vec{j} = \sigma \vec{E} \end{cases} \quad (\text{I. 9})$$

Avec :

- ε : permittivité du milieu (F/m),
- μ : perméabilité magnétique du milieu (H/m),
- σ : conductivité électrique du milieu (mhos/m).

Avec $\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0$, $\mu = \mu_r \mu_0$

ε_0 : Permittivité du vide,

μ_0 : Perméabilité du vide.

ε_r : Permittivité relative du milieu considéré.

μ_r : Perméabilité relative du milieu considéré.

Quand l'onde se propage dans le vide sans charge ni courant $\rho = 0$, $\vec{j} = \vec{0}$, $\mu = \mu_0 = C^{ts}$ et $\varepsilon = \varepsilon_0 = C^{ts}$.

Une deuxième simplification est obtenue par l'introduction d'un constant diélectrique complexe du milieu. Ainsi la première équation du système peut s'écrire :

$$\overline{\text{rot}}(\vec{H}) = (\sigma - i\omega\varepsilon) \cdot \vec{E} = -i\omega \left(\varepsilon + i \frac{\sigma}{\omega} \right) \vec{E} = -i\omega \hat{\varepsilon} \vec{E} \quad (\text{I. 10})$$

Avec :

$$\hat{\varepsilon} = \varepsilon + i \frac{\sigma}{\omega} \quad (\text{I. 11})$$

Le nouveau paramètre complexe $\hat{\varepsilon}$ rassemble dans son expression les constantes électriques du milieu ε' , σ et la fréquence f , car $\omega = 2\pi f$.

On peut définir également la « constante diélectrique relative complexe du milieu » par:

$$\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} = \frac{\hat{\varepsilon}}{\varepsilon_0} + i \frac{\sigma}{\varepsilon_0 \omega} \quad (\text{I. 12})$$

Ou encore :

$$\hat{\epsilon}_r = \epsilon_r + i \frac{\sigma}{\epsilon_0 \omega} \quad (\text{I. 13})$$

Avec : $\epsilon_0 = 10^{-9} / 36. \pi$ F/m

$\mu_0 = 4. \pi. 10^{-7}$ H/m.

Le système (I.5), (I.6), (I.7), (I.8) s'écrit donc :

$$\begin{cases} \text{rot}(\vec{H}) = -i\omega \hat{\epsilon} \vec{E} \\ \text{rot}(\vec{E}) = i\omega \mu_0 \vec{H} \\ \text{div}(\hat{\epsilon} \vec{E}) = 0 \\ \text{div}(\mu_0 \vec{H}) = 0 \end{cases} \quad (\text{I. 14})$$

Remarque.

D'importantes simplifications de calculs dans le formalisme intégral sont obtenues en supposant que $|\hat{\epsilon}_r| \gg 1$.

Pour tenir compte de l'antenne d'émission (σ_a et ϵ_a), la première équation du système (I.14) s'écrit :

$$\text{rot}(\vec{H}) = -i\omega \hat{\epsilon}_a \vec{E} \quad (\text{I. 15})$$

Posons :

$$\text{rot}(\vec{H}) = -i\omega \hat{\epsilon} \vec{E} + \vec{J}_0 \quad (\text{I. 16})$$

\vec{J}_0 étant la densité de courant circulant dans l'antenne.

I.4 Conditions à l'interface entre deux milieux

I.4.1 Interface sans sources entre deux milieux quelconques

Ces deux milieux sont caractérisés par $(\epsilon_1, \mu_1, \sigma_1)$ et $(\epsilon_2, \mu_2, \sigma_2)$ et sont séparés par une interface sur laquelle il n'y a ni charges, ni courants. C'est le cas des diélectriques parfaits ou à pertes et des conducteurs imparfaits:

*continuité des composantes **tangentielles** du champ (\vec{E}).

*continuité des composantes **normales** de l'induction (\vec{B}).

I.4.2 Interface avec un conducteur parfait

Le milieu 2 est caractérisé par $\sigma = \infty$. Les champs \vec{E} et \vec{H} sont nuls à l'intérieur du conducteur (profondeur de pénétration $\delta = 0$). Il y a, à l'interface des deux milieux, apparition de courants superficiels \vec{I}_s ($\frac{A}{m^2}$) et de charges superficielles Q_s (C/m^2)

Sur l'interface Σ , nous avons les relations suivantes :

(indice 1 pour le milieu 1 et n normale à Σ , orienté de 2 \rightarrow 1) :

$$\begin{cases} \vec{n} \wedge \vec{E}_1 = 0 \\ \vec{n} \wedge \vec{H}_1 = \vec{I}_s \\ \vec{n} \cdot \vec{D}_1 = Q_s \\ \vec{n} \cdot \vec{B}_1 = 0 \end{cases} \quad (I.17)$$

*Composante **tangentielle** du champ \vec{E} est nulle.

* Composante **normale** du champ \vec{B} est nulle

I.5 Les bande des fréquences utilisées en télécommunications

Divers modes de classification sont utilisés pour désigner les bandes des fréquences électromagnétiques. Ces classifications sont résumées dans les tableaux 1 et 2. La classification en bandes RADAR (Tableau 2) date de la seconde guerre mondiale et demeure toujours d'usage aujourd'hui, même s'il est recommandé d'utiliser la nouvelle classification [3].

fréquences	Désignation	applications typiques
3-30 KHz	Very Low Frequency (VLF)	Navigation, sonar
30-300 KHz	Low Frequency (LF)	Balises radio, aide à la navigation
300-3000 KHz	Medium Frequency (MF)	Radio diffusion AM, radio maritime
3-30 MHz	High Frequency (HF)	Téléphone, télégraphe et fax, Radiodiffusions internationales ondes courtes, radio amateur
30-300 MHz	Very High Frequency (VHF)	Télévision, Radiodiffusion FM, contrôle du trafic aérien, aide à la navigation
300-3000 MHz	Ultra High Frequency (UHF)	Télévision, communications satellites, sondes radio, surveillance radar, aide à la navigation
3-30 GHz	Super High Frequency (SHF)	Télévision, Radar satellite, liaisons micro-ondes, communications mobiles, communications satellites
30-300 GHz	Extreme High Frequency (EHF)	Radar, expériences

Tableau I.1 : Désignation de certaines bandes de fréquence et leurs applications

Fréquences (GHz)		0.5-1	1-2	2-3	3-4	4-6	6-8	8-10	10-12.4	12.4-18	18-20	20-26.5	26.5-40
Désignation des bandes micro-ondes	Ancienne	VHF	L	S	S	C	C	X	X	Ku	K	K	Ka
	Nouvelle	C	D	E	F	G	H	I	J	J	J	K	K

Tableau I.2 : Désignation militaire des bandes de fréquence micro-onde

I.6 Les matériaux diélectriques

Ces matériaux sont utilisés comme substrat, comme protection ou comme couche intermédiaire. Les qualités qu'ils doivent avoir pour une utilisation en microruban sont:[1]

- une résistance mécanique suffisante, car ils doivent souvent supporter la structure entière.
- une conductivité thermique suffisante pour éviter un échauffement excessif.
- l'hydrophobie, car l'eau altère les performances du matériau
- des pertes diélectriques très faibles.
- faible dispersion.
- faible anisotropie et un comportement linéaire.
- usinage et découpe faciles.

Il existe une grande variété de matériaux tels que les matériaux synthétiques (PTFE, polystyrène,..) les céramiques, le quartz, les semi-conducteurs (silicium, arséniure de galium).

I.7 Les matériaux conducteurs

Dans une structure micro ruban les conducteurs se présentent sous la forme de ruban très mince découpé suivant différentes géométries (rectangle, cercle,...)

Les métaux couramment employés sont le cuivre, l'argent, l'or ou l'aluminium du fait de la valeur élevée de leur conductivité.

I.8 Le processus de fabrication

Une antenne micro ruban est fabriquée au moyen du procédé photo lithographique utilisé habituellement pour les circuits imprimés à travers les étapes successives suivantes [2]:

- conception et fabrication du masque,
- enduction par un produit photosensible (photoresist),

- exposition aux UV à travers le masque,
- bain dissolvant pour enlever les parties non exposées,
- attaque chimique pour enlever les parties métalliques non protégées,
- perçage de trous éventuels dans le substrat.

Si la structure désirée contient plusieurs couches, chacune est traitée séparément suivant ce même procédé, avant d'être toutes soigneusement superposées.

Matériaux	ϵ_r	$tg\delta$
Quartz	3.78	0.001
GaAs	12.8	0.002
RT/Duroïd 5870	2.33	0.0012
RT/Duroïd 5880	2.22	0.001
RT/Duroïd 6006	6.	0.001
RT/Duroïd 6010.5	10.5	0.0015
RT/Duroïd 6010.2	10.2	0.003
3M Cluclad 233	2.33	0.0012
Polypropylène	2.2	0.001
Fluorglas 600/1	2.52	0.0012
Rexolite 200	2.62	0.003
Rexolite 2200	2.62	0.003
Cuflon	2.17	0.001
Styrofoam	1.05	0.001

Tableau I.3: permittivité de quelques matériaux diélectriques usuels en bande X [4] et [5]

I.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous présentons les définitions et les paramètres liés à la propagation électromagnétique libre (système d'équations de *Maxwell*, les relations du milieu, les conditions aux limites, la permittivité relative complexe du milieu). Nous avons également donné la classification des bandes de fréquences du spectre électromagnétique et la permittivité de quelques matériaux diélectriques usuels

CHAPITRE II

Généralités sur les antennes imprimées

II.1 Introduction

Durant ces dernières années, divers types d'antennes imprimées (patch) ont été développées, et différentes techniques d'alimentation sont mises en œuvre pour améliorer les performances de ce type d'antennes dans plusieurs cas d'applications.

La technique des circuits imprimés a révolutionné les domaines de l'électronique, plus récemment celui des hyperfréquences, où elle se prête particulièrement bien à la réalisation de circuits et d'antennes.

Sans doute que la croissance de la communication sans fil est devenue le catalyseur du développement de la nouvelle technique programmable à bas coût. Certainement cette décennie est en train de voir un usage extensif des antennes par le grand public dans les appareils cellulaires, GPS (Global Positioning System), satellites, WI-FI, technologie Bluetooth, entre autres.

Les antennes micro rubans sont amplement utilisées dans la bande de fréquences de micro ondes grâce à leurs relative simplicité et compatibilité avec la technologie des circuits imprimés facilitant leurs fabrications, et leur conformité aux différentes formes et surfaces, soit en tant qu'élément simple, ou associé en réseau.

II.2 Bref historique des antennes imprimées

Le concept des antennes micro rubans fut initialement proposé par Deschamps [6], [2] aux Etats Unis d'Amérique et par Guttan et Baissimot, en France. Un peu plus tard Lewin a fait des recherches sur les rayonnements à partir des lignes imprimées. Au début des années 70, Byron décrit une piste rayonnante conductrice séparée dans le plan de masse par un substrat diélectrique. Ensuite, les caractéristiques des patchs micro ruban rectangulaires furent publiées par Howell. Weinschel développa plusieurs géométries de patchs micro ruban pour l'usage en réseau cylindrique en fusée. 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 micro ruban 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 ample 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, fusée, satellites etc.).

II.3 Structure d'une antenne patch micro ruban

Dans sa forme la plus fondamentale, une antenne patch de micro ruban (ou micro bande) consiste en un élément rayonnant sur un côté d'un substrat diélectrique (habituellement de $17,5$ à $35\mu\text{m}$ d'épaisseur en hyperfréquence et $9\mu\text{m}$ en millimétrique) comme indiqué dans la Figure II.1. L'élément est généralement fait de matériau comme le cuivre ou l'or et peut prendre n'importe quelle forme possible. L'élément rayonnant et les lignes d'alimentation sont d'habitude gravés sur le substrat diélectrique.

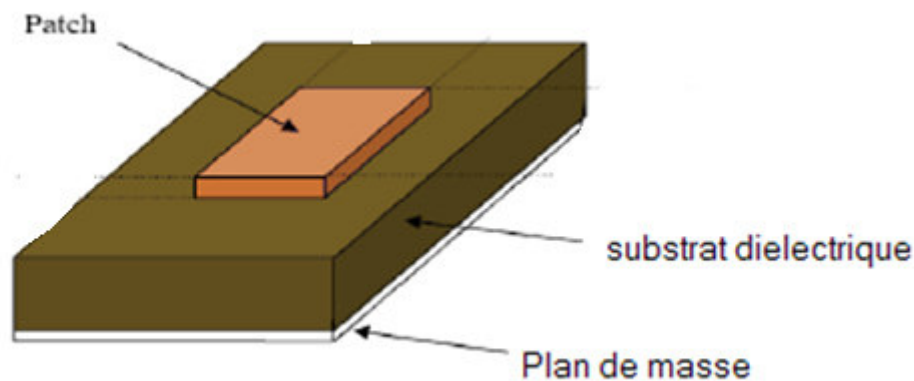


Figure II.1: Présentation d'une antenne micro bande

Pour simplifier l'analyse, la pièce est généralement carrée, rectangulaire, circulaire, triangulaire et elliptique ou quelque autre forme commune comme indiqué dans la Figure I.2.

