



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

présenté pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Télécommunications

Spécialité : Systèmes des Télécommunications

THEME

**Modélisation des antennes compactes
supraconductrices imprimées sur des
substances anisotropes**

Réalisées par : - M^{elle} LAATI Hadil

- M^{elle} SAHRAOUI Rania

Devant Le Jury :

Président:

Dr. CHERGUI Laid

Rapporteur:

Pr. BEDRA Sami

Examineur:

Dr. KHALFAOUI Fatima

Promotion 2021/2022

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

A mon très cher père

*Vous avez toujours été à mes côtés pour me soutenir et
m'encourager*

*et cela m'a permis de terminer mon chemin juste pour vous rendre
fière de moi.*

A ma très chère mère

*Quoi que je fasse ou que je dise, je ne saurai vous remercier comme
il se doit. Ton affection me couvre, ta bienveillance me guide et ta
présence à mes côtés a toujours été source de force pour affronter les
différents obstacles.*

À mes belles sœurs

À mes chers frères

*À ma famille, mes proches et à ceux qui me donné de l'amour et la
vivacité. À tous mes amis qui m'ont encouragé, et à qui je souhaite plus de
succès Pour tous ceux que j'aime.*

Hadil & Rania

Remerciements

Nous aimerions, en premier lieu, nous remercions à DIEU tout puissant qui nous a donné le courage et la volonté afin de réaliser ce modeste travail.

*Nous voudrions remercier grandement, **Pr. Sami BEDRA**, qui nous a dirigé. Il a toujours été disponible, à l'écoute de nos questions, et il s'est toujours intéressé à l'avancement de nos travaux. Pour tout cela merci.*

Nous adressons tous nos remerciements aux membres du jury :

- *Dr.Laid CHERGUI*
- *Dr. Fatima KHALFAOUI*

Pour leur rigueur scientifique, leur professionnalisme, pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail en acceptant d'être membres de jury de notre mémoire.

Nos remerciements s'étendent également à tous, nos enseignants Du département génie industriel université Abbés Laghrour de kenchela pour leur gentillesse et leur disponibilité. Durant les années d'études

Nous n'oublions pas de remercier tous nos collègues et amis sans exception.

Merci à qui n'ont cessé d'être pour moi des exemples de persévérance, de courage et de générosité, à vous, mes parents, ma sœur et mes frères.

Enfin nous ne voudrais pas oublier de remercier toute personne qui Nous aidons de loin ou de près à réaliser ce travail.

Merci

Table des matières

Table des matières

Dedicaces	i
Remerciements	ii
Introduction Générale	2

Chapitre I

Généralité sur les antennes microbandes

I.1. Introduction	6
I.2. Historique	6
I.3. Définition	7
I.3. Les différentes formes des antennes microbandes	8
I.4. Principe de fonctionnement.....	8
I.6. Les techniques d'excitation.....	10
I.6.1. Alimentation directe (avec contact)	10
I.6.2. Alimentation par couplage (sans contact).....	12
I.7. Avantages et inconvénients des antennes microruban.....	13
I.8. Méthode d'analyse des antennes microruban.....	15
I.8.1. Les méthodes analytiques (approximatives).....	15
I.8.2. Les méthodes numériques rigoureuses	16
I.9. Application des antennes microruban.....	19
I.10. Conclusion.....	20
I.11. Références bibliographiques	20

Chapitre II

Formulation mathématique du problème par la méthode de cavité

II.1. Introduction	23
II.2. Modèle de la cavité.....	23
II.3. Les Champs dans la cavité	25
II.4. Formulation mathématique	26
II.5. Modèle de la cavité modifiée d'une antenne microbande de forme rectangulaire	32
II.6. Antenne microbande compacte en forme de H	34
II.7. Fréquence de résonance d'un patch supraconducteur	36
II.7. Conclusion	37
II.8. Références Bibliographiques	37

Chapitre III

Les matériaux supraconducteurs

III.1. Introduction.....	40
III.2. Définition.....	40
III.3. Historique	41
III.4. Comportement magnétique de supraconducteurs	42
III.4.1. Effet Meissner	42
III.3.2. La lévitation	43
III.3.3. Effets de Cohérence.....	44
III.4. Différents types de la supraconductivité	44
III.4.1. Supraconducteur de type I	45
III.4.2. Supraconducteur de type II	45

III.5. Les théories de la supraconductivité	46
III.5.1. La théorie des frères London	46
III.5.2. La théorie microscopique BCS	48
III.6. Impédance de surface	49
III.7. Application	51
III.7.1. Applications fondées sur la conductivité parfaite	51
III.7.2. Applications fondées sur l'effet Meissner	52
III.7.3. Applications fondées sur le phénomène de lévitation	52
III.8. Conclusion	52
III.9. Références Bibliographiques	52

Chapitre IV

Résultats et Discussion

IV.1. Introduction	54
IV.2. Validation des résultats numériques	56
IV.3. Discussions des résultats numériques	57
IV.3.1. Etude paramétrique d'une antenne de forme H.....	57
IV.4. Conclusion.....	73
IV.5. Références bibliographiques	73

Conclusion Générale	76
----------------------------------	----

Résumé, Abstract, ملخص	80
------------------------------	----

Introduction Générale

Introduction générale

De nos jours, les antennes à faibles profils sont les plus demandées dans les nouveaux systèmes de télécommunication, d'après la taille, le cout, la conformabilité, etc., sont des contraintes exigées [1].

Le concept d'antenne microbande tout d'abord a été proposé dans les années 1950, mais c'est au cours des années 70 qu'elles ont été développées [2]. 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]. Ces antennes sont à profil bas, conformables aux surfaces planes et non planes, simples et peu coûteuses à fabriquer en utilisant la technologie de circuit imprimé moderne, mécaniquement robustes lorsqu'elles sont montées sur des surfaces rigides, compatibles avec les conceptions [4]. Une antenne microruban est composée d'un élément rayonnant de plusieurs formes géométriques variables (circulaire, carrée, triangulaire, rectangulaire, etc....) [5]. Cet élément rayonnant est aussi appelé patch conducteur.

Plusieurs méthodes et modèles sont proposés pour analyser les antennes microbande, ces derniers peuvent être classés en deux groupes : Le premier groupe rassemble les méthodes intuitives simples. Ces méthodes sont basées sur certaines suppositions physiques qui aboutissent généralement à des formules simples. Le deuxième groupe contient les méthodes d'analyses rigoureuses. Ces méthodes sont basées sur le problème aux frontières des grandeurs électroniques. Elles sont fondées sur la base de formalismes mathématiques complexes, et ne peuvent conduire à des résultats exploitables que par le biais d'une résolution numérique [5].

Les méthodes que nous venons d'exposer, ne sont pas les seuls moyens théoriques permettant de prévoir les caractéristiques des antennes microruban. Aujourd'hui, il existe plusieurs des logiciels commerciaux de simulation électromagnétique qui ont prouvé leurs performances dans l'analyse de ces antennes, parmi ces logiciels les plus célèbres le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulator) [5].

Ensuite, beaucoup de substrats pratiques utilisés dans les structures microbandes exhibent un taux significatif d'anisotropie, spécialement l'anisotropie uniaxiale [6]. Parmi ces

substrats pratiques nous citons le Saphir, l'Epsilam-10 et le Nitrure de Bore. Cette anisotropie affecte les performances des antennes imprimées, et donc une caractérisation et conception précises de ces dernières doivent tenir compte de cet effet [6].

L'objectif essentiel de notre travail est de concevoir et de modéliser, des antennes compactes de formes régulières fabriquées à base de patchs parfaitement conducteurs et supraconducteurs imprimées sur des substrats de type anisotrope, utilisant le modèle de la cavité basé sur les connaissances électromagnétiques conjointement avec les conditions aux limites de la résistivité complexe. Pour atteindre cet objectif, le présent travail est scindé en quatre chapitres.

D'abord, dans le premier chapitre introductif, nous avons présenté des généralités sur les antennes microbandes. Nous parlons sur la définition des antennes microrubans et leurs descriptions, les différents matériaux et substrat utilisés pour ces types d'antennes, le principe de fonctionnement et les différentes formes de ces antennes. Ainsi que les différentes méthodes d'alimentation rencontrées dans la littérature, leurs domaines d'utilisation, les méthodes d'analyse et leurs avantages ainsi que leurs inconvénients. Nous terminerons ce chapitre par la présentation des quelques domaines d'application de ces antennes.

Ensuite, le deuxième chapitre présente la formulation mathématique du problème par la méthode de cavité modifiée qui nous permettra de mener à bien notre étude et d'autre part les connaissances électromagnétiques que nous utiliserons pour l'analyse des antennes de structure rectangulaire compacte en forme de H microrubans imprimées sur des substrats anisotropes, fabriquées à base de patchs parfaitement conducteurs et supraconducteurs. Ce chapitre présente la méthode de la cavité simple pour le calcul des caractéristiques de résonances des antennes microbandes. Cette méthode a été choisie puisque, contrairement aux méthodes rigoureuses, elle fournit une compréhension qualitative en plus de requérir des développements mathématiques relativement courts.

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

Dans le quatrième et le dernier chapitre nous présentons des résultats numériques concernant les caractéristiques de l'antenne rectangulaire compacte en forme de H.

Enfin, nous donnons une conclusion générale de ce mémoire, en énumérant les différentes phases importantes de ce manuscrit. On parlera aussi des problèmes rencontrés et des suggestions pour des travaux futurs et quelques propositions susceptibles d'ouvrir de nouvelle voix de recherche seront présentées.

Références bibliographiques

- [1] Bedra, R. 'Etude d'une antenne supraconductrice couverte par une couche diélectrique', Thèse de doctorat, Université de Batna 2, 2018.
- [2] Bedra, S. 'Evaluation analytique et numérique des caractéristiques électromagnétiques des structures microbandes ouvertes', Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2015.
- [3] Massaoudi, S. 'Etude théorique et expérimentale des matériaux à bandes interdites photoniques bidimensionnels en micro-onde : application à l'ultra réfraction', Thèse de Doctorat, Université Paris Sud-Paris XI, 2005.
- [4] Türker, N., Güneş, F., & Yildirim, T. , 'Artificial neural networks applied to the design of microstrip antennas'. *Mikrotalasna revija*, 12(1), 10-14, 2006.
- [5] Benkouda, S. ' Contribution à l'étude des problèmes de caractérisation des antennes microrubans à plaques rayonnantes parfaitement conductrices et supraconductrices', Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2011.
- [6] Fortaki, T. 'Contribution à l'étude des problèmes de caractérisation des antennes microbandes multicouches sans et avec ouvertures dans les plans de masse'., Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2004.

Chapitre I

Généralité sur les antennes microbandes

I.1. Introduction

Le développement des télécommunications spatiales, les contrôles et les commandes à distance, ont fait apparaître la nécessité croissante de réaliser des dispositifs micro-ondes peu coûteux et peu encombrants, faisant appel à une technologie simple et économique. Les systèmes micro-ondes à structure micro ruban ont été à l'origine du développement des antennes imprimées (antennes plaques ou antennes patch) qui sont le plus souvent utilisées en réseaux afin d'améliorer leurs performances et de permettre la réalisation de fonctions très particulières [1]. Le concept d'antenne micro ruban a été proposé pour la première fois dans les années 1950 [2]. De nos jours, ce type des antennes sont les plus utilisées dans les conceptions commerciales compactes [3], Les avantages principaux de ces antennes sont le faible poids, volume et épaisseur, le faible coût, la simplicité de fabrication, la possibilité de la mise en réseau et l'intégration d'éléments discrets et finalement la conformabilité facilitant l'implantation sur tout type de support [4]. De plus, les antennes microbandes s'adaptent facilement aux surfaces planes et non planes et présentes une grande durabilité et flexibilité lorsqu'il est monté sur des surfaces rigides [6].

Dans ce premier chapitre on résume des généralités sur les antennes microbandes. Nous examinerons ensuite les types de l'alimentation des antennes patchs. En fin, nous détaillons le principe des méthodes les plus utilisées pour l'étude de ce type d'antennes.

I.2. Historique

Le concept d'antenne imprimée n'est pas récent, il a été proposé pour la première fois en 1953 par Georges Deschamps aux Etats Unis d'Amérique. Alors que le premier brevet reprenant ce concept fut déposé en 1956 par Henri Gutton et Georges Boissinot en France. Il fallut cependant attendre les années 1970 pour voir apparaître la réalisation des premiers prototypes, notamment grâce à l'amélioration des techniques de photo lithogravure du cuivre et de l'or sur substrat diélectrique, ainsi que des progrès dans la modélisation. 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 » conçu une antenne imprimée conformée sur toute la circonférence d'un missile [7].

