



Université ABBES LAGHROUR Khenchela  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département de Génie Industriel  
جامعة عباس لغرور خنشلة  
كلية العلوم والتكنولوجيا  
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :.....

## Mémoire de fin d'étude

*Pour l'obtention du diplôme de Master*

**Filière : Télécommunications**

**Spécialité : Systèmes des Télécommunications**

### THEME

**Analyse d'une antenne microbande à  
secteur supraconducteur circulaire  
imprimé sur des substrats suspendus  
et composites.**

*Réalisé par : -M. LAATI M<sup>ed</sup> Lamine  
- M. AGHERABI Yassine*

*Soutenu le 15/09/2020 Devant le jury composé de :*

*Dr. DJAMAI Djemoui*

*Président*

*Université Abbes Laghrou-Khenchela*

*Dr. BEDRA Sami*

*Encadreur*

*Université Abbes Laghrou-Khenchela*

*Dr. DOUAK Fouzi*

*Examineur*

*Université Abbes Laghrou-Khenchela*

*Promotion 2019/2020*

## *Remerciements*

- ❖ Avant tout, mes remerciements à mon **DIEU**, le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience qu'il m'a donnée durant toutes ces longues années d'études afin que je puisse arriver à ce stade.
  
- ❖ Je voudrais exprimer, par ce modeste travail, ma gratitude et ma considération à Monsieur **Sami BEDRA**, Maitre de conférences à l'université de Khenchela, pour avoir suivi mon travail avec une attention soutenue, pour leurs qualités scientifiques et humaines qui m'ont beaucoup aidé et guidé tout au long de mes années de recherches.
  
- ❖ J'exprime toute ma reconnaissance aux membres du jury, qui m'ont fait l'honneur d'examiner mon travail.
  
- ❖ Mes remerciements vont également à l'ensemble des enseignants qui ont contribué à notre formation et ma gratitude à tous ceux qui de près ou de loin ont participé à la réalisation de ce mémoire.

# Dédicace

*À cœur vaillant rien d'impossible  
À conscience tranquille tout est accessible  
Quand il y a la soif d'apprendre  
Tout vient à point à qui sait attendre  
Quand il y a le souci de réaliser un dessein  
Tout devient facile pour arriver à nos fins  
Malgré les obstacles qui s'opposent  
En dépit des difficultés qui s'interposent  
Les études sont avant tout  
Notre unique et seul atout  
Espérant des lendemains épiques  
Un avenir glorieux et magique  
Souhaitant que le fruit de nos efforts fournis Jour et nuit  
Nous mènerons vers le bonheur fleuri  
Aujourd'hui, ici rassemblés auprès des jurys  
Nous prions dieu que cette soutenance  
Fera signe de persévérance  
Et que nous serions enchantés  
Par notre travail honoré*

# *Je dédie ce modeste travail*

*À mes très chers parents.*

*Pour leur patience, leur amour, leur soutien et leurs  
encouragements*

*Sans oublier tous les professeurs que ce soit du primaire,  
du moyen, du secondaire et de l'enseignement supérieur.*

*À tous les étudiants de deuxième année master spécialité  
Systèmes des*

*Télécommunications : promotion 2019/2020.*

*Amine & Yassine*

---

# **Table des matières**

---

# Table des matières

---

<b>Introduction Générale</b> .....	2
------------------------------------	---

---

## Chapitre I

### Généralités sur les Antennes Microbandes

---

I.1. Introduction .....	6
I.2. Généralité sur les antennes microbandes (définition et bref historique).....	6
I.2.1. Définition.....	6
I.2.2. Principe de fonctionnement.....	7
I.2.3. Historique .....	8
I.3. Les techniques d'excitation.....	9
I.3.1. Alimentations par ligne microbande.....	9
I.3.2. Alimentations par câble coaxiale.....	9
I.3.4. Alimentations par couplage électromagnétique .....	10
I.3.5. Alimentations couplée par fente (ouverture) .....	10
I.4. Différentes méthodes d'analyse des antennes microbandes .....	12
I.4.1. Méthodes analytiques .....	12
I.4.2. Méthodes numériques rigoureuses .....	14

I.5. Applications .....	16
I.6. Conclusion.....	16
I.7. Références bibliographiques .....	17

---

## **Chapitre II**

### **Caractéristiques des Matériaux Supraconducteurs**

---

II.1. Introduction.....	20
II.2. Bref historique .....	20
II.3. Comportement magnétique des supraconducteurs .....	21
II.3.1. Effet Meissner .....	22
II.3.2. La lévitation .....	22
II.3.3. Effets de Cohérence .....	23
II.4. Différents types de la supraconductivité.....	24
II.4.1. Supraconducteur de Type I .....	25
II.4.2. Supraconducteur de Type II.....	25
II.5. Les théories de la supraconductivité.....	26
II.5.1. La théorie des frères London.....	26
II.5.2. La théorie BCS .....	28
II.6. Impédance de surface.....	28
II.7. Application.....	30
II.8. Conclusion .....	30
II.9. Références bibliographiques.....	30

---

## Chapitre III

### Formulation mathématique du problème

---

III.1. Introduction .....	34
III.2. Description la méthode de la cavité.....	34
III.3. Modèle de cavité corrigé pour une antenne microbande circulaire.....	36
III.3.1. Géométrie et systèmes de coordonnées .....	36
III.3.2. Caractéristiques des modes normaux.....	36
III.3.3. Fréquence de résonance .....	38
III.4. Modèle de la cavité pour une antenne imprimée a secteur circulaire.....	39
III.4.1. 1er cas : 180° du secteur circulaire ( $\varphi = \pi$ ).....	39
III.5. Modèle de la cavité corrigé pour une antenne microbande .....	40
III.6. Fréquence de résonance d'un patch supraconducteur .....	44
III.7. Conclusion .....	44
III.8. Références bibliographiques .....	45

---

## Chapitre IV

### Antenne microbande circulaire supraconductrice imprimée sur des substrats suspendus et/ ou composites

---

IV.1. Introduction .....	48
IV. 2. Antenne microbande circulaire conductrice suspendue et composite.....	49
IV.2.1. Validation des résultats numériques .....	49

IV. 3. Antenne microbande circulaire supraconductrice suspendue et composite .....	55
IV.3.1. Validation des résultats numériques .....	55
IV.4. Conclusion.....	62
IV.5. Références .....	<b>Erreur ! Signet non défini.</b>

---

## Chapitre V

### **Antenne microbande à secteur circulaire supraconducteur imprimé sur des substrats suspendus et/ ou composites**

---

V.1. Introduction .....	67
V. 2. Antenne microbande à secteur circulaire conductrice suspendue et composite.....	68
V.2.1. Validation des résultats numériques .....	68
V. 3. Antenne microbande à secteur circulaire supraconductrice suspendue et composite	75
V.4. Conclusion.....	79
V.5. Références bibliographiques.....	80

---

<b>Conclusion Générale .....</b>	<b>83</b>
----------------------------------	-----------

---

<b>Résumé, Abstract, ملخص.....</b>	<b>86</b>
------------------------------------	-----------

---

---

# **Introduction Générale**

---

## Introduction Générale

Le concept d'antennes imprimées (ou antennes microrubans) fait son apparition dans les années 50, mais c'est au cours des années 70 qu'elles ont été développées [1]. Une antenne microruban est composée d'un élément rayonnant de forme géométrique variable (circulaire, carrée, triangulaire, rectangulaire, etc....) [2]. Cet élément rayonnant est aussi appelé patch conducteur. Actuellement, avec l'explosion des télécommunications, les antennes imprimées sont implantées dans de nombreux dispositifs électroniques par exemple : les téléphones portables, les ailes des avions, etc...[3]

Cette large et importante utilisation de ces antennes est due essentiellement aux divers avantages qu'elles peuvent offrir par rapport aux antennes classiques tels que : faible poids, volume et épaisseur, coût de fabrication très faible, une production en série facile, possibilité de mise en réseau et l'intégration d'éléments discrets et la conformabilité facilitant l'implantation sur tout type de support [4], [5]. Cependant, ce type d'éléments présente des limites, notamment la bande passante étroite, le faible gain et la possibilité de résonner à une fréquence unique [6].

De plus, la découverte de matériaux qui maintiennent leurs propriétés même à des températures élevées, au-dessus de la température de liquéfaction de l'hélium, a donné l'intérêt de développer des composants pratiques exploitant les performances prometteuses du phénomène de la supraconductivité. Certaine valeur appelée température critique ( $T_c$ ) [2]. Ces matériaux supraconducteurs s'opposent également à tout champ magnétique externe. Durant ces dernières années, un intérêt croissant a été accordé au développement et à l'utilisation de nouveaux matériaux dans la technologie micro-onde. Un intérêt particulier a été observé dans l'utilisation des matériaux supraconducteurs dans les composants micro-ondes passifs supraconducteurs tels que antennes, filtres, lignes de transmission et déphaseurs, ce qui est dû à leurs principales caractéristiques, telles que [7]:

- Pertes très faibles : ce qui veut dire réduction de l'atténuation et du niveau de bruit ;
- Dispersion très petite ;
- Miniaturisation des dispositifs micro-ondes ; ce qui permet une large échelle d'intégration ;
- Réduction dans le temps de propagation des signaux dans les circuits.

L'objectif principal de notre travail est l'analyse et l'étude des caractéristiques de résonance des antennes microbandes circulaires de patchs supraconducteurs à hautes températures critiques en utilisant la méthode de la cavité avec les connaissances électromagnétiques conjointement avec la condition au limite de la résistivité complexe. Aussi dans ce travail, l'influence de la température sur les fréquences des géométries circulaires sectorielles de l'antenne supraconducteur sont examinées.

Cette étude s'articule autour de Cinq chapitres.

Le premier chapitre présente des généralités sur les antennes microbandes, leur mécanisme de fonctionnement, les techniques d'alimentations cohérentes ainsi que les méthodes d'étude associées. Les différentes méthodes d'analyse les plus couramment utilisées seront présentées aussi. Nous terminerons ce chapitre par la présentation des différentes applications de ces types d'antennes.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté un aperçu historique sur les matériaux supraconducteurs, leurs comportements magnétiques et les différentes théories sur les supraconducteurs.

Le troisième chapitre présente la formulation mathématique du problème par la méthode de cavité modifiée pour le calcul des caractéristiques de résonances des antennes microbandes.

Dans le quatrième chapitre, des comparaisons de nos résultats avec les valeurs théoriques et expérimentales disponibles dans la littérature pour une antenne circulaire imprimée sur des substrats suspendus et composites tenant en compte l'effet de la supraconductivité du patch, Ces comparaisons montrent qu'une amélioration supplémentaire est obtenue sur la précision des résultats, relativement aux modèles précédents.

Le quatrième chapitre, est consacré au résultats pour la géométrie circulaire sectorielle. Les résultats numériques obtenus sont examinés, commentés et comparés en partie avec le cas d'une antenne à diélectrique suspendus disponible dans la littérature. L'étude du cas des substrats composites a mené à des résultats qui expriment l'originalité de notre travail.

Une conclusion générale clôture cette étude, dans laquelle les résultats obtenus dans le cadre de ce mémoire sont exposés.

## Références bibliographiques

- [1] S. Bedra, "Evaluation analytique et numérique des caractéristiques électromagnétiques des structures microbandes ouvertes, " Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2015.
- [2] S. Benkouda, "Contribution à l'étude des problèmes de caractérisation des antennes microrubans à plaques rayonnantes parfaitement conductrices et supraconductrices, " Thèse doctorat e-sciences, université de Batna, Algérie, 2012.
- [3] S. Massaoudi, "Etude théorique et expérimentale des matériaux à bandes interdites photoniques bidimensionnels en micro-onde : application à l'ultra réfraction", thèse de Doctorat, Institut d'électronique, université paris XI, Février 2005.
- [4] J. R James, G. John, and C. M. Hall "Millimeter-Wave hybrid dielectric-microstrip antenna array" Proc. Inst. Elec. Eng. Vol. 131, No6, pp 341-350. Dec 1984.
- [5] A. K. Bhattacharyya and R. Garg, "Input impedance of annular ring microstrip antenna using circuit theory approach" IEEE trans. Antenna propagate, vol AP-33, pp369-374, Apr 1985.
- [6] S. Shekhawat, P. Sekra, D. Bhatnagar, V. K. Saxena, and J. S. Saini, "Stacked arrangement of rectangular microstrip patches for circularly polarized broadband performance, " IEEE Antennas Wireless Propagat. Lett., vol. 9, pp. 910-913, 2010.
- [7] M. A. Richard, K. B. Bhashin and P. C. Clapsy, "Superconducting microstrip antenna: an experimental comparison of two feeding methods " IEEE transactions antennas Propagation, vol. AP-41, N° 7, pp.967-974, 1993.

# **Chapitre I**

---

## **Généralité sur les Antennes Microbandes**

---

## **I.1. Introduction**

Les communications hertziennes, les télécommunications spatiales et les radars utilisent le plus souvent des antennes à réflecteurs. Ce sont des dispositifs performants qui possèdent un bon rendement, une grande pureté de polarisation et une large bande de fréquences. Dans le cas des applications mobiles, leur poids et leur encombrement deviennent deux inconvénients majeurs. Bien avant d'être appliquée aux antennes micro rubans, dans les années soixante, la technologie dite de circuit imprimé avait été largement mise à contribution notamment dans le domaine de l'électronique [1]. Cette technologie est actuellement appliquée aux antennes micro rubans (ou antennes patch).

Les plaques microbandes peuvent trouver application dans les circuits intégrés microondes comme résonateurs planaires pour oscillateurs et filtres. Ces plaques peuvent être utilisées, aussi, comme éléments rayonnants. Avant d'aborder le sujet en question, nous avons préféré d'exposer, en premier lieu, une présentation de la structure simplifiée de ses antennes, leurs avantages et inconvénients ainsi que les différentes techniques d'alimentation existantes. Finalement, nous terminerons ce chapitre en présentant les méthodes d'analyse les plus répandues des antennes plaques. Dans ce chapitre nous présentons la description et les différents types d'alimentation des antennes patches, ainsi que les applications de ces derniers [1].

## **I.2. Généralité sur les antennes microbandes (définition et bref historique)**

### **I.2.1. Définition**

Une antenne microruban est une ligne microbande de forme particulière. Elle se compose d'un plan de masse et d'un ou de plusieurs substrats diélectriques dont la surface porte un élément métallique [2]. L'élément rayonnant, déposé sur un substrat diélectrique dont la face inférieure est entièrement métallisée pour réaliser un plan de masse [3]. Elles sont largement utilisées dans la bande de fréquences micro-ondes, à cause de leur simplicité et compatibilité avec la technologie des circuits imprimés faisant d'elles une structure facile à produire. La figure I.1 représente la structure typique d'une antenne microbande.

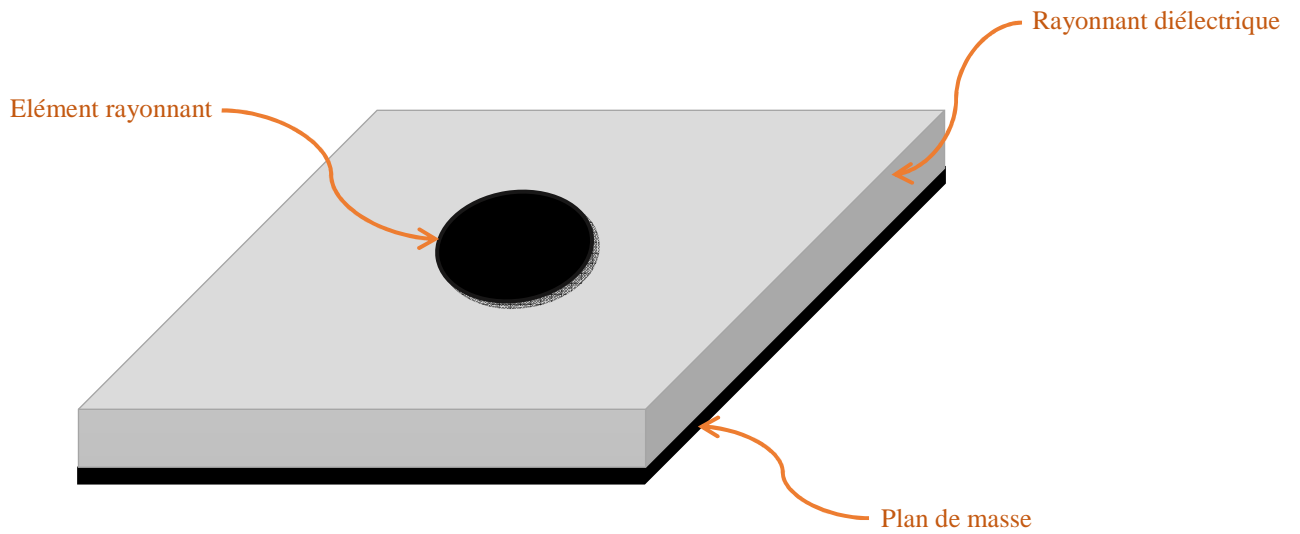


Figure. I.1. Présentation d'une antenne imprimée.

### I.2.2. Principe de fonctionnement

Pour mieux comprendre le mécanisme de rayonnement des antennes microbandes, la littérature scientifique s'appuie généralement sur la théorie de l'optique (voir la figure I.2.) [4].

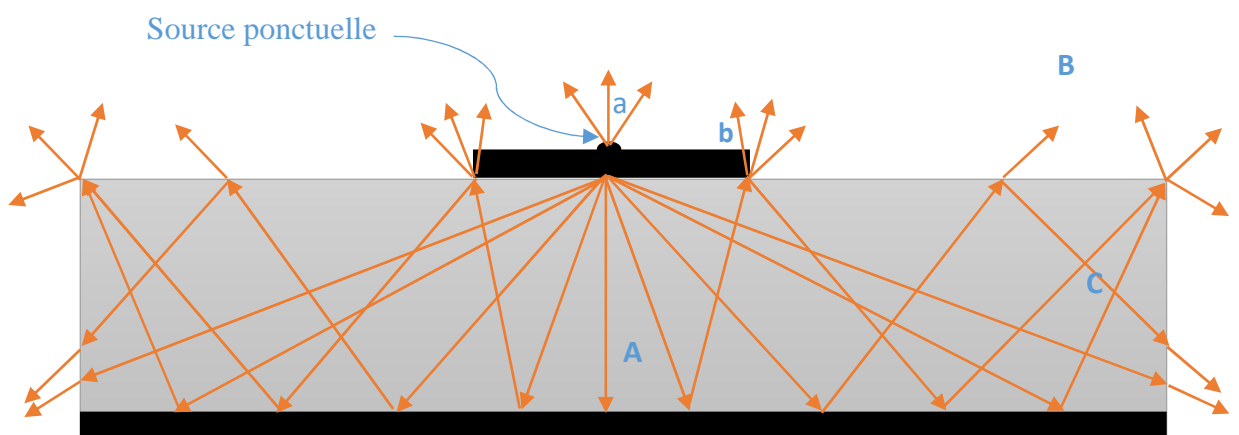


Figure. I.2. Trajectoires des rayons dans une antenne microruban.

La source ponctuelle placée en (a) émet un rayonnement uniforme dans toutes les directions. Une partie de ce dernier est réfléchié par le plan de masse, puis par le conducteur supérieur et ainsi de suite. Certains de ces rayons aboutissent sur l'arrête du conducteur (b), qui les diffractent et par conséquent le champ se décompose en deux composantes normale et tangentielle par rapport au plan de masse. On peut donc envisager trois régions [4]:

- La région A : est la plus dense en rayons, le champ électromagnétique s'accumule plus fortement dans cette zone de l'espace. Cette propriété est d'ailleurs utilisée pour la propagation le long des lignes micro-rubans. En basse fréquence les champs restent concentrés dans cette zone, il y a donc propagation sans rayonnement.
- La région B (espace libre) : occupant tout le demi –espace supérieur à l'antenne, représente une zone où le champ se disperse librement dans l'air et vient s'ajouter au rayonnement propre de la source. Si on augmente la fréquence, ce rayonnement électromagnétique, malgré un rendement restreint, devient significatif d'où un fonctionnement en antenne.
- La région C : certains rayons atteignent les surfaces de séparation avec une incidence rasante, et restent piégés dans le diélectrique. Une onde de surface est alors guidée par le bord du diélectrique ne contribuant pas directement au rayonnement de l'antenne. Toutefois, quand cette onde atteint le bord du substrat (C), elle est diffractée et génère un rayonnement parasite.

### **I.2.3. Historique**

Le concept d'antenne microbande a été proposé pour la première fois par Deschamps en 1953. Un brevet a été publié en France en 1955 par Gutton et Baissinot. Dès le début des années 1970 [3]-[5], grâce au développement de la technologie des circuits imprimés et la disponibilité de substrats de bonnes qualité avec des pertes minimales et des propriétés mécaniques meilleures, plusieurs applications d'antennes microbandes ont été réalisées [3]. En 1972, John Howell réalisa des antennes imprimées à polarisations linéaire et circulaire en bandes L et UHF pour la NASA. À la même période, Robert Munson de « Ball Aerospace Systems » conçut une antenne imprimée conformée sur toute la circonférence d'un missile [6].

### I.3. Les techniques d'excitation

L'alimentation de l'antenne dépend de la manière dont l'antenne est intégrée dans le dispositif. Les méthodes d'alimentation des antennes microbandes peuvent être classées en deux catégories :

1. Les alimentations par contact (ligne microbande, câble coaxiale).
2. Les alimentations sans contact (couplage électromagnétique, fente) [7], [8].

#### I.3.1. Alimentations par ligne microbande

Cette technique consiste à faire une connexion directe de la ligne microruban (de largeur plus petite par rapport au patch, généralement de 50 Ohms) avec l'élément rayonnant. Elle est très utilisée dans les réseaux d'antennes imprimées de différentes formes [9], [10].

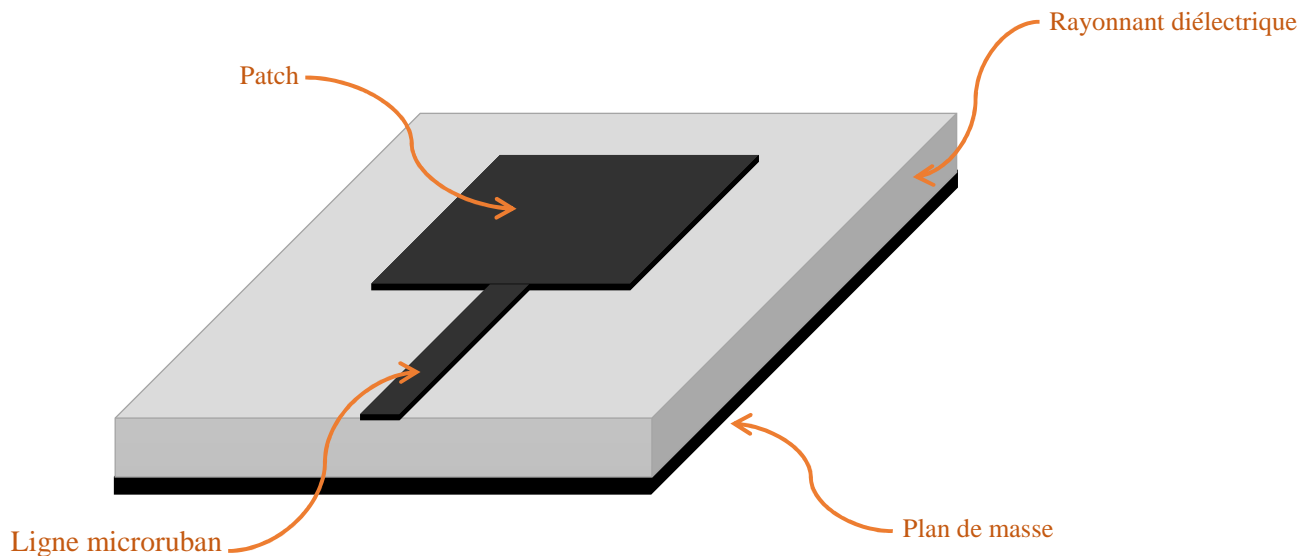


Figure. I.3. Alimentation par ligne microruban.

#### I.3.2. Alimentations par câble coaxiale

L'alimentation avec câble coaxiale ou alimentation par sonde est une technique qui consiste à établir une connexion directe entre le patch et le câble coaxiale qui traverse le plan de masse et le substrat alors que le conducteur externe est relié au plan de masse. Cette méthode d'alimentation est connue dans les patches circulaires.

L'alimentation par câble coaxiale est choisie pour isoler les résultats des changements physiques de l'alimentation, C'est parce que n'importe quel changement des dimensions de la structure d'antenne change la dimension de la ligne microruban et en conséquence, l'impédance d'alimentation et également la fréquence de l'antenne changera [11].