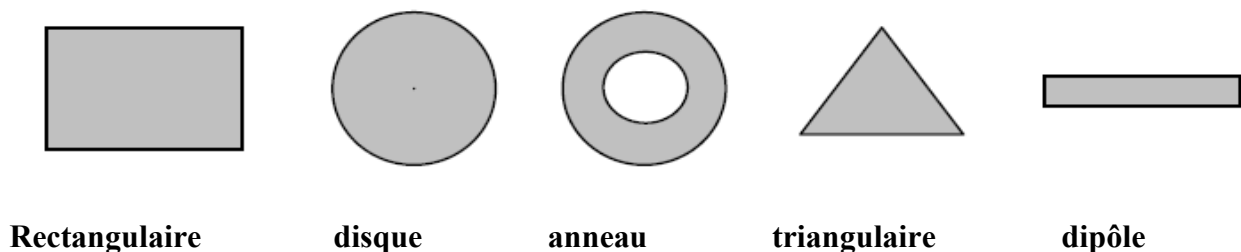


Figure II.2: Diverses formes d'éléments rayonnants

II.4 Avantages et inconvénients des antennes micro rubans

Actuellement, les antennes patches deviennent de plus en plus importantes en raison de la grande variété des formes géométriques qu'elles peuvent prendre et qui les rendent applicables aux différentes situations d'intégration. Parmi les avantages de cette technologie d'antennes, on peut citer : leur volume réduit, la conformité et la possibilité d'intégrer les circuits micro-ondes au niveau des antennes. Ajoutons que la simplicité de leurs structures fait que ce type d'antenne est adapté au faible coût de fabrication. Ceci est une propriété clé qui explique l'introduction des antennes patches dans les applications des communications mobiles.

D'une façon générale, **les avantages** des antennes imprimées sont [7] :

- Faible poids,
- limitation du risque de panne,
- faible coût de fabrication, production en masse possible,
- polarisation linéaire et circulaire,
- antennes multi bandes et multi polarisations possibles,
- simples et robustes,
- non encombrants (principalement en épaisseur),
- conformité aux surfaces courbées.

Cependant, elles présentent **les inconvénients** suivants [7]:

- Bande passante étroite, souvent associée à des problèmes de tolérance (géométriques et physiques),
- généralement gain faible ,
- la plupart des antennes rayonnent uniquement dans le demi-plan,
- supportent uniquement des faibles puissances (quelques dizaines de watts),
- rayonnement parasite de l'alimentation,
- circuit d'alimentation parfois complexe.

La conception des antennes doit répondre aux compromis entre la performance et la complexité de réalisation.

II.5 Polarisation d'une antenne

Aux grandes distances de la source de rayonnement, le champ électromagnétique est constitué par des vibrations transversales [8]; c'est à dire que ces vibrations ont lieu dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation de l'onde. Ces vibrations sont définies par l'ensemble de deux vecteurs \vec{E} et \vec{H} perpendiculaires entre eux, vibrant à la même fréquence et d'amplitudes proportionnelles. Par convention, la direction de polarisation de l'onde est définie comme étant la direction ou l'orientation du champ électrique \vec{E} dans l'espace.

La polarisation d'une antenne exprime alors sa sensibilité à une direction du champ électrique. Une polarisation peut être rectiligne (verticale, horizontale ou oblique) comme elle peut être non rectiligne, c'est à dire circulaire ou elliptique. Le type de polarisation est déterminé par la géométrie de l'antenne d'émission et parfois par le milieu de propagation

II.6 Techniques d'alimentation

Un point important dans l'étude et la réalisation d'antennes imprimées est leur alimentation. Pour cela, plusieurs techniques sont considérées. En théorie, des circuits d'alimentation et les éléments rayonnants peuvent être combinés sur un même substrat.

Il existe une large variété de techniques d'alimentation permettant ainsi de fournir à l'antenne, l'énergie qui lui est nécessaire pour rayonner [9] [10], telles que :

- alimentation par ligne micro ruban,
- alimentation par une sonde coaxiale,
- alimentation par fente,
- alimentation par couplage.

II.6.1 Alimentation par ligne micro ruban

Dans cette méthode d'alimentation, une ligne micro ruban (généralement de 50Ω) est connectée directement au bord du patch rayonnant (Figure II.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 planaire.

C'est la technique la moins coûteuse et la plus simple à réaliser.

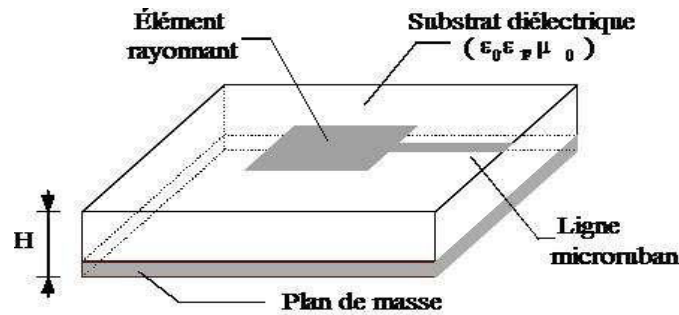


Figure II.3: antenne patch alimentée par une ligne micro ruban

II.6.2 Alimentation par une sonde coaxiale

La figure (1.4.a), [12], montre une antenne microbande rectangulaire excitée par un câble coaxial via une sonde. La connexion coaxiale est faite à la face arrière du circuit imprimé, alors que, le câble coaxial est fixé à la plaque conductrice de l'antenne. L'alimentation par câble coaxial peut être représentée comme étant un courant électrique filiforme, allant du plan de masse vers la plaque conductrice de l'antenne. Le circuit équivalent, des deux types d'alimentation, est formé d'un réseau parallèle RLC qui représente la pièce métallique (patch) rayonnante résonnante et un inducteur de série représentant l'inductance de la sonde coaxiale d'alimentation ou de la ligne d'alimentation micro-ruban figure (1.4.b) [11].

De telles méthodes d'alimentation entrant en contact direct, ont l'avantage de la simplicité, mais elles ont également plusieurs inconvénients. L'augmentation, par exemple, de l'épaisseur du substrat dans le but d'augmenter la largeur de la bande passante, mène à une augmentation des faux rayonnements d'alimentation et une augmentation de la puissance d'onde surfacique. Pour ces raisons et d'autres, de telles antennes sont ainsi limitées dans la largeur de bande. Ces deux méthodes d'alimentation offrent essentiellement un degré de liberté dans la conception par le choix de positionnement du point d'alimentation afin d'ajuster le niveau d'impédance d'entrée. Ces dernières années, une variété d'alimentations sans contact a été développée pour les antennes micro-rubans, d'où la nécessité de détailler deux de ces types

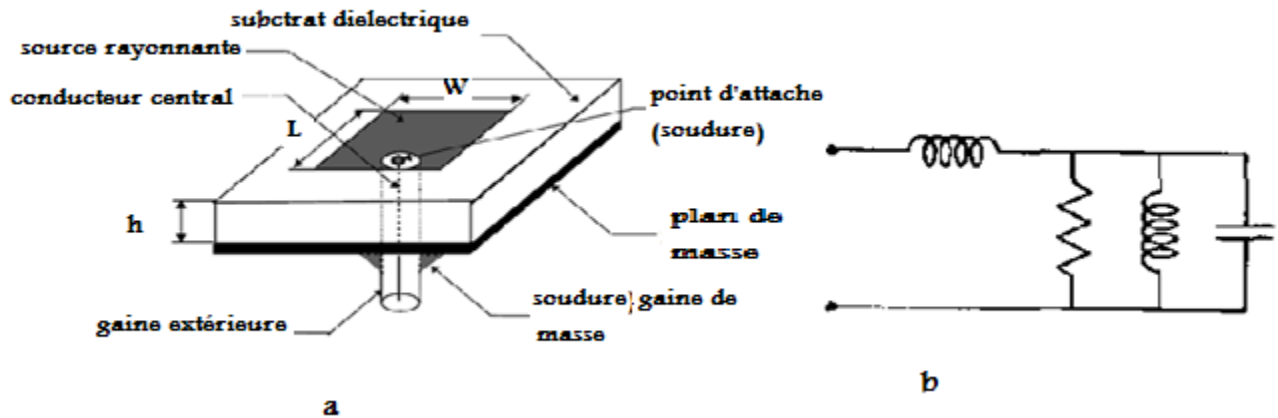


Figure II.4: (a) Alimentation par une sonde coaxiale, (b) circuit équivalent [11]

II.6.3 Alimentation couplée par ouverture

Dans ce type d'alimentation, la pièce rayonnante et la ligne d'alimentation du micro bande sont séparées par le plan de masse, comme indiqué dans la Figure II.5. L'accouplement entre la pièce et la ligne d'alimentation est fait par une fente ou une ouverture dans le plan de masse.

La quantité du couplage de la ligne d'alimentation au patch est déterminée par la forme, la taille et l'emplacement de l'ouverture. Puisque le plan de masse sépare le patch et la ligne d'alimentation, la fausse radiation est réduite au minimum. Généralement, un premier matériau diélectrique est employé comme substrat de fond et un second diélectrique est employé comme substrat supérieur pour optimiser la radiation du patch. L'inconvénient principal de cette technique d'alimentation est qu'il est difficile de fabriquer en plan des couches multiples, qui augmentent aussi l'épaisseur d'antenne. Ce schéma d'alimentation fournit aussi la largeur de bande étroite.

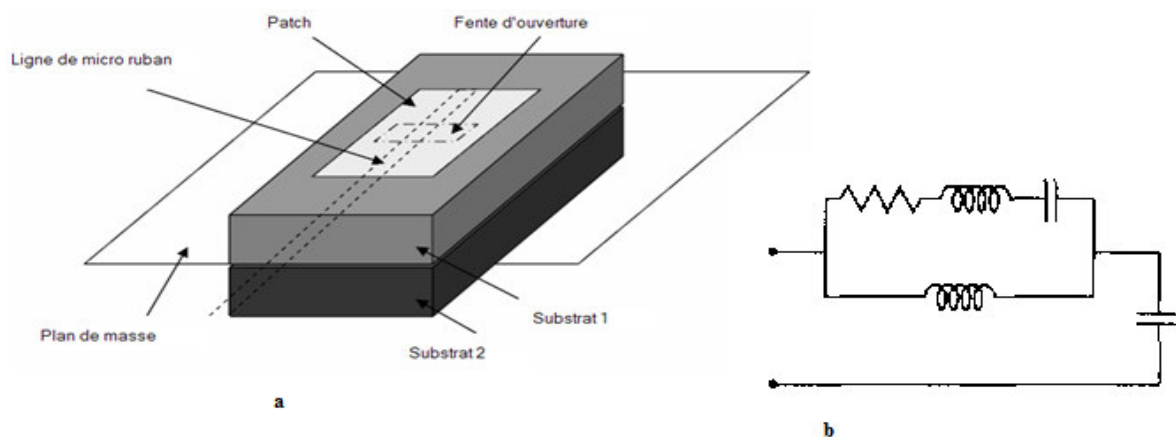


Figure II.5: (a) Alimentation couplée par fente, (b) circuit équivalent [11]

II.6.4 Alimentation couplée par proximité

Ce type de technique d'alimentation est aussi appelé couplage électromagnétique. Comme indiqué dans la Figure II.6, deux substrats diélectriques sont employés tel que la ligne d'alimentation est entre les deux substrats et le patch rayonnant est sur le sommet du substrat supérieur. L'avantage principal de cette technique d'alimentation consiste en ce qu'il élimine la fausse radiation d'alimentation et fournit une haute largeur de bande.

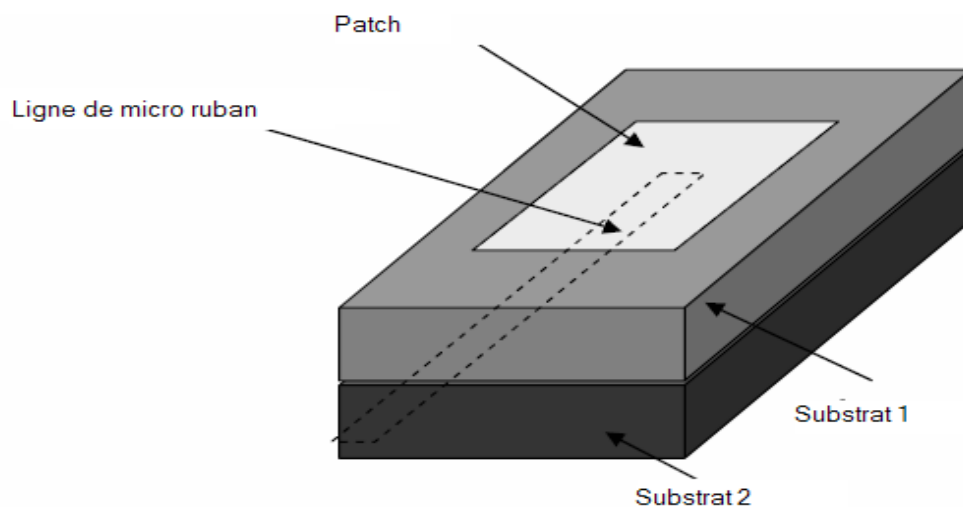


Figure II.6: Alimentation couplée par proximité

II.7 Choix des paramètres d'une antenne imprimée

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 photographés sur le substrat diélectrique.

Les paramètres physiques et géométriques liés au choix de l'antenne imprimée sont :

- la permittivité relative du diélectrique (ϵ_r),
- l'angle de pertes ($\text{tg } \delta$) dans ce même substrat, avec prédominance des pertes par effet joule,
- l'épaisseur du diélectrique (elle doit rester faible par rapport à la longueur d'onde à transmettre),
- les dimensions et la forme de l'élément rayonnant.

II.8 Choix des substrats

Les substrats exploités dans la conception des antennes patches sont nombreux. Les substrats sont caractérisés par leurs permittivités relatives ϵ_r , leur hauteur H et leur facteur de pertes $\tan(\delta)$ et doivent répondre à certaines exigences, en particulier :

- la conservation de la forme originale,
- la stabilité en température (pour soudure) et aux conditions atmosphériques,
- l'uniformité de la permittivité relative et de la hauteur (sur de grandes plaques),
- de faibles pertes diélectriques ($\tan(\delta) \leq 3.10^{-3}$) pour une meilleure efficacité,
- une résistance aux produits chimiques (pour les phases de photolithographie),
- une faible rugosité,
- une facilité d'usinage.