I.3. Définition

Antenne microbande est une ligne microruban (microstrip) de forme particulière. Elle effectue ainsi deux fonctions fondamentales qui définissent le principe d'antenne de manière générale, il s'agit bien du rayonnement (émission) et de la réception d'une onde électromagnétique, elle se compose de :

- **Le plan de masse (ground plane)** est une surface conductrice (cuivre) recouvrant la partie inférieure du substrat. Elle permet de faire rayonner la partie supérieure.
- **Un substrat diélectrique (dielectric substrate)** composé d'un matériau isolant, d'épaisseur généralement faible devant la longueur d'onde et de permittivité relative

Il est utilisé pour augmenter la puissance rayonnée par l'antenne et réduire les pertes par effet de joule et améliorer la bande passante de l'antenne.

- **L'élément rayonnant (patch)** est une partie métallique de forme et de taille à définir selon l'application, à géométrie variable (circulaire, rectangulaire, triangulaire...etc.). Dans la pratique, le rectangle et le disque représentent les formes de l'élément rayonnant les plus utilisées. Il est constitué d'une partie conductrice qui va rayonner. La forme et les dimensions conditionnent la fréquence de fonctionnement de l'antenne [8].

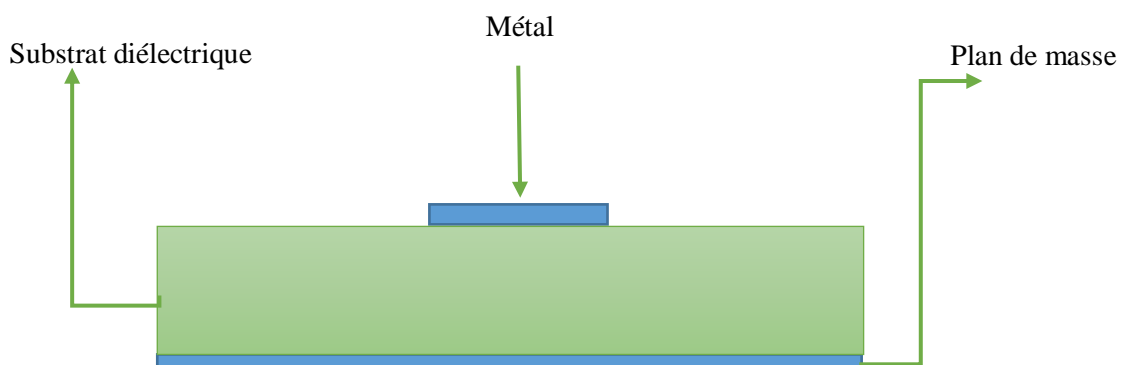


Figure.I.1. Présentation d'une antenne imprimée.

I.3. Les différentes formes des antennes microbandes

L'antenne patch peut prendre de nombreuses formes, qui peuvent être rectangulaires, carrées, circulaires ou simplement un dipôle. Ces formes sont les plus courantes car elles sont très faciles à analyser et à fabriquer. D'habitude Les caractéristiques de l'antenne dépendent de la forme et des dimensions du patch ; de l'épaisseur et de la constante diélectrique des substrats et de la technique d'excitation [3]. La Figure I.2 montre ces différentes formes.

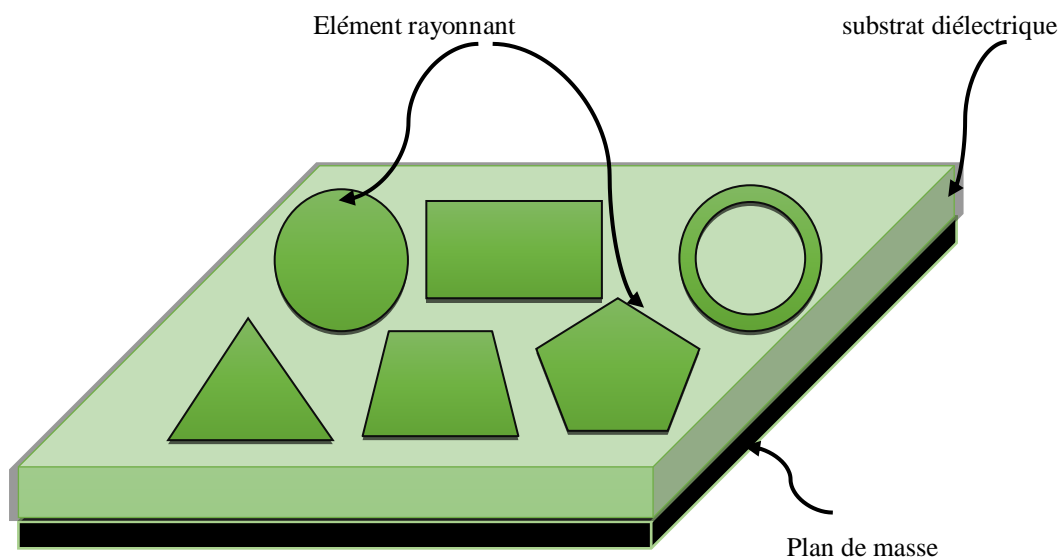


Figure.I.2. Antennes microruban de plusieurs formes.

De toutes les formes d'éléments rayonnants, le rectangle est le plus facile à appréhender pour la compréhension des mécanismes de rayonnements des antennes micro ruban [1].

I.4. Principe de fonctionnement

Pour bien comprendre le mécanisme de rayonnement des antennes microbandes, la littérature scientifique s'appuie généralement sur la théorie de l'optique. Considérons la Figure I.3 [8].

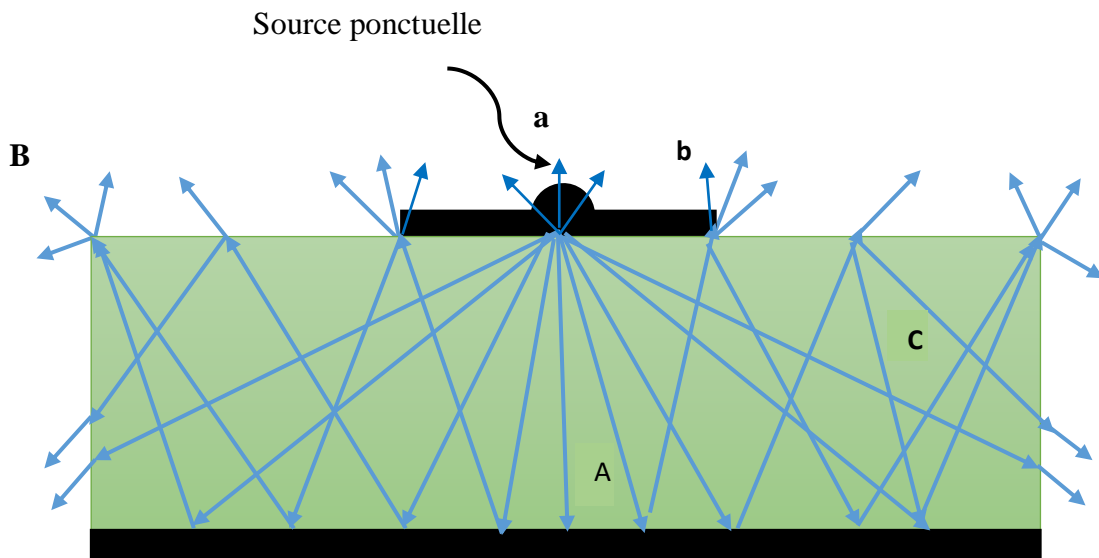


Figure.I.3. Trajectoires des rayons dans une antenne microruban.

Au point a du conducteur supérieur, on a déposé une source ponctuelle (densité de courant de surface) rayonnant dans toutes les directions. Une partie du signal transmis est réfléchi par le plan de masse, puis par le conducteur supérieur etc. Certains rayons aboutissent au bord du conducteur (point b), ce qui diffraction.

A partir de cette On peut donc envisager trois régions [8] :

- **Région A** : dans le substrat, entre les deux plans conducteurs, les rayons sont de plus en plus concentrés. Le champ électromagnétique s'accumule dans cette région de l'espace. Cette propriété est très utile pour la propagation du signal le long d'une ligne microbande.
- **Région B** : dans l'air, au-dessus du substrat, le signal se disperse librement dans l'espace et contribue au rayonnement de l'antenne. Comme les courants de surface circulent surtout sur la face inférieure du conducteur supérieur (coté diélectrique), le rayonnement paraît surtout être émis par le voisinage immédiat des arêtes. Certains modèles simplifiés mettent à profit cette constatation : ils considèrent le rayonnement d'un ensemble de fentes fictives, situées sur le pourtour de l'antenne.
- **Région C** : certains rayons atteignent les surfaces de séparation avec une incidence rasante et restent piégés à l'intérieur du diélectrique. Il s'agit du mécanisme de la

réflexion totale, dont font usage les fibres optiques. 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 (point c), elle est diffractée et génère un rayonnement parasite. Dans le cas d'une antenne en réseau, l'onde de surface crée un couplage entre les éléments du réseau. Le diagramme de rayonnement de l'antenne peut être perturbé par la présence d'ondes de surface, notamment au niveau des lobes secondaires. On pourrait en principe faire usage des ondes de surface pour alimenter les éléments d'un réseau.

I.6. Les techniques d'excitation

L'alimentation des antennes imprimées est un point très important dans l'étude et leur réalisation. 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 :

- Les alimentations par contact (ligne microbande, câble coaxiale) ;
- Les alimentations sans contact (couplage électromagnétique, fente) [8]-[9].

I.6.1. Alimentation directe (avec contact)

I.6.1.1. Alimentation par ligne microbande

Dans ce type de technique d'alimentation, un ruban conducteur est connecté directement au bord du patch rayonnant (généralement de 50Ω) comme montré dans la Figure I.4. La longueur de la bande conductrice est plus petite par rapport au patch, et ce genre d'alimentation a un avantage qu'elle peut être gravée sur le même substrat pour fournir une structure planaire [10].

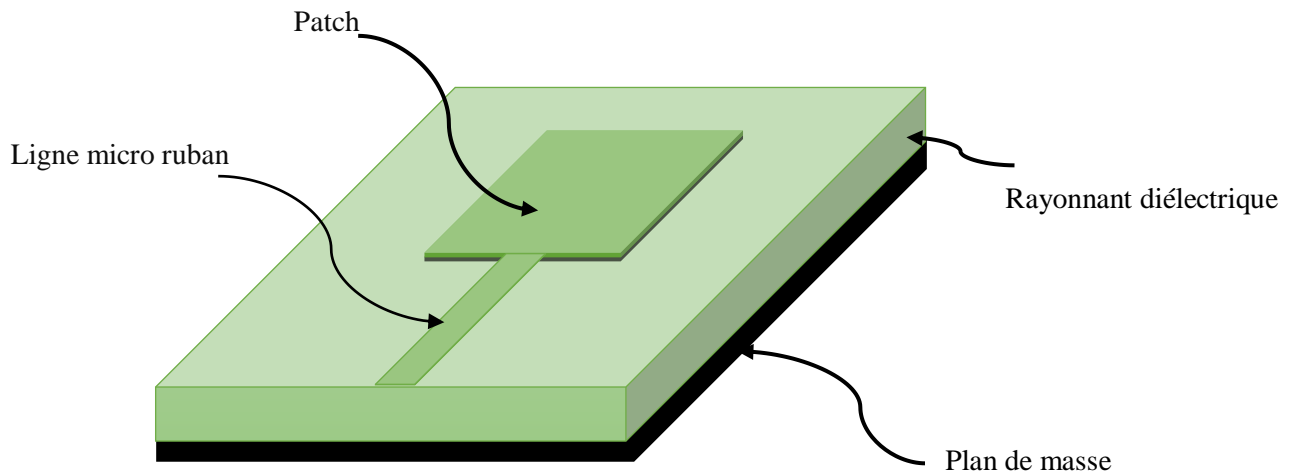


Figure.I.4. Alimentation par ligne microruban.

1.6.1.2. Alimentation par câble coaxiale

L'alimentation avec câble coaxiale ou alimentation par sonde est une technique consiste à établir une connexion directe entre le patch et le câble coaxiale (figure I.5), où le conducteur central est connecté en un point situé sur l'axe de symétrie de l'élément, plus ou moins près du bord. Le conducteur extérieur de câble coaxial est relié au plan de masse. Cette alimentation est très utilisée dans les antennes imprimées qui ont des patches de formes circulaire et annulaire [11].