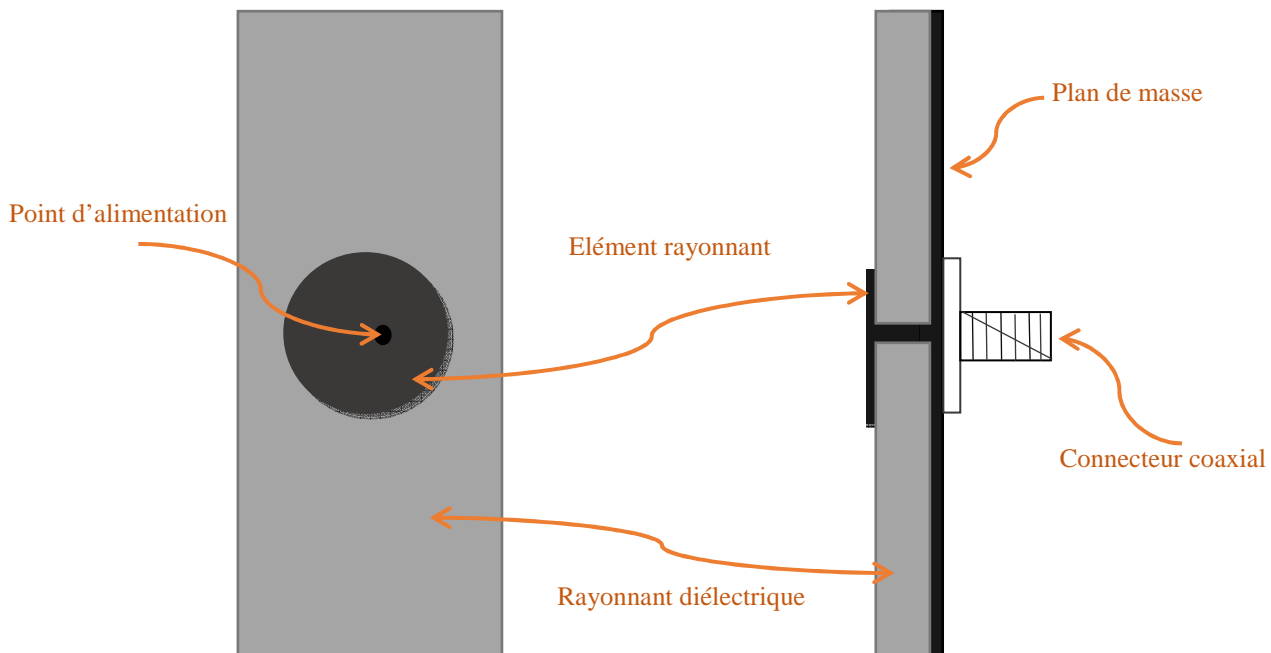


Figure. I.4. Alimentation par câble coaxiale.

### I.3.4. Alimentations par couplage électromagnétique

Cette technique d'alimentation est faite par employer une ligne d'alimentation est entre les deux substrats et le patch de rayonnement est sur le substrat supérieur et la ligne microruban sur le substrat inférieur [7]. Elle est appelée aussi alimentation couplée par proximité.

### I.3.5. Alimentations couplée par fente (ouverture)

Dans ce type d'alimentation, Le couplage entre l'élément rayonnant et la ligne d'alimentation est assuré par une fente dans le plan de masse. L'avantage de ce type d'alimentation est dans l'isolation entre la ligne d'alimentation et l'élément rayonnant puis limite l'interférence de l'élément parasite sur le diagramme de rayonnement et offre une

plus grande pureté de polarisation. Par contre, 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 [5]-[7].

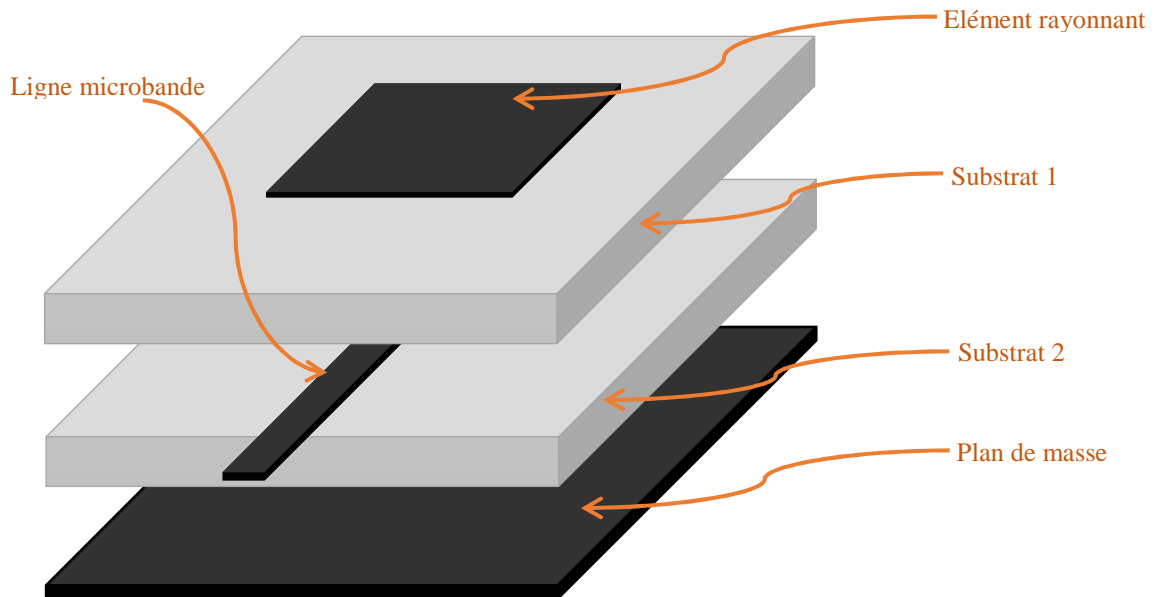


Figure. I.5. Alimentation par couplage électromagnétique.

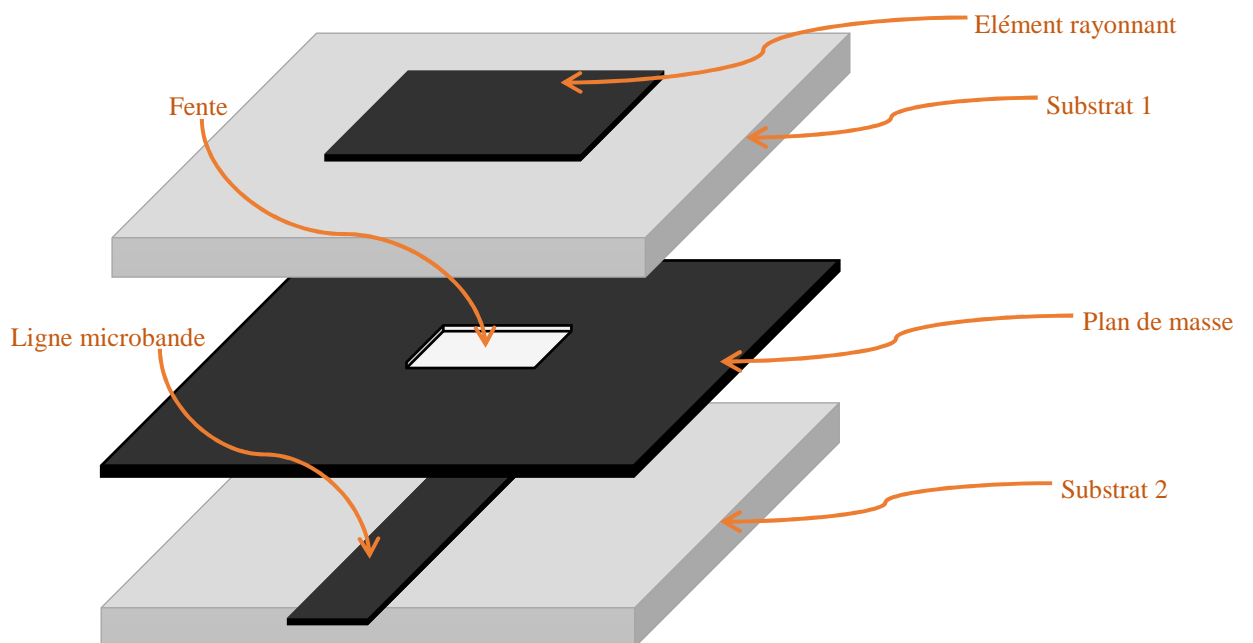


Figure. I.6. Alimentation couplée par fente.

La Tableau I.1, résume les différentes techniques d'alimentation et leurs avantages.

Tableau I.1. Comparaison entre les différentes techniques d'alimentation [12].

<i>Caractéristiques</i>	<i>Alimentation par Ligne micro- ruban</i>	<i>Alimentation Coaxiale</i>	<i>Alimentation couplée par Ouverture</i>	<i>Alimentation couplée par Proximité</i>
<i>Rayonnement parasite de l'alimentation</i>	Plus	Plus	Moins	Minimum
<i>Fiabilité</i>	Meilleur	Pauvre à cause de soudure	Bon	Bon
<i>Facilité de fabrication</i>	Facile	Soudure et forage requis	Alignement requis	Alignement requis
<i>Adaptation d'Impédance</i>	Facile	Facile	Facile	Facile
<i>Bande passante (Réalisée avec adaptation d'impédance)</i>	2-5%	2-5%	2-5%	2-5%

#### **I.4. Différentes méthodes d'analyse des antennes microbandes**

L'analyse des antennes microbandes est très difficile à cause de la non homogénéité du milieu qui les supporte (diélectrique et l'air), En raison de cette difficulté, différentes méthodes approchées ont été proposées, Ces méthodes peuvent être classées en deux grandes catégories: les méthodes analytiques, tels que le modèle de la ligne de transmission et le modèle de la cavité et les méthodes numériques rigoureuses telles que la méthode des éléments finis , la méthode des différences finies ,la méthode des moments et la méthode d'analyse spectrale [13].

##### **I.4.1. Méthodes analytiques**

Des méthodes approximatives basées sur des hypothèses simplificatrices donc elles ont des limitations et elles fournissent des solutions moins précises, parmi ces méthodes, on peut citer quelques-unes :

- Le modèle de la ligne de transmission.
- Le modèle de la cavité.

#### ***1.4.1.1. Modèle de la ligne de transmission***

C'est le modèle le plus simple, il exploite l'analogie qui existe entre un patch d'une antenne imprimée et un tronçon d'une ligne de transmission ayant deux bords rayonnants. La méthode consiste à discrétiser les champs et les courants sur chacune des interfaces de la structure multicouche et à procéder à une résolution analytique selon la direction normale aux interfaces. L'avantage principal de ce modèle est qu'il permet une interprétation aisée des phénomènes physiques rencontrés. Alors que l'inconvénient majeur de cette méthode est son incompatibilité avec les applications dans lesquelles l'antenne est alimentée par couplage ou réalisée avec des substrats électriquement épais.

Cette technique semi-analytique implique habituellement les trois étapes de base suivantes:

- Division de la région de résolution en couches ;
- Discrétisation de l'équation différentielle dans une direction ;
- Résolution des équations [14].

#### ***1.4.1.2. Modèle de la cavité***

Le modèle de la cavité offre la simplicité et la visibilité physique dans l'analyse des antennes microrubans. En effet, ce modèle est plus précis que le modèle de la ligne de transmission. L'antenne imprimée peut être assimilée à une cavité fermée par deux murs électriques (le plan de masse et l'élément rayonnant) et quatre murs magnétiques verticaux. Une longueur et une largeur effective sont introduites pour prendre en compte les débordements des lignes des champs sur les bords de l'élément rayonnant [15]. Les champs à l'intérieur de la cavité peuvent être exprimés en fonction de modes discrets satisfaisant individuellement des conditions aux limites appropriées. Une fois ces champs connus, le champ rayonné, la puissance totale et l'impédance d'entrée seront alors déduits. Ce modèle n'est valide que pour des substrats électriquement minces et modélise difficilement le couplage [16].

### **I.4.2. Méthodes numériques rigoureuses**

Ces méthodes sont les plus utilisées récemment, elles sont des méthodes purement numériques. Le principe de ces méthodes repose sur la résolution numérique des équations de Maxwell et la détermination de la répartition des champs et courants sur la surface du patch. Parmi ces méthodes, on cite :

- La méthode aux différences finies ;
- La méthode des éléments finis ;
- La méthode des moments ;
- La méthode spectrale.

#### ***1.4.2.1. La méthode aux différences finies***

La méthode des différences finies dans le domaine temporel F.D.T.D (Finite Difference Time Domain) c'est la méthode numérique la plus utilisée pour résoudre des problèmes électromagnétiques. 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 [17].

Cette technique a acquis un intérêt nouveau avec l'augmentation de puissance des ordinateurs qui permet plus de capacité de mémorisation sans pénaliser le temps de calcul. Elle offre l'avantage de modéliser les phénomènes transitoires [18].

#### ***1.4.2.2. La méthode des éléments finis***

Elle est basée sur la résolution des équations différentielles des champs électromagnétiques dans le domaine spectral. Il s'agit donc de résoudre un système linéaire d'équations, les champs étant les inconnus. Pour cela, on doit discrétiser entièrement en 3D le domaine où le champ à analyser existe : des triangles sont utilisés sur les surfaces et des tétraèdres dans les volumes [6].

Une approche intéressante est l'hybridité de la méthode des éléments finis avec la méthode des moments. Ces méthodes sont très bien utilisées pour l'analyse des antennes microrubans dans les cavités. Comme la majorité des méthodes full-wave, la méthode des éléments finis est implantée dans quelques codes commerciaux tels que HFFS d'Ansoft [8].

#### ***1.4.2.3. La méthode des moments***

C'est une technique numérique très efficace pour la résolution des équations intégrales et le transformant en un système matriciel. Cette méthode opère dans le domaine spectral, et elle est qualifiée comme étant rigoureuse. Cette 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 [19]. Malgré les avantages cette méthode a aussi des inconvénients :

- Le temps de calcul qui est important ;
- La précision exigée pour déterminer les éléments de la matrice impédance ;
- L'existence des solutions parasites.

#### ***1.4.2.4. La méthode spectrale***

Ce modèle prend en considération l'équation intégrale du champ électrique (EFIE), dans le domaine spectral. Cette méthode permet de résoudre efficacement les systèmes d'équations intégraux 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 les patches 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 [20].

La méthode d'analyse spectrale est d'actualité, on permet donc de réduire le problème vectoriel tridimensionnel en un problème bidimensionnel. Elle n'est pas limitée par les conditions classiques telles que la faible épaisseur du substrat et une constante diélectrique

faible. Cette méthode est considérée comme étant la plus rigoureuse, malgré qu'elle soit un peu coûteuse, du point de vue temps de calcul et précision exigée sur la détermination des éléments de la matrice associée. On a la possibilité d'inclure dans l'analyse l'effet des différents paramètres tels que les pertes par conducteur et par diélectrique et les dimensions finies du plan masse. La solution obtenue est d'autant plus proche et plus exacte lorsque la fonction de base modélise bien la variation réelle des courants surfaciques [21].

## **I.5. Applications**

Dans le domaine des télécommunications, nous voyons une explosion technologique concernant les antennes imprimées. Les exigences de plus en plus croissantes des systèmes de communications modernes, les antennes classiques ne peuvent pas répondre à ces exigences [20]. Les antennes microbandes remplacent les antennes classiques dans la plupart des applications. Parmi ces applications on cite :

- Télécommunication satellitaires ;
- Commande et contrôle ;
- Télémétrie (télémesure) par missile ;
- Équipements portatifs ;
- Éléments d'alimentation dans les antennes complexes ;
- Antenne d'émission utilisée en médecine ;
- Récepteur satellite de navigation.

## **I.6. Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons essayé de présenter les antennes microbandes de façon générale ; définition et bref historique ainsi que les techniques d'alimentation. Nous avons montré également quelques différentes méthodes d'analyse des antennes microbandes.

En fin, nous avons terminé ce chapitre par ces applications dans le domaine des télécommunications.

## I.7. Références bibliographiques

- [1] S. Bedra, "Evaluation analytique et numérique des caractéristiques électromagnétiques des structures microbandes ouvertes, " Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2015.
- [2] C. Aissaoui, "Contribution à l'analyse des antennes microbandes avec excitation par la méthode du domaine spectral-Application à un réseau d'antennes microbandes." Thèse de Doctorat, Université des frères Mentouri Constantine 1, 2017.
- [3] A. Belhedri, "Influence de la supraconductivité à haute température de transition sur la résonance d'une plaque rectangulaire réalisée sur un substrat à anisotropie de type électrique et magnétique", mémoire de Magister, Université de Ouargla, 2013.
- [4] A. Djelloul, "Analyse à l'Aide de Modèles Equivalents d'Antennes Imprimées Alimentées par Lignes Adaptées"; thèse de Magister en Electronique, Département d'Electronique, Université Abou Bakr Belkaid Tlemcen, Mars 2007.
- [5] R. C. Johnson, and H. Jasik, "Antenna engineering handbook, " 4th edition, McGraw-Hill, 2007.
- [6] C. Luxey, R. Staraj, G. Kossiavas, and A. Papiernik, "Antennes imprimées-Bases et principes," Technique de l'ingénieur, Référence E3310, 2007.
- [7] L. Chouti, "Contribution à l'étude des antennes imprimé rectangulaire double bande et multi bandes tenant compte de l'effet de couplage", mémoire de Magister, Université de Constantine, 2009.
- [8] M. Titaouine, " Analyse des antennes microrubans de forme arbitraire par la méthode desmoments et le modèle généralisé de la cavité", Thèse de Doctorat, Université de Sétif, 2007.
- [9] L. I. Basilio, M. A. Khayat, J. Williams, S. A. Long, "The dependence of the input impedance on feed position of probe and microstrip line fed patch antennas ", IEEE trans. Antennas Propagat., vol. 49, pp. 45-47, 2001.
- [10] O. Barkat, "Etude et synthèse des caractéristiques de réseaux d'antennes imprimées supraconductrices dans la bande millimétrique," Thèse doctorat e-sciences, université de Constantine, Algérie, 2009.

- [11] R. Garg, P. Bhartia, I. J. Bahl, and A. Ittipiboon, "*Microstrip antenna design handbook*," 1<sup>st</sup> edn, England: Artech House 2000.
- [12] W. Deghfel, R. Merzougui, "Etude et conception d'une antenne patch ultra large bande ULB à bande rejetée", mémoire de Master Académique en Electronique, Département d'Electronique, Université Mohamed Boudiaf – M'sila, 2016.
- [13] Y.X. Guo, K. M. Luk, and K. F. Lee, "L-probe fed thick- substrate patch antenna mounted on a finite ground plane", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 51, pp. 1955- 1963, Aug. 2003.
- [14] A. H. Atousa, " Contribution au développement de méthodes d'optimisation structurelle pour la conception assistée par ordinateur de composants et de circuits hyperfréquences ", Thèse de Doctorat n° 10- Mars 2007, UNIVERSITE DE LIMOGES, chapitre I, pp.10-15.
- [15] D. Chatterjee and R. G. Plumb, "Some convergence considerations in space- domain moment method analysis of class of wide-band microstrip antennas, " *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 48, pp.147-160, 2000.
- [16] M. Himdi, J. P. Daniel, and C. Terret, "Analysis of aperture-coupled microstrip antenna using cavity method", *Electronic Letters*, Vol. 25, no. 6, pp. 391-392, March 1989.
- [17] Y. TIGHILT, identification des antennes microrubans multicouches par la méthode spectrale et les réseaux de neurones, thèse de doctorat en électronique, Université de Sétif, 2011.
- [18] S. A. M. Zerroub, "Support De Transmission Et Composants Microondes", OPU , Algérie, 1995.
- [19] A. BEHLOUL, " Contribution à l'étude des antennes microstrip Supraconducteur de forme triangulaire ", Mémoire de Magister, Institut d'électronique, Université de Constantine, 2010.
- [20] D. Belguellaoui, "Analyse et conception des antennes microrubans alimentées par guide d'onde coplanaire", mémoire de master en systèmes de télécommunication numérique, Département d'Electronique, Université Mohamed Boudiaf – M'sila, 2016.
- [21] J. R. Mosig and F. Gardiol, "Techniques analytiques et numériques dans l'analyse des antennes microruban," *Annales des Télécommunications*, Vol. 40, pp. 411-437, 1985.

# **Chapitre II**

---

## **Caractéristiques des Matériaux Supraconducteurs**

---

## II.1. Introduction

La supraconductivité est un nouvel état de la matière [1]. Cet état se distingue par une remarquable combinaison de propriétés électriques et magnétiques. Une absence complète de la résistivité au passage d'un courant électrique entraînant une circulation du courant sans pertes par effet Joule. Une autre propriété fondamentale est le diamagnétisme parfait ou " l'effet Meissner " ; il est caractérisé par l'absence de résistance électrique et l'annulation du champ magnétique à l'intérieur du matériau [2], ce qui permet de réduire le temps de propagation des signaux dans les circuits. La supraconductivité apparaît à des températures inférieures à une valeur limite très basse appelée température critique ( $T_c$ ) dépendante du matériau concerné. Une fois cette température limite est dépassée, la résistivité du métal revient à son état normal [3]. Les avantages d'utiliser des matériaux supraconducteurs à haute température critique en hyperfréquences incluent : 1) très faible pertes ; ce qui veut dire réduction de l'atténuation et du niveau de bruit, 2) dispersion très petite jusqu'à des fréquences de quelques dizaines de GHz, 3) miniaturisation des dispositifs micro-ondes ; ce qui permet une large échelle d'intégration et 4) réduction dans le temps de propagation des signaux dans les circuits. L'intérêt technologique des supraconducteurs dans notre vie quotidienne est indéniable. En effet les systèmes actuels ont plusieurs limites : ils sont contraignants par leur poids et leur encombrement, leurs conducteurs chauffent. Nous voyons donc l'intérêt de l'utilisation de machines supraconductrices pour contourner ces obstacles. De plus, ils ont un avantage sur le plan économique et environnemental. On note toutefois que les supraconducteurs nécessitent encore une température très faible. Il n'en reste pas moins que les scientifiques ont trouvés des applications très diversifiées dans le domaine de l'environnement, de la médecine et de l'électronique [4], [5].

## II.2. Bref historique

En 1911, le phénomène de la supraconductivité a été découvert par le physicien hollandais Heike Kamerlingh Onnes d'université de Leiden qui a montré qu'aux très basses températures, quelques Kelvins, certains métaux changent de propriétés physiques [6]. Cette transition intervient à une température qualifiée de température critique. Onnes

découvrit par la suite plusieurs autres supraconducteurs, et il reçut en 1913 le prix Nobel de physique pour son travail sur la supraconductivité.

C'est en 1933 que Walter Meissner et Robert Ochsenfeld [7] découvrent la deuxième propriété des supraconducteurs : le diamagnétisme parfait. Un matériau supraconducteur soumis à un champ magnétique extérieur crée des courants induits dans le matériau qui expulse alors ce champ magnétique. Cet effet de non-pénétration du champ magnétique est nommé effet Meissner.

En 1935, les deux frères Fritz et Heinz London développèrent, en s'appuyant sur ces différentes observations, la première théorie phénoménologique de la supraconductivité, en ajoutant aux équations de Maxwell de l'électromagnétisme des équations constitutives prenant en compte les résultats expérimentaux concernant la résistance nulle et l'effet Meissner.

En 1957, théorie nommée BCS, du nom de ses inventeurs John Bardeen, Leon Cooper et John Schrieffer parvint à expliquer le phénomène de manière convaincante [8]. Cette théorie explique qu'à très basse température, les électrons s'apparient, en quelque sorte on se mettant en couple. On dit qu'ils forment des paires de Cooper.

En 1986, Johannes Bednorz et Alex Müller découvrent dans des matériaux de structure pérovskite de cuivre à base de lanthane une supraconductivité ayant une température critique de 35 K [9]. 9 mois après, Y-Ba-Cu-O avec une température critique égale à 92 K, Bi-Sr-Ca-Cu-O en 1988 avec une température critique égale à 110 K, puis également en 1988 Tl-Ba-Ca-Cu-O avec une température critique égale 125 K furent découverts. Cette découverte apporte les supraconducteurs à hautes températures critiques (SHTc).

En 1998, la température critique atteint 165k à cause de les recherche dans ce domaine [9].

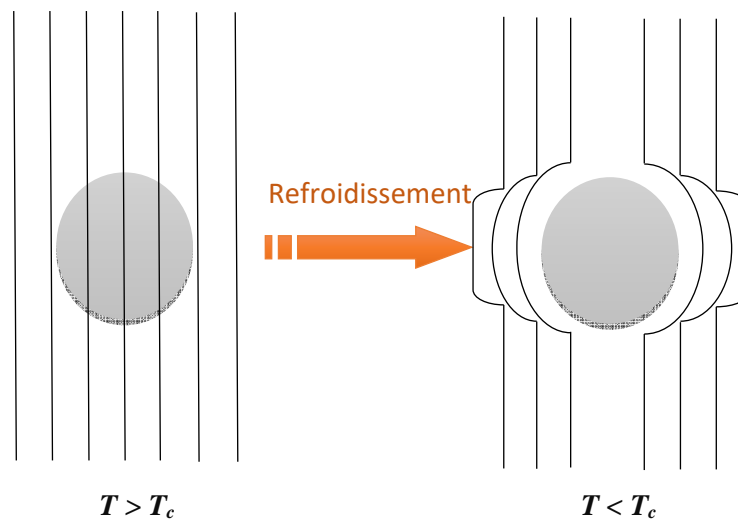
### **II.3. Comportement magnétique des supraconducteurs**

La supraconductivité se distingue par une remarquable combinaison de propriétés magnétiques survenant dans certains matériaux à très basse température.

### II.3.1. Effet Meissner

En 1933, W. Meissner et R. Ochsenfeld découvrirent que lorsqu'un échantillon supraconducteur est refroidi au-dessous de sa température critique  $T_c$  puis placé dans un champ magnétique, celui-ci est expulsé de l'échantillon (diamagnétisme parfait). Le diamagnétisme parfait est une propriété intrinsèque d'un supraconducteur, qui n'est cependant valable que si la température et le champ magnétique sont en tout point inférieur à leur valeur critique  $T < T_c$ .