Il y a de nombreux substrats qui peuvent être employés pour la conception des antennes micro rubans et leurs constantes diélectriques sont habituellement dans la gamme de 2.2 à 12. Ce qui est souhaitable pour une bonne antenne sont les substrats épais dont la constante diélectrique est dans l'extrémité inférieure de la gamme, parce qu'ils fournissent une meilleure efficacité, des faisceaux larges et une faible zone de couplage pour les rayonnements dans l'espace. Les principales catégories de matériaux diélectriques utilisées sont [6] :

-Les matériaux ferromagnétiques : Ces matériaux comprennent les substrats ferrite. L'effet gyromagnétique est mis à profit pour concevoir des circulateurs, des isolateurs ou encore des antennes plaques rayonnant naturellement une onde en polarisation circulaire. Ce sont des matériaux anisotropes à forte permittivité relative (de 9 à 16) et à faibles pertes diélectriques.

-Les matériaux céramiques : Couramment employés pour les circuits micro rubans, dont le plus répandu est sans doute l'alumine (Al_2O_3) avec une permittivité relative autour de 10. D'un point de vue mécanique, ces substrats disposent généralement d'excellentes qualités de surface et de rigidité mais sont cassants et donc fragiles. Leurs permittivités sont pour la plupart élevées et ils présentent de faibles pertes ($\tan \delta = 10^{-3}$)

-Les matériaux semi-conducteurs : De type Arséniure de Gallium (GaAs) ou Silicium (Si), la surface disponible, généralement réduite pour réaliser des antennes, destinées à des applications dans le domaine millimétrique.

-Les matériaux synthétiques : La plupart de ces matériaux possèdent d'excellentes propriétés électriques, une permittivité proche de 2 avec de faibles pertes ($\tan \delta \approx 0,003$). Cependant, les pertes deviennent vite importantes lorsque l'on monte en fréquence ($\tan \delta > 0,01$ à 26.5 GHz). Un exemple de ces matériaux: le polyéthylène, le polyester, le téflon, le polypropylène, etc...

-Les matériaux TMM (Thermoset Microwave Material): Ces matériaux constitués de résines chargées de différents composants céramiques de faibles pertes ($\tan \delta < 0,0018$) pour des permittivités respectivement égales à 3,25; 4,5; 6,5; 9,8. Rigides et moins cassants que les céramiques, ils conservent leurs dimensions et leurs permittivités à des températures élevées.

- Les matériaux photoniques: Depuis le début des années soixante, un nouveau type de matériaux, les cristaux photoniques (matériaux à permittivité périodique) font l'objet d'une grande effervescence dans le monde scientifique. Or, la grande majorité des recherches portant sur ces matériaux ont été effectuées par des physiciens dans le cadre d'études de dispositifs optiques. Actuellement, les chercheurs s'intéressent à une application dans le domaine des microondes. Il s'agit de concevoir une antenne imprimée sur une cavité constituée par des matériaux photoniques, ces derniers peuvent réduire les ondes de surface.

II.9 Types de réseaux d'antennes

L'antenne imprimée seule n'est pas assez performante et son diagramme de rayonnement est large et relativement moins directif (faible gain). On l'utilise en réseau ou dans les applications non directives. On associe un ensemble de sources rayonnantes afin qu'elles fonctionnent ensemble simultanément. On alimente ces éléments par un réseau composé d'un distributeur qui répartit la puissance entre les différentes sources et d'un ensemble de déphaseurs qui agit sur la phase de chacune des sources.

Dans les réseaux de sources, il y a au moins cinq commandes qui peuvent être employées pour former le diagramme global de l'antenne. Celles-ci sont [11]:

- la configuration géométrique du réseau global (linéaire, plan, circulaire, rectangulaire, sphérique, etc....),
- l'espacement relatif entre les éléments,
- l'amplitude d'excitation des différents éléments,
- la phase d'excitation des différents éléments,

- le diagramme relatif aux différents éléments.

II.9.1 Réseau linéaire

Pour un réseau linéaire, les éléments rayonnants sont placés l'un après l'autre par des déplacements parallèles sur une même droite (Figure II.6).

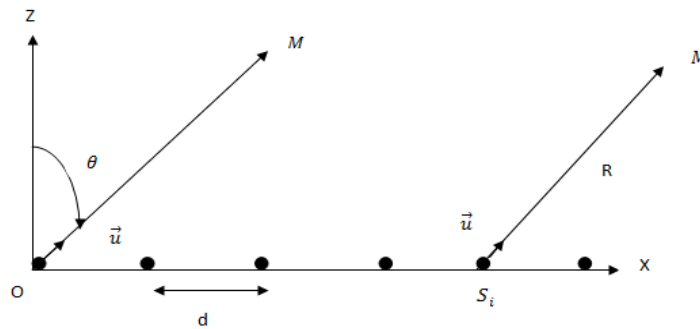


Figure II.6: Réseau linéaire

II.9.2 Réseau planaire

Pour un réseau plan, les éléments rayonnants se déduisent l'un de l'autre par des translations parallèles à un même plan (Figure II.7).

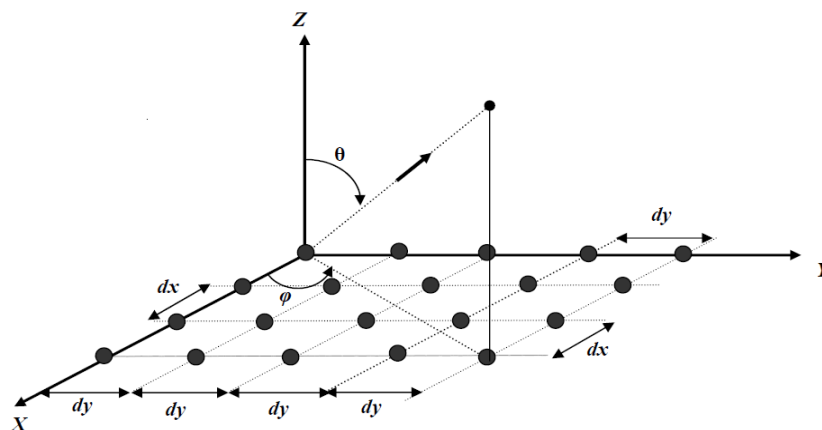


Figure II.7: Réseau planaire

II.9.3 Antenne en réseau circulaire

L'antenne est constituée d'un groupement d'éléments rayonnants identiques dans lesquels chaque ensemble de points est placé sur un cercle (Figure II.8).

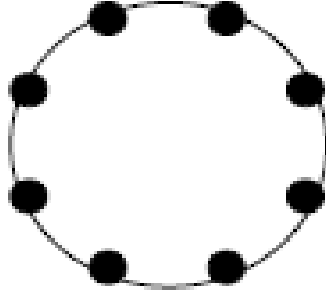


Figure II.8: Antenne en réseau circulaire

II.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un bref historique des antennes imprimées, une introduction aux antennes micro-ondes avec leurs avantages et inconvénients. Ensuite, on a présenté les différentes techniques utilisées pour l'alimentation de ce type d'antennes. La dernière partie de ce chapitre est consacrée à l'application des antennes patchs en réseau.

CHAPITRE III

Modélisation de l'antenne patch rectangulaire par l'approche ligne

III.1 Introduction

La plus part des méthodes utilisées pour la caractérisation radioélectrique des antennes microbandes nécessitent en général des calculs longs et fastidieux. Les antennes microbandes peuvent prendre des formes quelconques, cependant, les formes régulières sont les plus utilisées afin de faciliter l'analyse. Depuis l'avènement des antennes microbandes, plusieurs méthodes d'analyse ont été utilisées, allant des modèles analytiques simples jusqu'aux méthodes numériques rigoureuses. La description analytique la plus simple d'une antenne patch rectangulaire utilise la théorie de ligne de transmission et modèle et le modèle de cavité.

III.2 Les méthodes d'analyse numérique

Les méthodes numériques les plus utilisées en électromagnétisme [13] sont :

III.2.1 Le modèle électromagnétique

Les méthodes électromagnétiques consistent à résoudre directement les équations de Maxwell dans l'espace [13]. Ces méthodes numériques sont des processus qui transforment un problème continu en un problème discret constitué d'un assemblage discret d'éléments comportant chacun un nombre fini d'inconnues. Alors la nécessité d'avoir une analyse rigoureuse des microbandes a contraint les chercheurs à mettre en œuvre une méthode d'analyse précise basée sur des équations intégrales. Cette méthode fut adoptée dans de nombreux travaux de caractérisation des structures d'antennes microbandes. Bien qu'il existe plusieurs variantes de méthodes intégrales on peut cependant, les classer en deux grandes catégories, celles correspondant à une formulation dans le domaine spectral et celles relatives à une formulation dans le domaine spatial. Pour les deux classes, l'inconnue à déterminer sera les courants électriques surfaciques sur les conducteurs métalliques. Une fois ces courants sont déterminés, on peut calculer les grandeurs macroscopiques caractéristiques telles que la fréquence de résonance, l'impédance d'entrée, le diagramme de rayonnement.

III.2.2 La méthode des éléments finis [10] [13]

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. 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 $[J]$ représentent 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

III.2.3 La méthode des différences finies [14]

Parmi les méthodes de résolution numérique, nous avons la méthode des différences finies[14] qui résout les équations de champs en des points discrets, définis d'une façon ordonnée dans le domaine complet de la structure. Elle résout directement les équations de Maxwell sous leur forme différentielle en remplaçant les opérateurs différentiels par des opérateurs de différence, réalisant ainsi une approximation par discrétisation.

Dans la famille des méthodes de différences finies, on trouve la FDTD (Finite Différence Time Domaine) qui a pour point de départ, la discrétisation directe des équations locales de Maxwell. Cette Méthode est applicable à des structures quelconques sans modification de l'algorithme de base.

L'évolution de la puissance de calcul des ordinateurs a entraîné un regain d'intérêt pour ces méthodes de différences finies. Par ailleurs, afin de réduire le volume de calcul, d'autres méthodes hybrides ont été développées. Parmi celles ci, la Méthode de Ligne MoL (Method of Line) qui est une combinaison de la méthode des différences finies dans le domaine fréquentiel avec une méthode analytique

III.2.4 La méthode TLM [14]

La méthode de la matrice des lignes de transmission TLM permet de discrétiser les champs et les courants de la structure étudiée en petits éléments, chacun des ces éléments est considéré comme un ensemble de ligne de transmission et les calculs s'effectuent directement dans le domaine temporel.

L'un des points forts de cette méthode est la formulation simple qui ne dépend pas beaucoup de la géométrie de la structure étudiée (ce qui n'est pas le cas pour la méthode spectrale). Elle est facile pour traiter des structures complexes composées de plusieurs matériaux, et particulièrement appropriée pour l'analyse des structures planaires multicouches

III.2.5 La méthode des moments [14]

La méthode des moments est une technique numérique qui permet de résoudre efficacement le système d'équations intégrales en le transformant en un système matriciel La résolution numérique

des équations de *Maxwell* de la structure étudiée, permet d'écrire les champs électriques ou magnétiques en fonction d'une somme des courants induits. Le calcul de la distribution de courant évalué sur chaque section par annulation des champs électriques tangentiels, permet d'obtenir les paramètres $[Z]$. Dans la méthode des moments, l'équation intégrale est réduite à un ensemble d'équations algébriques linéaires de la forme suivante: $[Z] \cdot [I] = [V]$ La matrice d'impédance $[Z]$ est calculée à partir des équations intégrales. On va exciter la structure avec le vecteur de tension $[V]$ et par la suite le vecteur de courant $[I]$ sera calculé. Une fois le courant calculé pour chaque élément, les champs électrique et magnétique seront déterminés.

III.3 Modélisation de l'antenne patch rectangulaire par l'approche ligne

III.3.1 La Distribution marginale des champs E [19]

L'antenne de patch rayonne des champs bord entre la périphérie de patch et plan de masse. On montre la distribution marginale des champs E dans la figure suivant :

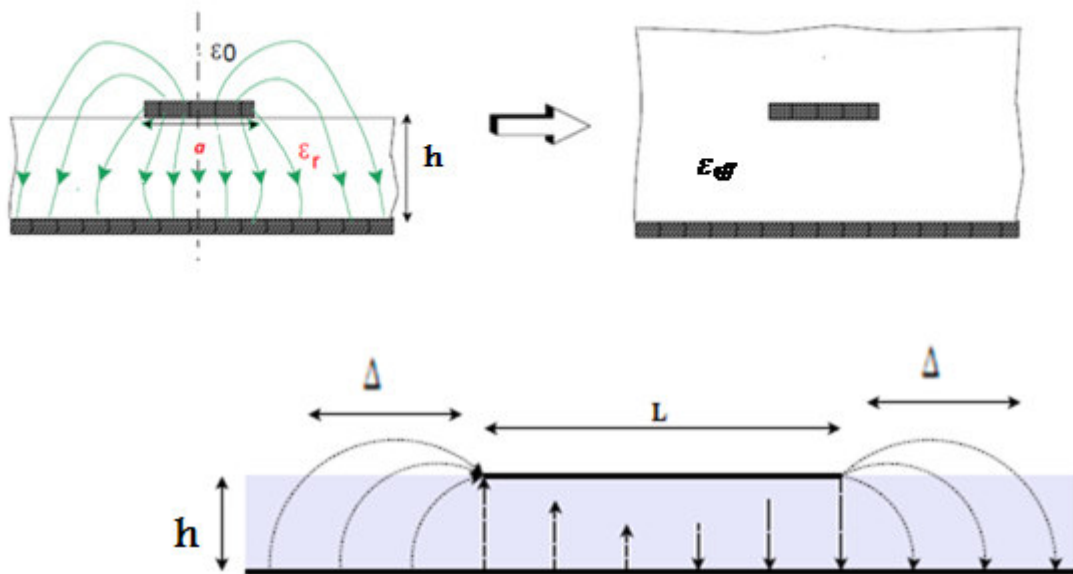


Figure III.1 Distribution marginale des champs E

Les antennes patch exposent le comportement résonant et sont dirigées par des modes de fonctionnement auxquels la distribution de courant sur la surface de pièce dicte le modèle de radiation et la polarité de l'onde émise. Pour le mode fondamental Transversal Magnétique TM₁₀ dans lequel un modèle de radiation de partie émergée arrive, la longueur L doit être légèrement inférieure que la longueur d'ondes dans le moyen diélectrique à cette fréquence d'opération (λ), λ dépend de charge sur la constante diélectrique efficace (ϵ_e)