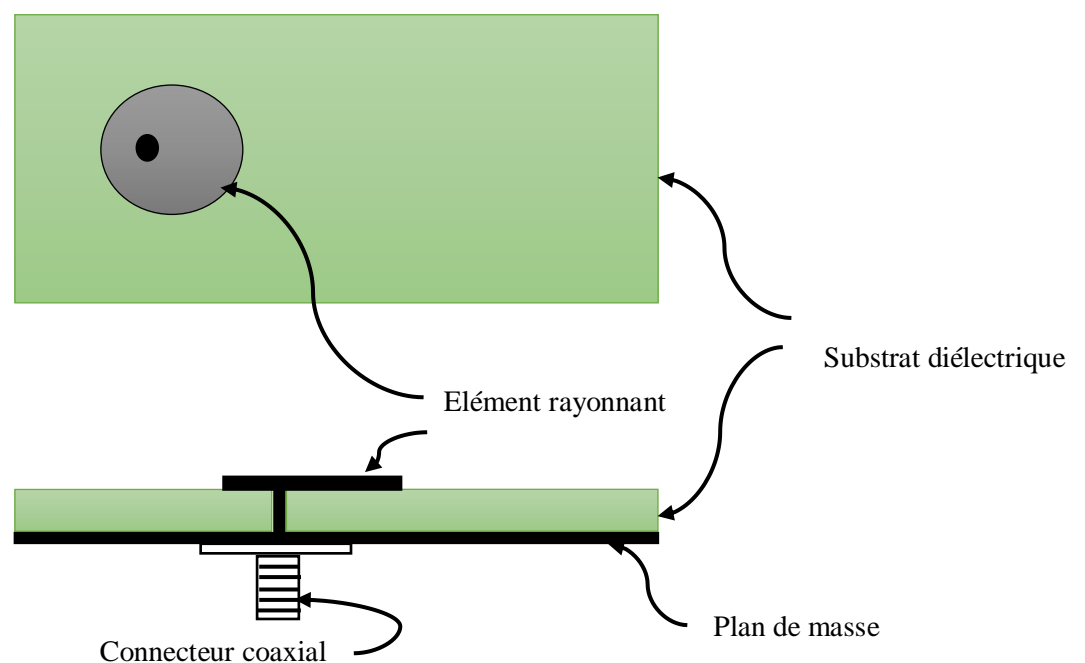


Figure. I.5. Excitation par câble coaxiale.

I.6.2. Alimentation par couplage (sans contact)

I.6.2.1. Alimentation par couplage électromagnétique

Cette technique d'alimentation est aussi appelée alimentation couplée par proximité. Ce type d'alimentation est représenté sur la Figure I.6, deux substrats diélectriques sont employés tels que la ligne d'alimentation est entre les deux substrats et le patch de rayonnement est sur le substrat supérieur [12].

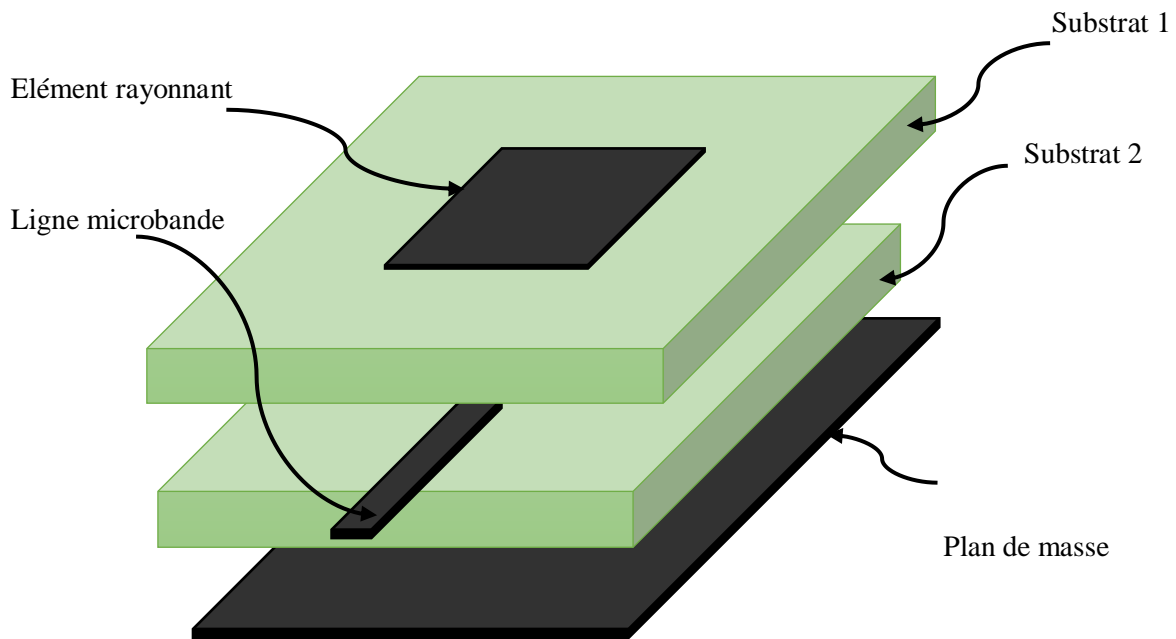


Figure. I.6. Alimentation par couplage électromagnétique.

I.6.2.2. Alimentation couplée par fente (ouverture)

Dans ce type d'alimentation, le patch de rayonnement et la ligne d'alimentation du micro ruban sont séparés en plan de masse comme indique sur la Figure I.7. La conjonction entre le patch et la ligne d'alimentation est faite par une ouverture ou une fente dans le plan de masse. L'ouverture de couplage est habituellement centrée sous le patch. La quantité de couplage à partir de la ligne d'alimentation au patch est déterminée par la forme, la taille et l'emplacement de l'ouverture. Puisque le plan de masse sépare le patch et la ligne d'alimentation, le rayonnement parasite est minimisé. D'une façon générale, un matériau ayant une constante diélectrique élevée est employé pour le substrat inférieur, alors qu'un

matériau épais et ayant une constante diélectrique faible est employé pour le substrat supérieur afin d'optimiser le rayonnement du patch [13].

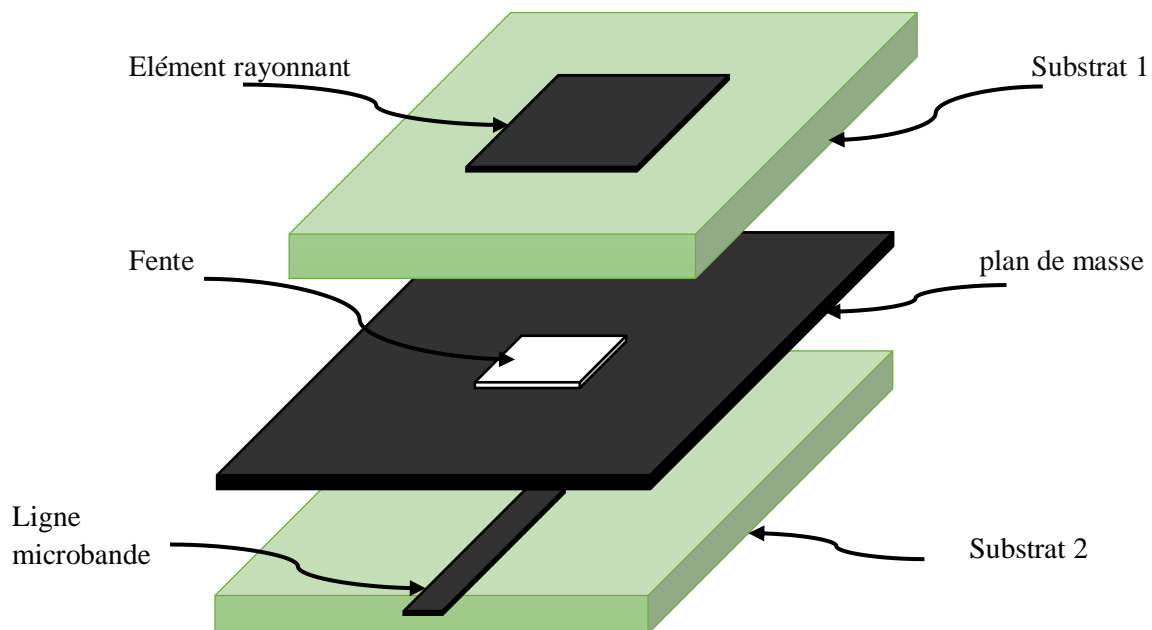


Figure. I.7. Alimentation couplée par fente.

Le tableau I.1 suivant résume les caractéristiques des différentes techniques d'alimentation et leurs avantages [14].

I.7. Avantages et inconvénients des antennes microruban

Actuellement, Les antennes microbandes sont les plus importantes antennes utilisées dans des applications sans fil, grâce à leur structure miniaturisée et à leurs applications qui couvrent une large bande de fréquence : 100MHz à 100 GHz. Parmi ces avantages, on peut citer [15] :

- Faible poids, petit volume, configuration planaire, faible épaisseur ;
- Faible coût de fabrication, production en masse possible ;

Tableau 1.1. Comparaison des différentes techniques d'alimentation.

Caractéristique	Alimentation par ligne microbande	Alimentation coaxiale	Alimentation couplée par Ouverture	Alimentation couplée par proximité
Rayonnement parasite de l'alimentation	Plus Moins	Minimum		
Fiabilité	Meilleur	Pauvre à cause de Soudure	Bon	Bon
Facilité de fabrication	Facile	Nécessite une Soudure et un Perçage	Nécessité d'alignement	Nécessité d'alignement
Adaptation d'Impédance	Facile	Facile	Facile	Facile
Bande passante (Réalisée avec adaptation d'impédance)	2-5%	2-5%	2-5%	2-5%

- Ces antennes peuvent être placées sur les missiles, les fusées et les satellites sans modifications importantes ;
- Les antennes ont de petites aires de rayonnement ;
- La polarisation linéaire comme pour le cas des antennes plaques rectangulaire et circulaire (gauche ou bien droite) est possible avec de légers changements dans la position de l'alimentation ;
- L'utilisation de deux fréquences de travail est possible ;
- Les antennes microbandes sont compatibles avec les constructions modulaires (Composants monolithiques tels que les oscillateurs, les alternateurs variables, les interrupteurs, les modulateurs, les mélangeurs, les déphaseurs et peuvent être adaptées directement sur le substrat) ;
- Les lignes d'alimentation et les circuits d'adaptation d'impédance sont fabriqués simultanément avec la structure de l'antenne.

Comme les antennes microbandes ont des avantages ; elles ont aussi quelques inconvénients comparés aux antennes micro-ondes classiques tels que [15] :

- Bande passante étroite ;
- Gain plus faible dû aux pertes ;
- Limitations pratiques sur le gain (au maximum à 20dB) ;
- La performance du rayonnement longitudinal est faible ;
- L'isolation entre les éléments rayonnants et l'alimentation est faible ;
- Possibilité d'excitation des ondes de surface ;
- Capacité de manipulation à faible énergie.

I.8. Méthode d'analyse des antennes microruban

Il Ya plusieurs méthodes sont utilisées pour l'analyse des antennes microbandes. La plupart de ces méthodes peuvent être classés dans une des deux catégories : méthodes analytiques, tels que le modèle de la ligne de transmission et le modèle de la cavité et 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 [16].

I.8.1. Les méthodes analytiques (approximatives)

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

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

Les deux modèles sont très populaires et très fonctionnels. Ces modèles prennent en compte l'antenne comme ligne de transmission ou cavité résonnante [17].

1.8.1.1. Le modèle de la ligne de transmission

Ce modèle est considéré comme 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. Ce modèle prend en compte au départ la nature des phénomènes physiques, ce qui permet d'effectuer des approximations, permettant la modélisation du modèle. Dans le modèle de la ligne de transmission, l'inconnu à déterminer est la constante de propagation. Les pertes par rayonnement sont incluses dans le coefficient d'atténuation de la constante de propagation. Cependant, cette technique ne rend pas compte des effets des modes d'ordre supérieur [18]. 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 [11].

1.8.1.2. Le modèle de la cavité

Il fournit une bonne interprétation physique. Pour l'étude d'autres formes géométriques de l'élément rayonnant, le modèle de la Cavité est plus adapté. Celui-ci s'applique dans la région limitée par la surface métallique du patch et du plan de masse associé. Cette région sera assimilée à une cavité dont les parois latérales seront des murs magnétiques et les faces supérieures et inférieures des murs électriques. C'est au niveau de parois latérales, que les courants de surface sont calculés et de l'est déduit le rayonnement [12].