Une autre façon de présenter les choses est de dire qu'une densité d'aimantation  $\mathbf{M}$  égale à l'opposé de l'excitation magnétique  $\mathbf{H}$  se développe dans l'échantillon.  $\mathbf{B}$  est nul puisque ces grandeurs sont reliées par  $\mathbf{B} = \mu_0(\mathbf{H} + \mathbf{M})$ . Le matériau se comporte comme un diamagnétique parfait ce qui est à la base du phénomène de lévitation [10].



l'effet Meissner

### II.3.2. La lévitation

La lévitation vient en premier lieu de l'effet Meissner, lorsqu'on place un aimant au-dessus d'un supraconducteur, celui-ci peut léviter dans certaines conditions. On observe de plus qu'il est en général stable. L'étude des forces de lévitation permettra d'aborder la physique d'aimantation dans les supraconducteurs qu'on note  $\mathbf{M}_{\text{supra}}$ . On a donc :

$$\mathbf{M}_{\text{supra}} = -\mathbf{H}_{\text{aimant}} \tag{II.1}$$

Cette aimantation du supraconducteur induit une force sur l'aimant qui s'écrit :

$$\mathbf{F} = \mu_0 \mathbf{M}_{\text{supra}} \frac{\partial \mathbf{H}_{\text{aimant}}}{\partial \mathbf{z}} \cdot \mathbf{V} \quad (\text{II.2})$$

Où  $V$  est le volume de l'échantillon supraconducteur,  $\mathbf{M}_{\text{supra}}$  son aimantation (pas celle de l'aimant), et  $\mathbf{H}$  le champ créé par l'aimant dans l'axe vertical  $z$ . Cette force peut être suffisante pour compenser la gravité et faire donc flotter l'aimant [11], [12].



Figure II.2. Un aimant en lévitation au-dessus d'un supraconducteur refroidi à  $-196^\circ\text{C}$ .

### II.3.3. Effets de Cohérence

En 1962, la théorie de Josephson montre qu'un courant électrique non nul pouvait circuler d'un bloc de supraconducteur à un second bloc séparé du premier d'une mince couche isolante en l'absence même de différence de potentiel entre les deux blocs.

Mieux encore il prédisait qu'en présence d'une différence de potentiel continu, le courant circulant entre les deux blocs devait être alternatif [13].

## II.4. Différents types de la supraconductivité

Tous les supraconducteurs n'ont pas le même comportement en présence d'un champ magnétique, la supraconductivité disparaît selon deux scénarios différents.

Les différences se retrouvent au niveau de deux paramètres essentiels : le courant critique  $I_c$  et le champ critique  $H_c$ , ces paramètres critiques fixent une limite au-delà de laquelle le matériau perd ses performances supraconductrices [14]. Ces scénarios conduisent à un classement des matériaux en supraconducteurs de type I et de type II.

### II.4.1. Supraconducteur de Type I

Les supraconducteurs de type I sont caractérisés par une valeur de  $H_c$  (le champ magnétique critique) unique, le champ magnétique critique est toujours trop basse pour ce type de supraconducteurs pour qu'ils puissent être utiles dans la construction des aimants supraconducteurs [15].

Le comportement de ce type de supraconducteurs est simple car il n'existe que deux états.

L'état normal correspond à une valeur élevée de la résistance du matériau et l'état supraconducteur est caractérisé par une résistance nulle et un diamagnétisme presque parfait [5]. Les supraconducteurs de type I sont essentiellement des corps purs et leurs champs critiques sont relativement faibles (voir la figure II.3).

### II.4.2. Supraconducteur de Type II

Les supraconducteurs type II possèdent deux champs critiques, le deuxième nettement plus grand que le premier ( $H_{c2} \gg H_{c1}$ ). Cependant à la différence des précédents, l'aimantation des supraconducteurs de type II ne chute pas brusquement de  $M = H$  à  $M = 0$  au champ critique  $H_c$  mais elle décroît lentement à partir d'un premier champ critique intérieur noté  $H_{c1}$  pour mourir à 0 à un second champ critique supérieur  $H_{c2}$  [5].

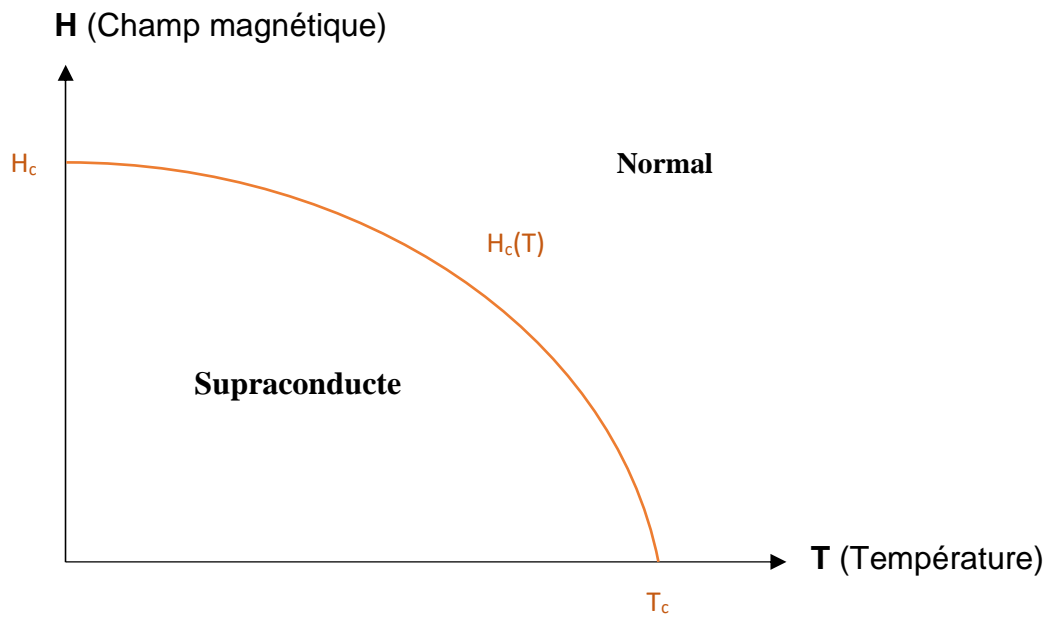


Figure II.3. Diagramme des phases d'un supraconducteur de type I.

- Zone 1 : L'état supraconducteur, l'état Meissner se caractérise par un diamagnétisme parfait ;

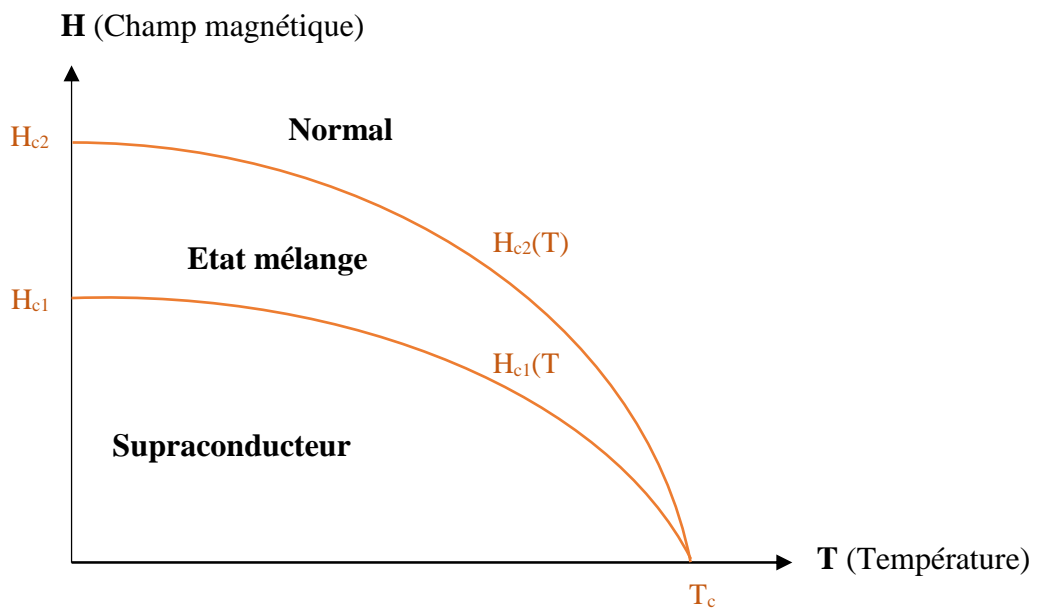


Figure II.4. Diagramme des phases d'un supraconducteur de type II.

- Zone 2 : L'état mixte se caractérise par une pénétration partielle du champ magnétique sous forme de vortex, et donc d'un diamagnétisme partiel ;
- Zone 3 : Etat normal avec une forte résistance électrique, pour des valeurs de champ supérieures à  $H_{c2}$  (voir la figure II.4).

## II.5. Les théories de la supraconductivité

Dans ce chapitre nous allons présenter les deux principales théories qui définissent bien le phénomène supraconductivité ces deux derniers sont la théorie de LONDON et BCS.

### II.5.1. La théorie des frères London

La théorie des frères London est une première approche phénoménologique de la supraconductivité. Elle se base sur l'intuition et n'est justifiée que par les expériences. Elle cherche à expliquer l'expulsion du champ magnétique du matériau quelle que soit son histoire. Cet effet fut présenté, dans un premier temps, dans une publication du physicien allemand Walther Meissner mais les théories physiques de l'époque ne suffisaient pas à justifier le diamagnétisme. Intrigué par ce phénomène, Fritz London, se proposa de l'étudier, rejoint plus tard par son frère Heinz.

En ne s'appuyant que sur la résistivité nulle du matériau, les lois de Maxwell perdent de leur sens. Ainsi, Fritz et Heinz London choisirent d'introduire le fait que le courant supraconducteur soit porté par des charges libres, et établirent alors une première équation. Celle-ci applique aux charges libres la loi fondamentale de la dynamique, couplée à la force que subit une particule dans un champ électrostatique constant, telle que :

$$\frac{\partial \vec{J}}{\partial t} = \frac{nq^2}{m} \vec{E} \quad (\text{II.3})$$

Puis, grâce aux opérateurs vectoriels, les deux frères composèrent les équations qui traduisirent les variations spatiales des dérivées partielles de la densité de courant et du champ magnétique :

$$\Delta\left(\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}\right) = \frac{1}{\lambda_L^2} \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II.4})$$

et

$$\Delta\left(\frac{\partial \vec{J}}{\partial t}\right) = \frac{1}{\lambda_L^2} \frac{\partial \vec{J}}{\partial t} \quad (\text{II.5})$$

Les deux chercheurs en déduisirent que le champ magnétique ne varie pas dans l'échantillon, et émirent l'hypothèse que celui-ci est en fait nul. Pour continuer leur étude théorique ils durent postuler dans la première équation, que l'on doit substituer :

$$\vec{B} \text{ par } \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II.6})$$

ainsi que

$$\vec{J} \text{ par } \frac{\partial \vec{J}}{\partial t} \quad (\text{II.7})$$

Cela permit d'établir l'équation de London :

$$\mu_0 \vec{\text{rot}} \vec{J} = -\frac{1}{\lambda_L^2} \vec{B} \quad (\text{II.8})$$

Cette équation lie ainsi la densité de courant au champ magnétique.

On introduit dans les équations ci-dessus, la longueur de pénétration dite de London, telle que :

$$\lambda_L^2 = \frac{m}{\mu_0 n q^2} \quad (\text{II.9})$$

Cette longueur, est ainsi une longueur caractéristique de l'état supraconducteur, elle définit en fait l'épaisseur sur laquelle pénètre le champ magnétique.

### II.5.2. La théorie BCS

En 1957, J. BARDEEN, L. COOPER et R. SCHRIEFFER proposèrent une théorie microscopique. Aujourd'hui connue sous le nom de théorie BCS. Cette théorie est basée sur le couplage des électrons d'un métal en paire : les paires de Cooper. Elles forment un état unique, cohérent d'énergie plus basse que celle du métal normal, avec des électrons non appariés.

Dans un métal, les électrons interagissent avec le réseau cristallin formé d'ions positifs. Ceux-ci attirent les électrons et se déplacent légèrement (les ions positifs ont une grande inertie). Les physiciens ont donné le nom de phonons à ces vibrations atomiques naturelles. Cette interaction entre les électrons et les phonons est à l'origine de la résistivité et de la supraconductivité : attirés par le passage très rapide d'un électron (10<sup>6</sup> m/s), les ions se déplacent et créent une zone locale électriquement positive. Compte tenu de l'inertie, cette zone persiste alors que l'électron est passé, et peut attirer un autre électron qui se trouve dans l'intermédiaire d'un phonon, apparié au précédent, et ce malgré la répulsion coulombienne. L'agitation thermique finit par détruire ce fragile équilibre d'où l'effet néfaste de la température [17].

La différence d'énergie entre l'état supraconducteur et l'état normal est appelée gap d'énergie. C'est l'énergie nécessaire pour passer de l'état supraconducteur à l'état normal en brisant les paires de Cooper. Cette énergie tend vers zéro lorsque la température tend vers la température critique. L'interaction électron phonon joue un rôle essentiel pour l'appariement des électrons donc pour la supraconductivité. Cette théorie a été imaginée avant la découverte des matériaux supraconducteurs à hautes températures critiques [17].

### II.6. Impédance de surface

L'impédance de surface est définie comme le rapport des composantes parallèles des champs électrique et magnétique ; on montre que pour un métal normal, elle est liée à la conductivité par [18] :

$$Z_s = \frac{E_{\parallel}}{H_{\parallel}} = \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\sigma}} \quad (\text{II.10})$$

En insérant dans cette dernière relation l'expression de sigma donnée par l'équations ci-dessous, on trouve une impédance complexe où les parties réelle et imaginaire sont données par :

$$Z_s = R_s + jX_s \tag{II.11}$$

tel que :

$$\begin{cases} R_s = \frac{1}{2} \sigma_n \left( \frac{n_n}{n} \right) = (\omega \mu_0) 2 \lambda^3 \\ X_s = \omega \mu_0 \end{cases} \tag{II.12}$$

où :

$\sigma_n$  : est la conductivité normale à la température critique Tc.

$n_n$  : le nombre d'électrons d'un conducteur normal.

$n$  : le nombre d'électrons par unité de volume.

Tableau II.1. Différences entre les matériaux supraconducteur et normal [19].

<i>caractéristiques</i>	<i>Conducteur normal</i>	<i>supraconducteur</i>
<i>Résistance de surface (R<sub>s</sub>) à 77K</i>	2.2mΩ (Cu)	0.1mΩ (YBaCuO)
<i>Dépendance en fréquence de la résistance de surface</i>	$f^{1/2}$	$f^2$
<i>Dépendance en champ de la résistance de surface</i>	Constante	$R_s \propto H^2$
<i>Pénétration du champ à 77K</i>	Epaisseur de peau (δ) (Au ≈ 500nm)	Longueur de pénétration (λ) YBaCuO ≈ 360nm
<i>Effet Meissner</i>	non	oui
<i>Quantification du flux magnétique</i>	oui	oui

D'après le tableau II.1. Nous observons que le supraconducteur offre alors moins de pertes.

## II.7. Application

Les matériaux supraconducteurs présentent de nombreux aspects pour diverses applications technologiques. On peut les classer en quatre groupes définis par la propriété fondamentale qui y conduit : la conductivité parfaite, effet Meissner, lévitation, etc... [20].

### *Applications fondées sur la conductivité parfaite :*

- Accélération des particules ;
- Imagerie par résonance magnétique ;
- Confinement du plasma pour la fusion nucléaire ;

### *Applications fondées sur l'effet Meissner*

- Train à suspension magnétique ;
- Gyroscope ;
- Paliers magnétiques ;

### *Applications fondées sur le phénomène de lévitation*

- Trains à lévitation supraconductrice allemands et japonais.

## II.8. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté un bref historique sur les matériaux supraconducteurs, ainsi que leurs comportements magnétiques, les différentes théories sur les supraconducteurs, et leurs applications. En fin, on a conclu que la très basse température critique ( $T_c$ ) est l'inconvénient principal pour les matériaux supraconducteurs.

## II.9. Références bibliographiques

- [1] L.M. FALICOV, "Superconductivity: A Brief Introduction to its Phenomenology and Theories ", *IEEE Journal of Quantum Electronics*. Vol. 25. No II. November 1989.

- [2] S. Protat, O. Picon, C. Delabie, and M. Villegas, "Contribution à la modélisation de lignes hyperfréquences supraconductrices à haute température critique par la méthode FDTD," *Annales des Télécommunications*, vol. 36, pp. 139-144, 1998.
- [3] H. Jenhani, "Coupleurs de puissance HF pour cavités supraconductrices en mode pulsé," *Thèse de Doctorat, Université de Paris XI, Orsay, LAL*, 2006.
- [4] A. Amir, "Analyse d'une antenne microruban à patch supraconducteur," *Mémoire de Magister, Université de Batna*, 2008.
- [5] A. Behloul, "Contribution à l'étude des antennes microstrip Supraconducteur de forme triangulaire," *Mémoire de Magister, Université de Constantine*, 2008.
- [6] H.K Onnes, "Further experiments with liquid helium", *Communication from the Physical Laboratory of the University of Leiden, (1911)*
- [7] W. Meissner and R. Ochsenfeld., "Ein neuer Effekt bei Einfritt der Supraleitfähigkeit", *Naturwissenschaften*, vol. 21, 1933.
- [8] J. Bardeen, L. N. Cooper, and J. R. Schrieffer, "Theory of superconductivity," *Physical review*, vol. 108, no. 5, pp. 1175, 1957.
- [9] J. G. Bednorz, and K. A. Müller, "Possible high Tc superconductivity in the Ba– La– Cu– O system," *Zeitschrift für Physik B Condensed Matter*, vol. 64, no. 2, pp. 189-193, 1986.
- [10] Ph. Mangin, " supraconductivité", Ecole des Mines de Nancy , *Séminaire IFR matériaux, France, 23-24 Juin 2003*.
- [11] G. Waysand, "Supraconductivité: Evolution propre et rapports involontaires avec la société," *Esprit (1940-)*, no. 128 (7, pp. 40-57, 1987.
- [12] S. J. Blundell, *Superconductivity: a very short introduction*: OUP Oxford, Chapter4, pp 35-36 ,2009.
- [13] S. Benkouda, "Contribution à l'étude des problèmes de caractérisation des antennes microrubans à plaques rayonnantes parfaitement conductrices et supraconductrices," *Thèse doctorat e-sciences, Département d'électronique, université de Batna, Algérie*, 2012.
- [14] R. Bedra, "Etude d'une antenne supraconductrice couverte par une couche diélectrique," *Thèse de Doctorat, Université de Batna 2, Algérie*, 2018.
- [15] J. Etourneau, " Les matériaux supraconducteurs : problèmes et perspectives d'utilisation. Nouvelles orientations des recherches". *Revue de Physique Appliquée*, 21 (11), pp.649-657, 1986.

- [16] P. Papon, J. Leblond, P.HE Meijer, "*Physique des transitions de phases : 2ème édition - Concepts et applications* ", chapitre 7, Dunod, France, page 217. 2002.
- [17] F. Gervais "les nouveaux supraconducteurs " Lavoisier-Tec & Doc, Décembre 1990.
- [18] M. A. Richard, K. B. Bhashin and P. C. Clapsy, "Superconducting microstrip antenna: an experimental comparison of two feeding methods " IEEE transactions antennas Propagation. Vol. AP-41, N° 7, pp.967-974, 1993.
- [19] S. Savard, " Fabrication et étude de composants micro-ondes planaires supraconducteurs " *Mémoire de maître ès sciences (M. Sc), université de Sherbrooke, Québec Canada*, Janvier 2004.
- [20] N. Saad, "Modélisation et simulation du limiteur de courant supraconducteur", *Thèse de Doctorat, Université de Setif*, 2013.

# Chapitre III

---

## Formulation mathématique du problème

---

### III.1. Introduction

Les antennes microrubans ont des particularités qui les rendent idéales pour plusieurs applications commerciales. Le fait qu'elles soient basées sur la technologie des circuits imprimés, les rend très peu coûteuses à produire. Elles présentent également une facilité de production en grande quantité et leur profil plat permet une intégration facile [1]. Les antennes microbandes peuvent prendre des formes géométriques arbitraires, cependant, les formes régulières sont les plus utilisées afin de faciliter leurs études. On distingue parmi d'autres géométries, la forme rectangulaire [2]-[4] et la forme circulaire [5]-[7].

Il existe une diversité de méthodes pour la modélisation des antennes microbandes. Chacune d'elles étant plus adaptée à un certain type de problèmes. Les méthodes analytiques permettront d'analyser des structures possédant certaines symétries et dont la géométrie et le modèle du matériau restent simples. Pour des modélisations plus réalistes de géométries et de matériaux complexes, on choisira l'approche numérique. Les méthodes numériques ont l'avantage de progresser parallèlement aux ressources informatiques [8]. Tous ces modèles produisent des résultats de haute précision, mais ils ne conviennent pas pour la synthèse directe de l'antenne microbande en raison de leur complexité et de leur temps de calcul élevé [9]. Les méthodes intuitives simples notamment le modèle de la ligne de transmission et celui de la cavité sont largement utilisés dans l'analyse des antennes microbandes. Ces modèles aboutissent généralement à des formules analytiques simples, menant à une meilleure compréhension du phénomène physique, et bien compatible avec la CAO (conception assistée par ordinateur) [10].

Dans ce chapitre, nous modifions la méthode de la cavité développée pour l'analyse des antennes microbandes de telle manière que la méthode peut traiter le cas d'un patch à secteur circulaire supraconducteur imprimés sur des substrats suspendus et composites.

### III.2. Description la méthode de la cavité

La plupart des modèles utilisés pour caractériser les antennes imprimées de forme arbitraire nécessitent en général des calculs numériques long et fastidieux. Dans notre étude, nous cherchons à utiliser des modèles équivalents, simples et précis qui sont basés

sur le modèle de la cavité. Dans l'analyse des antennes imprimées par le modèle de la cavité, l'antenne est modélisée par une cavité résonnante. Les champs qui se trouvent à l'intérieur du substrat diélectrique sont ceux qui se trouvent dans une cavité limitée par des murs électriques horizontaux et des murs magnétiques latéraux. C'est un modèle qui donne une bonne approximation des champs au voisinage de l'antenne [11].

Le modèle de la cavité convient aux différentes géométries de plaques telles que des anneaux, des rectangles, des cercles et des ellipses [1]. Une brève vue d'ensemble de ce modèle est donnée ci-dessous.

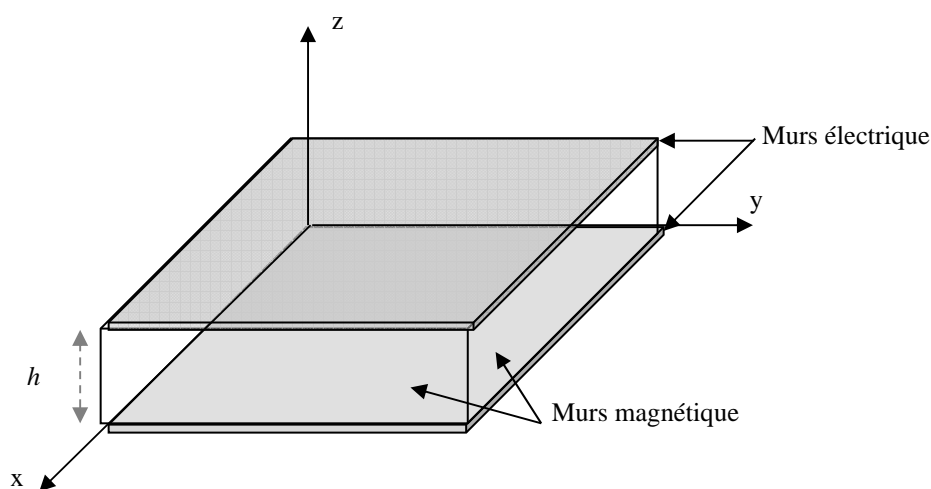


Figure III.1. Modèle de la cavité.

La théorie du modèle de la cavité est basée sur l'observation suivante [1]:

- Le courant électrique dans la direction normale à la plaque au bord du métal de celle-ci est nul, ce qui implique que la composante tangentielle du champ  $\vec{H}$  le long de la périphérie de la plaque est négligeable et donc un mur magnétique latéral entoure la plaque.

La distribution du champ peut être divisée en deux régions : champs intérieurs et champs extérieurs. Les champs extérieurs sont les champs hors de la région de cavité qui déterminent les caractéristiques de rayonnement de l'antenne plaque. Les champs intérieurs sont utiles pour déterminer l'impédance d'entrée de l'antenne et les courants responsables du rayonnement.

### III.3. Modèle de cavité corrigé pour une antenne microbande circulaire

#### III.3.1. Géométrie et systèmes de coordonnées

L'antenne patch circulaire est largement utilisée dans la pratique [11]. La géométrie est représentée sur la Figure III.2. Il est caractérisé par le rayon ( $a$ ), l'épaisseur du substrat ( $h$ ) et sa permittivité relative ( $\epsilon_r$ ). Le système de coordonnées sphériques est utilisé pour décrire un point de champ  $M(r, \theta, \phi)$ , lorsque le système de coordonnées cylindriques est utilisé pour décrire un point source  $M'(\rho, \varphi, z)$ .