L'effet de débordement de champ fait qu'électriquement le patch semble plus grand que sa dimension physique. Donc il y a une augmentation de Δ de chaque côté de patch (Fig. III.1) [19]

$$\Delta = 0.412h \frac{(\epsilon_{\text{eff}} + 0.3) \left(\frac{L}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{\text{eff}} - 0.3) \left(\frac{L}{h} + 0.8\right)} \quad (\text{III. 1})$$

Donc la dimension effective du patch sera :

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

III.3.2 Modélisation d'une antenne plaquée rectangulaire [10] [17]

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

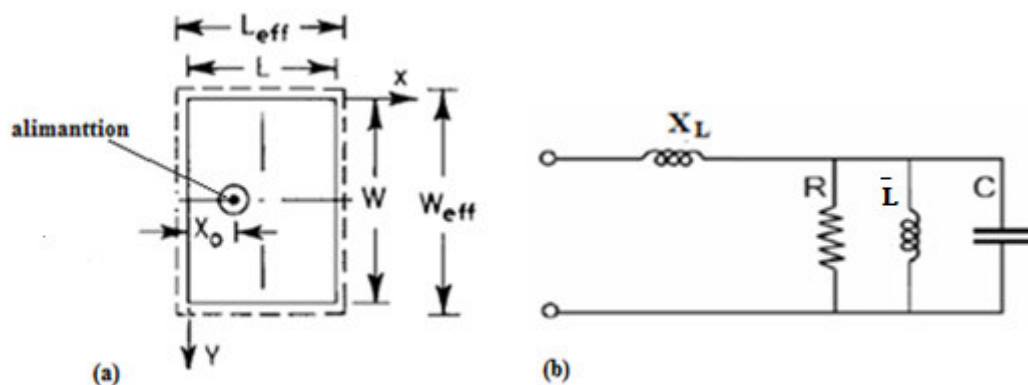


Figure III.2 antenne patch (a) La géométrie d'une antenne patch alimentée par une sonde coaxiale (b) Circuit équivalent rectangulaire

La figure.III.2 (a) représente La géométrie d'une antenne patch alimentée par une sonde coaxiale et la figure.III.2(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 X_L 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 Q_T .

Pour évaluer ε_{eff} , l'équation simple donnée par Schneider a été employée [17]

$$\varepsilon_{eff}(W) = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{\frac{W}{h}} \right)^{-1/2} \quad (III. 3)$$

$$C = \frac{\varepsilon_{eff}\varepsilon_0 LW}{2h} \cos^{-2} \left(\frac{\pi x_0}{L} \right) \quad (III. 4)$$

Où : x_0 est la position de la sonde sur le patch selon l'axe x. [10]

$$\bar{L} = \frac{1}{C\omega_f^2} \quad (III. 5)$$

$$X_L = \frac{377}{\sqrt{\varepsilon_r}} \tan \frac{2\pi h}{\lambda_0} \quad (III. 6)$$

III.3.2.1 Calcul de l'impédance d'entrée

L'impédance d'entre obtient par [4] l'équation suivent :

$$Z(f) = \frac{R}{1 + Q_r^2 \left[\frac{f}{f_R} - \frac{f_R}{f} \right]^2} + j \left[X_L - \frac{\left[\frac{f}{f_R} - \frac{f_R}{f} \right]}{1 + Q_r^2 \left[\frac{f}{f_R} - \frac{f_R}{f} \right]^2} \right] \quad (III. 7)$$

R est la résistance résonante du circuit résonant parallèle RLC [16] rendu équation (III.8), dans lequel nous remplaçons la permittivité effective ε_{eff} , "par la permittivité dynamique ε_{dyn} pour prendre en considération l'influence du champ marginal aux bords de patch

$$R = \frac{Q_T h}{\pi f_R \varepsilon_{dyn} \varepsilon_0 LW} \cos^1 \left(\frac{\pi X_0}{L} \right) \quad (III. 8)$$

ε_{dyn} : est le constant diélectrique dynamique qui est une fonction des dimensions (W , L , H) et diélectrique relative ε_r la distribution de champ de modes différente [17] donnée par :

$$C_{dyn} = \frac{C_{dyn}(\varepsilon)}{C_{dyn}(\varepsilon_0)} \quad (III. 9)$$

$C_{dyn}(\varepsilon_0)$: représente la capacité dynamique total de patch en présence de l'air

$C_{dyn}(\varepsilon)$: représente la capacité totale dynamique de patch en présence d'un autre diélectrique

$$C_{dyn}(\varepsilon) = C_{0dyn}(\varepsilon) + 2C_{e1}(\varepsilon) + 2C_{e2}(\varepsilon) \quad (\text{III. 10})$$

Où $C_{0dyn}(\varepsilon)$ Le champ dynamique principal de la capacité de patch sans considérer les capacités marginales dynamiques. Cela peut être calculé par

$$C_{0dyn}(\varepsilon) = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r (LW)}{h \gamma_n \gamma_m} = \frac{C_{0stat}(\varepsilon)}{\gamma_n \gamma_m} \quad (\text{III. 11})$$

Où $C_{0stat}(\varepsilon)$ représente la capacité statique principale de patch sans considérer le champ marginal et γ_n et γ_m , est dans par la forme suivant :

$$\gamma_i = \begin{cases} 1 & (i = 1) \\ 2 & (i \neq 0) \end{cases} \quad (\text{III. 12})$$

Alors, les capacités marginales dynamiques pour chaque côté de patch tenant compte le calcul de l'influence du champ marginal. En assumant que le champ marginal du résonateur a un X-et la distribution Y-dépendante des champs, les capacités marginales dynamiques on donne alors dans les formes générale suivant :

$$C_{e1dyn}(\varepsilon) = \frac{1}{L} \int_0^L C_{e1stat}(\varepsilon) \cos^2\left(\frac{n\pi x}{L}\right) dx \quad (\text{III. 13})$$

$$C_{e1dyn}(\varepsilon) = \frac{1}{\gamma_i} C_{e1stat}(\varepsilon) \quad (\text{III. 14})$$

$$C_{e1stat}(\varepsilon) = \frac{1}{2} \frac{1}{\gamma_i} \left[\frac{Z(W, h, \varepsilon_r = 1)}{C_0 Z^2(W, h, \varepsilon_r)} - \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r}{h} \right] * L \quad (\text{III. 15})$$

On a

$$C_{e2dyn}(\varepsilon) = \frac{1}{W} \int_0^W C_{e2stat}(\varepsilon) \cos^2\left(\frac{n\pi x}{L}\right) dx \quad (\text{III. 16})$$

Et l'on obtient

$$C_{e2dyn}(\epsilon) = \frac{1}{\gamma_i} C_{e2stat}(\epsilon) \quad (III.17)$$

D'où :

$$C_{e2stat}(\epsilon) = \frac{1}{2} \frac{1}{\gamma_i} \left[\frac{Z(L, h, \epsilon_r = 1)}{C_0 Z^2(L, h, \epsilon_r)} - \frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{h} \right] * W \quad (III.18)$$

Où $Z(W, H, \epsilon_r)$ est la caractéristique impédance de la ligne de microbande [17]. De plus, l'effet de l'épaisseur de bande peut être négligé quand $t = 0$;

$Z(W, H, \epsilon_r)$ est ainsi donné par la forme suivant :

$$Z(W, h, \epsilon_r) = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_{eff}(W)}} \left[\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1.444 \right) \right]^{-1} \quad \text{Quand : } \frac{W}{h} \geq 1 \quad (III.19)$$

III.3.2.2 Calcul de facteur de qualité total : [18]

Il y a de radiation, la conduction, des pertes dans diélectriques et des pertes superficielles. Le facteur de qualité est représenté par l'expression suivante :

$$Q_T = \left[\frac{1}{Q_R} + \frac{1}{Q_C} + \frac{1}{Q_D} \right]^{-1} \quad (III.20)$$

Avec :

Q_R : Le facteur de qualité dû au rayonnement. Il est donné par :

$$Q_R = \frac{C_0 \sqrt{\epsilon_{dyn}}}{4 f_r h} \quad (III.21)$$

Q_D : La perte diélectrique est donnée par :

$$Q_D = \frac{1}{\tan \delta} \quad (III.22)$$

Où $\tan \delta$ est la tangente de perte diélectrique de substrat

Q_c : Est les pertes joules dans le conducteur .Elles peuvent être calculées par (III.23) Pour cuivre ; f_R en GHz :

$$Q_c = \frac{0.786\sqrt{f_R}Z_{a0}(W)h}{P_a} \quad (III.23)$$

Les expressions de Q_R et Q_C montrent que Q_D est indépendant de l'épaisseur du substrat, tandis que Q_C est proportionnel à l'épaisseur électrique (h) du substrat. Alors pour un substrat mince, les pertes dans le conducteur dominant les pertes dans le diélectrique.

$Z_{a0}(W)$: est l'impédance d'une ligne de micro ruban de largeur (W) et l'épaisseur (h), on choisissant $\epsilon_r = 1$ on trouve Z_{a0}

$$Z_a(W) = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \left\{ \frac{W}{2h} + 0.441 + 0.082 \left[\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r^2} \right] + \frac{(\epsilon_r + 1)}{2\pi\epsilon_r} \left[1.451 + \text{Ln} \left(\frac{W}{2h} 0.94 \right) \right] \right\}^{-1}$$

quand $\frac{W}{h} > 1$ (III.24)

Donc :

$$P_a(W) = \frac{2\pi \left[\frac{W}{h} + \frac{\frac{W}{\pi h}}{\frac{2h}{W} + 0.94} \right] \left[1 + \frac{h}{W} \right]}{\left\{ \frac{W}{h} + \frac{2}{\pi} \text{Ln} \left[2\pi e \left(\frac{W}{2h} + 0.94 \right) \right] \right\}^2} \quad \text{quand } \frac{W}{h} \geq 2 \quad (III.25)$$

la bande passante sont données par: $BW=1/Q$

III.3.2.3 Calcul de la fréquence de résonance [5] [17]

f_R est la fréquence résonante d'une antenne patch microbande rectangulaire avec une plus grande largeur W et une plus longue longueur L, tous les deux comparable avec $\lambda/2$ où λ est la

longueur d'ondes dans le substrat. La fréquence résonante correspond à la fréquence pour laquelle la partie réelle de la impédance d'entrée est maximale, la fréquence additive nomme X_L , ne modifie pas la valeur de la fréquence résonante

$$f_R = f_{mn} = \frac{C_0}{2\sqrt{\epsilon_{dyn}}} \sqrt{\left(\frac{m}{W_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n}{L_{eff}}\right)^2} \quad (III. 26)$$

Avec :

- $C_0 = 3.108$ m/s.

- m, n le nombre de mode

W_{eff} , L_{eff} sont la largeur efficace et la longueur efficace, respectivement, Nous pouvons calculer L_{eff} , par la relation suivante :

$$L_{eff} = L + \left(\frac{W_{eq} + W}{2}\right) \frac{\epsilon_{eff}(W) + 0.3}{\epsilon_{eff}(W) - 0.258} \quad (III. 27)$$

Où W_{eq} est la largeur équivalente calculée du modèle de guide d'ondes plat

$$W_{eq} = \frac{120\pi h}{Z_a(W)\sqrt{\epsilon_{eff}(W)}} \quad (III. 28)$$

Pour calculer la largeur effective du patch W_{eff} en remplaçant L_{eff} , L, W_{eq} par W_{eff} , W, L_{eq} respectivement dans (III.27) et (III.28) on trouve

$$W_{eff} = W + \left(\frac{L_{eq} - L}{2}\right) \frac{\epsilon_{eff}(L) + 0.3}{\epsilon_{eff}(L) - 0.258} \quad (III. 29)$$

III.3.3 Quelques paramètres caractéristiques du patch

III.3.3.1 Fréquence de résonance : on utilise logiciel MATLAB pour programme les équations.