1.8.2. Les méthodes numériques rigoureuses

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

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

1.8.2.1. La méthode aux différences finies

Elle notée FDTD (Finite Difference Time Domain) est la méthode numérique la plus anciennement utilisée pour résoudre les problèmes électromagnétiques. Elle consiste à diviser le volume de l'espace où la solution est cherchée en un réseau de points espacés régulièrement pour constituer un maillage. La solution du problème est ensuite calculée en chaque point du maillage. L'approximation réside dans le remplacement de chaque dérivée de l'équation de Maxwell par une expression aux différences finies (à partir du théorème de Taylor) exprimant la valeur de l'inconnue en un point en fonction de sa valeur aux points voisins. Le problème est ainsi discrétisé en un système d'équations que l'on peut résoudre numériquement.

La résolution d'un problème par la méthode des différences finies implique trois étapes :

- Division de la région sous la forme d'une grille (maillage).
- Approximation de l'équation de Maxwell par des différences finies en reliant les variables aux points voisins.
- Résolution des équations aux différences finies par rapport aux conditions de bords.

Le succès considérable de cette méthode largement répandue et qui joue toujours un rôle important dans l'analyse numérique, tient au fait de sa simplicité, notamment, pour la conception du maillage, et la vitesse de résolution du système d'équations qui en découle. La difficulté majeure de cette méthode tient à la régularité nécessaire du maillage qui impose une topologie fixée et conduit à d'importantes difficultés lorsque les dispositifs ont des géométries complexes. Différentes méthodes ont été proposées pour repousser ces contraintes mais souvent au détriment de la stabilité du calcul [11].

L'avantage principal de cette méthode est la simplicité de sa formule, le calcul est alors fait dans le domaine temporel sur une large bande de fréquence. Le temps de calcul croît de façon linéaire en fonction des nombres d'inconnues (ce qui n'est pas le cas pour la méthode des éléments finis). Mais son principal inconvénient est lié au fait que le maillage de la structure doit être uniforme et elle est donc peu adaptée au traitement des dispositifs comportant des éléments ayant des ordres de grandeurs très différents [19].

1.8.2.2. La méthode des éléments finis

La Méthode des éléments finis 'FEM' (Finite Element Method) est employée dans plusieurs domaines de la physique afin de résoudre des équations aux dérivées partielles. 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. Ce raisonnement est utilisé par le logiciel ANSYS HFSS [20]. La résolution d'un problème par cette méthode implique 4 étapes :

- Discrétisation en éléments finis de la région de résolution,
- Discrétisation des équations pour chaque élément,
- Assemblage de tous les éléments dans la région de résolution,
- Résolution du système d'équations.

1.8.2.3. La méthode des moments

C'est une technique très efficace pour la résolution des équations différentielles. La méthode des moments (MoM pour Method of Moments) est une technique numérique qui permet de résoudre efficacement le système d'équations intégrales en le transformant en un système matriciel résolu par ordinateur. La méthode des moments est adoptée pour l'analyse des antennes micro-ruban dont les inconnues sont les constantes sur la plaque de l'antenne. L'idée de cette méthode est de développer la densité de courants surfaciques [11]. Les caractéristiques de cette méthode sont l'indépendance de la source d'excitation. Mais malgré ses avantages cette méthode souffre de quelques inconvénients :

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

1.8.2.4. La méthode spectrale

Ce modèle prend en considération l'équation intégrale du champ électrique (EFIE), dans le domaine spectral. Elle permet de résoudre efficacement le système d'équations intégrales dans le domaine spatial. Son principe se base sur la connaissance des champs électromagnétiques dans chaque région. Ainsi, le système d'équations intégrales à résoudre peut s'écrire sous une forme matricielle. Le choix de la condition de continuité surfacique et le vecteur de courant sur le patch permet de déduire 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 [21].

I .9. Application des antennes microruban

Vu l'explosion technologique dans la télécommunication et les recherches scientifiques continues concernant les antennes imprimées, et vu les exigences multiples dans le domaine de communication, l'utilisation des antennes micro-ondes classiques devient incapable de répondre à ces exigences. Pour cette raison, les antennes microbandes remplacent les antennes classiques dans la plupart des applications [11]-[17]. Parmi ces applications on cite :

- Les télécommunications par satellites ;
- La commande et contrôle ;
- La télémétrie par missile ;
- Les équipements portatifs ;
- Les éléments d'alimentation dans les antennes complexes ;
- Les antennes d'émission utilisées en médecine ;
- Les récepteurs satellite de navigation.

I.10. Conclusion

Les antennes ont des propriétés et des caractéristiques, selon lesquelles elles sont attachées une grande importance. Il existe plusieurs techniques pour les réaliser et assurer un bon fonctionnement il faut choisir celle la plus adaptée à l'application envisagée.

Dans ce chapitre, nous avons montré le rôle et l'évolution technologique des patches, ainsi que leurs avantages et leurs inconvénients. Nous avons montré également quelques techniques d'alimentation, ainsi les méthodes d'analyses les plus utilisés à des structures microbandes de forme quelconque. Enfin, nous avons terminé ce chapitre par ces applications dans le domaine des télécommunications.

I.11. Références bibliographiques

- [1] Chouti L., 'Contribution à l'étude d'antennes imprimées rectangulaires double bande et multi bandes tenant compte de l'effet de couplage', Mémoire de Magister, Université de Constantine, Algérie, 2009.
- [2] Huie, K. C., 'Microstrip antennas: broadband radiation patterns using photonic crystal substrates', (Doctoral dissertation, Virginia Tech), 2002.
- [3] Benkouda, Siham, 'Contribution à l'étude des problèmes de caractérisation des antennes microrubans à plaques rayonnantes parfaitement conductrices et supraconductrices', Thèse de Doctoart, Université de Batna, Batna, 2012.
- [4] Khedrouche, D., Bouttout, F., Fortaki, T., & Benghalia, A. , ' Spectral-domain analysis of multilayer cylindrical-rectangular microstrip antennas'. *Engineering analysis with boundary elements*, 33(7), 930-939, 2011.
- [5] Garg, R., Bhartia, P., Bahl, I. J., & Ittipiboon, A. 'Microstrip antenna design handbook'. Artech house, 2001.
- [6] Kossiavas, G., Staraj, R., Luxey, C., & Papiernik, A., 'Antennes imprimées-Bases et principes'. Technique de l'ingénieur, 2007.
- [7] Chouti, L. 'Caractérisation d'une antenne microbande couplée par une ouverture de forme rectangulaire. Application à la réalisation d'une antenne multi bande', Thèse de doctorat, Université de Constantine, Algérie, 2018.
- [8] Titaouine, M., Neto, A. G., Baudrand, H., & Djahli, F. 'Analysis of frequency selective surface on isotropic/anisotropic layers using WCIP method'. *ETRI journal*, 29(1), 36-44, 2007.

- [9] Hamdiken, N. 'Analyse d'une antenne microbande circulaire par la méthode neurospectrale', Mémoire de Magister, Université de Batna, 2009.
- [10] Bedra, S. , 'Evaluation analytique et numérique des caractéristiques électromagnétiques des structures microbandes ouvertes', Thèse de doctorat, Université de Batna, 2015.
- [11] Gadda, A. 'Evaluation des caractéristiques d'un résonateur microruban à film mince supraconducteur par la méthode des deux fluides et les réseaux de neurones artificiels', Mémoire de magister, Université de Batna, 2015.
- [12] Touati, M. H. E., 'Conception et Simulation d'une antenne micro-ruban circulaire', Mémoire de master, Université de Biskra, 2014.
- [13] Deghfel, W., 'Etude et conception d'une antenne patch ultra large bande ULB à bande rejetée, Thèse de doctorat, Université de M'sila, 2017.
- [14] Boualem, M., 'Etude du fonctionnement en mode bifréquence des patchs microbandes empilés et excentrés', Mémoire de Magister, Université de Ouargla, 2013.
- [15] Guo, Y. X., Luk, K. M., & Lee, K. F., 'L-probe fed thick-substrate patch antenna mounted on a finite ground plane'. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51(8), 1955-1963, 2003.
- [16] Guha, D., & Antar, Y. M., '*Microstrip and printed antennas: new trends, techniques and applications*'. John Wiley & Sons, 2011.
- [17] Abdelkerim, B., '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.
- [18] Balanis, C. A. '*Antenna theory: analysis and design*'. John wiley & sons, 2015.
- [19] Luxey, C., Staraj, R., Kossiavas, G., & Papiernik, A., '*Antennes imprimées-Bases et principes*', Techniques de l'Ingénieur, 2007.
- [20] Itoh, T. '*Numerical techniques for microwave and millimeter-wave passive structures*'. Wiley-Interscience, 1989.

Chapitre II

Formulation mathématique du problème
par la méthode de cavité

II.1. Introduction

Les antennes microruban sont apparues dans de nombreux systèmes de communication durant ces dernières périodes, ainsi que les téléphones mobiles, les systèmes multimédias sans fil et même les communications spatiales, en raison de leurs avantages pratiques : faible encombrement, légèreté, configuration plane, relativement peu coûteuse et facilité de fabrication et d'intégration et de mise en œuvre [1]. Ces antennes peuvent prendre des formes géométriques arbitraires, néanmoins, les formes régulières sont les plus utilisées afin de faciliter leur étude. On distingue parmi d'autres géométries, la forme rectangulaire, circulaire, triangulaire ...etc. [2].

Il existe plusieurs méthodes pour modéliser une antenne microbande. Chacune d'elles étant mieux 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 [3]. Par conséquent, une approche électromagnétique basée sur un modèle de la cavité en conjonction avec les connaissances électromagnétiques a été développée [4].

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) [5].

Dans ce chapitre, nous modifions la méthode de cavité développée ultérieurement pour l'analyse des antennes microbandes rectangulaire, mais l'étude analytique peut être menée pour des patchs ayant la forme compacte H.

II.2. Modèle de la cavité

D'après notre recherche, nous étudions d'utiliser des modèles équivalents, simples et précis qui sont basés sur le modèle de la cavité. Une autre méthode pour analyser un patch

est le modèle de cavité où la région entre le patch et le plan de masse est traitée comme une cavité, qui est entourée par les parois électriques sur les surfaces supérieure et inférieure et les parois magnétiques sur la périphérie.

Comme le substrat utilisé est mince par rapport à la longueur d'onde à l'intérieur du milieu diélectrique, les champs à l'intérieur de la cavité restent uniformes sur l'épaisseur du substrat tandis que le courant magnétique équivalent autour de la périphérie calcule les champs lointains et le rayonnement [6].

Le modèle de la cavité fournit un formalisme décrivant les champs dans l'antenne et les champs rayonnés. Contrairement au modèle de la ligne de transmission limité au patch rectangulaire. Le modèle de la cavité a été développé à la fin des années 1970, à une époque où la puissance de calcul des ordinateurs ne permettait pas d'exploiter les possibilités offertes par les méthodes de résolution numériques [6].

La méthode de la cavité proposée initialement par Richards [7], et Carver [8] offre un certain nombre d'avantages :

- Le champ sous la plaque métallique supérieure peut être évalué de manière simple pour un grand nombre des géométries [9]. Dans ces conditions, on peut tenir compte de tous les modes excités à l'intérieur de la cavité ce qui est particulièrement important lorsque l'épaisseur du substrat augmente ou lorsque les deux côtés de l'antenne sont égaux, en effet, dans ce cas, il y a excitation d'au moins deux modes avec la même amplitude (antenne carrée).
- La connaissance approchée du champ électromagnétique donne une idée ou bien une compréhension physique du fonctionnement des antennes plaquées [9].

II.3. Les Champs dans la cavité

Les champs qui se trouvent à l'intérieur du substrat diélectrique sont ceux qui se trouvent dans une cavité limitée par des conducteurs électriques horizontaux et des murs magnétiques latéraux [10].