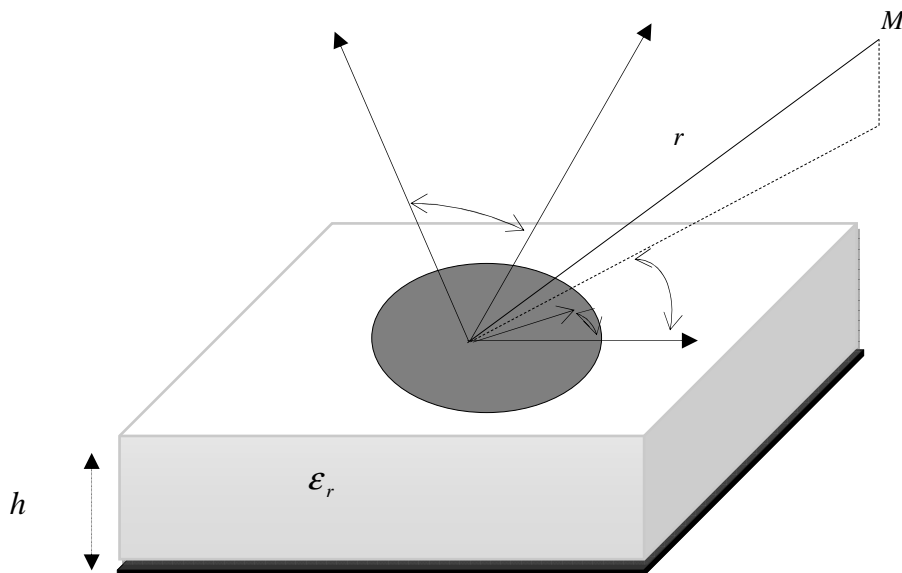


Figure III.2. Géométrie d'une antenne patch circulaire.

#### III.3.2. Caractéristiques des modes normaux

Les modes normaux font référence aux champs source libres qui peuvent exister dans la région entre le patch et le plan de masse. Cette région est modélisée comme une cavité délimitée par les parois électriques en haut et en bas et des parois magnétiques sur les côtés. Sous l'hypothèse que l'épaisseur est bien inférieure à la longueur d'onde, le champ électrique n'a qu'une composante verticale  $\vec{E}_z$  qui est indépendante de  $z$  et satisfait l'équation homogène :

$$(\nabla^2 + k_d^2)\vec{E}_z = 0 \quad (\text{III.1})$$

et la condition aux limites  $\vec{H}_t = 0$  sur les parois latérales de la cavité. En coordonnées cylindriques, l'équation (III.1) écrite :

$$\frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \left( \rho \frac{\partial \vec{E}_z}{\partial \rho} \right) + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 \vec{E}_z}{\partial \varphi^2} + \frac{\partial^2 \vec{E}_z}{\partial z^2} = -k_d^2 \vec{E}_z \quad (\text{III.2})$$

En raison de l'hypothèse du modèle de cavité  $\frac{\partial^2 \vec{E}_z}{\partial z^2} = 0$

En utilisant la méthode de séparation des variables, s'exprime :

$$\vec{E}_z = P(\rho) \cdot Q(\varphi) \quad (\text{III.3})$$

Equation III.2 devient :

$$\frac{\rho}{P} \frac{\partial}{\partial \rho} \left( \rho \frac{\partial P}{\partial \rho} \right) + k_d^2 \rho^2 = -\frac{1}{Q} \frac{\partial^2 Q}{\partial \varphi^2} \quad (\text{III.4})$$

Puisque le côté droit dépend uniquement de  $\varphi$  et le côté gauche dépend uniquement de  $\rho$ , nous avons les équations suivantes pour les deux fonctions  $Q$  et  $P$  :

$$-\frac{1}{Q} \frac{\partial^2 Q}{\partial \varphi^2} = n^2 \quad (\text{III.5})$$

et

$$\rho^2 \frac{\partial^2 P}{\partial \rho^2} + \rho \frac{\partial P}{\partial \rho} + [(k_d \rho)^2 - n^2] P = 0 \quad (\text{III.6})$$

La solution pour la fonction  $Q$  est :

$$Q = c_1 \cos n\varphi \quad (\text{III.7})$$

où  $n$  est un entier puisque  $Q$  doit être périodique avec une période  $2\pi$ . La solution pour la fonction  $P$  est :

$$P = c_2 J_n(k_d \rho) + c_3 Y_n(k_d \rho) \quad (\text{III.8})$$

avec  $J_n$  est la fonction de Bessel du premier espèce d'ordre  $n$  et  $Y_n$  est la fonction de Bessel du second espèce d'ordre  $n$ .

Puisque les champs sont finis à  $\rho = 0$ ,  $c_3 = 0$ , Ainsi

$$\vec{E}_z = E_0 J_n(k_d \rho) \cdot \cos(n\varphi) \quad (\text{III.9})$$

À partir des équations de Maxwell, nous obtenons

$$\vec{H}_\rho = -j \frac{\omega \mu}{k^2 \rho} E_0 \cdot J_n(k_d \rho) \cdot \sin(n\varphi) \quad (\text{II.10})$$

$$\vec{H}_\varphi = -j \frac{\omega \epsilon}{k} E_0 \cdot J'_n(k_d \rho) \cdot \cos(n\varphi) \quad (\text{II.11})$$

où  $J'_n(k_d \rho)$  est la dérivée de  $J_n(k_d \rho)$  par rapport à l'argument  $(k_d \rho)$ . En appliquant la condition aux limites de la paroi magnétique, nous obtenons :

$$\vec{H}_\varphi = 0 \Big|_{\rho=a} \Rightarrow J'_n(k_d a) = 0 \quad (\text{III.12})$$

Soit les racines de l'équation (III.12), être  $\chi_{nm}$ . Alors les valeurs propres de  $k_d$ , notées  $k_{nm}$  sont :

$$k_{nm} = \frac{\chi_{nm}}{a} \quad (\text{III.13})$$

### III.3.3. Fréquence de résonance

La fréquence de résonance d'un mode  $TM_{nm}$  est :

$$f_{nm} = \frac{\chi_{nm}}{2\pi a \sqrt{\mu \epsilon}} = \frac{\chi_{nm} v_0}{2\pi a \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{III.14})$$

$\chi_{nm}$  représente les zéros de la dérivée de la fonction de Bessel  $J'_n(k_d a)$ , et ils déterminent l'ordre des fréquences de résonance [12].  $v_0$  est la vitesse de la lumière dans l'espace libre.

Les cinq premières valeurs de  $\chi_{nm}$  sont :

$(n, m)$	(1,1)	(2,1)	(0,2)	(3,1)	(1,2)
$\chi_{nm}$	1.841	3.054	3.832	4.201	5.331

### III.4. Modèle de la cavité pour une antenne imprimée a secteur circulaire

Pour le cas d'une antenne a secteur circulaire, une cavité modifiée a germé dont le sommet et les parois inférieures sont des conducteurs électriques parfaits, et les parois latérales sont des murs magnétiques. Le modèle de cavité est illustré à la figure III.3.

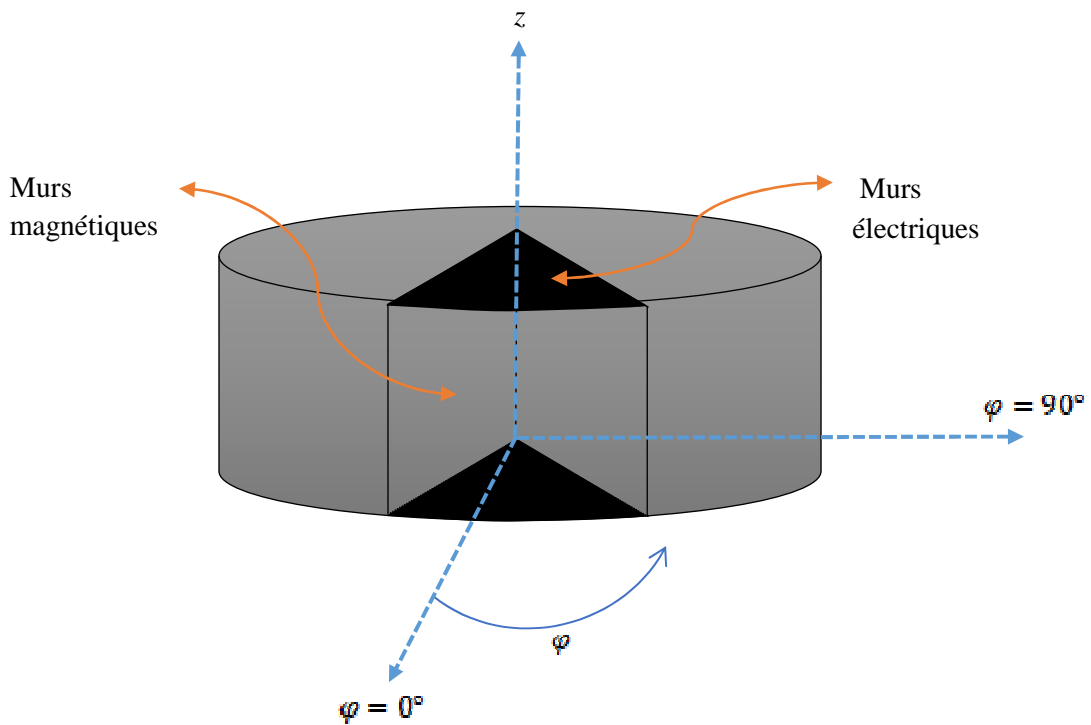


Figure III.3. Modèle de la cavité d'une antenne a secteur circulaire.

#### III.4.1. 1er cas : 180° du secteur circulaire ( $\varphi = \pi$ )

Si nous suivons les racines de la dérivée de la fonction de Bessel, la valeur la plus basse de  $\chi'_{nm} = 1.84$ , se produit quand  $m=1, n=1$ .

Par conséquent, selon l'équation 15, la résonance la plus basse est pour le mode dominant du patch semi-circulaire devient  $TM_{11}$  et donc sa fréquence est [13]-[16]

$$f_r = \frac{\chi'_{11}}{2\pi a \sqrt{\epsilon\mu}} = \frac{1.84C}{2\pi a \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{III.15})$$

#### III.4.2. 2<sup>ème</sup> cas : 90° du secteur circulaire ( $\varphi = \pi / 2$ )

Si nous suivons les racines de la dérivée de la fonction de Bessel, la valeur la plus basse de  $\chi'_{nm} = 3.05$ , se produit quand  $m=2, n=1$ .

Par conséquent, selon l'équation 15, la résonance d'ordre le plus bas mode (le mode dominant) de secteur circulaire de patch de 90° devient  $TM_{21}$  et sa fréquence est [13]-[16]

$$f_r = \frac{\chi'_{21}}{2\pi a \sqrt{\epsilon\mu}} = \frac{3.05C}{2\pi a \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{III.16})$$

#### III.4.2. 2<sup>ème</sup> cas : 60° du secteur circulaire ( $\varphi = \pi / 3$ )

Si nous suivons les racines de la dérivée de la fonction de Bessel, la valeur la plus basse de  $\chi'_{nm} = 3.85$ , se produit quand  $m=0, n=1$ .

Par conséquent, selon l'équation 15, la résonance la plus basse est pour le mode de secteur circulaire de patch de 60° devient  $TM_{01}$  et sa fréquence est [13]-[16]

$$f_r = \frac{\chi'_{01}}{2\pi a \sqrt{\epsilon\mu}} = \frac{3.85C}{2\pi a \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{III.17})$$

### III.5. Modèle de la cavité corrigé pour une antenne microbande

L'équation (II.15), qui est basée sur l'hypothèse d'une paroi magnétique parfaite, cette expression surestime la fréquence de résonance relativement à celle obtenue expérimentalement puisque le modèle ne tient pas compte des champs de bord.

Ces derniers sont pris en compte en considérant : un rayon effectif à la place du rayon physique du disque circulaire, et une permittivité effective au lieu de permittivité relative.

### III.5.1. Calcul de rayon effectif

Dans notre cas, nous avons utilisé l'expression suivante pour le calcul du rayon effectif ( $a_{eff}$ ) [17], donc :

$$a_{eff} = a\sqrt{(1+q)} \quad (III.18)$$

où  $q$  est le facteur de frange, et  $a$  est le rayon physique du patch.

avec

$$q = u + v + uv \quad (III.19)$$

$$u = \frac{1 + \epsilon_{re}}{\epsilon_{re}} \cdot \frac{4}{\pi a / h} \quad (III.20)$$

$$v = \frac{2}{3t} \cdot \frac{\ln(p)}{8 + \pi a / h} + \left( \frac{1}{t} - 1 \right) / g \quad (III.21)$$

$$t = 0.37 + 0.63\epsilon_{re} \quad (III.22)$$

$$p = \frac{1 + 0.8(a/h)^2 + (0.31a/h)^4}{1 + 0.9(a/h)} \quad (III.23)$$

$$g = 4 + 2.6a/h + 2.9h/a \quad (III.24)$$

### III.5.2. Calcul de permittivité diélectrique effective

La géométrie considérée est illustrée sur la Figure III.4. Un patch microruban est imprimée sur un substrat à constante diélectrique  $\epsilon_{r2}$  et d'épaisseur  $h_2$ , en conservant un substrat suspendu ou composite avec une constante diélectrique  $\epsilon_{r1}$  et d'épaisseur  $h_1$ , au-dessus du plan de masse, (voir Figure III.4)

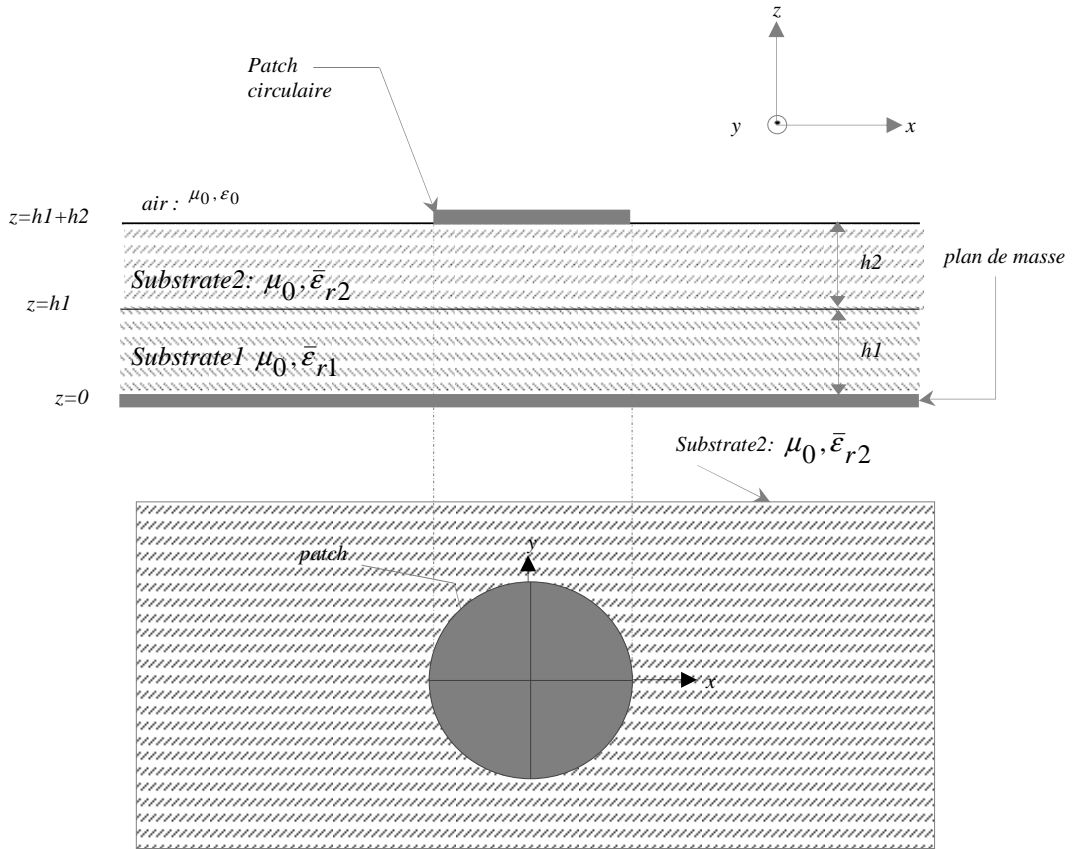


Figure II.4. Structure de base d'un patch de géométrie circulaire (vue de côté & vue de dessus).

Cela peut être calculé sur la base des capacités statiques et dynamiques [18]-[19].

La constante diélectrique équivalente du milieu bicouche devient :

$$\epsilon_{re} = \frac{h(\epsilon_{r2} \cdot \epsilon_{r1})}{(\epsilon_{r2} \cdot h_1 + \epsilon_{r1} \cdot h_2)} \quad (\text{III.25})$$

avec  $h = h_1 + h_2$ ,  $\epsilon_{r1}$ ,  $\epsilon_{r2}$  sont les permittivités diélectriques de substrat 1 et 2, respectivement.

La constante diélectrique dynamique  $\epsilon_{rdyn}$  est donnée par :

$$\epsilon_{rdyn} = \frac{C_{dyn}(\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_{re})}{C_{dyn}(\epsilon = \epsilon_0)} \quad (\text{III.26})$$

où  $C_{dyn}$  est la capacité dynamique totale, qui peut être exprimé comme :

$$C_{dyn} = C_{0,dyn} + C_{e,dyn} \quad (III.27)$$

où,  $C_{0,dyn}$  est la capacité dynamique des champs stockés sous le disque, c'est-à-dire le boîtier sans franges et  $C_{e,dyn}$  est la capacité de frange dynamique qui résulte de effet frangeant.

Maintenant suivant [18], on peut écrire :

$$C_{0,dyn} = \gamma_m C_{0,stat} \quad (III.28)$$

Où  $\delta = 1$  pour  $m = 0$  et  $\delta = 2$  pour  $m \neq 0$

$$\gamma_m = \left[ 1 - \frac{J_{m-1}(\chi'_{mn})J_{m+1}(\chi'_{mn})}{J_m^2(\chi'_{mn})} \right] \quad (III.29)$$

et

$$C_{0,stat} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_{re} \pi a_c^2}{\delta h} \quad (III.30)$$

$\gamma_m$  est le facteur par lequel la capacité dynamique et il est dépend strictement du numéro de mode  $m$ .

- $\gamma_m = 1.0$  pour  $m=0$
- $\gamma_m = 0.3525$  pour  $m=1$
- $\gamma_m = 0.2865$  pour  $m=2$
- $\gamma_m = 0.2450$  pour  $m=3$

et  $q_{01}$  est le facteur de frange pour  $\epsilon_{r1,2} = 1$ .

Ainsi, la constante diélectrique effective  $\epsilon_{reff}$  devient, comme suite [1] :

$$\epsilon_{reff} = \frac{4\epsilon_{re}\epsilon_{rdyn}}{(\sqrt{\epsilon_{re}} + \sqrt{\epsilon_{rdyn}})^2} \quad (III.31)$$

### III.6. Fréquence de résonance d'un patch supraconducteur

Le patch utilisé dans les structures étudiées est un supraconducteur, pour cette raison il faut tenir compte de son effet dans le calcul de la fréquence de résonance. La variation abrupte de la fréquence de résonance de l'antenne supraconductrice à des températures proches de la température critique ( $T_c$ ), peut être attribuée à une modification de la profondeur de pénétration  $\lambda_0$  (la profondeur de pénétration  $\lambda$  à la température  $T=0K$ ), de l'YBCO ( $YBa_2Cu_3O_7$ ). Pour modéliser la fréquence de résonance de l'antenne supraconductrice, il est nécessaire de considérer une constante diélectrique équivalente  $\epsilon_{req}$ , donné par [20].

$$\epsilon_{req} = \epsilon_{reff} \left[ 1 + \frac{\lambda_f}{h_e} \coth \left( \frac{t}{\lambda_f} \right) \right] \quad (III.32)$$

$t$  est l'épaisseur du patch supraconducteur et  $\lambda_f$  est la longueur d'onde magnétique donnée par le modèle des deux fluides de Gorter-Casimir [20].

$$\lambda_f = \lambda_0 \left[ 1 - \left( \frac{T}{T_c} \right)^4 \right]^{-1/2} \quad (III.33)$$

Où  $T$  est la température de fonctionnement et  $T_c$  est la température critique du matériau supraconducteur.

### II.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exploité le modèle de cavité pour une modélisation analytique d'une antenne microbande de forme circulaire et sectorielle. L'antenne a été assimilée à une cavité résonante ayant deux murs électrique parfaits, correspondant aux surfaces parfaitement conductrices, et quatre murs latéraux magnétiques. L'inclusion des champs de bord dans la formulation mathématique permet d'obtenir un modèle fiable pour des substrats minces aussi bien que pour des substrats épais, de telle manière que la méthode peut traiter le cas d'un patch supraconducteur à haute température critique avec une relative facilité.

### III.8. Références bibliographiques

- [1] N. Fortino, "Conception et caractérisation d'antennes imprimées pour systèmes Ultra-Large-Bande impulsionsnels," Thèse de Doctorat, Université Nice Sophia Antipolis, 2006.
- [2] E. M. Elkaramany, F. G. Abo El-Hadeed, and A. S. Ahmed, "Resonant frequencies of arbitrarily shaped microstrip patch antennas using two-dimensional circuit model," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, pp. 1-11, 2014.
- [3] T. Fortaki, D. Khedrouche, F. Bouttout, and A. Benghalia, "A numerically efficient full-wave analysis of a tunable rectangular microstrip patch," *International Journal of Electronics*, vol. 91, pp. 57-70, 2004.
- [4] R. Garg, *Microstrip antenna design handbook*: Artech House, 2001.
- [5] D. Guha and Y. M. Antar, *Microstrip and printed antennas: new trends, techniques and applications*: John Wiley & Sons, 2011.
- [6] C. Gurel and E. Yazgan, "Characteristics of a circular patch microstrip antenna on uniaxially anisotropic substrate," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 52, pp. 2532-2537, 2004.
- [7] T. Fortaki, D. Khedrouche, F. Bouttout, and A. Benghalia, "Vector Hankel transform analysis of a tunable circular microstrip patch," *Communications in numerical methods in engineering*, vol. 21, pp. 219-231, 2005.
- [8] D. Sayad, F. Benabdelaziz, C. Zebiri, S. Daoudi, and R. A. Abd-Alhameed, "Spectral domain analysis of gyrotropic anisotropy chiral effect on the input impedance of a printed dipole antenna," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 51, pp. 1-8, 2016.
- [9] R. Bedra, S. Bedra, and T. Fortaki, "Analysis of elliptical-disk microstrip patch printed on isotropic or anisotropic substrate materials," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 8, pp. 251-255, 2016.
- [10] S. Bedra, "Evaluation analytique et numérique des caractéristiques électromagnétiques des structures microbandes ouvertes," Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2015.
- [11] D. Grenier, *Antennes et Propagation Radio*. Québec: Université Laval, 2017.
- [12] M. Abri, N. Boukli-Hacen, and F. Bendimerad, "Analyse du Rayonnement d'une Antenne Imprimée en Forme d'Anneau à l'Aide de Modèles Equivalents, ",

*Conférence Internationale sur les Systèmes de Télécommunication, d'Electronique Médicale et d'Automatique, CISTEMA'2003, Algérie 2003.*

- [13] V. K. Tiwari, A. Kimothi, D. Bhatnagar, J. S. Saini, V. K. Saxena, and P. Kumar, "Theoretical analysis on circular sector microstrip antennas," *Indian Journal of Radio & Space Physics*, vol. 35, pp. 133-138, 2006.
- [14] V. K. Tiwari, A. Kimothi, D. Bhatnagar, J. S. Saini, and V. K. Saxena, "Theoretical and experimental investigations of circular sector microstrip antenna," *Indian Journal of Radio & Space Physics*, vol. 35, pp. 206-211, 2006.
- [15] S. K. Ghosh, A. Ghosh, S. Chakraborty, L. L. K. Singh, and S. Chattopadhyay, "The influence of feed probes on the modes of circular sector microstrip antennas: an investigation," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2019.
- [16] S. Chattopadhyay, and S. Chakraborty, "Modal Behavior of Circular Sector Microstrip antenna: A Necessary Revisit." *Regional Conference on Radio Science (URSI-RCRS)*, pp. 1-4, Varanasi, India, India, 2020.
- [17] D. Guha, "Resonant frequency of circular microstrip antennas with and without air gaps," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 49, pp. 55–59, 2001.
- [18] I. Wolff , N. Knoppik, "Rectangular and circular microstrip disk capacitors and resonators, " *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 22, pp. 857–864, 1974.
- [19] F. Abboud, J.P. Damiano, A. Papiernik, "A new model for calculating the impedance of coax-fed circular microstrip antennas with and without air gaps," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 38, pp. 1882–1885, 1990.
- [20] A. Mahamdi, S. Bedra, R. Bedra, and S. Benkouda, " CAD cavity model analysis of high Tc superconducting rectangular patch printed on anisotropic substrates", *5<sup>th</sup> International Conference on Electrical Engineering- Boumerdes (ICEE-B)*, Algeria pp. 1-4, 2017.