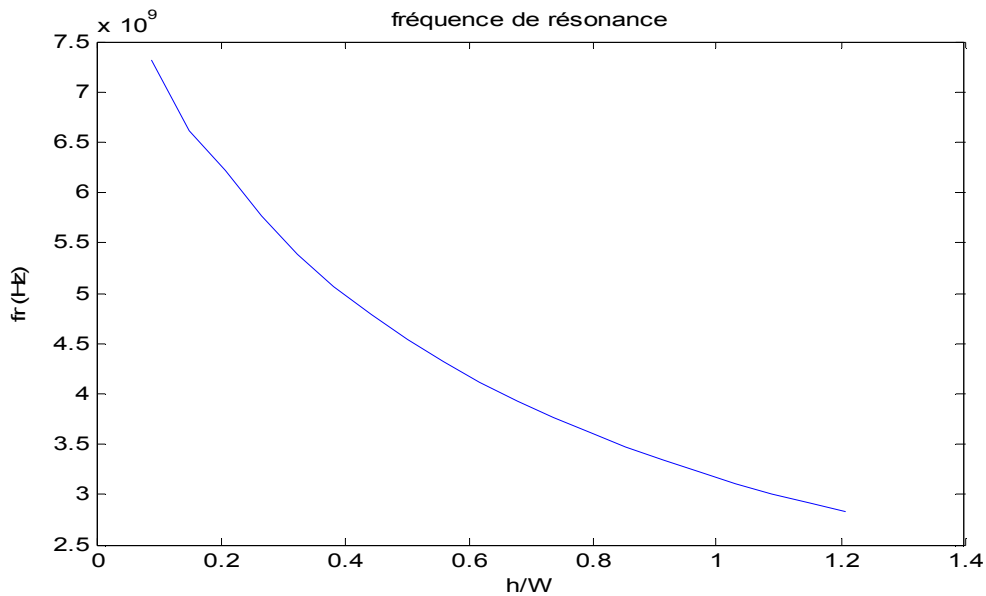


Figure III.3: fréquence de résonance pour $W=0.0170$, $L=0.0110$, $\epsilon_r = 2.33$

III.3.3.2 Facteur de qualité

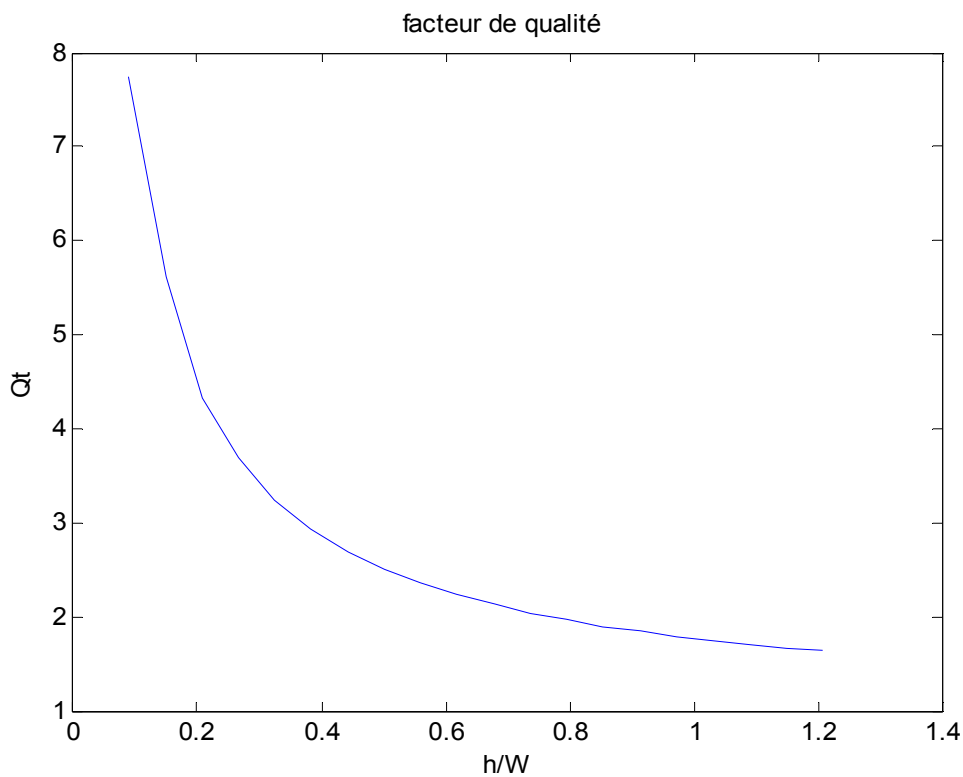


Figure III.4: facteur de qualité pour $W=0.0170$, $L=0.0110$, $\epsilon_r = 2.33$

III.3.3.3 Bande passante

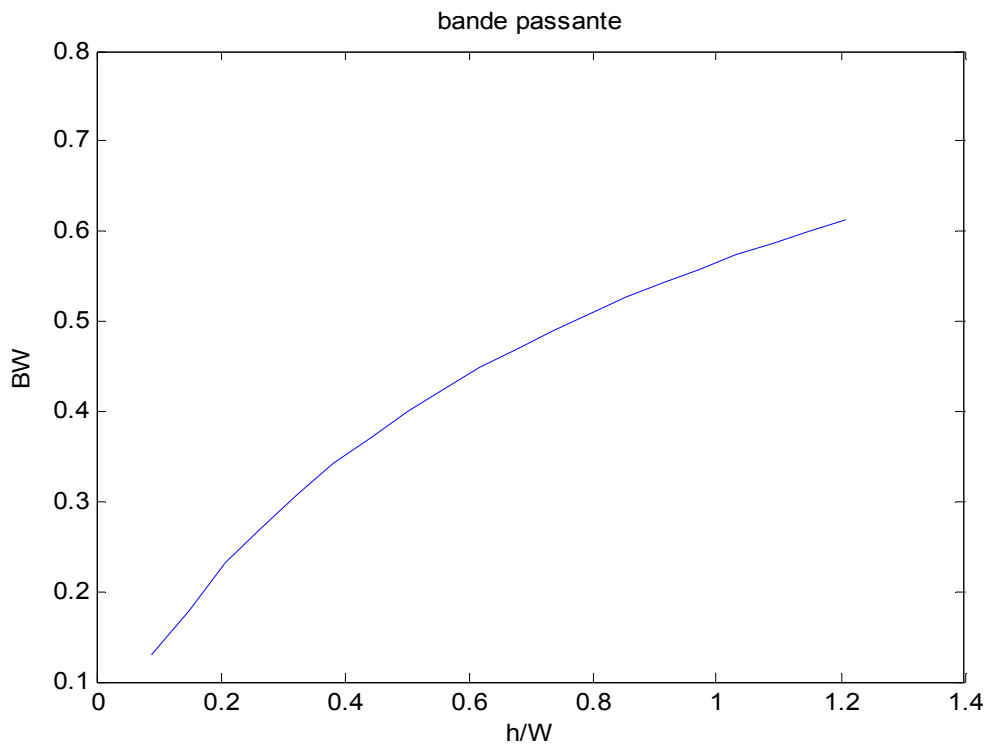


Figure III.5: la bande passante pour $W=0.0170, L=0.0110, \epsilon_r = 2.33$

III.3.3.4 Diagramme de rayonnement dans le plan E

Il s'agit du plan $\phi = 0$. Dans ce plan, la polarisation est portée par le vecteur \vec{U}_θ : le vecteur champ électrique est contenu dans le plan E.

Puisque $\phi = 0$, on $V = 0$ et $Z = k \sin \theta$, d'où l'expression simplifiée du champ rayonné dans le plan E, dans laquelle la constante C a été modifiée pour prendre en compte tous les termes constants qui sont apparus :

$$\vec{E}(P)_{\text{planE}} = C \sin(kh \cos \theta) \frac{(e^{jkW \sin \theta} + 1)}{(\cos \theta)^2} (\cos \theta \vec{U}_\theta) \quad (\text{III. 30})$$

La condition qui exprime le fait que la hauteur du patch est très inférieure à la longueur d'onde permet d'introduire une ultime simplification :

$$h \ll \lambda \Rightarrow \sin(kh \cos \theta) \approx kh \cos \theta \quad (\text{III. 31})$$

soit, en faisant absorber à la constante C tous les termes qui ne dépendent pas de θ , et en rappelant que $k = \pi / W$:

$$\vec{E}(P)_{\text{planE}} = C(e^{jka \sin \theta} + 1) \vec{U}_\theta = \hat{C} e^{\frac{j\pi \sin \theta}{2}} \cos\left(\frac{\pi \sin \theta}{2}\right) \vec{U}_\theta \quad (\text{III. 32})$$

Le diagramme de rayonnement prend donc une expression particulièrement simple dans ce cas particulier :

$$E(\theta) = \left| \cos\left(\frac{\pi \sin \theta}{2}\right) \right| \quad (\text{III. 82})$$

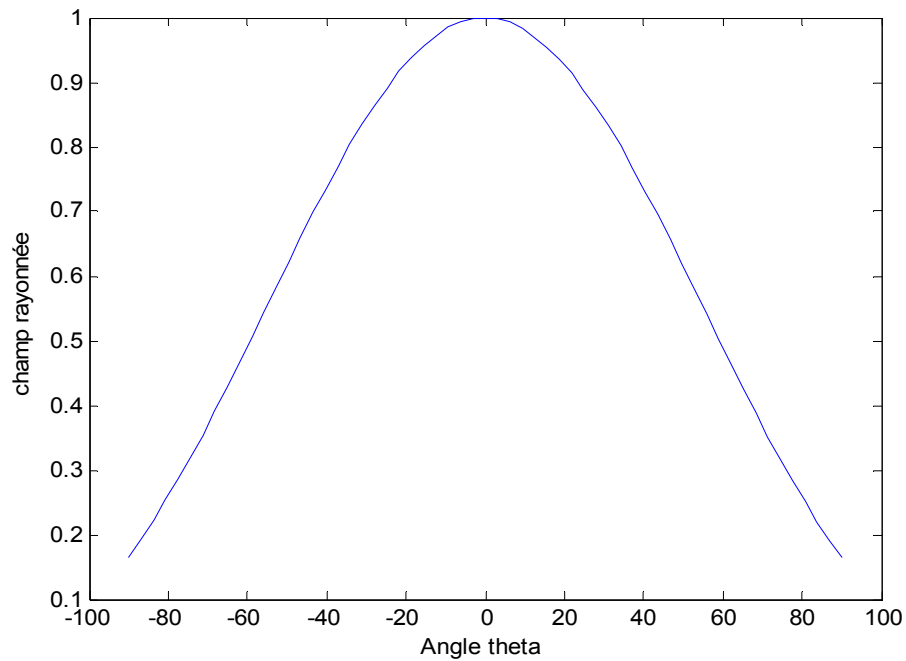


Figure III.12 : Représentation linéaire du diagramme de rayonnement du plan E en Champ

Le diagramme de rayonnement en puissance s'exprime généralement en décibels en prenant 10 fois le logarithme décimal du module du champ au carré :

$$E(\theta) = 10 * \text{LOG} \left\{ \left| \cos\left(\frac{\pi \sin \theta}{2}\right) \right|^2 \right\} \quad (\text{III. 34})$$

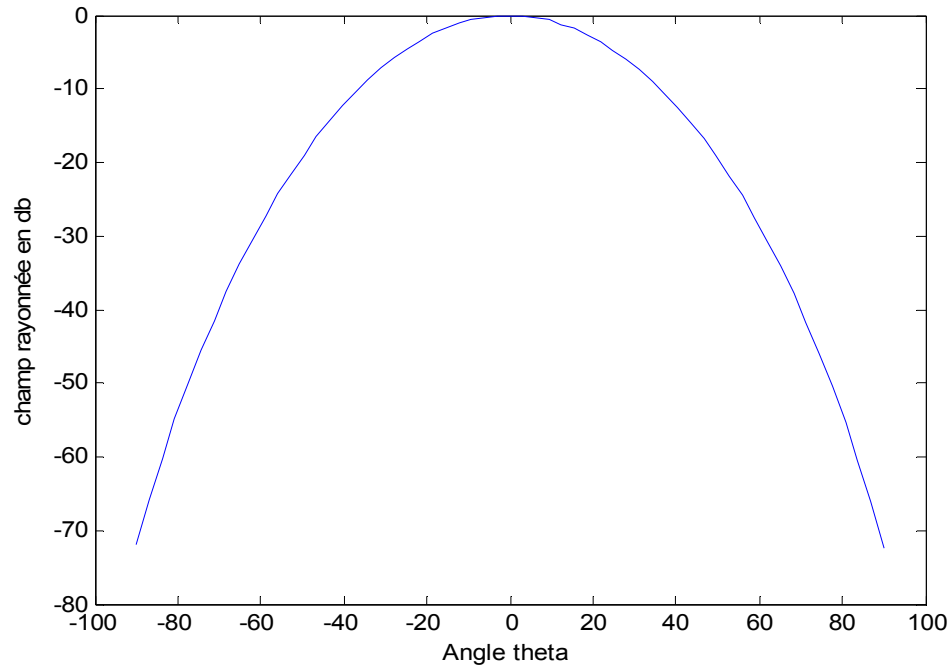


Figure III.13 Diagramme de rayonnement du plan E en puissance.

On peut noter que, sur le mode fondamental, le diagramme de rayonnement dans le plan E est indépendant de la dimension W .

III.3.3.5 Diagramme de rayonnement dans le plan H

Il s'agit du plan $\phi = \pi/2$. Dans ce plan, la polarisation est portée par le vecteur \vec{U}_ϕ : le vecteur champ magnétique est contenu dans le plan H, tandis que le vecteur champ électrique lui est orthogonal.