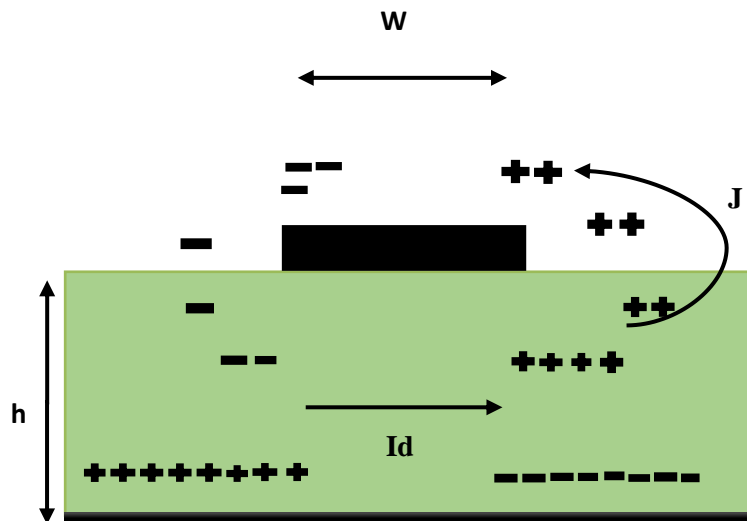


Figure II.1. Distribution de charge et de densité du courant sur une antenne microbande.

D'après le schéma de la figure II.1 illustré ci-dessus. Quand l'élément rayonnant est alimenté, une distribution de charge s'établit sur les surfaces inférieures et supérieures de cet élément, ainsi que sur la surface du plan de masse. Cette distribution de charge est commandée par deux mécanismes : mécanisme d'attraction et mécanisme de répulsion comme discuté par Richards [7].

- Le mécanisme d'attraction entre les charges de signes opposés, qui se trouvent sur le bas de l'antenne et sur le plan de masse, tend à maintenir la concentration des charges sur la surface inférieure de l'antenne.
- Le mécanisme de répulsion entre les charges de même nature, qui se trouvent sur le bas de l'antenne, tend à pousser quelques charges des extrémités de l'antenne vers sa surface supérieure.

A cause de ce mouvement de charges, des densités de courant sont créés respectivement en bas et en sommet de l'élément rayonnant

II.4. Formulation mathématique

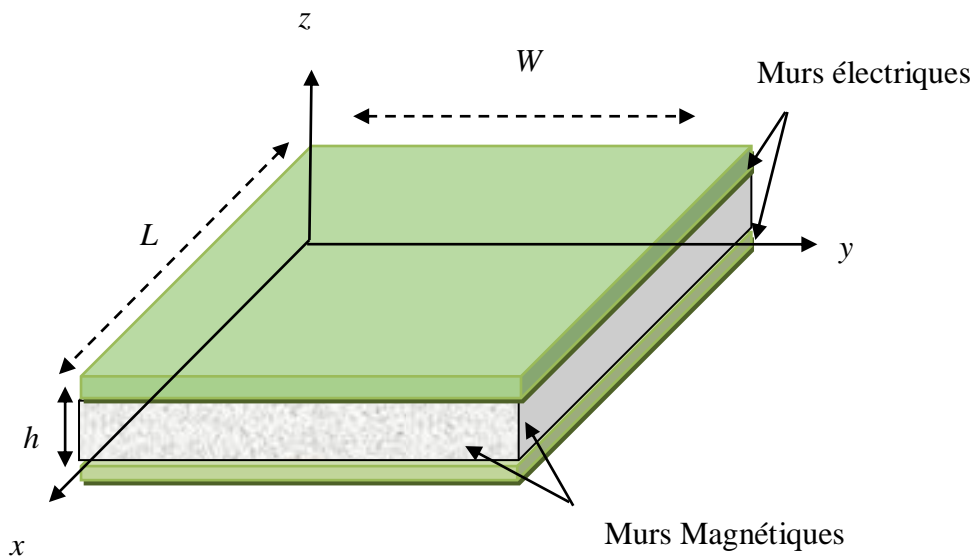


Figure II.2. Modèle de la cavité simple.

Afin de permettre une mise en équations des modes stationnaires, la cavité est représentée dans un repère (OX, OY, OZ) comme est illustrée dans (FigureII.2) et présente les dimensions suivantes :

- L suivant l'axe des X
- W suivant l'axe des Y

La théorie du modèle de cavité est basée sur :

- La composante tangentielle du champ de long de la périphérie de la plaque est négligeable et donc un mur magnétique entrée la plaque parce que le courant électrique dans la direction normale à la plaque aux bords du métal est nul.
- Supposons que d'élément rayonnant et le plan de masse sont réalisés en métal parfait est constituent donc des murs électriques, ce qui implique que les composantes tangentielles du champ électrique et la composante normale du champ magnétique est égale à Zéro.

- Nous désignerons donc le champ électrique interne à la cavité portée par la direction OZ par :

$$\vec{E} = E_z(x, y)\vec{k} \quad (\text{II.1})$$

D'après l'équation de Maxwell :

$$\text{rot}\vec{E} = -j\omega\vec{\beta} \quad (\text{II.2})$$

Avec $\vec{\beta}$ est l'intensité de flux magnétique {Champ magnétique interne}

On déduit :

$$\vec{E} = E_z(x, y)\vec{k} = \begin{cases} 0 \\ 0 \\ E_z(x, y) \end{cases}$$

$$\begin{vmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ 0 & 0 & E_z \end{vmatrix} = \frac{\partial E_z}{\partial y}\vec{i} - \frac{\partial E_z}{\partial x}\vec{j} + 0\vec{k} = -j\omega\beta_x\vec{i} - j\omega\beta_y\vec{j} \quad (\text{II.3})$$

$$j\omega\beta_z\vec{k} = 0 \Rightarrow \beta_z = 0$$

Soit :

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} = -j\omega\beta_x$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial x} = j\omega\beta_y$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial z} = 0 = -j\omega\beta_z \Rightarrow \beta_z = 0$$

Soit encore :

$$\vec{\beta} = -\frac{1}{j\omega} \left\{ \frac{\partial E_z}{\partial y}\vec{i} - \frac{\partial E_z}{\partial x}\vec{j} \right\} = \beta_x\vec{i} + \beta_y\vec{j} \quad (\text{II.4})$$

On note qu'il n'existe pas de flux magnétique suivant OZ, et donc que les lignes du champ magnétique sont parallèles au plan $z=0$. Le champ électromagnétique régnant à l'intérieur de la cavité peut être calculé par l'équation d'onde.

$$\vec{\nabla} \times (\vec{\nabla} \times \vec{E}) = \vec{\nabla} \cdot (\vec{\nabla} \cdot \vec{E}) - (\vec{\nabla} \cdot \vec{\nabla}) \vec{E}$$

$$\begin{cases} \vec{\nabla} \cdot \vec{E} = 0 \\ \vec{\nabla} \cdot (\vec{\nabla} \times \vec{E}) = \omega^2 \mu \epsilon \vec{E} \end{cases}$$

Implique que :

$$\vec{\nabla} \vec{E} + \omega^2 \mu \epsilon \vec{E} = \vec{0} \quad (\text{II.5})$$

La solution générale de l'équation (II.5) est la superposition de tous les modes excités dans la cavité.

Soit :

$$C^2 = \omega^2 \mu \epsilon$$

Avec C est constante de propagation de l'onde dans le milieu

Se réécrit :

$$\vec{\nabla} \vec{E} + C^2 \vec{E} = 0 \quad (\text{II.6})$$

Se simplifie car il n'y a qu'une seule composante de champ le long de Z_0 et cette composante est indépendante de Z.

$$\frac{\partial^2 E_z(x, y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z(x, y)}{\partial y^2} + C^2 \cdot E_z(x, y) = 0 \quad (\text{II.7})$$

Donc nous devons chercher la solution de cette équation différentielle par la méthode de séparation des variables conduit à poser :

$$E_z(x, y) = f(X) \cdot g(Y) \quad (\text{II.8})$$

Et

$$C^2 = C_x^2 + C_y^2 \quad (\text{II.9})$$

L'équation (II.7) se ramène à la solution de deux équations qui sont indépendantes.

Nous aurons :

$$\begin{aligned}
 &g(Y) \cdot \frac{\partial^2 f(X)}{\partial x^2} + f(X) \cdot \frac{\partial^2 g(Y)}{\partial y^2} + (C_x^2 + C_y^2) \cdot f(X) \cdot g(Y) = 0 \\
 \Rightarrow &g(Y) \cdot \frac{\partial^2 f(X)}{\partial x^2} + f(X) \cdot \frac{\partial^2 g(Y)}{\partial y^2} + C_x^2 \cdot f(X) \cdot g(Y) + C_y^2 \cdot f(X) \cdot g(Y) = 0 \\
 &g(Y) \cdot \left[\frac{\partial^2 f(X)}{\partial x^2} + C_x^2 \cdot f(X) \right] + f(X) \cdot \left[\frac{\partial^2 g(Y)}{\partial y^2} + C_y^2 \cdot g(Y) \right] = 0 \tag{II.10}
 \end{aligned}$$

Cette équation différentielle du second ordre peut être décomposée en deux équations différentielles correspondant la composante de champ E.

$$\begin{cases}
 \frac{\partial^2 f(X)}{\partial x^2} + C_x^2 \cdot f(X) = 0 \\
 \frac{\partial^2 g(Y)}{\partial y^2} + C_y^2 \cdot g(Y) = 0
 \end{cases} \tag{II.11}$$

Dont les solutions évidentes sont :

$$f(X) = P_1 \cos(C_x \cdot X) + R_1 \sin(C_x \cdot X) \tag{II.12}$$

$$g(Y) = P_2 \cos(C_y \cdot Y) + R_2 \sin(C_y \cdot Y) \tag{II.13}$$

Avec : P_1, P_2, R_1, R_2 sont quatre constantes qui dépendent des conditions aux limites.

Le champ électrique E_z est présente donc sous la forme :

$$E_z = [P_1 \cdot \cos(C_x \cdot X) + R_1 \cdot \sin(C_x \cdot X)] [P_2 \cdot \cos(C_y \cdot Y) + R_2 \cdot \sin(C_y \cdot Y)] \tag{II.14}$$

Les conditions aux limites sur les murs magnétiques parfait imposant un champ magnétique tangentiel nul sur ces parois, soit :

$$\beta_x = 0 \text{ En } Y = 0 \rightarrow w \tag{II.15}$$

$$\beta_y = 0 \text{ En } X = 0 \rightarrow L \tag{II.16}$$

$$\beta_z = 0 \text{ En } Z = 0 \rightarrow h \tag{II.17}$$

D'après (II.4) et (II.15) en déduit

$$\beta_x = 0 \Rightarrow \frac{\partial E_z(x,y)}{\partial y} = 0 \quad (\text{II.18})$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} = -P_2 \cdot \sin(C_Y \cdot Y) + R_2 \cdot \cos(C_Y \cdot Y) = 0 \quad \left| \begin{array}{l} Y = 0 \\ Y = w \end{array} \right. \quad (\text{II.19})$$

$$\text{En } Y = 0 \Rightarrow R_2 \cdot C_Y = 0 \Rightarrow R_2 = 0 \quad (\text{II.20})$$

$$\text{En } Y = w \Rightarrow C_Y \cdot Y = C_Y \cdot w \Rightarrow C_Y = \frac{n \cdot \pi}{w} \quad (\text{II.21})$$

Avec n entier.