# **Chapitre IV**

---

**Antenne microbande circulaire  
supraconductrice imprimée sur des  
substrats suspendus et/ ou  
composites**

---

## IV.1. Introduction

La géométrie circulaire offre certains avantages par rapport à d'autres géométries bien connues en raison de sa facilité d'adaptation aux opérations de polarisation circulaire et à large bande ayant des tailles de patch plus petites. Ainsi, il a été préféré dans les applications de communication mobile et par satellite [1]-[3]. L'antenne microbande circulaire a fait l'objet d'un grand nombre de travaux de recherche, cependant les antennes microrubans circulaires avec substrat suspendu et / ou composite sont en nombre limité [3]. Avec la complexité croissante de la géométrie et des propriétés des matériaux, la conception de ces antennes nécessite de plus en plus d'outils dédiés et sophistiqués de conception assistée par ordinateur (CAO) pour prédire ces caractéristiques de résonance [4]. Une alternative consiste à utiliser une technique plus sophistiquée, telle que la méthode de la cavité, qui est souple et précise et très compatible avec la CAO [5-8].

La supraconductivité est un phénomène qui se manifeste par la perte de toute résistance électrique pour certains métaux. Il apparaît à des températures inférieures à une valeur limite très basse appelée température critique ( $T_c$ ) dépendante du matériau concerné. Une fois cette température limite est dépassée, la résistivité du métal revient à son état normal [9].

Une antenne supraconductrice à haute température a été l'un des premiers composants hyperfréquence à être démontré comme une application du matériau supraconducteur à haute température [10]. Plusieurs avantages distincts à avoir des antennes supraconductrices. Principalement, présente une résistance de surface inférieure dans les films minces supraconducteurs à haute  $T_c$  par rapport aux conducteurs normaux, ce qui correspond à un facteur de qualité plus élevé [11] et à une performance améliorée dans les dispositifs à micro-ondes passifs [9]. En outre, en raison des pertes plus faibles dans les supraconducteurs, la réduction de taille est un autre avantage en utilisant des films minces supraconducteurs à haute  $T_c$ . Le deuxième avantage significatif en termes de réalisation est la profondeur de pénétration indépendante de la fréquence, contrairement au conducteur régulier [12].

Dans ce chapitre, nous modifions la méthode de la cavité développée dans le chapitre précédent pour l'analyse des antennes microbandes parfaitement conductrices de telle manière que la méthode peut traiter le cas d'un patch supraconducteur à haute température critique imprimé sur des substrats suspendus et/ou composites.

## IV. 2. Antenne microbande circulaire conductrice suspendue et composite

### IV.2.1. Validation des résultats numériques

Cette sous-section donne des résultats numériques issus du modèle de cavité pour une antenne microbande circulaire conductrice imprimée sur des substrats suspendue et composite. Tout d'abord, On va vérifier l'exactitude de la méthode présentée dans le chapitre précédent. Le Tableau II.1 montre les fréquences de résonance pour différentes valeurs du rayon ( $a$ ). Le patch est imprimé sur un substrat isotrope. Nos résultats sont comparés avec les données théoriques et expérimentales, récemment rapportées dans [13]-[14]. Notons que l'accord entre nos résultats calculés et les résultats expérimentaux est excellent.

Tableau IV.1. Données théorique et expérimentale de la fréquence de résonance pour le mode fondamentale d'une antenne microbande circulaire sur un substrat isotrope,  $h = 0.787mm$ ,  $\epsilon_r = 2.2$ .

$a$ (mm)	Mesurées [13]	Calculées [14]	nos résultats
21	2.723	2.75	2.747
28.5	2.023	2.042	2.036
40	1.446	1.462	1.458

Dans le Tableau IV.2, nous avons également comparé nos résultats avec les dernières données expérimentales et théoriques [15], dans le cas où l'antenne patch microruban ajustable est considérée.

Tableau IV.2. Valeurs calculées et mesurées de la fréquence de résonance du patch microruban circulaire sur un substrat suspendu,  $\varepsilon_{r2} = 2.32$ ,  
 $h_2 = 1.5748 \text{ mm}$ ,  $a = 50 \text{ mm}$ .

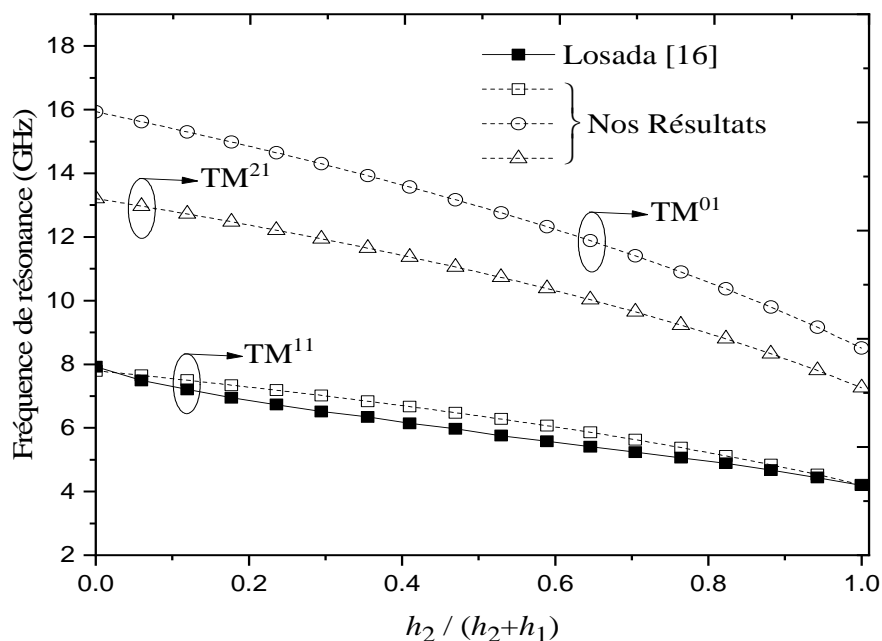
$h_1$	Mesurées [15]	Calculées [15]	nos résultats
0.5	1.262	1.272	1.275
1	1.368	1.339	1.346
2	1.462	1.398	1.405
3	1.5	1.417	1.421

La comparaison est effectuée pour les différentes séparations de l'air et de montrer un bon accord entre nos résultats et ceux de la littérature. Ceci valide la théorie présentée dans le présent document.

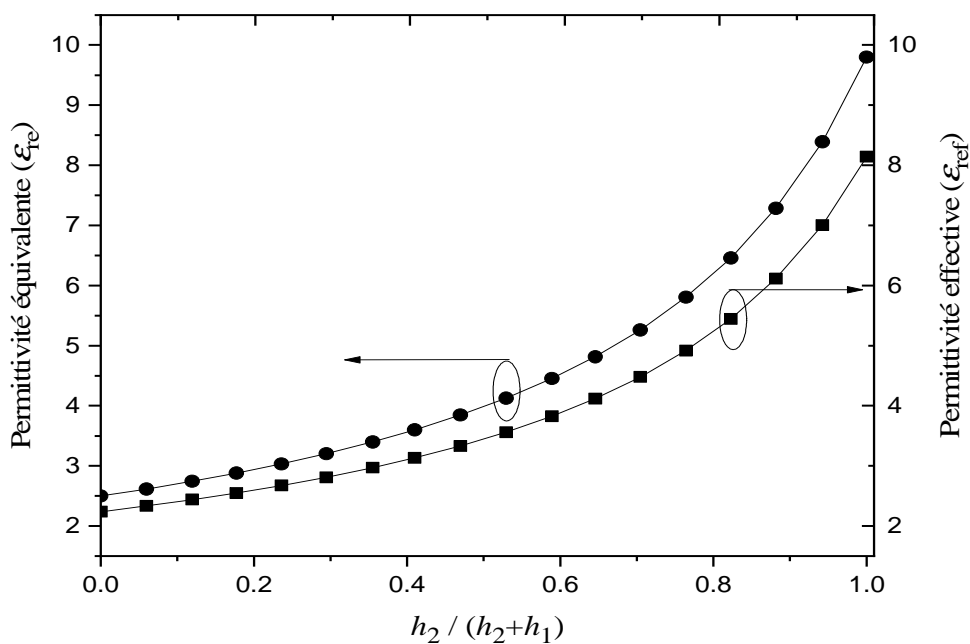
Les effets conjugués de la séparation d'air et l'épaisseur du substrat inférieure sur la fréquence de résonance de l'antenne microbande circulaire composite sont recherchés. Les modes  $TM_{11}$ ,  $TM_{01}$  et  $TM_{21}$  sont considérés. Le rayon de la plaque circulaire est  $a = 6.35 \text{ mm}$  et l'épaisseur total des deux substrats diélectriques est  $h = h_1 + h_2 = 1.27 \text{ mm}$ . Le diélectrique situé juste sous la plaque rectangulaire a une permittivité relative  $\varepsilon_{r2} = 2.5$  et d'épaisseur  $h_2$  variable, alors que celui en contact avec le plan de masse possède une permittivité relative  $\varepsilon_{r2} = 9.8$ .

La Figure IV.1. (a) illustre la variation de fréquence de résonance du mode fondamental ( $TM_{11}$ ) avec la variation de l'épaisseur du substrat. On observe que le modèle actuel présente d'excellents accords avec les mesures [16] pour toutes les valeurs de l'épaisseur du substrat. On observe aussi que la fréquence de résonance est diminuée avec l'augmentation de l'épaisseur total des substrats, pour les différents modes.

La Figure IV.1. (b) montre la permittivité relative effective (équivalente) calculée à partir de l'équation III. 25 (III. 31) en fonction de l'épaisseur total des substrats pour les structures considérées dans la Figure IV.1. (a). On observe que lorsque  $h_2$  augmente, la permittivité effective (équivalente) augmente rapidement.

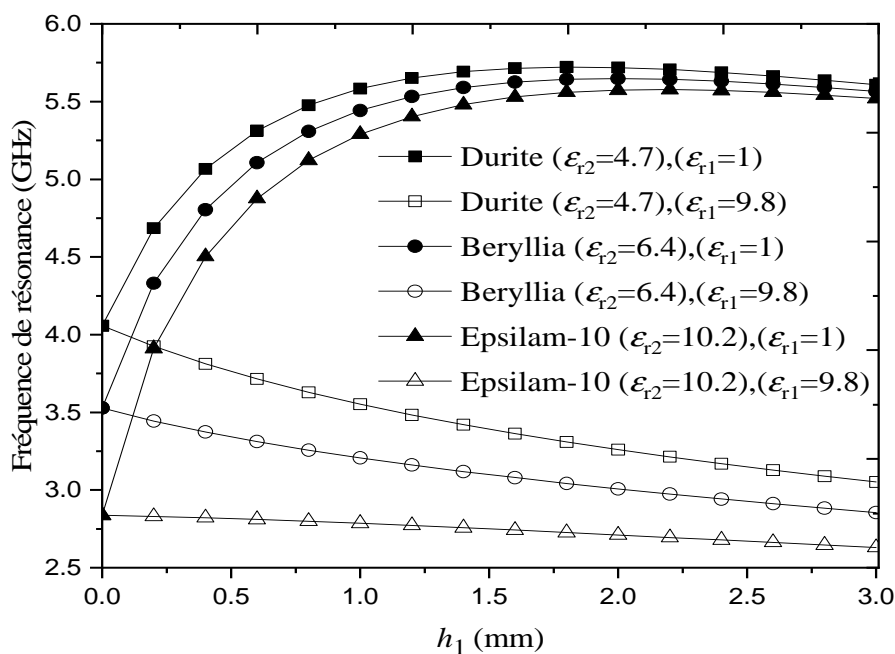


(a)

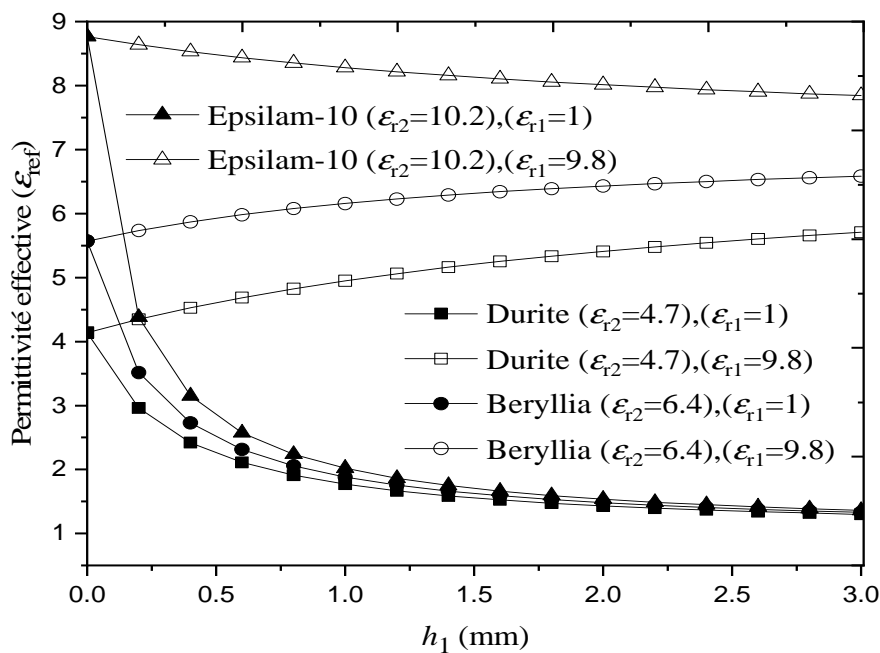


(b)

Figure IV.1. Variation de la fréquence de résonance (a) et la permittivité effective (équivalente) du substrat (b), avec la variation de l'épaisseur total du substrat de la structure composite;  $h = 1.27\text{mm}$ ,  $\epsilon_{r1} = 2.5$ ,  $\epsilon_{r2} = 9.8$ ,  $a = 6.35\text{mm}$ .



(a)



(b)

Figure IV.2. Fréquence de résonance (a) et permittivité relative équivalente (b) d'une antenne microbande circulaire suspendue/composite en fonction de l'épaisseur du substrat inférieure ;  $h_2 = 1.59\text{mm}$  ,  $a = 9.6\text{mm}$  .

Les résultats obtenus montrent que l'augmentation de  $h_2$  entraîne la diminution de la fréquence de résonance de l'antenne composite. Ces comportements sont basés sur le fait qu'au fur et à mesure que  $h_2$  croît, la permittivité effective du milieu diélectrique sous la plaque augmente.

L'effet de l'épaisseur du substrat inférieure ( $h_1$ ) sur la fréquence de résonance et la permittivité effective de l'antenne microbande circulaire suspendue/composite est recherché. Le mode  $TM_{11}$  est considéré. Le rayon du patch circulaire est  $a = 9.6mm$  et l'épaisseur du substrat diélectrique supérieure est  $h_2 = 1.59mm$ .

Dans la Figure IV.2. (a), la fréquence de résonance en fonction de la séparation de l'épaisseur  $h_1$  pour différents matériaux du substrat est montrée. Ces matériaux isotropes sont Durite, Beryllia et Epsilam-10 avec des permittivités relatives  $\epsilon_{r2} = 4.7, 6.4$  et  $10.2$ , respectivement. On observe que lorsque la séparation d'air  $h_1$  croît, la fréquence de résonance augmente rapidement jusqu'à ce que celle-ci atteigne une fréquence d'opération maximale pour une séparation d'air  $h_{1f \max}$  bien définie. Pour les cas considérés,  $h_{1f \max}$  sont  $1.8, 2.0$  et  $2.2 \text{ mm}$  correspondant aux antennes avec  $\epsilon_{r2} = 4.7, 6.4$  et  $10.2$ , respectivement.

Pour le cas d'une structure composite, on observe que la fréquence de résonance est diminuée avec l'augmentation de l'épaisseur de la couche inférieure du substrat  $h_1$ , pour les trois permittivités du substrat de la couche supérieure.

La Figure IV.2. (b) montre la permittivité relative équivalente calculée à partir de l'équation (III.25) en fonction de l'épaisseur du substrat inférieure pour les deux structures considérées (suspendue et composite) dans la Figure IV.2.(a). On observe que lorsque  $h_1$  augmente, la permittivité effective de la structure suspendue diminue rapidement. Cette observation peut bien justifier l'augmentation très rapide dans la fréquence de résonance montrée dans la Figure IV.2. (a). Sa diminution est le résultat de l'effet bien connu de l'épaisseur du substrat sur la fréquence de résonance ; puisque la variation de la permittivité relative effective en devenant faible n'affecte pas de manière significative la fréquence de résonance. Cette explication peut être utilisée comme l'idée de base afin de comprendre le comportement de la fréquence de résonance reporté dans [17].

La Figure IV.2. (b) montre aussi que la variation de la permittivité relative effective calculée à partir de (III.31) en fonction de l'épaisseur de la couche inférieure pour la structure composite. On observe que la permittivité effective de la structure composite augmente lentement avec l'augmentation de l'épaisseur de la couche inférieure pour la structure composite.

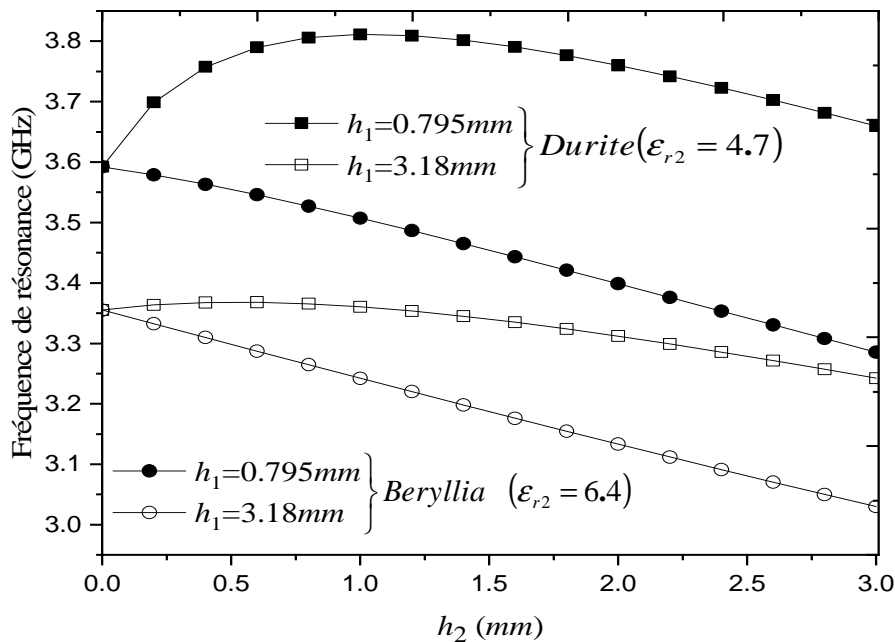


Figure IV.3. Fréquence de résonance de mode fondamentale de l'antenne circulaire imprimées sur des substrats composites en fonction de l'épaisseur du substrat supérieure  $h_2$  ;  $a = 9.6mm$  ,  $\epsilon_{r1} = 4.7$  .

Dans la figure IV.3, nous considérons l'effet de l'épaisseur du substrat supérieure sur la fréquence de résonance d'antenne circulaire bicouches. Seul le cas du substrat composite est considéré, deux matériaux diélectriques différents sont utilisés pour réaliser la deuxième couche. Le premier matériau caractérisé par une permittivité relative ( $\epsilon_{r2} = 4.7$ ) égale à celle du substrat de la première couche ( $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 4.7$ ), tandis que le second matériau est caractérisé par une permittivité relative élevée ( $\epsilon_{r2} = 6.4$ ).

À partir de la figure IV.3., les résultats obtenues montrent que les fréquences de résonance de la structure composite avec un matériau Beryllia ( $\epsilon_{r2} = 6.4$ ), sont plus petites que celles de la structure avec de matériau Durite ( $\epsilon_{r2} = 4.7$ ). De plus, on peut observer d'après cette

figure que les fréquences de résonance de la structure composite avec de la Durite sont supérieures à celles de la structure avec un matériau Beryllia. Ces comportements sont d'accord avec ceux découverts en théorie pour la fréquence de résonance et la bande passante de l'antenne patch circulaire [17].

### IV. 3. Antenne microbande circulaire supraconductrice suspendue et composite

#### IV.3.1. Validation des résultats numériques

Afin de confirmer l'exactitude des calculs, nous comparons dans la figure IV.4 nos résultats numériques avec ceux obtenus via les deux méthodes : l'approche basée la méthode spectrale (Spectral Domain Approche : SDA) par [18], et le modèle de cavité à murs latéraux magnétiques [19]. Le disque circulaire est fabriqué avec un film mince supraconducteur en YBa<sub>2</sub>Cu<sub>3</sub>O<sub>7</sub> (YBCO) avec comme paramètres : épaisseur du patch supraconducteur  $t = 350\text{nm}$ , profondeur de pénétration la profondeur de pénétration  $\lambda$  à la température  $T = 0\text{K}$   $\lambda_0 = 140\text{nm}$  et la température critique  $T_c = 89\text{K}$ . Le disque est imprimé sur un substrat d'aluminate de lanthane (LaAlO<sub>3</sub>) avec  $\epsilon_{r,2} = 23.81$  et  $h_2 = 254\mu\text{m}$ . La permittivité élevée du substrat LaAlO<sub>3</sub> permet la croissance de films YBCO à haute qualité (surface de résistance faible). La température ambiante est  $T = 77\text{K}$ .

La figure IV.4 récapitule les fréquences de résonance calculées et celles obtenues via les deux approches : approche basée sur le modèle de cavité modifié [19], et autre basée sur la méthode spectrale [18], pour différents rayons du disque circulaire. Notons que les petites différences entre nos résultats numériques et ceux obtenus via le modèle de cavité peuvent être attribuées au fait que le modèle de cavité de Richard et al [19] ne tient pas compte rigoureusement des effets de champs de bord [20], spécialement pour des substrats diélectriques épais.

La figure IV.5 montre des comparaisons entre nos calculs et les données expérimentales de Richard *et al.* [19] et théoriques de Bedra *et al.* [12]. Il est clair à partir de la figure IV.5. (a) que nos résultats sont en accord avec les valeurs expérimentales dans [19] et calculées dans [12].

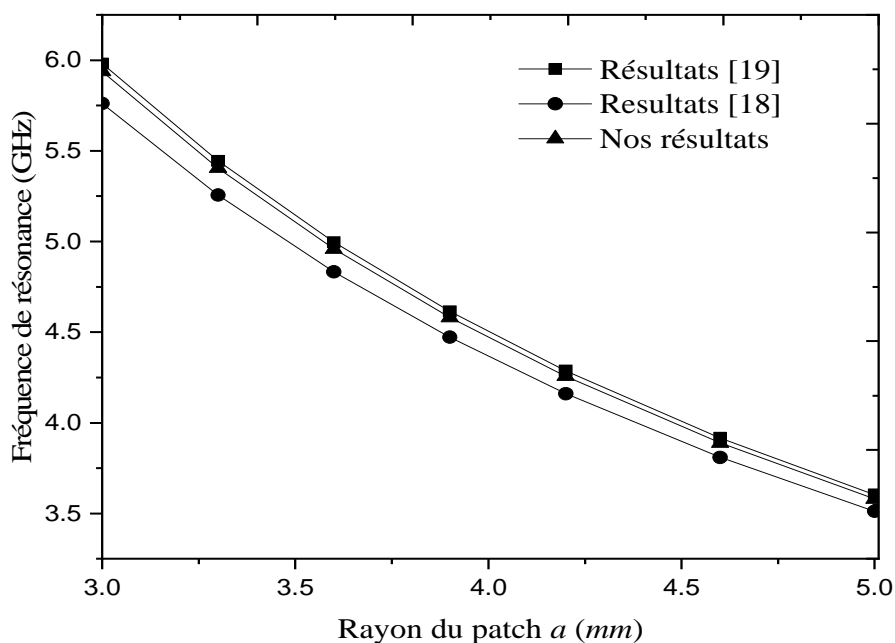


Figure IV.4. Comparaison de nos fréquences de résonance calculées avec celles obtenues via :le modèle de cavité de Richard *et al.* [19], et la méthode spectrale [18];  $\epsilon_{r2} = 23.81$ ,  $h_2 = 254\mu\text{m}$ ,  $t = 350\text{ nm}$ ,  $\lambda_0 = 140\text{nm}$ ,  $T_c = 89\text{ K}$  et  $T = 77\text{ K}$ .

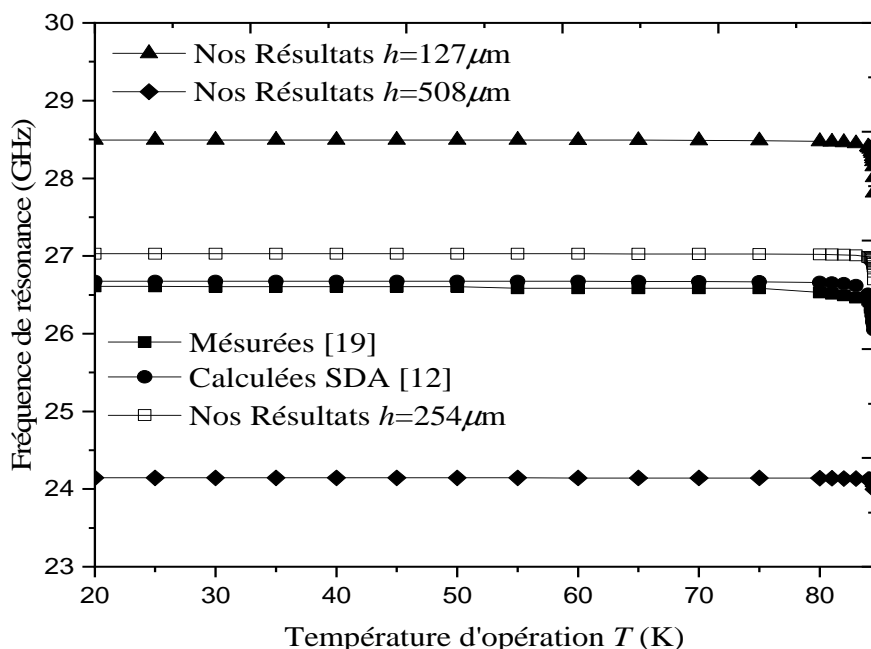


Figure IV.5. Comparaison de nos fréquences de résonance calculées avec les valeurs expérimentales de Richard *et al.* [19] et théorique de Bedra *et al.* [12];  $a = 610\mu\text{m}$ ,  $\epsilon_{r2} = 23.81$ ,  $h_2 = 254\mu\text{m}$ ,  $t = 330\text{ nm}$ ,  $\lambda_0 = 140\text{nm}$  et  $T_c = 84.5\text{ K}$ .