Puisque $\phi = \pi/2$, on $V = k \sin \theta$ et $Z = 0$ d'où l'expression simplifiée du champ rayonné dans le plan H, dans laquelle la constante C a été modifiée une nouvelle fois pour prendre en compte tous les termes constants qui sont apparus :

$$\vec{E}(P)_{\text{planH}} = C \sin(kh \cos \theta) \frac{e^{jkh \sin \theta}}{\sin \theta} (\vec{U}_\phi) \quad (\text{III. 35})$$

La condition qui exprime le fait que la hauteur du patch est très inférieure à la longueur d'onde (III.31) permet d'introduire une ultime simplification

$$\vec{E}(P)_{\text{planH}} = \hat{C} \frac{\cos \theta}{\sin \theta} e^{\frac{jkh \sin \theta}{2}} \sin\left(\frac{kL}{2} \sin \theta\right) \vec{U}_\phi \quad (\text{III. 36})$$

On en déduit l'expression du diagramme de rayonnement en champ :

$$E(\theta) = \left| \frac{\cos \theta}{\sin \theta} \sin \left(\pi \frac{L}{2W} \sin \theta \right) \right| \quad (\text{III. 37})$$

Qui peut se normaliser sous la forme :

$$E(\theta) = \left| \cos \theta \frac{\sin \left(\frac{\pi \sin \theta L}{2W} \right)}{\frac{\pi \sin \theta L}{2W}} \right| \quad (\text{III. 38})$$

D'où l'expression du diagramme de rayonnement en puissance :

$$E_{\text{db}}(\theta) = 10 * \text{LOG} \left| \cos \theta \sin \left(\frac{\pi \sin \theta L}{2W} \right) / \frac{\pi \sin \theta L}{2W} \right|^2 \quad (\text{III. 39})$$

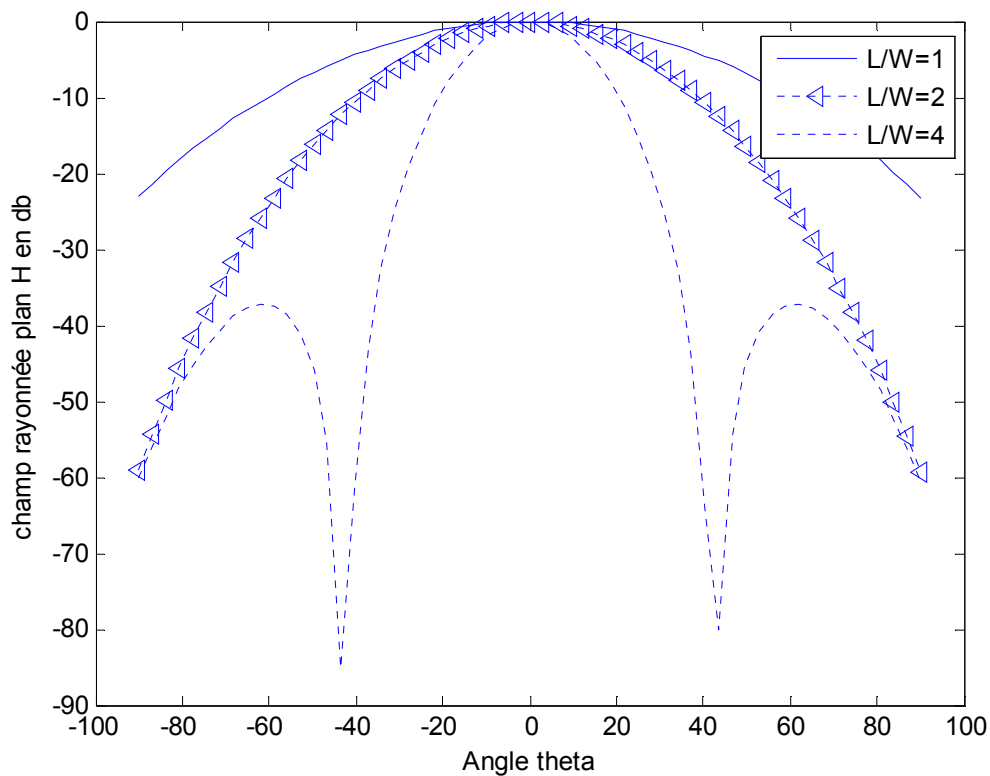


Figure III.14 : Diagramme de rayonnement du plan H en puissance : L/W = 1 ;
L/W = 2 ; L/W = 4

Contrairement au plan E, le diagramme de rayonnement dans le plan H sur le mode fondamental dépend de la dimension L, ou plus précisément du rapport L/W : plus cette dimension est grande, plus le diagramme est directif. Au delà de L= 2W, il y a apparition de lobes secondaires.

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre on donnée quelque méthode de numérique d'analyse d'une antenne patch et mode ligne (le circuit équivalent) et déterminer les paramètres électriques du patch : la résistance, l'inductance, la capacité et l'inductance d'alimentation. Tous ces paramètres sont en fonction de la fréquence de résonance et peuvent être déduits l'un de l'autre. et on utilise deuxième modèle d'analyse De patch rectangulaire est le mode cavité.

CHAPITRE IV

Couplage entre deux antennes patch rectangulaire

IV.1 Introduction

Le couplage mutuel est dû aux effets simultanés du rayonnement en espace libre et à la propagation des ondes de surface. C'est un critère important qu'il faut donc considérer lors du calcul des caractéristiques des réseaux. Le calcul théorique du couplage mutuel a été proposé par (Kraus 1950) et (Balanis 1982), il dépend du type d'antenne et de la distance entre les éléments. Ainsi Jedlicka et Carver ont étudié expérimentalement l'effet de couplage entre les antennes plaquées pour des géométries rectangulaires et circulaires [23]. Différentes méthodes ont été présentées pour calculer le coefficient de couplage entre les antennes rectangulaires micro ruban. Ces méthodes ont été proposées par différents auteurs tels que Sindoris, Pénard, Pozar, etc.

La méthode des moments est utilisée pour traiter l'effet du couplage qui est basé sur l'écriture des équations de Maxwell sous la forme de transformée de Fourier, le choix de la condition de continuité surfacique et la détermination des fonctions de Green qui lient les champs aux courants, pour en déduire les courants de surface sur chaque élément rayonnant [10].

IV.2 Définition du couplage dans le plan E et le plan H

Les diagrammes de rayonnement sont généralement représentés dans deux plans orthogonaux "plan E et plan H", par rapport à la direction principale

Plan E : lieu des points de l'espace où le champ électrique rayonné est contenu dans ce plan

Plan H : lieu des points de l'espace où le champ magnétique rayonné est contenu dans ce plan

On distingue deux types de couplage (Figure IV.1) [10]

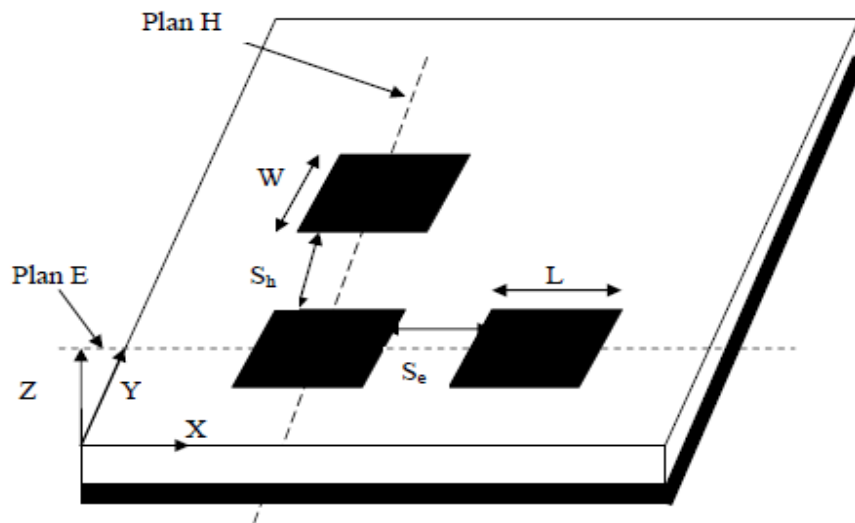


Figure IV.1 Couplage entre les antennes patch dans le plan E et H

- Couplage horizontal ou couplage dans le plan E : c'est-à-dire le couplage entre deux éléments dans le même substrat, le long de la direction de x avec une séparation d'accouplement S_e , toutes les largeurs W des patches (dans la direction de y) ont les mêmes tailles
- Couplage vertical ou couplage dans le plan H, le long de la direction de y avec une séparation d'accouplement S_h , les longueurs L des patches (dans la direction de x) sont les mêmes

IV.3 Contribution à la modélisation du couplage

IV.3.1 L'équation matricielle

Le courant qui circule dans chaque antenne, induit des courants dans toutes les autres antennes alimentées ou non. On peut modéliser le couplage mutuel entre les antennes par des paramètres tels que l'impédance mutuelle, l'admittance mutuelle, le coefficient de transmission, etc

En tenant compte de l'effet de couplage, nous aurons besoin de calculer le courant de chaque élément à partir des tensions appliquées et de la matrice impédance du réseau.

Dans le cas pratique, les éléments rayonnants sont alimentés par des courants de même amplitude et de même phase, les courants de surface créés sur chaque élément sont obtenus à partir de l'équation matricielle suivante

$$[V] = [Z][I] \quad (IV. 1)$$

Dans laquelle :

[Z] : est la matrice d'impédance.

I: élément du vecteur courant [I].

V : élément du vecteur excitation [V]

Les courants induits I ont été représentés à partir des tensions appliquées V à chaque élément. Dans les cas pratiques, la matrice [V] est généralement connue et nous pouvons alors déduire le courant à l'entrée de chaque élément en connaissant la matrice d'impédance, donc on peut écrire

$$[I] = [V][Z]^{-1} \quad (IV. 2)$$

IV.3. 2 Modélisation par la méthode analytique

On considère un réseau linéaire formé de deux antennes disposées chacune sur l'un des axes à une distance S comme l'indique la Figure III.2 L'antenne utilisée dans cette étude à une forme rectangulaire, qui est simple à étudier due à la simplicité des formes des équations modélisant le rayonnement.

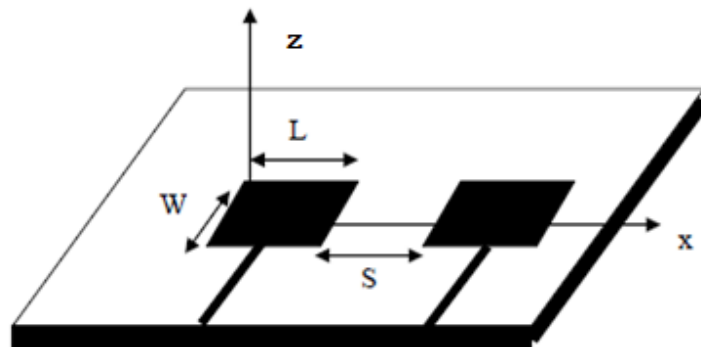


Figure IV.2. Antenne constituée de deux patches rectangulaires

Dans le cas de deux antennes patches couplées, on considère un quadripôle montré par sa matrice d'impédance $[Z]$ qui est défini de la façon suivante

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \quad (IV. 2)$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \quad (IV. 3)$$

Où Z_{11} et Z_{22} représentent respectivement l'impédance d'entrée de l'antenne 1 en présence de l'antenne 2 et l'impédance d'entrée de l'antenne 2 en présence de l'antenne 1.

Z_{12} et Z_{21} sont les impédances mutuelles, définissant le couplage entre les deux antennes, nous savons par le principe de réciprocité que les impédances de couplage sont égales : $Z_{12} = Z_{21}$

Dans le cas où l'une des antennes est excitée et l'autre non, les éléments de la matrice d'impédance sont donnés par les formules suivantes

$$Z_{11} = \frac{V_1}{I_1} \quad \text{Avec } I_2 = 0 \quad (IV. 4)$$

$$Z_{12} = \frac{V_1}{I_1} \quad \text{Avec } I_2 = 0 \quad (IV. 5)$$

Où I_1 et I_2 sont les courants qui circulent dans l'antenne 1 et 2 respectivement et V_1 est la tension qu'il faudrait appliquer à l'antenne 1.

Pour deux antennes patch, le schéma électrique équivalent qui prend en compte le couplage entre les patches est montré sur la Figure III.3. Les éléments qui caractérisent le couplage sont Cc_2 et Cc_1 .

Le modèle que nous proposons est constitué de deux circuits électriques équivalents d'antennes patches. Chaque circuit électrique équivalent d'antennes est constitué d'un circuit RLC en parallèle (une résistance R_1 , une capacité C_1 et une self L_1) représente la première antenne, en parallèle avec (une résistance R_2 , une capacité C_2 et une self L_2) représente la deuxième antenne, les deux antennes sont identiques ($R_1=R_2=R$, $C_1=C_2=C$ et $L_1=L_2=L$), les éléments qui caractérisent le couplage sont Cc_2 disposé horizontalement et Cc_1 disposé verticalement.

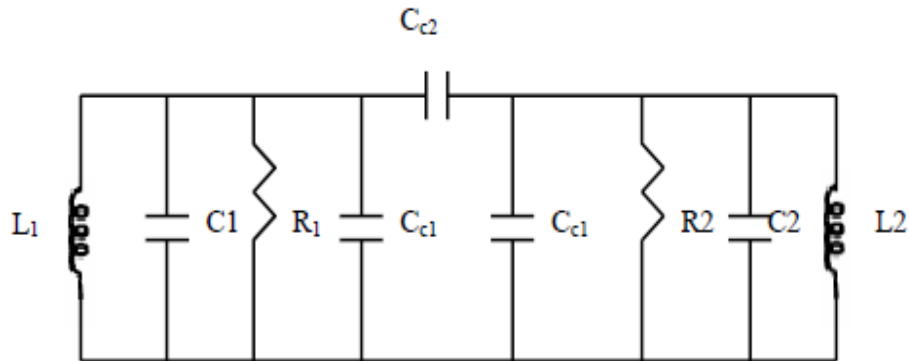


Figure IV.3 Circuit électrique équivalent de deux patches.