On déduit :

$$\beta_y = 0 \Rightarrow \frac{\partial E_z(x,y)}{\partial x} = 0 \quad (\text{II.22})$$

D'où :

$$\frac{\partial E_z(x,y)}{\partial x} = -P_1 \cdot C_X \cdot \sin(C_X \cdot X) + R_1 \cdot C_X \cdot \cos(C_X \cdot X) \quad \left| \begin{array}{l} X = 0 \\ X = L \end{array} \right. \quad (\text{II.23})$$

$$\text{En } X = 0 \Rightarrow R_1 = 0 \quad (\text{II.24})$$

$$\text{En } X = L \Rightarrow C_X \cdot X = C_X \cdot L = m \cdot \pi \Rightarrow C_X = \frac{m \cdot \pi}{L} \quad (\text{II.25})$$

Avec m : étant un entier

En utilisant les expressions de C_X, C_Y obtenu et un tenant compte de la nullité des constantes R_1 et R_2 , le champ électrique Z s'écrit sous la forme suivante :

$$E_z(x,y) = [P_1 \cdot \cos(C_X \cdot X) + R_1 \cdot \sin(C_X \cdot X)] [P_2 \cdot \cos(C_Y \cdot Y) + R_2 \cdot \sin(C_Y \cdot Y)]$$

$$E_z(x,y) = P_1 \cdot \cos(C_X \cdot X) \cdot P_2 \cdot \cos(C_Y \cdot Y)$$

$$E_z(x,y) = S \cdot \cos\left(\frac{m\pi}{L} \cdot X\right) \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{w} \cdot Y\right) \quad | S = P_1 \cdot P_2 \quad (\text{II.26})$$

Les composantes de champ magnétique :

$$\beta_x(x, y) = S \cdot \frac{n\pi}{w} \cdot \frac{1}{j\omega} \cdot \cos\left(\frac{m\pi}{L} \cdot X\right) \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{w} \cdot Y\right) \quad (\text{II.27})$$

$$\beta_y(x, y) = -S \cdot \frac{n\pi}{w} \cdot \frac{1}{j\omega} \cdot \cos\left(\frac{m\pi}{L} \cdot X\right) \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{w} \cdot Y\right) \quad (\text{II.28})$$

On a :

$$C^2 = C_X^2 + C_Y^2$$

Cette relation permet de calculer la fréquence de résonance de chacun de ces modes.

$$C^2 = \left(\frac{m\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{w}\right)^2 = \left(\frac{\omega}{C_0}\right)^2 = (\omega\sqrt{\pi\varepsilon})^2 \quad (\text{II.29})$$

Avec :

$$C_0 : \text{vitesse dans le vide, } C_0 = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}}$$

ε : permittivité du diélectrique(substrat)

μ : perméabilité du diélectrique(substrat)

$$\Rightarrow C = \frac{\omega}{\nu} = \omega\sqrt{\mu\varepsilon} = 2\pi f\sqrt{\mu\varepsilon}$$

$$C^2 = 4\pi^2 f^2 \mu\varepsilon \Rightarrow f = \frac{C}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} \quad (\text{II.30})$$

On déduit :

$$f_{mn} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} \cdot \sqrt{\left(\frac{m\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{w}\right)^2} \quad (\text{II.31})$$

II.5. Modèle de la cavité modifiée d'une antenne microbande de forme rectangulaire

La géométrie considérée est représentée sur la Figure II.3. Un patch supraconducteur rectangulaire caractérisé par une épaisseur t avec des dimensions (L, W) le long des deux axes (x, y) , respectivement, est imprimé sur un substrat anisotrope d'épaisseur h .

Tous les matériaux diélectriques sont supposés être non magnétiques avec une perméabilité μ_0 . Pour simplifier l'analyse, l'alimentation de l'antenne ne sera pas considérée.

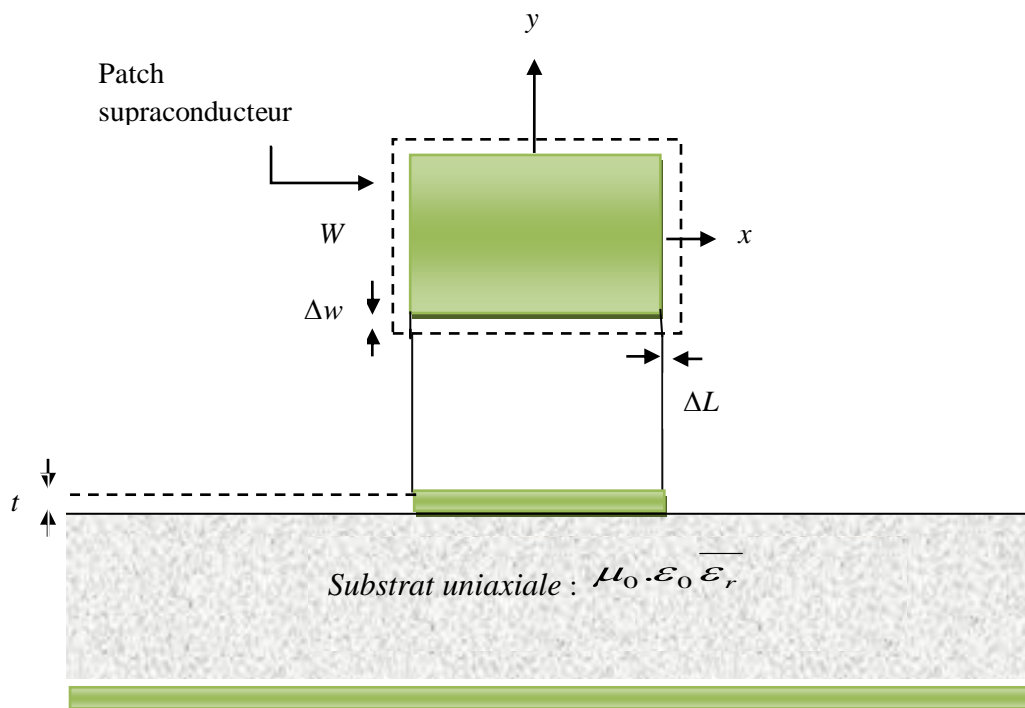


Figure II.3. Géométrie de l'antenne rectangulaire supraconductrice

Les conditions aux limites sur les parois de la structure conduisent à des modes transverses magnétiques de type TM_{nm} (selon la direction z), pour un substrat diélectrique d'épaisseur faible devant la longueur d'onde de fonctionnement. La fréquence de résonance d'un patch rectangulaire pour le mode TM_{nm} est donnée par [11]

$$f_{r_{mn}} = \frac{v_0}{2\sqrt{\varepsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{L}\right)^2 + \left(\frac{n}{W}\right)^2} \quad (\text{II.32})$$

Où v_0 est la vitesse de la lumière, ε_r est la permittivité diélectrique relative du milieu diélectrique et m et n sont des nombres modaux des modes résonnants.

Afin de rendre les résultats théoriques obtenus comparables aux mesures, Les effets de bord doivent être pris en compte. Par conséquent le patch rayonnant a des dimensions qui sont électriquement plus grandes que ses dimensions physiques. Plusieurs expressions ont été proposées de calculer de la longueur et de la largeur effective de l'élément rayonnant. Dans ce travail, on utilise les relations suivantes [11] :

La longueur effective du patch :

$$L_{eff} = L + 2 \Delta L \quad (\text{II.33})$$

La largeur effective du patch :

$$W_{eff} = W + 2 \Delta W \quad (\text{II.34})$$

Les dimensions du patch sur sa longueur et sa largeur ont été agrandies à distance de chaque extrémité ΔL et ΔW , respectivement (Figure II.3). La valeur de longueur effective du patch ΔL est donnée par l'équation suivante [11] :

$$\Delta L = 0.412h \frac{\varepsilon_r + 0.3}{\varepsilon_r - 0.258} \left(\frac{W/h + 0.264}{W/h + 0.813} \right) \quad (\text{II.35})$$

Donc, la fréquence de résonance de l'antenne microruban rectangulaire peut être calculée en utilisant l'équation (II.32) concert les équations (II.33) -(II.35) à (II.32).

Il convient de préciser que la correction de la fréquence de résonance dans la formule (II.32) se signifie à la fois la permittivité effective et les dimensions effectives du patch rectangulaire, ce qui permet d'obtenir un bon accord entre la théorie et l'expérience dans le cas d'antenne à patch rectangulaire monocouche.

II.6. Antenne microbande compacte en forme de H

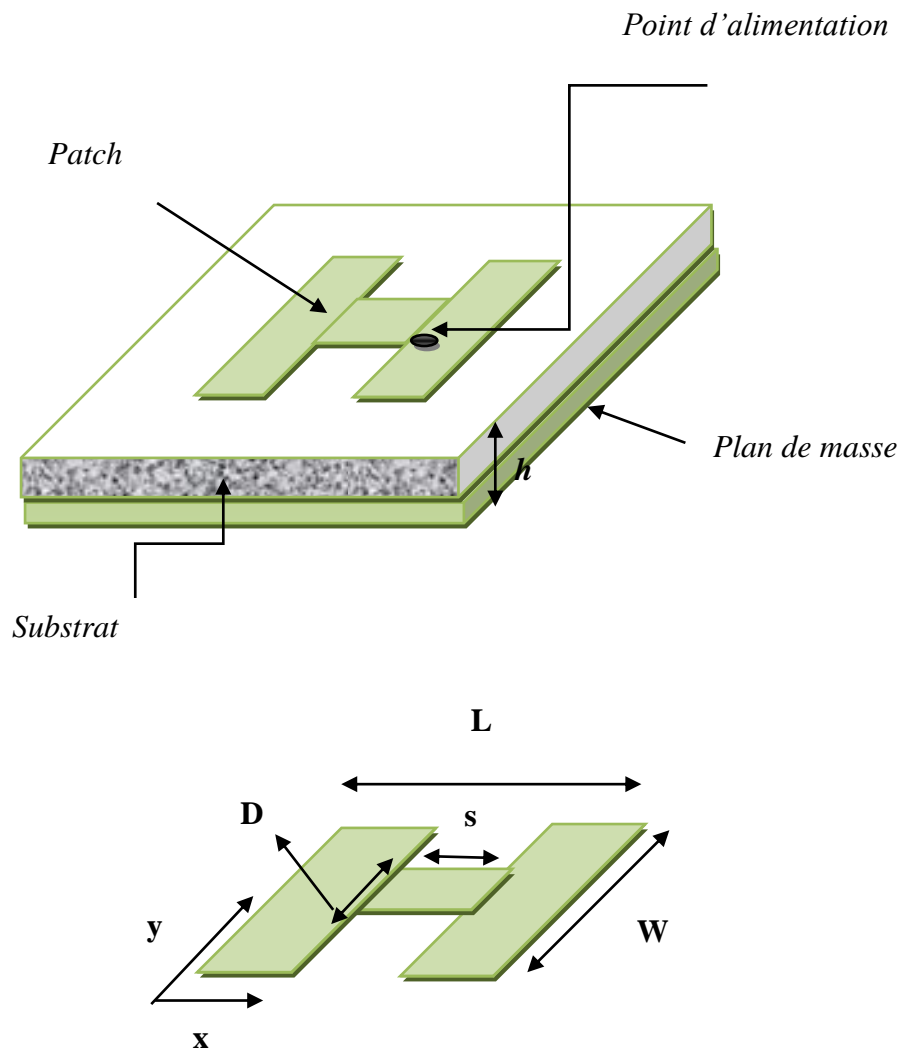


Figure II.4. Géométrie d'une antenne microbande compacte en forme de H.

Cette figure présente la géométrie et les dimensions physique d'une antenne patch compacte en forme de H , en général, la fréquence de résonance d'une antenne microruban est en fonction des dimensions du patch, de la constante diélectrique du substrat et de son épaisseur, la fréquence de résonance du patch rectangulaire en mode principal TM^{10} qui est très important dans les radiations ce qu'est calculée à l'aide de la longueur du résonateur (L), ainsi que les équations pour la constante diélectrique efficace.

Et l'extension d'arrête de littérature est donnée comme :

$$f_r = \frac{C}{2L_{eff} \sqrt{\varepsilon_{reff}}} \quad (\text{II.36})$$

Avec :

$$L_{eff} = L + 2 \Delta L \quad (\text{II.37})$$

Où C est la vitesse des ondes électromagnétiques dans l'espace libre , les effets du milieu non uniforme du patch rectangulaire sont pris en compte en terme de constante diélectrique relative effective , ε_{reff} ,les effets de frange des champs électriques au niveau des bords rayonnants de la zone rectangulaire sont pris en compte en termes de dimension d'extension de bord extra-linéaire ΔL , les équations suivantes données pour l'expression approximative de la constante diélectrique efficace proposée par Schneider [12], Et l'extension de bord proposée par Hammerstad [13], peuvent être dans les équations ci-dessus.

$$\varepsilon_{reff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[1 + 10 \frac{h}{w} \right]^{-1/2} \quad (\text{II.38})$$

En raison de la modification de la longueur de résonance due à la transformation d'une antenne microbande rectangulaire conventionnelle à une antenne microbande compacte en forme de H , la fréquence de résonance doit être modifié pour tenir compte de l'effet des créneaux horaires. D'où la longueur de résonance (L) de l'antenne donnée dans (III.36) doit être remplacé par celle (L_H) du patch compacte en forme de H . Les équations données ci-dessous sont utilisées pour calculer la fréquence de résonance d'une antenne microbande compacte en forme de H :

$$f_r = \frac{C}{2L_{Heff} \sqrt{\varepsilon_{reff}}} \quad (\text{II.39})$$

Avec :

$$L_{Heff} = L_H + 2\Delta L \quad (\text{II.40})$$

Où L_{Heff} est la longueur de résonance effective de l'antenne compacte en forme de H .

Pour souci de simplicité, $\varepsilon_{\text{reff}}$ et ΔL , donnés par (III.35) et (III.38) respectivement, sont utilisés de la même manière que pour l'antenne microbande rectangulaire.