Les comparaisons effectuées dans la présente section montrent un l'accord entre nos résultats numériques et les données théoriques et expérimentales de la littérature ouverte. Ceci valide la théorie présentée dans ce chapitre. On constate aussi que les fréquences de résonance des patches supraconducteurs imprimés sur des substrats minces sont plus importantes que celles obtenues avec des substrats épais.

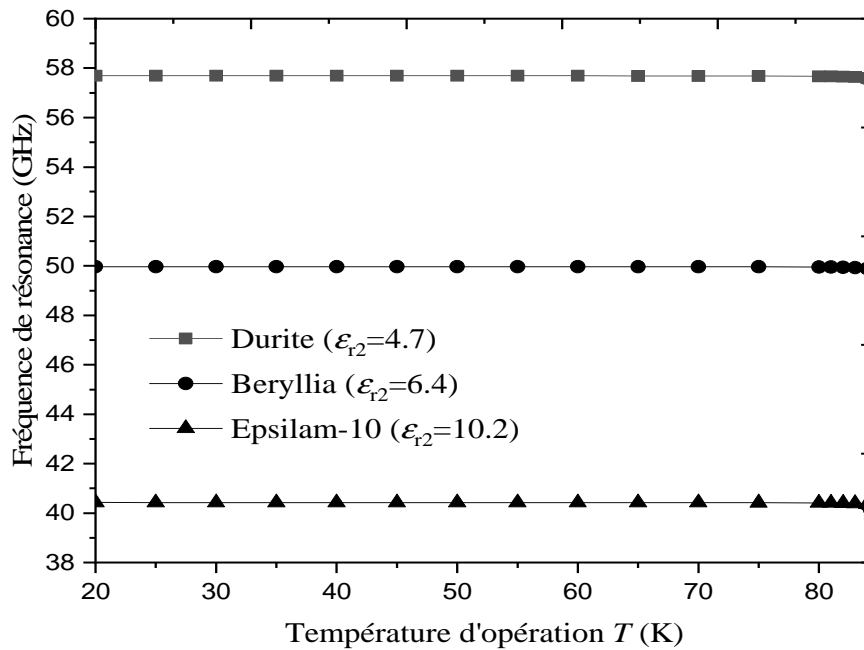


Figure IV.6. Fréquence de résonance du disque circulaire supraconducteur à haute température critique en fonction de la température;  $a = 610 \mu\text{m}$ ,  $h_2 = 254 \mu\text{m}$ ,  $t = 330 \text{ nm}$ ,  $\lambda_0 = 140 \text{ nm}$  et  $T_c = 84.5 \text{ K}$ .

Les fréquences de résonance de l'antenne microruban circulaire supraconductrice en fonction de la température de fonctionnement pour plusieurs substrats diélectriques sont illustrées dans la figure IV.6. Le film supraconducteur circulaire de rayon  $a = 610 \mu\text{m}$  est en matériau YBCO (YBa<sub>2</sub>Cu<sub>3</sub>O<sub>7</sub>) caractérisé par:  $\lambda_0 = 140 \text{ nm}$ ,  $T_c = 84.5 \text{ K}$ ,  $t = 350 \text{ nm}$ , imprimé sur différents substrats diélectriques d'épaisseur  $h_2 = 254 \mu\text{m}$ .

D'après les résultats de la figure IV.6 on peut observer que l'augmentation de la température diminuera la fréquence de résonance. Les variations de la fréquence de résonance sont dues à l'augmentation progressive des substrats diélectriques avec

l'augmentation de la température. Ces comportements s'accordent très bien avec ceux rapportés ailleurs dans [21], pour une antenne patch triangulaire.

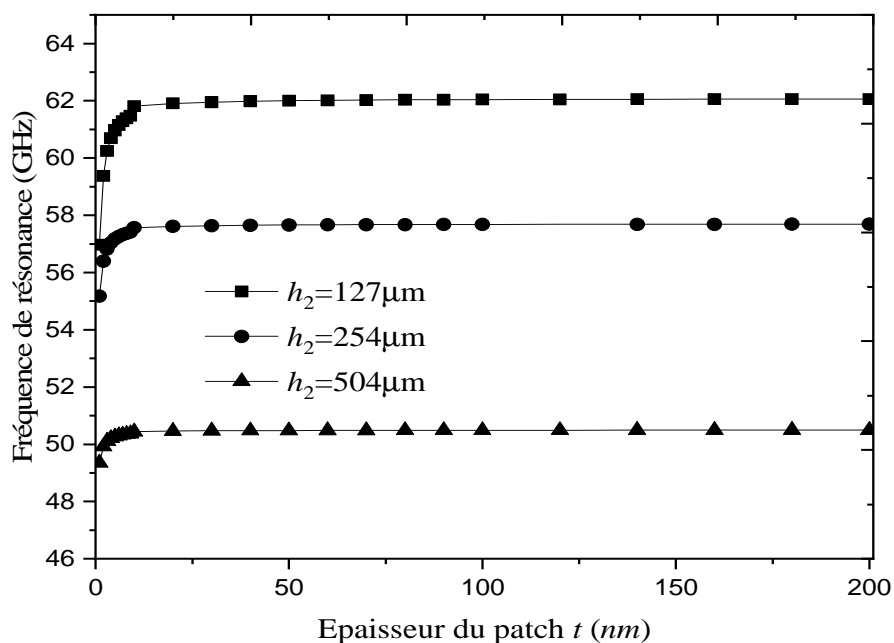
Cette réduction est significative pour des températures proches de la température de transition  $T_c$ . Le changement escarpé dans la fréquence de résonance de l'antenne microbande supraconductrice à des températures voisines de la température critique peut être attribué à un changement dans la profondeur de pénétration magnétique de YBCO.

L'influence de l'épaisseur du film supraconducteur à haute température critique sur la fréquence d'opération de l'antenne microbande circulaire est étudiée dans la figure IV.7. Les caractéristiques du film supraconducteur sont :  $\lambda_0 = 140\text{nm}$  et  $T_c = 84.5\text{K}$ . Pour l'antenne microbande, les paramètres suivant sont utilisés :  $a = 610\mu\text{m}$ ,  $h_1 = 254\mu\text{m}$ ,  $\epsilon_{r2} = 4.7$ . La température de fonctionnement est  $T = 55\text{K}$ .

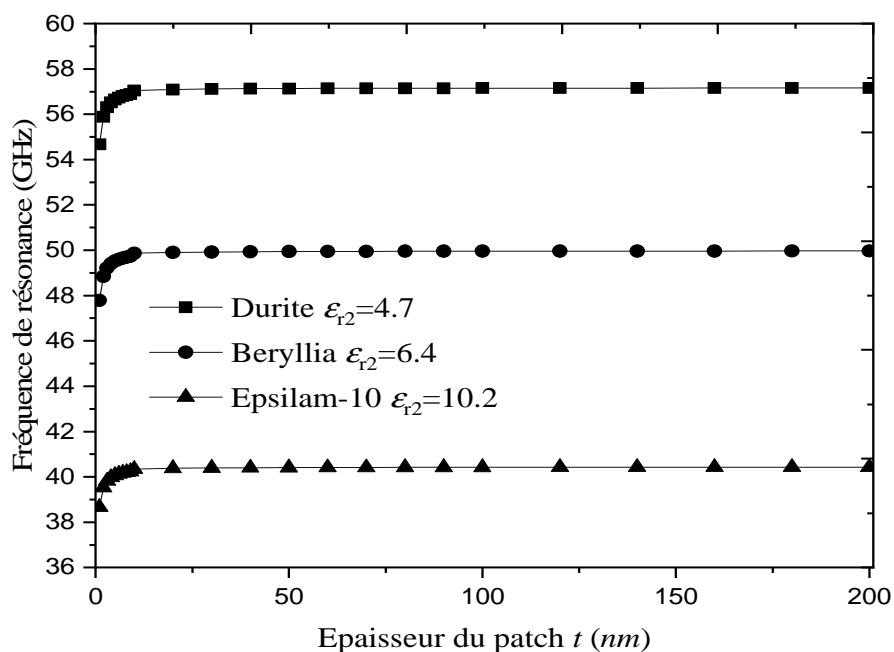
La figure IV.7. (a) présente la variation de la fréquence de résonance d'une antenne supraconductrice circulaire en fonction de l'épaisseur du patch supraconducteur pour trois valeurs différents épaisseurs du substrat :  $h_2 = h_1/2$ ,  $h_2 = h_1$ , et  $h_2 = 2h_1$ . Il est observé que lorsque l'épaisseur du film supraconducteur croît, la fréquence de résonance augmente, et cela pour les différents valeurs d'épaisseurs du substrat.

La figure IV.7. (b) présente la variation de la fréquence de résonance d'une antenne supraconductrice circulaire imprimée sur divers types de substrats diélectrique. Trois matériaux diélectriques différents sont utilisés pour réaliser la première couche. Le premier matériau caractérisé par une permittivité relative ( $\epsilon_{r2} = 4.7$ ) égale à celle du substrat de la première couche ( $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 4.7$ ), Le second matériau caractérisé par une permittivité relative ( $\epsilon_{r2} = 6.4$ ) supérieure à celle du substrat de la première couche, tandis que le troisième matériau est caractérisé par une permittivité relative élevée ( $\epsilon_{r2} = 10.2$ ).

On constate que lorsque l'épaisseur du patch supraconducteur augmente, la fréquence de résonance augmente rapidement jusqu'à ce que l'épaisseur  $t$  atteigne  $\lambda_0$ . Les différences de fréquence de résonance sont dues à l'augmentation progressive de la permittivité relative qui caractérise chacun des matériaux utilisés comme substrats.

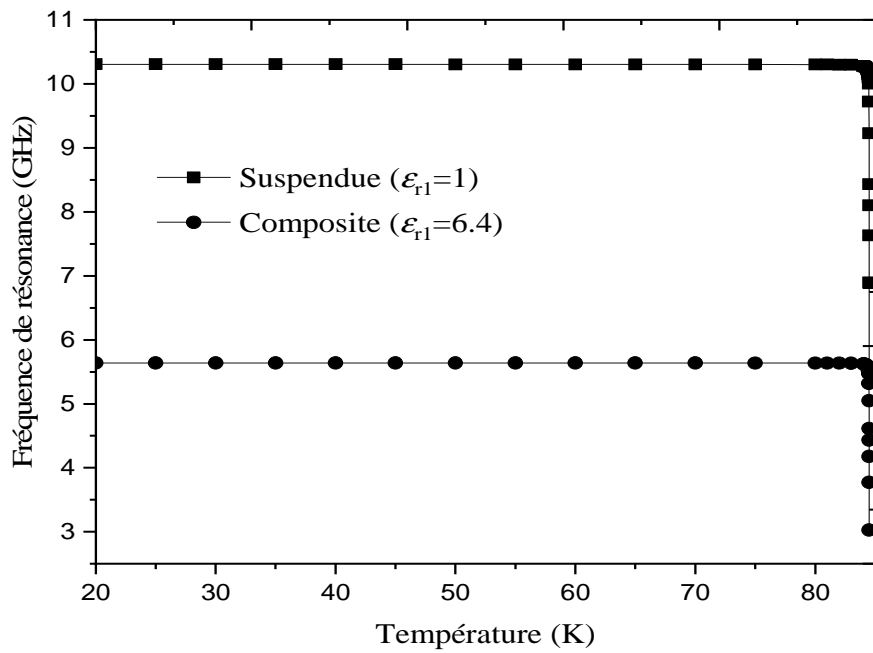


(a)

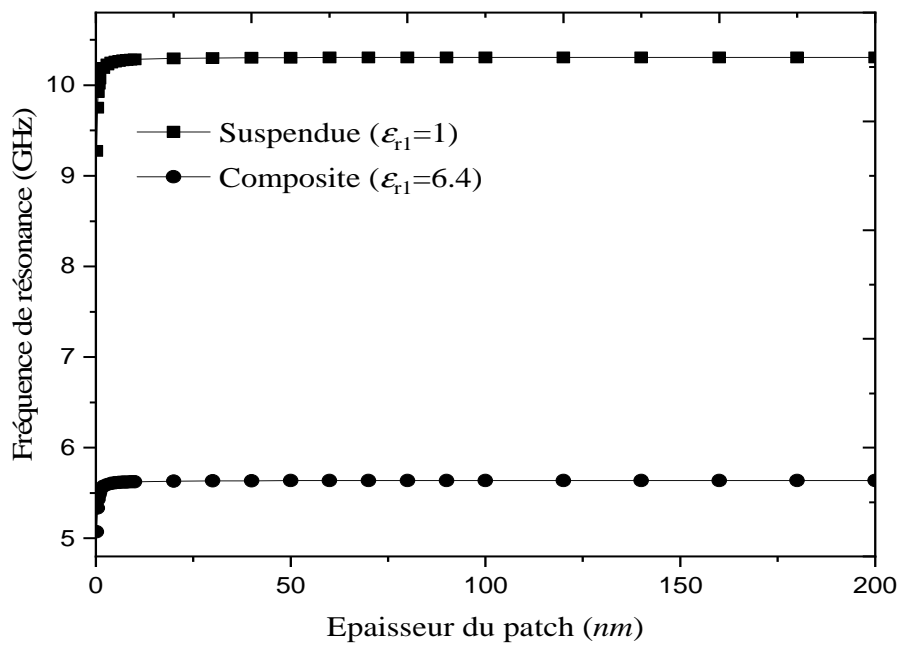


(b)

Figure IV.7. Fréquence de résonance du disque circulaire supraconducteur à haute température critique en fonction de l'épaisseur du film supraconducteur ;  $a = 610 \mu\text{m}$ ,  $\lambda_0 = 140 \text{nm}$ ,  $T_c = 84.5 \text{K}$  et  $T = 55 \text{K}$ . (a) pour plusieurs valeurs d'épaisseurs des substrats diélectriques,  $\epsilon_{r1} = 4.7$ , (b) pour plusieurs valeurs des substrats diélectriques,  $h_2 = 254 \mu\text{m}$ .



(a)



(b)

Figure IV.8. Variation de la fréquence de résonance en fonction de la température d'opération (a) ;  $t = 330nm$ , et en fonction de l'épaisseur du film supraconducteur (b) ;  $T = 55K$ . (a) pour des substrats suspendus et composites pour plusieurs valeurs des substrats diélectriques;  $a = 6mm$ ,  $\lambda_0 = 140nm$ ,  $T_c = 84.5 K$  et  $\epsilon_{r2} = 6.4$ , ,  $h_2 = 254\mu m$ .

Notons que l'effet de l'épaisseur du film supraconducteur est plus prononcé pour les petites valeurs de  $t$  ( $t < \lambda_0/3$ ). Lorsque  $e$  excède cette valeur, l'augmentation de l'épaisseur du film supraconducteur augmentera lentement la fréquence de résonance. Un soin extrême devrait être pris lors de la conception d'une antenne microbande circulaire avec un film supraconducteur mince ; puisqu'une petite incertitude lorsque le disque est fabriqué peut avoir comme conséquence un décalage important de la fréquence d'opération de l'antenne.

Maintenant, nous étudions l'influence de la température de fonctionnement et de l'épaisseur du patch circulaire sur la fréquence de résonance d'antenne suspendue/composite.

La variation de la fréquence de résonance de l'antenne carrée supraconductrice en fonction de la température d'opération pour les différents matériaux anisotropes est illustrée dans la Figure IV.8. (a). Nous considérons les paramètres : Le patch circulaire est fabriqué avec un film mince supraconducteur en  $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$  de rayon  $a = 6\text{mm}$  avec les paramètres :  $t = 350\text{nm}$ ,  $\lambda_0 = 140\text{nm}$  et  $T_c = 84.5\text{K}$ , nous avons pris comme des substrats identiques pour la structure composite, avec une épaisseur de substrat.  $h = 254\text{ }\mu\text{m}$ .

A noter que les différences de fréquence de résonance sont dues au fait que la permittivité équivalente de la structure suspendue est supérieure à celle de la structure composite. Cette réduction devient plus significative pour les valeurs de température proches de la température critique ( $T_c$ ).

L'influence de l'épaisseur du film supraconducteur à haute température critique sur la fréquence de résonance est présentée dans la Figure IV.8. (b) dont les paramètres de l'antenne sont identiques à ceux utilisés dans la Figure IV.8. (a) avec une température d'opération  $T = 55\text{K}$ . Il est observé que lorsque l'épaisseur du patch croît, la fréquence de résonance augmente rapidement jusqu'à ce que l'épaisseur  $t$  atteigne  $\lambda_0$ , ailleurs de cette valeur la variation de la fréquence devient moins importante.

#### IV.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exploité le modèle de cavité pour une modélisation analytique d'une antenne microbande circulaire. L'antenne a été assimilée à une cavité résonante ayant deux murs électrique parfaits, correspondant aux surfaces parfaitement conductrices, et quatre murs latéraux magnétiques. L'inclusion des champs de bord dans la formulation mathématique permet d'obtenir un modèle fiable pour des substrats minces aussi bien que pour des substrats épais. Le modèle des deux fluides de Gorter-Casimir nous a permis de considérer le phénomène de la supraconductivité dans le calcul de la fréquence de résonance de l'antenne. Les résultats obtenus, pour une antenne circulaire ayant un gap d'air, ont montré que la séparation d'air peut être ajustée de manière à obtenir une fréquence d'opération maximale. Un soin extrême devrait être pris lors de la conception d'une antenne microbande circulaire ayant un gap d'air mince ; puisqu'une petite incertitude dans l'ajustement de la séparation en air peut causer un décalage important de la fréquence. Une solution très pratique à ce problème a été donnée. Dans le but d'expliquer les résultats obtenus, nous avons déterminé une permittivité équivalente de la structure bicouche. En ce qui concerne l'antenne supraconductrice de forme circulaire, les résultats numériques ont montré que l'effet de l'épaisseur du patch supraconducteur est plus prononcé pour des épaisseurs inférieures à la profondeur de pénétration à une température nulle ( $\lambda_0$ ). Un soin extrême devrait être pris lors de la réalisation d'une antenne avec un film supraconducteur mince ; puisqu'une petite incertitude lorsque le disque est fabriqué peut avoir comme conséquence un décalage important de la fréquence de l'antenne. L'étude de l'influence de la température sur la fréquence de résonance de l'antenne supraconductrice a indiqué que l'augmentation de la température cause une diminution dans la fréquence de résonance. Cette diminution est significative pour des valeurs de température voisines de la température critique.

#### IV.5. Références

- [1] C. S. Gurel, and E. Yazgan, "Characteristics of a circular patch microstrip antenna on a uniaxially anisotropic substrate," *IEEE Trans. Antennas Propagat*, Vol. 52, pp. 2532-2537, 2004.

- [2] C. S. Gürel & E. Yazgan, "Resonant Frequency of Air Gap Tuned Circular Microstrip Antenna with Anisotropic Substrate and Superstrate Layers," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Vol. 24, pp. 1731-1740. 2010.
- [3] R. Bedra, S. Bedra, S. Benkouda, and T. Fortaki, "Efficient full-wave analysis of resonant modes of circular microstrip antenna printed on isotropic or uniaxially anisotropic substrate," *Wireless personal communications*, vol. 81, pp. 239-251, 2015.
- [4] S. Bedra, S. Benkouda, and T. Fortaki, "Analysis of a circular microstrip antenna on isotropic or uniaxially anisotropic substrate using neurospectral approach," *COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, vol. 33, pp. 567-580, 2014.
- [5] S. K. Ghosh, A. Ghosh, S. Chakraborty, L. L. K. Singh, and S. Chattopadhyay, "The influence of feed probes on the modes of circular sector microstrip antennas: an investigation," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2019.
- [6] S. Bedra, R. Bedra, S. Benkouda, and T. Fortaki, "Efficient CAD model to analysis of high Tc superconducting circular microstrip antenna on anisotropic substrates," *Advanced Electromagnetics*, vol. 6, no. 2, pp. 40-45, 2017.
- [7] S. Bhattacharyya, D. Ghosh, G. K. Singh, R. Singh, A. Raj, M. Choudhury, S. Chattopadhyay, A. Ghosh, and S. Chakravorty, "Accurate CAD formulation for resonant frequency of circular sectorial microstrip antenna.", International Conference on Microwave and Photonics (ICMAP), pp. 1-3, Dhanbad, India, 2013.
- [8] M. Biswas, and M. Sen, "Fast and accurate model for a coax-fed rectangular patch antenna with varying aspect ratio, feed location and substrate electrical parameters," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 33, no. 4, pp. 428-453, 2019.
- [9] R. Bedra, "Étude d'une antenne supraconductrice couverte par une couche diélectrique." Thèse de Doctorat, Université de Batna2, 2018.

- [10] S. Silva, A. d'Assuncao, and J. Oliveira, "Analysis of high Tc superconducting microstrip antenna and arrays," *MTT Symposium. SBMO/IEEE*, pp. 243-246, 1999.
- [11] S. Savard, "Fabrication et étude de composants micro-ondes planaires supraconducteurs," Thèse de doctorat, Université de Sherbrooke. Québec, 2004.
- [12] S. Bedra, R. Bedra, S. Benkouda, and T. Fortaki, "Analysis of HTS circular patch antennas including radome effects," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 10, no. 7, pp. 843-850, 2018.
- [13] R. Kumar and P. Malathi, "Experimental investigation of resonant frequency of multilayered rectangular and circular microstrip antennas," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 53, pp. 352-356, 2011.
- [14] R. Kumar, P. Malathi, and Y. B. Thakare, "On the design of four layered circular microstrip patch antenna," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 50, pp. 3206-3212, 2008.
- [15] F. Benmeddour, C. Dumond, F. Benabdelaziz, and F. Bouttout, "Improving the Performances of a High Tc Superconducting Circular Microstrip Antenna with Multilayered Configuration and Anisotropic Dielectrics," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 18, pp. 169-183, 2011.
- [16] V. Losada, R. R. Boix, and M. Horno, "Resonant modes of circular microstrip patches in multilayered substrates," *IEEE transactions on microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 4, pp. 488-498, 1999.
- [17] S. Bedra, S. Benkouda, and T. Fortaki, "An efficient study of circular microstrip antenna on suspended and composite substrates," *Journal of Computational Electronics*, vol. 16, no. 3, pp. 922-929, 2017.
- [18] A. Bouraiou, S. Benkouda, and T. Fortaki, "A rigorous full-wave analysis of high TC superconducting circular disc microstrip antenna.", International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC), pp. 719-724, Algiers, Algeria, 2016.

- [19] M. A. Richard, K. B. Bhasin, and P. C. Claspy, "Superconducting microstrip antennas: an experimental comparison of two feeding methods," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 41, pp. 967-974, 1993.
- [20] D. Guha, "Resonant frequency of circular microstrip antennas with and without air gaps," *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 1, pp. 55-59, 2001.
- [21] A. Gadda, S. Bedra, C. Agaba, S. Benkouda, R. Bedra, and T. Fortaki, "Computer-Aided Design of Superconducting Equilateral Triangular Patch on Anisotropic Substrates," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 86, pp. 203-211, 2019.

# Chapitre V

---

**Antenne microbande à secteur  
circulaire supraconducteur imprimé  
sur des substrats suspendus et/ ou  
composites**

---

## V.1. Introduction

Dans le domaine moderne des communications par micro-ondes, la conception et l'analyse des antennes miniaturisées et multifonctionnelles de différentes géométries continuent d'être au centre des recherches de pointe. Dans ce scénario, les antennes patch microruban (MPA) sont extrêmement utiles et constituent le choix évident des concepteurs en raison de leur faible poids, de leur petite taille et de leur excellente compatibilité avec les circuits intégrés hyperfréquences [1]. Les antennes microbandes peuvent prendre des formes géométriques arbitraires, cependant, les formes régulières sont les plus utilisées afin de faciliter leur étude. On distingue parmi d'autres géométries, la forme rectangulaire [2]-[4] et la forme circulaire [5]-[7].

Cependant, dans diverses applications sans fil pratiques, les radiateurs doivent être montés de manière conforme sur les structures précédemment existantes, où la limitation de l'espace est un problème crucial [8-10]. Dans telles applications, une antenne microruban à secteur circulaire est très avantageuse car elle nécessite moins d'espace qu'une antenne patch classique de géométries communes [10-13]. Des réductions de surface de patch d'environ 30% et 35% peuvent être obtenues avec un patch à secteur circulaire utilisant des angles de secteur de  $60^\circ$  et  $90^\circ$ , respectivement, par rapport à un patch circulaire conventionnel [14].