En utilisant les transformations suivantes $[I] = [Y].[V]$, on assimile notre circuit à une cellule en Π avec :

$$Y_{11} = Y_1 + i\omega c_{c2} \quad (IV.6)$$

$$Y_{12} = -i\omega c_{c2} \quad (IV.7)$$

$$Y_{21} = Y_{12} \quad (IV.8)$$

$$Y_{22} = Y_{11} \quad (IV.9)$$

Où

$$Y_1 = \frac{1}{iL\omega} + \frac{1}{R} + i\omega(C + C_{c1}) \quad (IV.10)$$

D'autre part, on applique les relations de passage pour exprimer les paramètres Z_{ij} et S_{ij} en fonction de l'admittance

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{22} & -Y_{12} \\ -Y_{21} & Y_{11} \end{bmatrix} \quad (IV.11)$$

On peut déterminer la matrice $[S]$ à partir de la matrice $[Y]$ du quadripôle:

$$S_{12} = \frac{2y_{12}}{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) - y_{12}y_{21}} \quad (IV.12)$$

$$S_{11} = \frac{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) + y_{12}y_{21}}{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) - y_{12}y_{21}} \quad (\text{IV. 13})$$

$$S_{21} = \frac{2y_{21}}{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) - y_{12}y_{21}} \quad (\text{IV. 14})$$

$$S_{22} = \frac{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) + y_{12}y_{21}}{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) - y_{12}y_{21}} \quad (\text{IV. 15})$$

Avec :

$$Y = yY \quad (\text{IV. 16})$$

$$Y_0 = \frac{1}{Z_0} \quad (\text{IV. 17})$$

Z_0 : correspond à l'impédance caractéristique de chaque accès

IV.3.3 Modélisation par la méthode numérique

IV.3.3.1 Couplage dans le plan E [21]

On montre le couplage dans le plan E de l'antenne microbande dans la Figure 1. La dimension du patch rectangulaire est $W \times L$. Les antennes ont été placées sur des substrats divers diélectriques avec le constant diélectrique relatif (ϵ_r) aux limites de 2.5 à 10

Le mécanisme d'alimentation joue un rôle important dans la conception d'antennes patch de microbande

Ils sont employé la technique Alimentation par ligne micro ruban à travers un bord rayonnant avec la fréquence d'alimentation aux limites de 1 à 10 GHZ tenant la largeur de patch à la proportion de longueur aux limites de 0.2 a 2 et l'épaisseur du substrat au milieu les gammes 0.125 cm à 0.305.

La séparation entre les bords des deux antennes a été choisie entre 0.02λ et 0.8λ

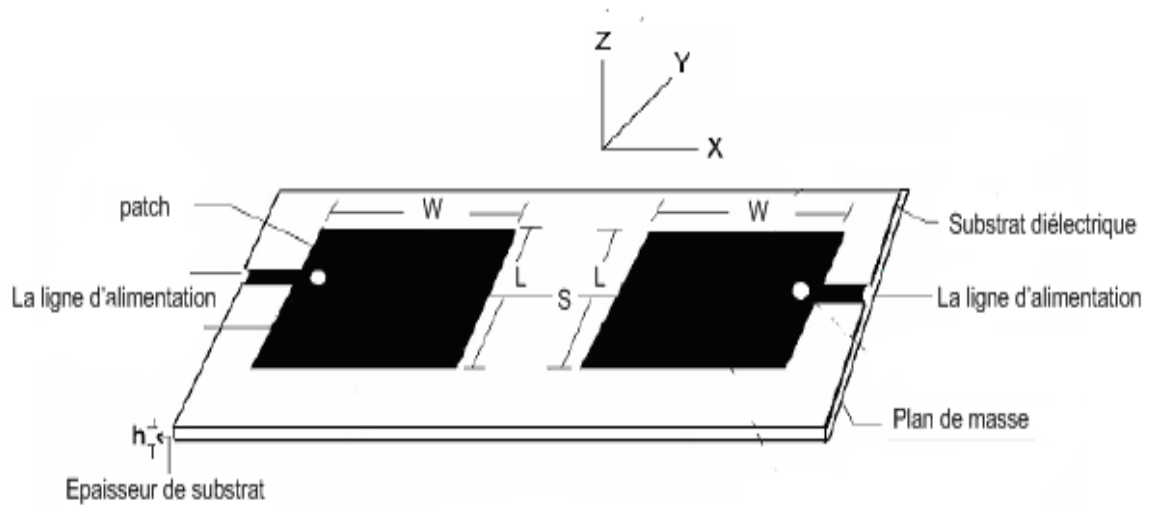


Figure IV.4. Couplage entre deux antennes patch dans le plan E

IV.3.3.2 Couplage dans le plan H[25] [23]

La représentation géométrique du couplage de l'antenne patch microbande rectangulaire dans le plan H est montrée dans la figure IV.5. Dans le cas de couplage dans le plan H (couplage parallèle), les antennes ont été placées colinéaires le long du plan H et elles ont été couplées parallèlement avec la direction de propagation aux bords d'antenne. Ici, la position d'alimentation était différente et elles ont été alimentées sur le bord rayonnant, qui est au milieu de la longueur de patch c'est-à-dire, à la distance de $L/2$ (dans la direction Y).

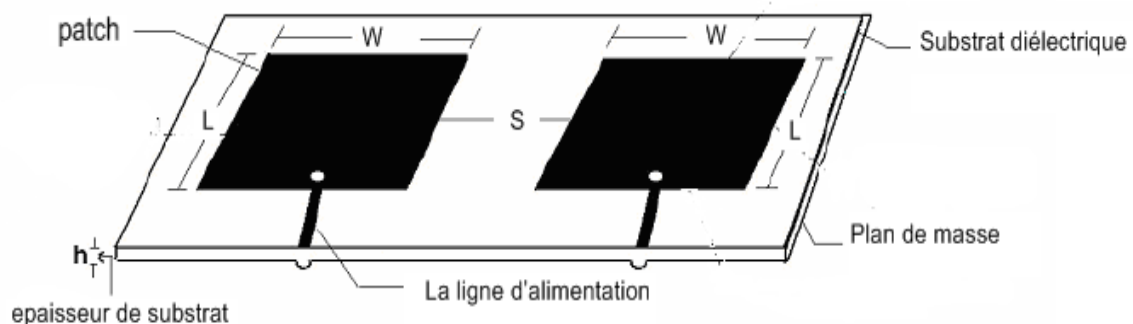


Figure IV.5. Couplage entre deux antennes patch dans le plan H

IV.3.3.3 Les résultats Expérimentaux

D'après les résultats de travail du [24], [25] Les expressions des fréquences des résonances du couplage les antennes rectangulaire tirées sont comme suit :

- Pour le plan H
-

$$f_{r-H} = f_0 \times \left[\frac{\exp(-0.4(W + 2.4)) + 3.9}{(\epsilon_r + 3.72)} \right] \times \frac{L}{4.81} \times \left[1 \pm \frac{\epsilon_{\text{eff}}}{14.33\epsilon_r} \right] \times \cosh \left[\left(1 - \frac{\epsilon_{\text{eff}}}{3.82\epsilon_r} \right) \times \left(0.2 - \frac{S}{\lambda} \right) \right] \quad (\text{IV. 18})$$

- Pour le plan E

$$f_{r-E} = f_0 \times \left[\frac{\exp(-0.4(W + 2.4)) + 3.9}{(\epsilon_r + 3.64)} \right] \times \left[1 \pm \frac{\epsilon_{\text{eff}}}{14.33\epsilon_r} \right] \times \cosh \left[\left(1 - \frac{\epsilon_{\text{eff}}}{3.82\epsilon_r} \right) \times \left(0.2 - \frac{S}{\lambda} \right) \right] \quad (\text{IV. 19})$$

Avec

$$\epsilon_{\text{eff}} = \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right) + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2} \right) \times \frac{1}{\sqrt{1 + 10 \left(\frac{h}{W} \right)}} \quad (\text{IV. 20})$$

En posant :

$$\alpha = f_0 \times \left[1 \pm \frac{\epsilon_{\text{eff}}}{14.33\epsilon_r} \right] \times \cosh \left[\left(1 - \frac{\epsilon_{\text{eff}}}{3.82\epsilon_r} \right) \times \left(0.2 - \frac{S}{\lambda} \right) \right] \quad (\text{IV. 21})$$

$$\beta = [\exp(-0.4(W + 2.4)) + 3.9] \quad (\text{III. 22})$$

L'expression sont simplifiées comme suit :

- Pour le plan H

$$f_{r-H} = \frac{\alpha \times \beta}{(\epsilon_r + 3.72)} \times \left(\frac{L}{4.81} \right) \quad (\text{IV. 23})$$

- Pour le plan E

$$f_{r-E} \frac{\alpha \times \beta}{(\epsilon_r + 3.64)} \quad (IV. 24)$$

La relation entre la fréquence de résonance du couplage dans le plan E et plan H est :

$$\frac{f_{r-E}}{f_{r-H}} = \frac{\alpha \times \beta / (\epsilon_r + 3.64)}{\alpha \times \beta / (\epsilon_r + 3.72) \times (L/4.81)} \quad (IV. 25)$$

Et sont simplifiées comme

$$\frac{f_{r-E}}{f_{r-H}} = \left(\frac{4.916}{L} \right) \times \frac{(1 + 0.269\epsilon_r)}{(1 + 0.275\epsilon_r)} \quad (IV. 26)$$

IV.3.3.4 Représentation des courbes de fréquence de la résonance

Dans cette partie nous allons étudier l'effet de quelques paramètres physiques de l'antenne microbande rectangulaire caractérisée par L, W, h et ϵ_r , sur la fréquence de résonance, puisque ses fonctions de base donnent une bonne convergence

a- Dans le plan E

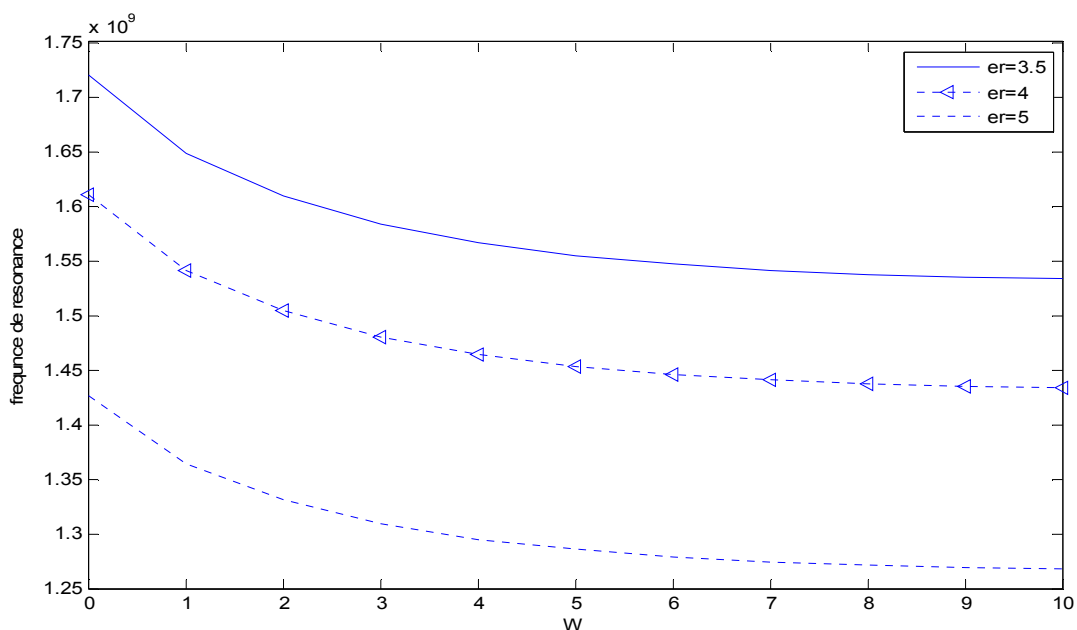


Figure IV.6. Représentation la fréquence de résonance dans le plan E par rapport W et on prend des valeurs de ϵ_r différents $h=0.3048$, $f_0=3\text{GHz}$

Les résultats obtenus montrent que, lorsque la permittivité augmente, la fréquence de résonance diminue par rapport que la largeur de substrat augmente.

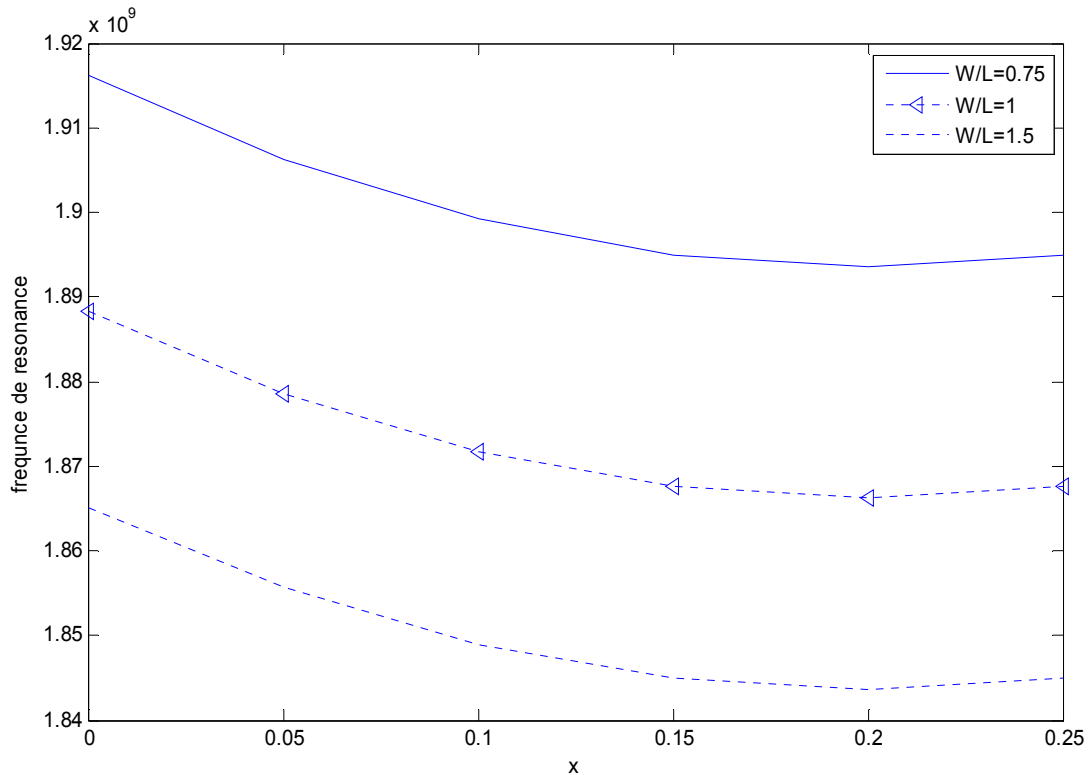


Figure III.7 Représentation la fréquence de résonance dans le plan E par rapport $X=S/\lambda$ et on prend de valeurs de rapport W/L différent (a) $W/L = 0.75$, (b) $W/L = 1$ et $W/L = 1.5$, et $h=0.3048$, $f_0=3\text{GHZ}$ et $\epsilon_r = 2.5$