L'objectif principal de ce travail est de fournir une expression de la longueur de résonance (L_H) de l'antenne compacte en forme de H pour prédire la fréquence de résonance. La longueur de l'antenne compacte en forme de H dépend des dimensions du patch (L, W, s , et d). Est alors construit comme [14] :

$$L_{H\text{eff}} = (0.912L - 0.643s) \cdot \left(\frac{s}{d}\right)^{0.437} + W \left(\frac{L}{d}\right)^{0.726} + \left(\frac{h}{\varepsilon_r}\right) - 0.445L \left(\frac{W}{d}\right) \quad (\text{II.41})$$

Etant donné que l'anisotropie a une grande influence sur les performances de l'antenne, il est important de prendre en compte de cet effet. Tenseur de permittivité relative du diélectriques anisotrope uniaxial est donné par

$$\overline{\varepsilon_r} = \begin{bmatrix} \varepsilon_x & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_y & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_z \end{bmatrix} \quad (\text{II.42})$$

En utilisant des connaissances électromagnétique, l'épaisseur h et les permittivités relatives ε_x et du substrat anisotrope uniaxial sont remplacées par des paramètres effectifs en utilisant les équations suivantes [2] :

$$\varepsilon_{re} = \varepsilon_z \quad (\text{II.43})$$

$$h_e = h \sqrt{\frac{\varepsilon_x}{\varepsilon_z}} \quad (\text{II.44})$$

II.7. Fréquence de résonance d'un patch supraconducteur

La variation abrupte de la fréquence de résonance de l'antenne supraconductrice à des températures proches de T , peut être attribuée à une modification de la profondeur de pénétration λ_0 (la profondeur de pénétration λ à la température $T = 0$ K), de l'YBCO (YBa2Cu3O7). Pour modéliser la fréquence de résonance de l'antenne supraconductrice, il est nécessaire de considérer le constant diélectrique effectif $\varepsilon_{\text{reff}}$ donné par [11]

$$\varepsilon_{r,eff} = \varepsilon_{re} \left[1 + \frac{\lambda_f}{h} \coth \left(\frac{t}{\lambda_f} \right) \right] \quad (\text{II.45})$$

Avec : t épaisseur du patch supraconducteur, et λ_f est la longueur d'onde magnétique donnée par le modèle à deux fluides de Gorter-Casimir [11]

$$\lambda_f = \lambda_0 \left[1 - \left(\frac{T}{T_c} \right)^4 \right]^{-1/2} \quad (\text{II.46})$$

où T est la température et T_c est la température critique du supraconducteur.

II.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous utilisons le modèle de cavité pour modéliser analytiquement une antenne microbande rectangulaire, qui est assimilée à une cavité résonnante à deux parois électriques parfaites, relatif aux surfaces parfaitement conductrices, et quatre murs latéraux magnétique. L'inclusion des champs de bord dans la formulation mathématique permet d'obtenir un modèle fiable pour des substrats minces et épais. De telle façon que la méthode peut traiter avec une relative facilitée le cas d'un patch rectangulaire de forme H imprimé sur des substrats anisotropes.

II.8. Références Bibliographiques

- [1] Ansari, J. A., Singh, P., &Yadav, N. P. (2009). Analysis of wide band multilayer patch antenna with two parasitic elements. *Microwave and Optical Technology Letters*, 51(6), 1397-1401.
- [2] Bedra, R. (2018). Etude d'une antenne supraconductrice couverte par une couche diélectrique (Thèse de Doctorat, Université de Batna 2).
- [3] Sayad, D., Benabdelaziz, F., Zebiri, C., Daoudi, S., &Abd-Alhameed, R. A. (2016). Spectral domainanalysis of gyrotropicanisotropy chiral effect on the input impedance of a printeddipoleantenna. *Progress In ElectromagneticsResearch M*, 51, 1-8.
- [4] Bedra, S., Bedra, R., Benkouda, S., &Fortaki, T. (2017). Efficient CAD model to analysis of high Tc superconducting circular microstrip antenna on anisotropic substrates. *Advanced Electromagnetics*, 6(2), 40-45.

- [5] Bedra, S. (2015). Evaluation analytique et numérique des caractéristiques électromagnétiques des structures microbandes ouvertes (Thèse de Doctorat, Université de Batna 2).
- [6] Mehta, A. (2015). Microstrip antenna. *International Journal of Scientific & Technology Research*, 4(3), 54-57.
- [7] Richards, W. F. Y. T., Lo, Y., & Harrison, D. (1981). An improved theory for microstrip antennas and applications. *IEEE Transactions on antennas and propagation*, 29(1), 38-46.
- [8] Carver, K., & Mink, J. (1981). Microstrip antenna technology. *IEEE transactions on antennas and propagation*, 29(1), 2-24.
- [9] Safrioui, A. (1986). Etude et réalisation d'antennes plaquées: application: réalisation d'un cinémomètre Doppler intégré (Thèse de Doctorat, Lille 1).
- [10] Mhamdi, A., Bedra, S., Bedra, R., & Benkouda, S. (2017, October). CAD cavity model analysis of high Tc superconducting rectangular patch printed on anisotropic substrates. *IEEE 2017 5th International Conference on Electrical Engineering-Boumerdes (ICEE-B)* (pp. 1-4).
- [11] Schneider, G. A. (2007). Influence of electric field and mechanical stresses on the fracture of ferroelectrics. *Annu. Rev. Mater. Res.*, 37, 491-538.
- [12] Wang, Z., Li, X., Fang, S., & Liu, Y. (2016). An accurate edge extension formula for calculating resonant frequency of electrically thin and thick rectangular patch antennas with and without air gaps. *IEEE Access*, 4, 2388-2397.
- [13] Akdagli, A., & Toktas, A. (2010). A novel expression in calculating resonant frequency of H-shaped compact microstrip antennas obtained by using artificial bee colony algorithm. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 24(14-15), 2049-2061.

Chapitre III

Les matériaux Supraconducteurs

III.1. Introduction

La supraconductivité désigne la propriété de certains matériaux de conduire parfaitement le courant électrique en générant d'importants champs magnétiques [1]. L'état supraconducteur se différencie de l'état normal grâce à des nombreuses propriétés électriques et magnétiques différentes [2]. La propriété la plus célèbre, est la disparition totale de toute résistivité en dessous d'une certaine température, appelée température critique (T_c) [3].

Les propriétés électriques et magnétiques de certains matériaux comme le plomb, le mercure ou certains oxydes peuvent changer radicalement à partir très basses températures. Ces matériaux deviennent supraconducteurs : ils ne créent plus de résistance au passage du courant électrique et expulsent les champs magnétiques [2]-[3].

Les supraconducteurs ont un intérêt technologique ce qu'est très important dans notre vie quotidienne. En effet, les systèmes actuels présentent plusieurs limites qu'ils sont limités par leur poids et leur encombrement, leurs conducteurs chauffent. Donc l'utilité d'utiliser des machines supraconductrices est pour contourner ces barrières. Encore, ils ont une grande importance économique et environnementale. Cependant, On mentionne que les supraconducteurs nécessitent toujours une température très basse. Evidemment, les scientifiques ont trouvé des applications très différentes et diversifiées dans les domaines de l'environnement, de la médecine et de l'électronique [2]-[3].

Ce chapitre est consacré à la présentation de l'histoire et de la découverte des matériaux supraconducteurs et les comportements magnétiques de supraconducteurs. Encore, les types de la supraconductivité et leurs théories. Enfin, nous présenterons les différentes formes industrielles et applications des matériaux supraconducteurs

III.2. Définition

La supraconductivité est une propriété que possèdent certains matériaux de conduire le courant électrique sans résistance tant que leur température est inférieure à une certaine

valeur appelée la température critique (T_c). Ces matériaux supraconducteurs s'opposent également la possibilité de pénétrer n'importe quel champ magnétique externe [4].

III.3. Historique

Le phénomène de la supraconductivité a été découvert par hasard en 1911, au cours de l'étude de la résistivité du mercure à la température de liquéfaction d'hélium liquide, par le physicien Hollandais Kamerling Onnes. Il découvrit que la résistivité de mercures annulait en dessous de $4,15^\circ\text{K}$ [3]. Il a démontré qu'à basse température, comme quelques kelvins, certains métaux changent leurs propriétés physiques [5]. Cette transition se produit à une température qualifiée de température critique. Après avoir découvert plusieurs autres supraconducteurs, Onnes a reçu le prix Nobel de physique en 1913 pour son travail sur la supraconductivité.

Walter Meissner et Robert Ochsenfeld [6] découvrent la seconde propriété des supraconducteurs en 1933 : le diamagnétisme parfait. Ce champ magnétique est ensuite éjecté par un matériau. Cet effet de non-pénétration du champ magnétique connu sous le nom effet Meissner.

En 1935, Fritz et Heinz London ont développé la première théorie phénoménologique de la supraconductivité, basée sur diverses observations, en ajoutant des équations constitutives aux équations d'électromagnétisme de Maxwell, en tenant compte les résultats expérimentaux concernant la résistance nulle et l'effet Meissner.

En 1957, théorie nommée BCS, du nom de ses créateurs John Bardeen, Leon Cooper et John Schrieffer parvient à expliquer le phénomène de manière convaincante [7]. Cette théorie explique pourquoi les électrons apparaissent à des températures extrêmement basses, comme s'ils formaient une liaison. On dit qu'ils créent des paires de Cooper.

En 1986, Johannes Bednors et Alex Müller ont découvert une supraconductivité avec une température critique de 35 K dans des matériaux à structure pérovskite à base de lanthane [8]. 9 mois après, Y-Ba-Cu-O avec une température critique égale à 92 K, Bi-Cr-Ca-Cu-O en 1988 avec une température critique égale à 125 K ont été découverts. Cette découverte apporte les supraconducteurs à hautes températures critiques (SH T_c).

En 1998, la température critique atteint 165K à cause des recherches dans ce domaine [8].

III.4. Comportement magnétique de supraconducteurs

La supraconductivité est un phénomène électromagnétique qui se produit dans certains matériaux à très basse température, caractérisé par l'absence de toute résistance électrique et l'annulation du champ magnétique à l'intérieur du matériau [9]. Si la résistivité électronique des supraconducteurs tombe à zéro, c'est un phénomène de manière plus spectaculaire, leur comportement en présence de champs magnétiques a été révélé tellement inattendu et surtout riche [3].

III.4.1. Effet Meissner

Le comportement magnétique tout à fait original des supraconducteurs s'avère être la signature la plus profonde du phénomène, si la chute brutale de la résistivité reste la manifestation la plus spectaculaire de la supraconductivité. En l'an 1933, Meissner et Ochsenfeld observèrent un effet de lévitation à partir d'un échantillon de plomb supraconducteur [10]. Pour activer l'effet Meissner, on refroidit le supraconducteur jusqu'à atteindre la température critique T_c , au milieu d'un champ magnétique qui provoque automatiquement l'apparition des boucles de courants électriques à la surface de l'échantillon. Ces courants tournant dans les circuits créent un champ magnétique, comme dans un électroaimant. Et sont adaptés pour compenser entièrement le champ magnétique appliqué à l'intérieur du supraconducteur.

Par conséquent, le champ magnétique total dans le volume de l'échantillon devient nul, de sorte que le supraconducteur est protégé, à l'exception de la surface de l'échantillon, où des courants se développent. Grâce à ce super courant, le supraconducteur est capable d'expulser le champ magnétique. Comme il n'y a pas de résistance électrique dans le supraconducteur, ces courants peuvent exister en permanence sans consommer d'énergie [11], illustré dans Figure III.1.

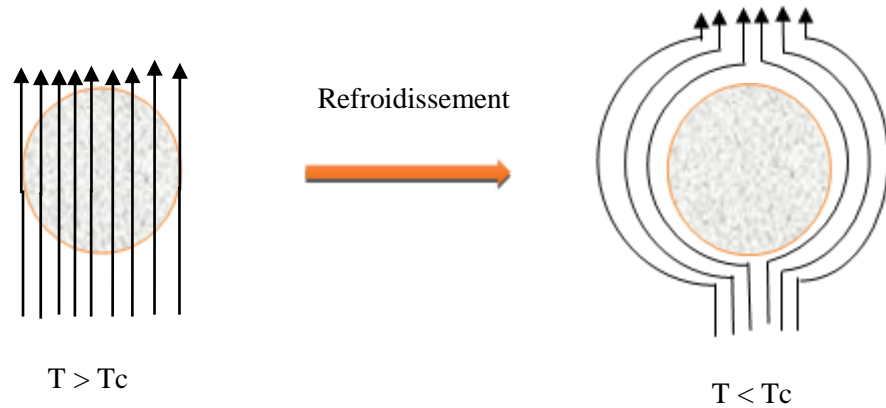


Figure III.1. Effet Meissner

III.3.2. La lévitation

Le phénomène de lévitation est l'une des expériences les plus amusantes de la supraconductivité [2].