Les dérivations mathématiques sont basées sur le modèle de cavité modifié avec l'estimation précise de la permittivité effective et des dimensions effectives de l'antenne. La théorie complète est présentée méticuleusement dans ce chapitre pour développer une base physique concrète pour le phénomène observé. Aucun travail publié qui présente la variation de la fréquence de résonance d'une antenne microruban sectorielle circulaire avec substrat composite, la hauteur du gap d'air, la permittivité du substrat et la dimension radiale de l'antenne n'est pas considérés dans les travaux publiés ultérieurement. Compte tenu de tous les facteurs précités, les variations de fréquences de résonance qui en résultent en fonction des paramètres précités ont été incluses dans cette étude.

## V. 2. Antenne microbande à secteur circulaire conductrice suspendue et composite

### V.2.1. Validation des résultats numériques

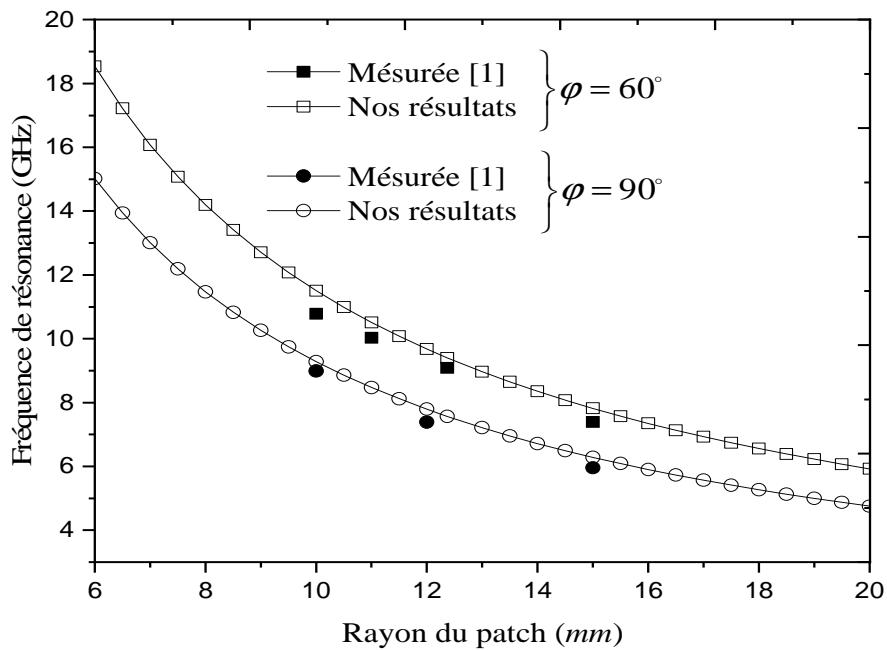
Dans cette sous-section, les données obtenues par la formulation proposée sont comparées aux données obtenues par simulation, mesure et autres théories ou formulations disponibles dans la littérature.

Afin d'examiner la précision de calcul de l'approche décrite dans le chapitre III, nous comparons dans le tableau 1 les fréquences de résonance calculées pour une antenne microbande à secteur circulaire monocouche avec des résultats théoriques et expérimentaux précédemment publiés [1], [10]. La formulation proposée offre un pourcentage d'erreur moyen minimum de 1.25% par rapport à la mesure. Les données présentées dans le tableau 1 révèlent une concordance étroite entre la formulation proposée et les résultats mesurés.

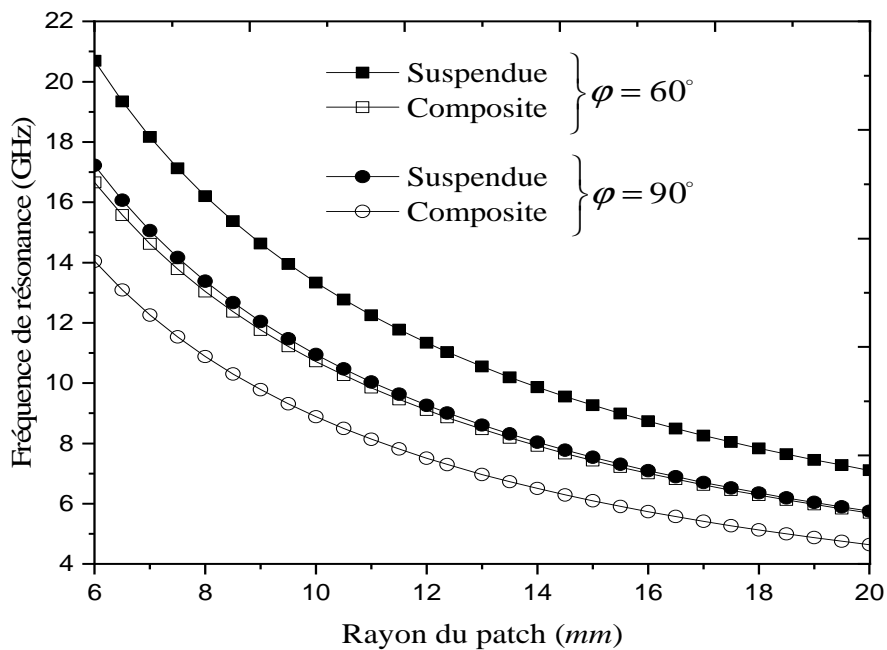
Tableau IV.1. Comparaison des fréquences de résonance calculées et mesurées d'une antenne microbande à secteur circulaire pour différents angles de secteur,  $h_2 = 1.575\text{mm}$ ,  $\epsilon_{r2} = 2.2$ ,  $h_1 = 0$ ,  $\epsilon_{r1} = 1$ .

$\varphi$ (°)	Mesurées			calculées	
	a (mm)	[1]	[10]	[15]	Nos résultats
60	30	3.7	4.17	3.7	3.8
90	30	3.06	3.03	3.08	3.06
	31.6	2.89	2.88	2.87	2.91
180	30	1.88	1.82	1.88	1.84
	20	2.74	2.81	2.82	2.72

Nous étudions maintenant l'effet de rayon du patch sur la fréquence de résonance de l'antenne microbande à secteur circulaire parfaitement conductrice. La figure V.1. (a) présente la variation de la fréquence de résonance en fonction du rayon du patch circulaire ( $a$ ) pour le cas d'une antenne monocouche :  $h_1 = 0$ ,  $\epsilon_{r1} = 1$ . La fréquence de résonance mesurée dans la référence [1] pour différents angles de secteur s'accorde très bien avec les valeurs obtenues à l'aide du modèle de la cavité pour une large gamme du rayon de patch.



(a)



(b)

Figure V.1. Variation de la fréquence de résonance de la structure monocouche (a) , et la fréquence de résonance de la structure suspendue/composite (b) avec la variation de rayon du patch;  $h_2 = 0.787mm$ ,  $\epsilon_{r2} = 2.2$ .

La variation des fréquences de résonance de l'antenne à secteur circulaire pour deux structures suspendue ( $h_1 = h_2, \epsilon_{r1} = 1$ ), et composite ( $h_1 = h_2, \epsilon_{r1} = \epsilon_{r2}$ ) utilisant le présent modèle pour une large variation du rayon du patch, sont illustrées dans la figure V.1. (b).

A partir de la présente figure, on observe que la fréquence de résonance diminue avec l'augmentation du rayon du patch. Cette variation est plus prononcée pour les antennes a structure composite.

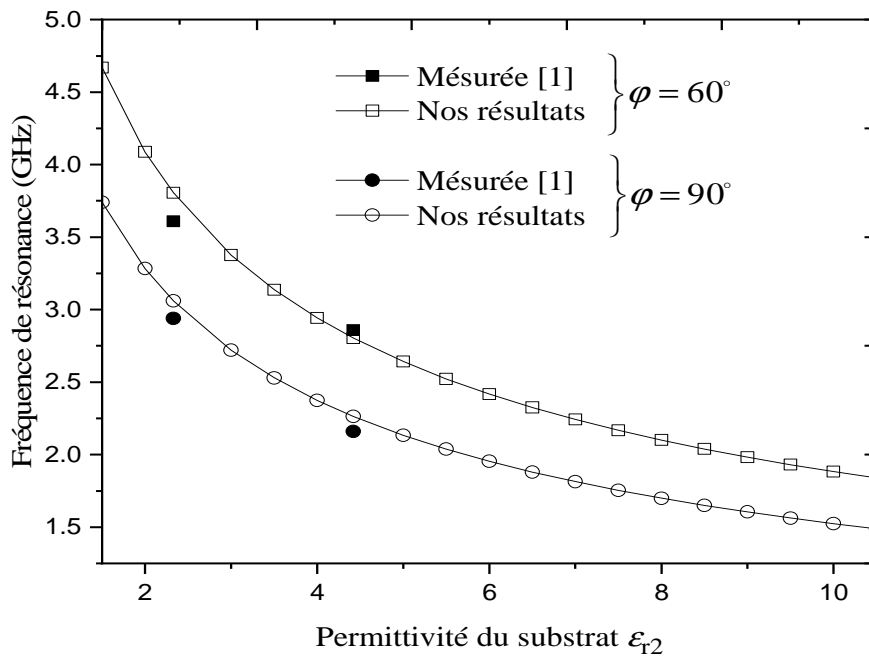
Les effets de la variation de la permittivité du substrat sur la fréquence de résonance de l'antenne microbande à secteur circulaire sont recherchés. Le rayon de secteur circulaire est  $a = 30 \text{ mm}$  et l'épaisseur total de substrat diélectrique est  $h_2 = 1.58 \text{ mm}$ .

La Figure V.2.(a) illustre la variation des fréquences de résonance d'antenne microbande à secteur circulaire monocouche avec la variation de la permittivité du substrat ( $\epsilon_{r2}$  variant de 1.5 à 10.2). Les valeurs calculées à partir de la formulation proposée sont comparées aux résultats obtenus à partir de la mesure. On observe que le modèle actuel présente d'excellents accords avec les mesures pour toutes les valeurs du substrat diélectrique. La vérification révèle un excellent accord entre nos résultats calculés et les résultats mesurés pour deux angles de secteur différents (comme le montre la Figure V.2.(a)).

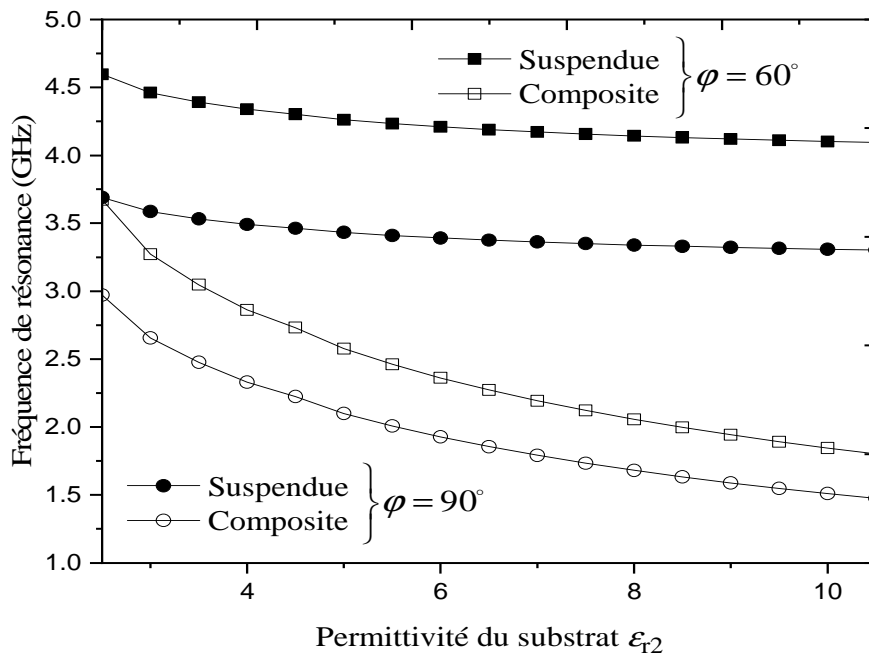
Dans la figure V.2. (b), nous avons étudié la variation des fréquences de résonance d'antenne microbande à secteur circulaire suspendue/composite d'antenne microbande à secteur circulaire suspendue/composite en fonction de la permittivité du substrat. Notons que, les fréquences de résonance de la structure suspendue ( $h_1 = h_2, \epsilon_{r1} = 1$ ) ainsi que pour la structure composite ( $h_1 = h_2, \epsilon_{r1} = \epsilon_{r2}$ ) diminuent avec l'augmentation des valeurs des permittivités relatives des substrats diélectriques.

Il révèle en outre que, la variation de la fréquence de résonance est remarquable pour l'antenne à secteur de  $90^\circ$  que de l'antenne à secteur de  $60^\circ$ .

L'effet de la séparation d'air sur la fréquence de résonance de l'antenne microbande à secteur circulaire ayant un gap d'air ( $h_1 = h_2, \epsilon_{r1} = 1$ ) est présenté dans la figure V.3. (a).

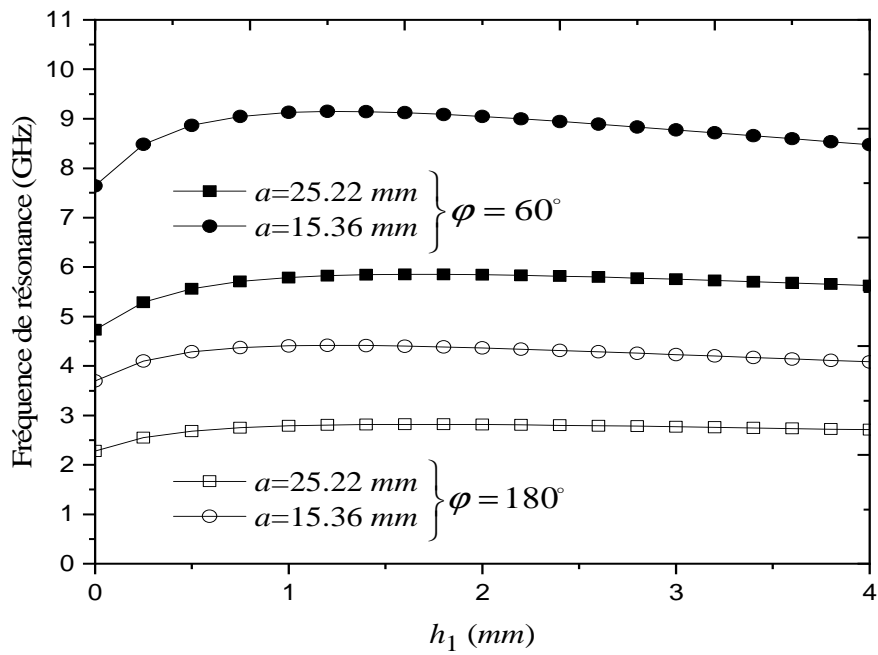


(a)

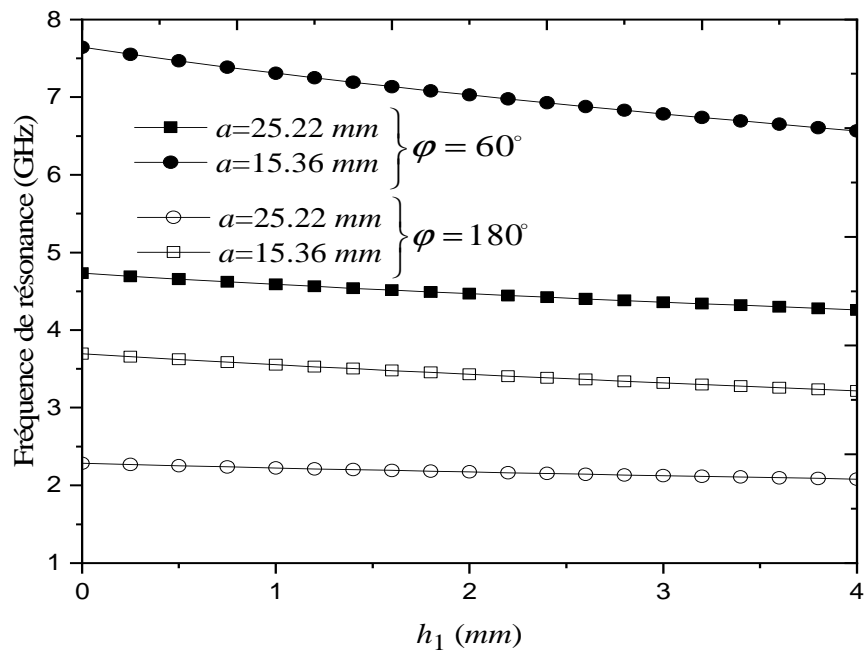


(b)

Figure V.2. Variation de la fréquence de résonance d'une antenne à secteur circulaire monocouche (a), et la fréquence de résonance de la structure suspendue/composite (b) en fonction de la constante diélectrique du substrat (pour deux angles de secteur :  $\varphi = 60^\circ$  et  $\varphi = 90^\circ$ ) ;  $a = 30\text{mm}$ ,  $h_2 = 1.58\text{mm}$ .



(a)



(b)

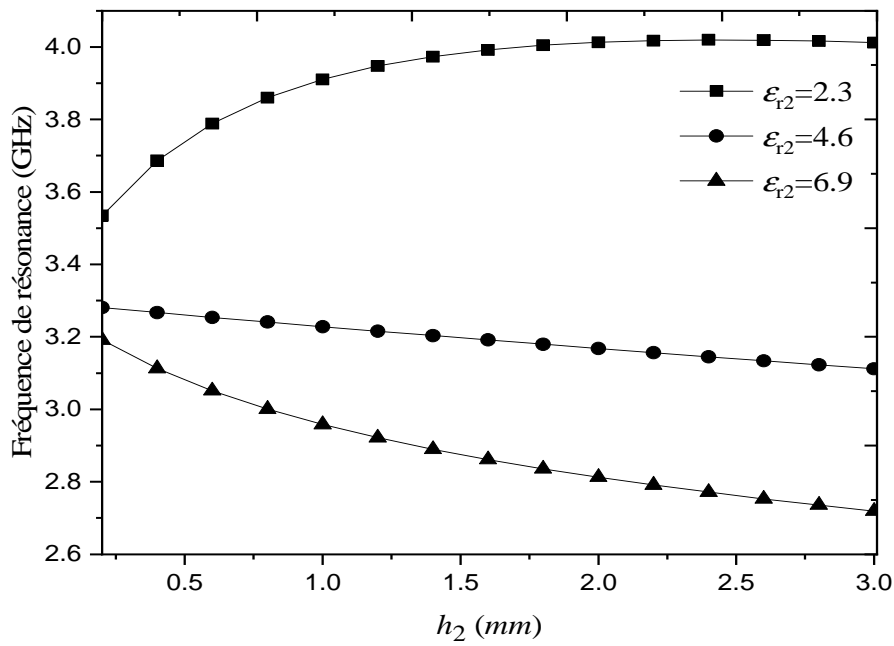
Figure V.3. Fréquence de résonance de la structure suspendue(a) et fréquence de résonance de la structure composite (b), avec la variation de l'épaisseur total du substrat de la structure composite;  $h_2 = 0.787 \text{ mm}$ ,  $\epsilon_{r2} = 2.2$ .

Aussi, dans la figure V.3. (b) nous présentons des résultats de la variation de la fréquence de résonance de l'antenne à secteur circulaire avec le changement de l'épaisseur de la couche inférieure  $h_1$  de la structure composite ( $h_1 = h_2$ ,  $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2}$ ) .

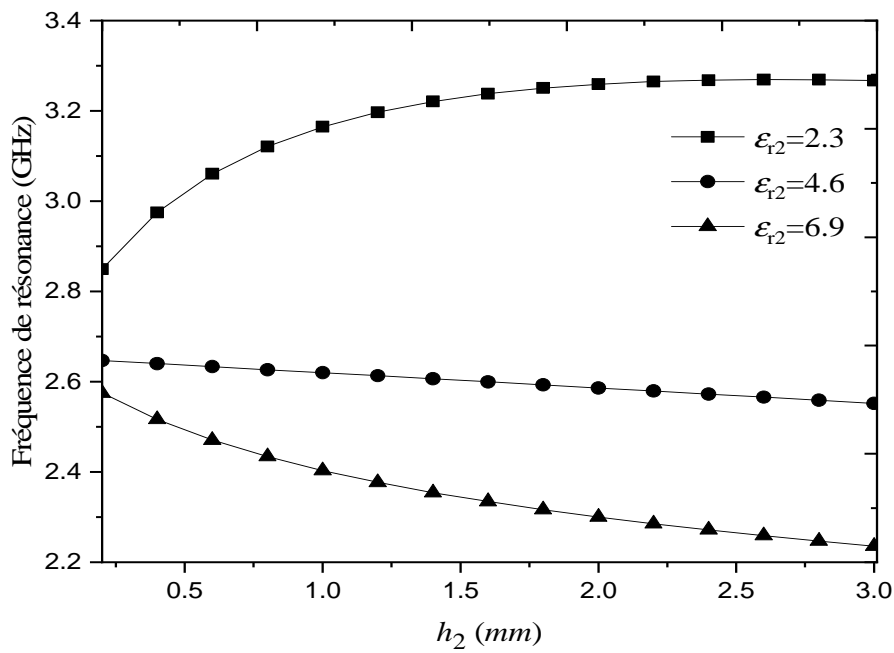
Dans cette figure, l'épaisseur du substrat composite et suspendu est variable (entre 0 et 4 mm). La fréquence de résonance augmente avec l'augmentation de l'épaisseur du gap d'air  $h_1$  pour le substrat suspendu tandis que la fréquence de résonance diminue avec l'augmentation de  $h_1$  pour le substrat composite. Ces comportements sont basés sur le fait qu'au fur et à mesure que  $h_1$  croît, la permittivité effective du milieu diélectrique sous la plaque augmente (comme déjà prouvé dans le chapitre précédent pour la structure circulaire). Donc, la possibilité d'avoir une fréquence de résonance maximale avec le changement de l'épaisseur du gap d'air sans modifier les paramètres de l'antenne.

Dans la figure V.4, nous considérons l'effet de l'épaisseur du substrat supérieure sur la fréquence de résonance d'antenne à secteur circulaire bicouches. La figure V.4. (a) on considère un substrat suspendu, trois matériaux diélectriques différents sont utilisés pour réaliser la deuxième couche :  $\epsilon_{r2} = 2.3$ ,  $\epsilon_{r2} = 4.6$  et  $\epsilon_{r2} = 6.9$  . On observe que les valeurs de la fréquence de résonance de la structure suspendue avec le premier matériau  $\epsilon_{r2} = 2.3$  sont plus grandes que celles de la structure avec les deux autres matériaux, car la permittivité relative effective du premier matériau est inférieure à celles des deux matériaux.

Par contre, dans la figure V.4. (b) on considère un substrat composite, trois matériaux diélectriques différents sont utilisés pour réaliser la deuxième couche : le premier matériau caractérisé par une permittivité relative ( $\epsilon_{r2} = 2.3$ ) inférieure à celle du substrat de la première couche ( $\epsilon_{r1} = 2 \epsilon_{r2}$ ), tandis que le second matériau est caractérisé par une permittivité relative égale à celle du substrat de la couche inférieure ( $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 4.6$ ), le dernier matériau est caractérisé par une permittivité relative élevée ( $\epsilon_{r2} = 3 \epsilon_{r1}$ ).



(a)



(b)

Figure V.4. Fréquence de résonance de l'antenne à secteur circulaire  $60^\circ$  imprimées sur des substrats suspendue (a) et composites (b) en fonction de l'épaisseur du substrat supérieure ;  $h_1 = 1mm$  ,  $a = 25.22mm$  ,  $\epsilon_{r1} = 4.6$  .

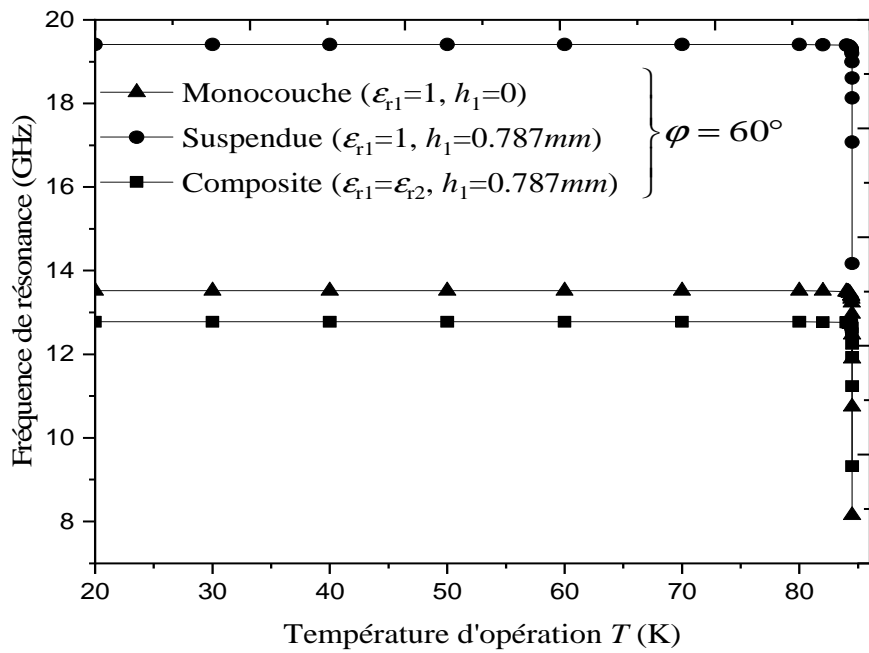
Les résultats obtenues montrent que les fréquences de résonance de la structure composite avec un matériau ayant une permittivité élevée ( $\epsilon_{r2} = 6.9$ ), sont plus petites que celles de la structure avec une permittivité de ( $\epsilon_{r2} = 2.3$ ), et ( $\epsilon_{r2} = 6.9$ ). Ces comportements sont d'accord avec ceux obtenus dans le chapitre précédent.