Les résultats obtenus montrent que, lorsque distance entre les deux patches augmente, la fréquence de résonance dans le plan E est diminuée on prend les valeurs différent de rapport W/L

b- Dans le plan H

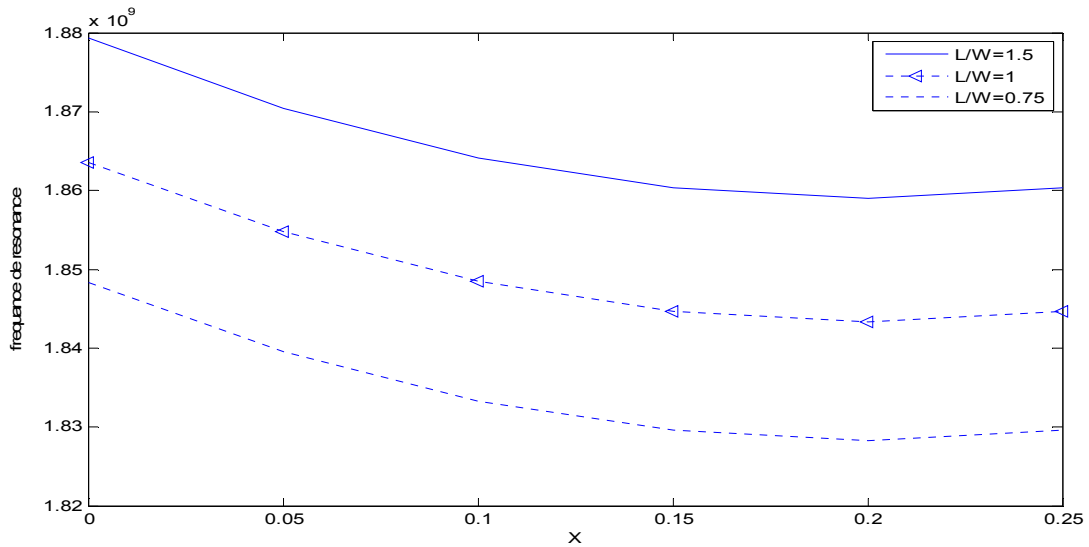


Figure III.8. Représentation la fréquence de résonance dans le plan H par rapport $X=S/\lambda$ et on prend de valeurs de rapport W/L différent $L/W = 1.5$, $L/W = 1$ et $L/W = 0.75$, et $h=0.3048$, $f_0=3\text{GHZ}$ et $\epsilon_r = 2.5$ et $L=5\text{ cm}$

Les résultats obtenus montrent que, lorsque distance entre les deux patches augmente, la fréquence de résonance dans le plan H est diminuée on prend les valeurs différent de rapport W/L

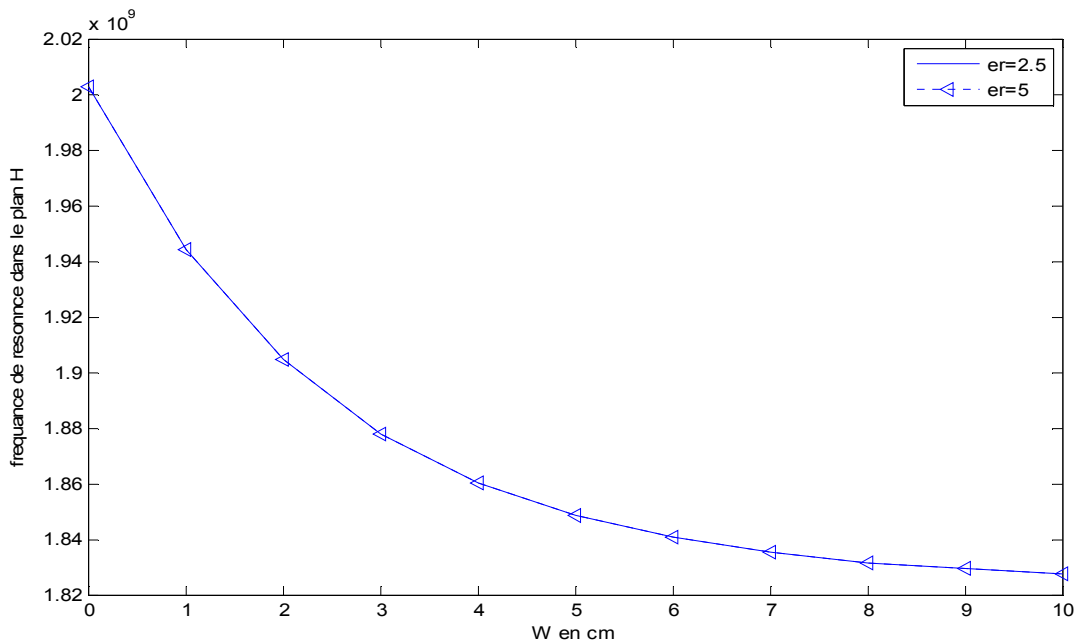


Figure IV.9.représentation la fréquence de résonance dans le plan H par rapport W et on prend des valeurs de ϵ_r différent (a) $\epsilon_r = 2.5$ (b) $\epsilon_r = 5$, et $h=0.3048$, $f_0=3\text{GHZ}$ et $\epsilon_r =2.5$ et $L=5$ cm et $X=S/\lambda=0.1$

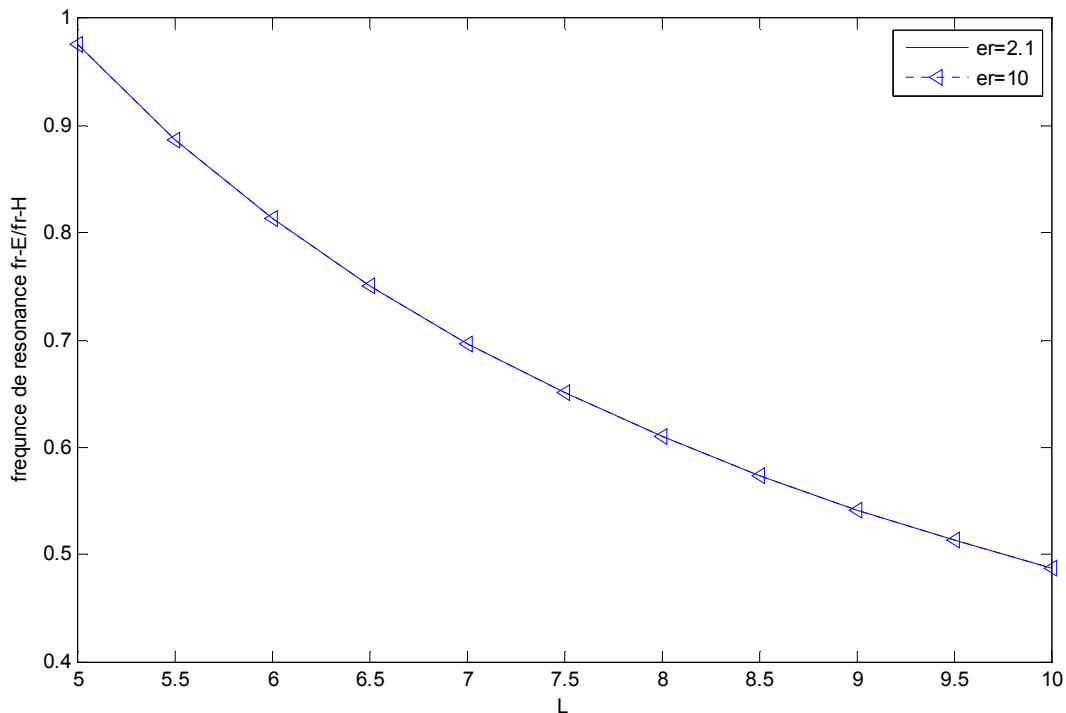


Figure III.10. Représentation le rapport des fréquences de résonance (f_{r-E}/f_{r-H}) par rapport L et valeur ϵ_r différent (a) $\epsilon_r=2.1$ et (b)=10

IV.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié une antenne composée de deux patches (micro ruban) de forme rectangulaire, alimentés par ligne micro ruban à travers un bord rayonnant. Les effets sur la fréquence de résonance des différents paramètres physiques et géométriques des antennes sont présentés.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Ce travail est fait dans le cadre d'un projet de fin d'études master. Il nous a permis de caractériser une antenne imprimée (patch) sous forme rectangulaire ainsi qu'un réseau de deux antennes (patches) rectangulaires également.

Le premier chapitre est l'étude théorique sur la propagation électromagnétique, suivi d'une introduction aux antennes micro ruban. Ensuite, on a présenté les différentes techniques utilisées pour l'alimentation de ce type d'antennes.

On a étudié l'antenne patch de forme rectangulaire par l'approche ligne de transmission, même si elle peut souffrir de quelques inconvénients: le facteur de qualité, entre autres, est déterminé empiriquement.

Ensuite, on a étudié un réseau de deux antennes imprimées alimentées par une ligne micro ruban à travers un bord rayonnant et en tenant compte dans la modélisation de l'effet du couplage. Dans ce cas, le calcul de la fréquence de résonance a montré que cette dernière diminue en fonction de l'augmentation des dimensions et des caractéristiques physiques du diélectrique.

Comme perspectives futures à ce travail, nous proposons de:

- Mener l'étude du couplage avec l'approche cavité de résonance;
- Considérer d'autres types de formes de patch (circulaire par exemple);
- Mener une étude rigoureuse sur les effets de bord;
- Considérer un réseau de plus de deux patches;
- Améliorer la modélisation des antennes patches, car certaines expressions sont trouvées empiriquement.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] Jean-Michel FLEURIAULT, « **Synthèse du diagramme de rayonnement d'un réseau de sources** », Thèse de Doctorat, Université de Rennes I, juin 1996.
- [2] Ahmed ALTAWASHI et Tavares BITO MARTINS, « **approche de la caractéristique d'une antenne parabolique par réseau d'une antenne microruban** » Thèse d'Ingénieur, USTHB 2010.
- [3] Anthony BILLION, « **Etude de nouveaux concepts de systèmes antennaires de radiogoniométrie en polarisation H et V dans les bandes VHF et UHF** », Thèse de Doctorat, Université de Limoges, Octobre 2008.
- [4] Tarik Bouzian BERBAR «**conception d'antennes plaques microrubans multicouches et multifformes par la méthode des moments c.a.p.m.5**» thèse magister en électronique école nationale polytechnique Alger.
- [5] F. GARDIOL « **Conception et réalisation de circuits microrubans**», Annales des Télécommunications, VOL43, n:5-6,1988, p. 220-236
- [6] : Helmut E.SCHRANK, “ **Dielectric Resonator Antennas**», The Artech House Antenn Library
- [7] D. M. Pozar, «**Microstrip antennas**”, IEEE, Vol. 80, N° .1, pp. 79-91, January 1992
- [8] J. Visser HUBREGT., "Array and phased array antenna basics, "Antenna Engineer, the Netherlands 2005.
- [9] C. A. BALANIS, «**Antenna theory analysis and design,**" 2eme edition John Wiley and Sons, 1997.
- [10] CHOUTI LEILA « **Contribution à l'étude d'antennes imprimées rectangulaires double bande et multi bandes tenant compte de l'effet de couplage** », Thèse magister, Institut d'électronique, Université de Constantine. 2009.
- [11] David M. POZAR «**Microstip Antennas** », Proceedings Of The IEEE, VOL. 80, NO 1, JANUARY 1992
- [12] Rafik ADDACI « **Evaluation de la fréquence de résonance complexe et de la bande passante d'une antenne microbande rectangulaire par la méthode neurospectrale** », Thèse magister, Institut d'électronique, Université de Constantine.
- [13] T. ITOH, «**Numerical techniques for microwave and millimeter-wave passive structures** », A Wiley-Interscience Publication, New York, Wiley, 1989.
- [14] 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.
- [15] M.D DESHPANDE and M.C BAILEY: «**Input impedance of microstrip antennas**», IEEE Trans., 1982, AP-30, pp. 645650.
- [16] I.J. BAHL and P. BHARTIA,: «**Microstrip antennas**», Artech House, Dedham, 1980.
- [17] F. ABBOUD J.P. DAMIANO A. PAPIERNIK “ **Simple model for the input impedance of coaxial fed rectangular microstrip patch antenna for CAD**” , IEEE proceedings, vol. 13.5, pt. h, no. 5, october 1988.
- [18] J.R JAMES,, A., HENDERSON, and P.S HALL,,: «**Microstrip antenna performance is determined by substrate constraints**», Microwave system news, August 1982, pp. 73-84
- [19] D. BIDOU, « **Contribution à l'étude d'antennes fort gain, applications dans le domaine millimétrique** » Thèse de doctorat, Université de Limoges, Mai 2003.
- [20] A. HAFIANE, «**Etude du couplage d'antennes imprimées par la méthode des différences finies et extraction du modèle électrique**, » Université de Marne la Vallée, Thèse de doctorat 10 mars 2003.
- [21] M. KHAN, I. RAY, D. MANDAL and A. K. BHATTACHARJEE, «**Comparative study of the resonant frequency of E-plane and H-plane coupled microstrip patch antennas**»m Progress In Electromagnetic Research C, Vol. 1, 241–249, 2008.
- [22] I. RAY, M. KHAN, D. MANDAL and A. K. BHATTACHARJEE, «**Effect on resonant frequency for E-plane mutually coupled microstrip antennas** », Progress In Electromagnetic Research Letters, Vol. 3, 133–140, 2008.