### V. 3. Antenne microbande à secteur circulaire supraconductrice suspendue et composite

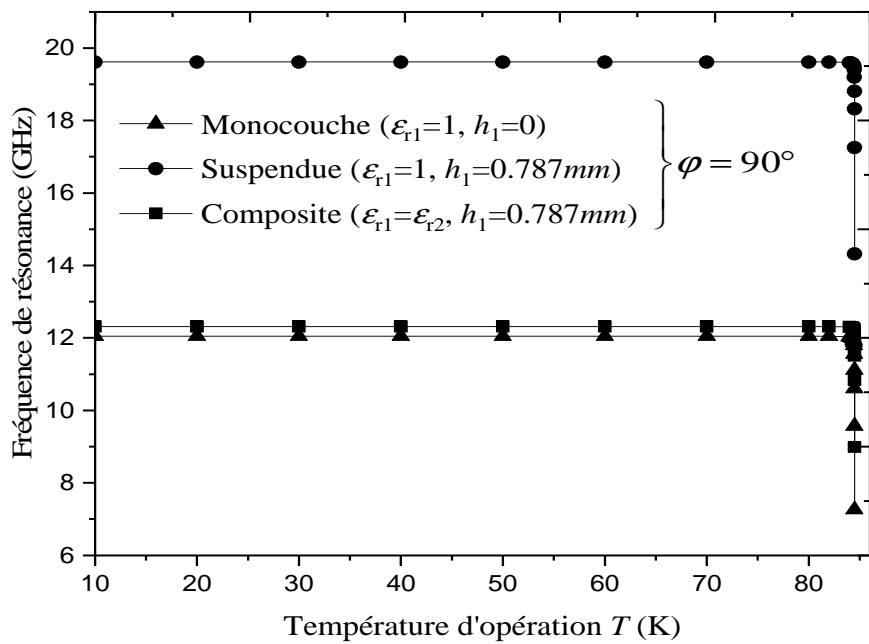
Les fréquences de résonance de l'antenne microbande à secteur circulaire supraconductrice en fonction de la température de fonctionnement pour différentes structures ; simple, suspendue, et composite sont présentées dans la figure IV.5. Le secteur circulaire est fabriqué avec un film mince supraconducteur en YBa2Cu3O7 (YBCO) avec les paramètres suivantes : épaisseur du patch supraconducteur  $t = 300\text{ nm}$ , profondeur de pénétration la profondeur de pénétration  $\lambda$  à la température  $T = 0\text{ K}$   $\lambda_0 = 140\text{ nm}$  et la température critique  $T_c = 84.5\text{ K}$ . La température ambiante est  $T = 77\text{ K}$ .

Trois structures sont considérées. La première structure présente la structure monocouche ou bien la structure simple ( $h_1 = 0$ ,  $\epsilon_{r1} = 1$ ). La deuxième structure considérée est la structure suspendue ou bien la structure ayant un gap d'air ( $h_1 = h_2$ ,  $\epsilon_{r1} = 1$ ). La dernière structure est consacrée à la structure bicouche ou bien la structure composite ( $h_1 = h_2$ ,  $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2}$ ).

La figure V.5.(a), illustre la variation de la fréquence de résonance de l'antenne microbande à secteur circulaire de  $\varphi = 60^\circ$  en fonction de la température de fonctionnement. On constate que la fréquence de résonance de la structure suspendue est supérieure à celle des deux autres structures (simple et composite). On voit aussi que l'augmentation de la température diminuera lentement la fréquence de résonance, et cela pour les trois structures considérées. Cette réduction est significative pour des températures proches de la température de transition  $T_c$ . Le changement escarpé dans la fréquence de résonance de l'antenne microbande à secteur supraconducteur à des températures voisines de la température critique peut être attribué à un changement dans la profondeur de pénétration magnétique de matériau utilisé YBCO.



(a)



(b)

Figure V.5. Fréquence de résonance d'une antenne à secteur circulaire supraconducteur en fonction de la température de fonctionnement;  $a = 6mm$ ,  $h_2 = 0.787mm$ ,  $\epsilon_{r2} = 4.4$ ,  $\lambda_0 = 140nm$ ,  $T_c = 84.5$  K et  $t = 300nm$ . (a)  $\varphi = 60^\circ$  (b)  $\varphi = 90^\circ$ .

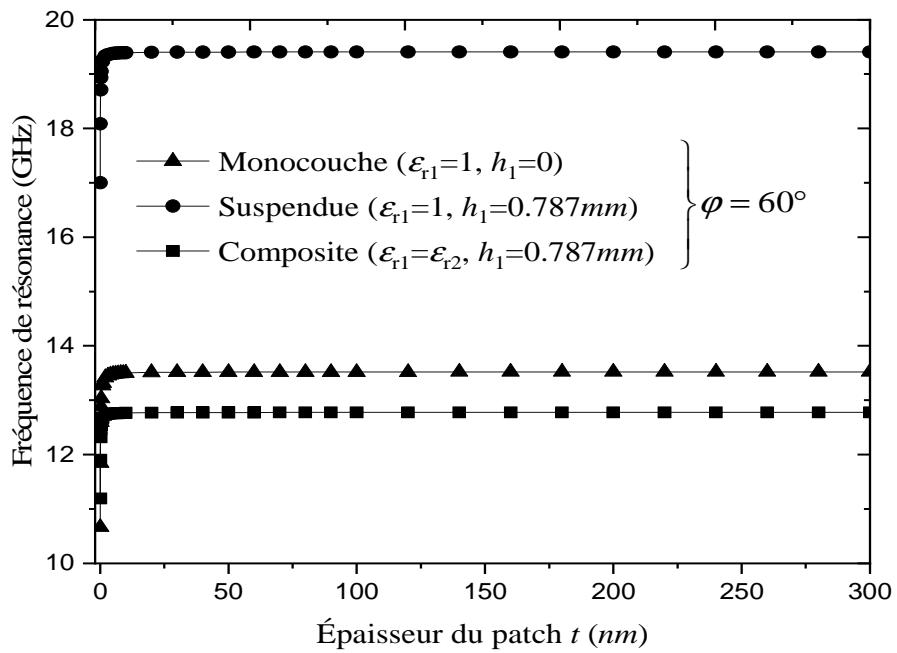
La figure V.5.(b), présente la variation de la fréquence de résonance de l'antenne microbande à secteur circulaire de  $\varphi = 90^\circ$  en fonction de la température d'opération  $T$ .

Les résultats présentés sur cette figure montrent que l'antenne à secteur de  $\varphi = 90^\circ$  il adopte les mêmes changements par rapport aux antennes  $\varphi = 60^\circ$ , avec une diminution notable des valeurs de fréquence de résonance pour les trois structures étudiées simple, suspendue, et composite.

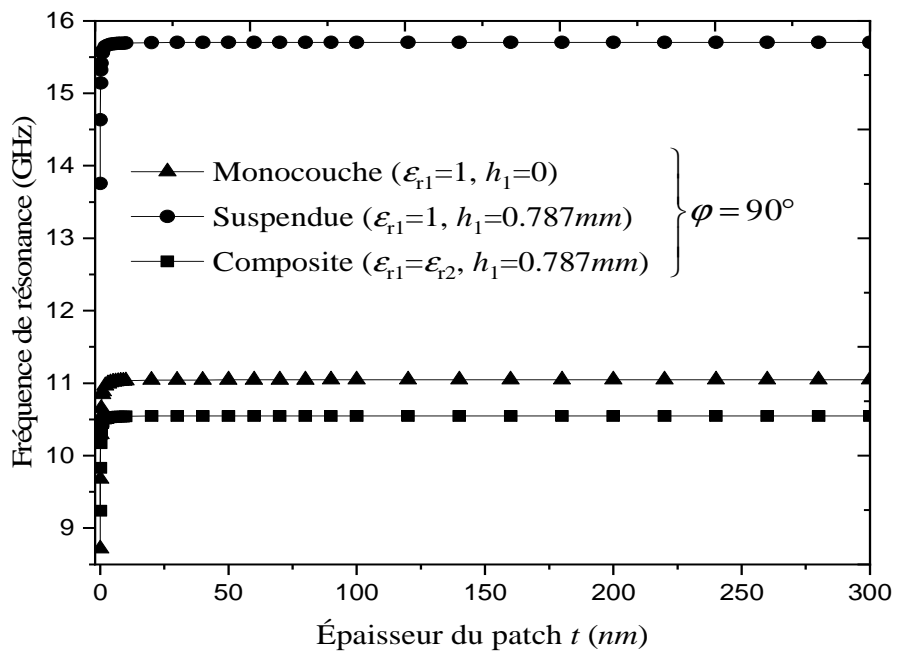
L'influence de l'épaisseur du film supraconducteur à haute température critique sur la fréquence d'opération de l'antenne microbande à secteur circulaire est étudiée dans la figure V.6. Les caractéristiques du film supraconducteur sont :  $\lambda_0 = 140nm$ , et  $T_c = 84.5 K$ . Pour l'antenne microbande, les paramètres suivant sont utilisés :  $a = 6mm$ ,  $h_2 = 0.787mm$ ,  $\varepsilon_{r2} = 2.3$ . La température de fonctionnement est  $T = 70 K$ .

La figure V.7. (a) présente la variation de la fréquence de résonance d'une antenne à secteur circulaire supraconducteur de  $\varphi = 60^\circ$  en fonction de l'épaisseur du patch supraconducteur pour trois structures différentes : simple ( $h_1 = 0$ ,  $\varepsilon_{r1} = 1$ ), suspendue ( $h_1 = h_2$ ,  $\varepsilon_{r1} = 1$ ), et composite ( $h_1 = h_2$ ,  $\varepsilon_{r1} = \varepsilon_{r2}$ ). Il est observé que lorsque l'épaisseur du film supraconducteur croît, la fréquence de résonance augmente, et cela pour les différentes structures considérées.

La figure IV.7. (b) présente la variation de la fréquence de résonance d'une antenne à secteur circulaire supraconducteur de  $\varphi = 90^\circ$ . Trois structures différentes sont considérées. La première est la structure simple ( $h_1 = 0$ ,  $\varepsilon_{r1} = 1$ ), la deuxième est la structure suspendue ( $h_1 = h_2$ ,  $\varepsilon_{r1} = 1$ ), tandis que la troisième est la structure composite ( $h_1 = h_2$ ,  $\varepsilon_{r1} = \varepsilon_{r2}$ ). On constate que lorsque l'épaisseur du patch supraconducteur augmente, la fréquence de résonance augmente rapidement jusqu'à ce que l'épaisseur  $t$  atteigne  $\lambda_0$ . Les différences de fréquence de résonance sont dues à l'augmentation progressive de la permittivité relative qui caractérise chacun des structures considérées.



(a)



(b)

Figure V.6. Fréquence de résonance d'une antenne à secteur circulaire supraconducteur en fonction de l'épaisseur du patch supraconducteur;  $a = 6\text{mm}$ ,  $h_2 = 0.787\text{mm}$ ,  $\epsilon_{r2} = 4.4$ ,  $\lambda_0 = 140\text{nm}$ ,  $T_c = 84.5\text{K}$  et  $T = 70\text{K}$ . (a)  $\varphi = 60^\circ$  (b)  $\varphi = 90^\circ$ .

Notons que l'effet de l'épaisseur du film supraconducteur est plus prononcé pour les petites valeurs de  $t$  ( $t < \lambda_0/3$ ). Lorsque  $t$  excède cette valeur, l'augmentation de l'épaisseur du film supraconducteur augmentera lentement la fréquence de résonance. Un soin extrême devrait être pris lors de la conception d'une antenne microbande à secteur circulaire avec un film supraconducteur mince ; puisqu'une petite incertitude lorsque le disque est fabriqué peut avoir comme conséquence un décalage important de la fréquence d'opération de l'antenne.

#### V.4. Conclusion

Dans ce chapitre, l'antenne microruban à secteur circulaire dans des diverses configurations soigneusement étudiée. Une formulation CAD améliorée basée sur la méthode de la cavité est proposée pour une prédiction précise de la fréquence de résonance de résonances des antennes à secteurs conducteurs et supraconducteurs imprimés sur des substrats monocouches, suspendus, et composites. Les résultats numériques obtenus via la méthode de cavité modifiée pour les fréquences de résonance des antennes microruban à secteurs circulaires pour diverses configurations ont été comparés aux résultats expérimentaux et théoriques, et un bon accord a été trouvé. Nous étudions comment les substrats suspendus et composites et ces matériaux affectent les caractéristiques de résonance des antennes à secteurs circulaires. Les résultats obtenus, pour une antenne à secteur circulaire imprimé sur des substrats suspendus, ont montré que la séparation d'air peut être ajustée de manière à obtenir une fréquence d'opération maximale. Le substrat composite d'épaisseur mince avec une permittivité élevée ensemble s'avère être les conditions favorables pour rompre la dégradation des fréquences de fonctionnement. Le modèle des deux fluides de Gorter-Casimir nous a permis de considérer le phénomène de la supraconductivité dans le calcul de la fréquence de résonance de l'antenne. Les résultats numériques ont montré que l'effet de l'épaisseur du secteur supraconducteur est plus prononcé pour des épaisseurs inférieures à la profondeur de pénétration à une température nulle ( $\lambda_0$ ). L'étude de l'influence de la température sur la fréquence de résonance de l'antenne à secteur supraconducteur a indiqué que l'augmentation de la température cause une diminution dans la fréquence de résonance. Cette diminution est significative pour des valeurs de température voisines de la température critique. Cependant, l'effet des différents sur les fréquences de résonance des

modes d'ordre supérieurs est un problème critique qui devrait être traité de manière approfondie dans une enquête distincte.

## V.5. Références bibliographiques

- [1] S. K. Ghosh, S. Chakraborty, L. L. K. Singh, and S. Chattopadhyay, "Modal analysis of probe-fed circular sector microstrip antenna with and without variable air gap: Investigation with modified cavity model," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 28, no. 1, pp. e21172, 2018.
- [2] E. M. Elkaramany, F. G. Abo El-Hadeed, and A. S. Ahmed, "Resonant frequencies of arbitrarily shaped microstrip patch antennas using two-dimensional circuit model," *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, pp. 1-11, 2014.
- [3] T. Fortaki, D. Khedrouche, F. Bouttout, and A. Benghalia, "A numerically efficient full-wave analysis of a tunable rectangular microstrip patch," *International Journal of Electronics*, vol. 91, pp. 57-70, 2004.
- [4] R. Garg, *Microstrip antenna design handbook*: Artech House, 2001.
- [5] D. Guha and Y. M. Antar, *Microstrip and printed antennas: new trends, techniques and applications*: John Wiley & Sons, 2011.
- [6] C. Gurel and E. Yazgan, "Characteristics of a circular patch microstrip antenna on uniaxially anisotropic substrate," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 52, pp. 2532-2537, 2004.
- [7] T. Fortaki, D. Khedrouche, F. Bouttout, and A. Benghalia, "Vector Hankel transform analysis of a tunable circular microstrip patch," *Communications in numerical methods in engineering*, vol. 21, pp. 219-231, 2005.
- [8] W. Richards, J.-D. Ou, and S. Long, "A theoretical and experimental investigation of annular, annular sector, and circular sector microstrip antennas," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 32, no. 8, pp. 864-867, 1984.

- [9] V. K. Tiwari, A. Kimothi, D. Bhatnagar, J. S. Saini, V. K. Saxena, and P. Kumar, "Theoretical analysis on circular sector microstrip antennas," *Indian Journal of Radio & Space Physics*, vol. 35, pp. 133-138, 2006.
- [10] V. K. Tiwari, A. Kimothi, D. Bhatnagar, J. S. Saini, and V. K. Saxena, "Theoretical and experimental investigations of circular sector microstrip antenna," *Indian Journal of Radio & Space Physics*, vol. 35, pp. 206-211, 2006.
- [11] S. K. Ghosh, A. Ghosh, S. Chakraborty, L. L. K. Singh, and S. Chattopadhyay, "The influence of feed probes on the modes of circular sector microstrip antennas: an investigation," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2019.
- [12] S. Chattopadhyay, and S. Chakraborty, "Modal Behavior of Circular Sector Microstrip antenna: A Necessary Revisit." *Regional Conference on Radio Science (URSI-RCRS)*, pp. 1-4, Varanasi, India, India, 2020.
- [13] S. K. Ghosh, S. K. Varshney, S. Chakraborty, L. L. K. Singh, and S. Chattopadhyay, "Probe-fed semi circular microstrip antenna vis-à-vis circular microstrip antenna: a necessary revisit," *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, vol. 331, pp. 012026, Rajasthan, India, 2018.
- [14] S. K. Ghosh, A. Ghosh, S. Chakraborty, L. L. K. Singh, and S. Chattopadhyay, "Estimation of Gain Enhancement of Circular Sector Microstrip Antenna with Air Substrate." *International Conference on Communication, Devices and Networking*, pp. 501-506, Majitar, India, 2019.
- [15] HFSS: High Frequency Structure Simulator. USA: Ansoft Corp; 2014.

---

# **Conclusion Générale**

---

## Conclusion Générale

Dans ce travail, nous avons essayé d'enrichir le patrimoine de la CAO des résonateurs microbandes plaqués à travers l'application de la méthode de la cavité modifiée à des nouvelles structures d'une part, et de donner des explications plus pertinentes des phénomènes physiques régissant le comportement de ces résonateurs d'une autre part [1]. Mise à part les méthodes d'analyse [2]-[7] et les différentes techniques d'excitation des résonateurs rapportées dans le premier chapitre, nous avons présenté quatre autres thèmes, chacun d'eux dans un chapitre bien séparé.

Tout d'abord nous avons commencé dans le premier chapitre par une présentation brève de quelques généralités sur les antennes microbandes. Par la suite nous avons détaillé le principe de fonctionnement, les avantages et les limitations des différentes techniques utilisées pour alimenter ces antennes. La présentation des différentes applications de ces types d'antennes sont aussi discutées.

Dans le deuxième chapitre, nous avons démontré la possibilité d'adopter une modélisation analytique pour des antennes microbandes supraconductrices réalisées avec des substrats suspendus et composites. Pour cela, nous nous sommes basées sur le modèle de cavité à murs latéraux magnétiques conjointement avec les connaissances électromagnétiques. Cette approche mixte prend en compte les propriétés physiques du matériau ainsi que les paramètres géométriques de l'antenne microbande supraconductrice. Les avantages d'utiliser des matériaux supraconducteurs en hyperfréquences incluent : très faible pertes, dispersion très petite, miniaturisation des dispositifs micro-ondes et réduction dans le temps de propagation des signaux dans les circuits.

Les composants micro-ondes passifs supraconducteurs tels que antennes, filtres, lignes de transmission et déphaseurs ont montré une supériorité significative relativement aux composants correspondants fabriqués avec des conducteurs normaux tels que l'or, l'argent et le cuivre en raison des avantages des supraconducteurs [1], [3]. L'étude des caractéristiques électromagnétiques des matériaux supraconducteurs à haute température critique a formé le troisième chapitre de ce travail.

La méthode de la cavité modifiée conjointement avec le théorème des deux fluides de Gorter-Casimir et les équations des frères London [8] ont été utilisés pour le calcul numérique de la fréquence de résonance d'un disque circulaire supraconducteur imprimé sur des substrats suspendus et composites. La détermination de formule de la fréquence de résonance du disque supraconducteur imprimé sur des substrats suspendus/composites, nous donne la possibilité d'exploiter cette dernière dans l'analyse des patches supraconducteurs sectoriels sans avoir recours à aucune formulation mathématique.

Nos résultats ont été comparés à ceux de l'antenne circulaire à patch supraconducteur et a patch sectoriel, sont jugés très satisfaisants, les mêmes comportements ont été observés.

Les principaux résultats obtenus montrent que :

- Les résultats obtenus, pour une antenne circulaire ayant un gap d'air, ont montré que la séparation d'air peut être ajustée de manière à obtenir une fréquence d'opération maximale.
- La dépendance de la fréquence de résonance est plus significative lorsqu'en change les permittivités et pour des épaisseurs élevées du substrat.
- Le substrat composite d'épaisseur mince avec une permittivité élevée ensemble s'avère être les conditions favorables pour rompre la dégradation des fréquences de fonctionnement.
- La fréquence de résonance est liée directement avec les paramètres physiques de l'antenne (épaisseur du substrat, longueur latérale du patch, constante diélectrique).
- Les résultats concernant la fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur du patch supraconducteur montre que la fréquence de résonance augmente avec l'augmentation de l'épaisseur du patch.
- L'augmentation de la température cause une diminution dans la fréquence de résonance. Cette diminution est significative pour des valeurs de température voisines de la température critique.

Le travail présenté dans ce manuscrit a montré que l'utilisation d'un patch supraconducteur offre des degrés de libertés additionnelles dans la conception de ces antennes, donc il est

intéressant de poursuivre la recherche dans ce domaine, mais en utilisant des structures plus complexes impliquant plusieurs patches et des substrats anisotropes de type électrique et magnétique.

## Références bibliographiques

- [1] S. Bedra, R. Bedra, S. Benkouda, and T. Fortaki, "Analysis of HTS circular patch antennas including radome effects," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 10, no. 7, pp. 843-850, 2018.
- [2] D.B, Davidson, and J.T, Aberle,"An introduction to spectral domain method-ofmoments formulations", *IEEE Antennas and propagation Magazine*, vol. 46, (3), pp. 11-19, 2004.
- [3] M. N, Sadiku, "*Numerical techniques in electromagnetics with MATLAB*", 2nd edition, CRC Press, 2001.
- [4] F. Benmeddour, W. Assas, and D. Christophe, "Rigorous analysis of a high Tc circular superconducting microstrip patch in a substrate-superstrate geometry", in *2015 Third World Conference on Complex Systems (WCCS)*, Marrakech, Morocco, pp. 1-5, 2015.
- [5] S. Bedra, "Evaluation analytique et numérique des caractéristiques électromagnétiques des structures microbandes ouvertes," *Thèse de Doctorat, Université de Batna*, Batna, 2015.
- [6] Y. Tighilt, "Identification des antennes microrubans multicouches par la méthode spectral et les réseaux de neurones," *Thèse de Doctorat, Université de Setif*, 2011.
- [7] S. Benkouda, "Contribution à l'étude des problèmes de caractérisation des antennes microrubans à plaques rayonnantes parfaitement conductrices et supraconductrices, " *Thèse doctorat e-sciences, Département d'électronique, université de Batna*, Algérie, 2012.
- [8] R. Bedra, "Etude d'une antenne supraconductrice couverte par une couche diélectrique." *Thèse de Doctorat, Université de Batna2*, 2018.

**ملخص:**

في هذا العمل ، تمت دراسة الخصائص النموذجية بدقة ، مما أدى إلى إنشاء صياغة محسنة ودقيقة وفعالة بمساعدة الكمبيوتر (CAD) لتقدير تردد الرنين لهوائيات قطاع دائري دقيق فائق التوصيل مطبوعة على ركائز معلقة ومركبة. أظهرت النتائج التي تم الحصول عليها أن ترددات الرنين للرقعة الدائرية القطاعية الدائرية على ركائز معلقة ومركبة يمكن ضبطها للحصول على أقصى تردد تشغيل للهوائي. تظهر النتائج المحسوبة توافقًا جيدًا إلى حد ما مع النتائج المقاسة. قد يكون هذا التحقق النظري والنتائج أكثر فائدة لمهندسي التصميم والمزيد من التحقيق.

**كلمات مفتاحية:** - هوائيات قطاع دائري مدقق فائق التوصيل ؛ النمذجة والتصميم؛ تردد الرنين؛ ظاهرة الرنين؛ ركائز معلقة / مركبة.

**Abstract**

*In this work, modal characteristics have been rigorously studied which germinate an improved, accurate, and efficient computer-aided design (CAD) formulation to estimate the resonant frequency of circular sectorsuperconducting microstrip antennas printed on suspended and composite substrates. The obtained results demonstrated that the resonant frequencies of the sectorial circular microstrip patch on suspended and composite substrates can be adjusted to obtain the maximum operating frequency of the antenna. The computed results show a fairly good agreement with measured results. Such theoretical validation and results may prove to be more useful for design engineers and further investigation.*

**Keywords** – Circular Sector Superconducting Microstrip Antennas; Modeling & Design; Resonance Frequency; Suspended / Composite Substrates.

**Résumé**

*Dans ce travail, les caractéristiques modales ont été rigoureusement étudiées qui germent une formulation de conception assistée par ordinateur (CAO) améliorée, précise et efficace pour estimer la fréquence de résonance des antennes microrubans à secteur circulaire supraconducteur imprimées sur des substrats suspendus et composites. Les résultats obtenus ont démontré que les fréquences de résonance du patch microruban circulaire sectoriel sur des substrats suspendus et composites peuvent être ajustées pour obtenir la fréquence de fonctionnement maximale de l'antenne. Les résultats calculés montrent un assez bon accord avec les résultats mesurés. Cette validation théorique et ces résultats peuvent s'avérer plus utiles pour les ingénieurs concepteurs et pour des recherches plus approfondies.*

**Mots Clés-** Antennes Microruban à Secteur Supraconducteur Circulaire ; Modélisation et Conception; Fréquence de Résonance; Substrats Suspendus / Composites.