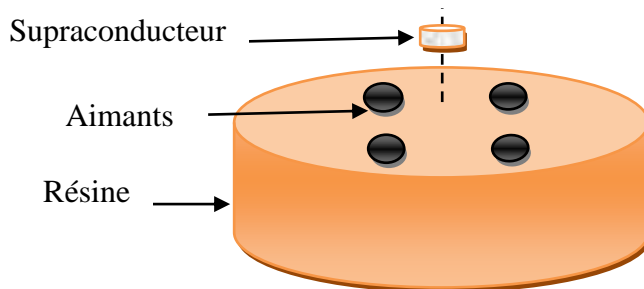


Figure III.2. Lévitation pastille de supraconducteur Y-Ba-Cu-O sur un groupe d'aimant.

La lévitation vient en premier lieu de l'effet Meissner, lorsque l'aimant a placé au-dessus les supraconducteurs, qui peuvent être suspendus sous certaines conditions. On regarde plus loin il est généralement stable. L'étude des forces de lévitation permettra d'aborder la physique d'aimantation dans les supraconducteurs qu'on note M_{supra}

On a donc :

$$M_{supra} = -H_{aimant} \quad (III.1)$$

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

$$F = \mu_0 M_{\text{supra}} \frac{\partial H_{\text{aimant}}}{\partial z} \cdot V \quad (\text{III.2})$$

Avec V est le volume de l'échantillon supraconducteur, M_{supra} son aimantation (pas celle de l'aimant), et 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 [12].

III.3.3. Effets de Cohérence

La supraconductivité prend un nouveau tournant en 1962, La prédiction de Josephson a laissé la communauté scientifique sans voix. Selon le jeune et brillant doctorant, un courant électrique non nul pouvait circuler d'un bloc supraconducteur à un deuxième bloc, qui est séparé du premier par une fine couche isolante, Il n'y a absolument aucune différence de potentiel entre les deux blocs.

Mieux encore, il a prédit qu'en présence d'une différence de potentiel continu, le courant circulant entre les deux blocs doit alterner.

Quelques années plus tard, ces prédictions ont été vérifiées expérimentalement, pour cette raison découverte Josephson et Giaver ont reçu le prix Nobel en 1974 [13].

III.4. Différents types de la supraconductivité

Bien que les premiers supraconducteurs de l'histoire furent des métaux simples (mercure, plomb, aluminium, ...), les recherches ont montré que les matériaux possédant cette propriété pouvaient être de nature diverse : métaux simples ou complexes, organiques ou non organiques, céramiques, oxydes [3].

Tous les supraconducteurs n'ont pas le même comportement en présence d'un champ magnétique, la supraconductivité disparaît selon deux scénarios différents. Ces scénarios conduisent à un classement des matériaux en supraconducteurs de type I et de type II.

III.4.1. Supraconducteur de type I

Les supraconducteurs de type I sont caractérisés par un seul champ magnétique critique, noté H_c . Le champ magnétique pénètre sur une épaisseur appelée (Profondeur de pénétration) de London dans laquelle se développent des super-courants.

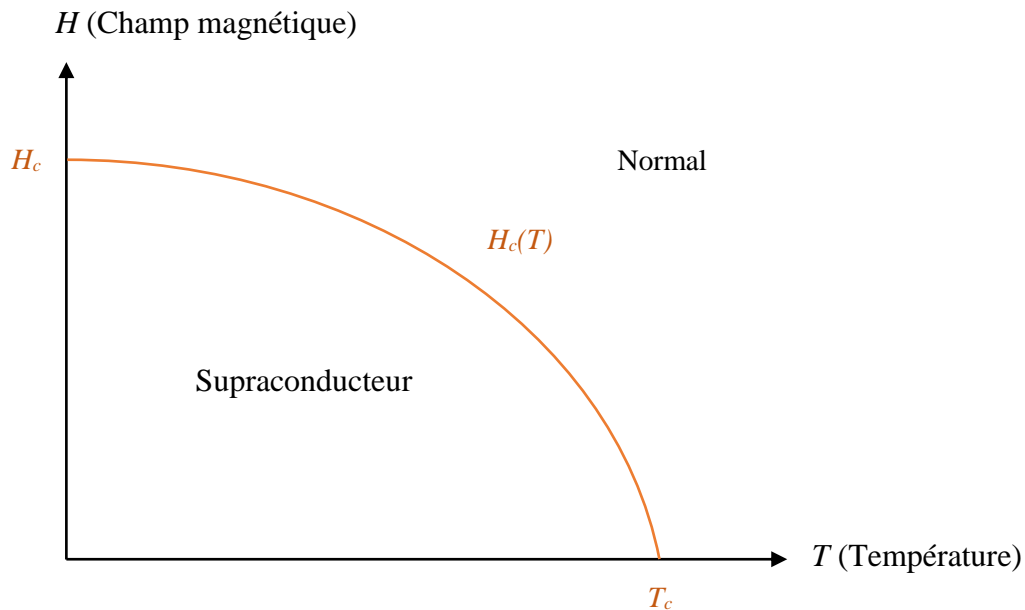


Figure II.3. Diagramme des phases d'un supraconducteur de type I.

Le comportement de ce type de supraconducteurs est simple car il n'existe que deux états. L'état normal correspond à une résistance nulle et un diamagnétisme presque parfait [2]. Les supraconducteurs de type I sont essentiellement des corps purs et leurs champs critiques sont relativement faibles (voir la figure III.3).

III.4.2. Supraconducteur de type II

Les supraconducteurs de type II ont deux champs critiques dont le second est nettement plus grand que le premier). Cependant, contrairement aux exemples précédents, l'aimantation des supraconducteurs de type II ne chute pas brutalement de $M=H$ à $M=0$ au point critique, mais décroît progressivement d'un premier point critique interne à 0 en un point critique supérieur

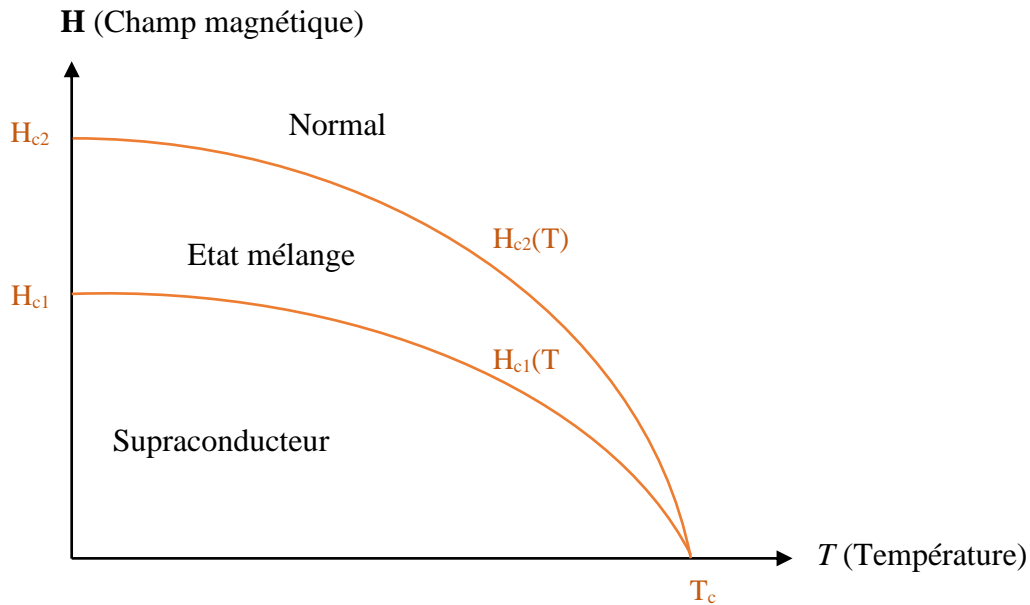


Figure II.4. Diagramme des phases d'un supraconducteur de type II.

- Zone 1 : L'état supraconducteur, l'état Meissner se caractérise par un diamagnétisme parfait,
- 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 (voir la figure II.4).

III.5. Les théories de la supraconductivité

Dans ce chapitre nous allons étudier deux principales théories qui définissent clairement le phénomène supraconductivité qui sont la théorie de LONDON et BCS.

III.5.1. La théorie des frères London

La théorie des frères London est une équation phénoménologique empirique, qui remplace la loi d'ohm dans les supraconducteurs. L'hypothèse d'une résistivité nulle conduit à l'équation fondamentale de la dynamique [2]. Cette théorie a été formulée par les frères F. et H. London en 1935[14]. La première équation de London transposée aux supraconducteurs est donnée par :

$$\frac{\partial J}{\partial t} = \left(\frac{n \cdot q^2}{m} \right) \cdot E \quad (\text{III.3})$$

Avec :

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

J : la densité de courant.

En prenant le rotationnel des deux membres de l'équation (III.3), nous trouvons :

$$\text{rot}^\sigma \left(\frac{m}{nq^2} \frac{\partial J^\sigma}{\partial t} \right) = -\frac{1}{c} H \quad (\text{III.4})$$

Et comme

$$\text{rot}^\sigma (H^\sigma) = 4\pi J^\sigma c$$

L'équation (III.4) devient :

$$\frac{c^2 m}{nq^2 4\pi} \nabla^2 H = H \quad (\text{III.5})$$

En intégrant par rapport au temps, nous obtenons :

$$\frac{c^2 m}{nq^2 4\pi} \nabla^2 (H - H_0) = (H - H_0) \quad (\text{III.6})$$

Où H_0 est le champ à t_0 .

Nous avons une solution particulière $H = H_0$ où H_0 est un champ arbitraire existant au temps $t = 0$, mais l'effet Meissner nous impose de refuser les champs fixes. L'équation (III.6) a des solutions plus générales mais la nature des supraconducteurs ne la permet pas, donc les courants sont considérés comme les seules sources de champ magnétique interne (on n'a introduit aucune aimantation), on peut écrire l'équation (III.6) sous la forme suivante

$$\frac{c^2 m}{nq^2 4\pi} \nabla^2 H = H \quad (\text{III.7})$$

C'est l'équation de London.

III.5.2. La théorie microscopique BCS

La théorie BCS a été proposée par trois physiciens américains Bardeen, Cooper et Schrieffer en 1957. Elle est la première théorie microscopique pour expliquer le mécanisme d'appariement des électrons qui induit la SC et sont particulièrement utiles dans les supraconducteurs conventionnels. Elle est basée sur le modèle du liquide de Fermi où les électrons sont en interaction par un potentiel attractif. L'interaction entre les électrons et les modes de vibration du réseau cristallin (phonons) est susceptible d'engendrer un tel potentiel [4].

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, inférieur à celle du métal normal, avec des électrons non appariés. Le problème est d'expliquer cet appariement compte tenu de la répulsion coulombienne. 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 (10⁶ 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 [2].

La différence d'énergie entre l'état supraconducteur et l'état normal est appelée gap d'énergie. C'est l'énergie essentielle 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 [2].

III.6. Impédance de surface

Etant donné que la conductivité d'un supraconducteur hyperfréquence est limitée, nous attendons à ce qu'il se comporte de la même manière qu'un métal bon conducteur conventionnel. L'impédance de surface est définie comme le rapport des caractéristiques des champs électrique et magnétique parallèles ; on montre que pour un métal normal, il est lié à la conductivité par [15] :

$$Z_s = \frac{E_H}{H_H} = \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\sigma}} \quad (\text{III.8})$$

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

$$Z_s = R_s + jX_s$$

Avec :

$$\begin{cases} R_s = \frac{1}{2}\sigma_n \left(\frac{n_n}{n}\right) (\omega\mu_0)^2 \lambda^3 \\ X_s = \omega\mu_0 \lambda \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

σ_n : est la conductivité normale à la température T_c .

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

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

Il en découle immédiatement que l'impédance tend vers 0 lorsque la pulsation oméga tend vers 0, ce qui justifie la distinction entre les hautes fréquences d'une part, pour lesquelles l'impédance de surface joue un rôle (typiquement au-dessus de quelques centaines de mégahertz), et les basses fréquences d'autre part, où elle n'intervient pas (fréquences industrielles) [16].

La résistance de surface conduit à une puissance dissipée par unité de surface qui est sonnée par :

$$P = \frac{1}{2} R_s H^2 \quad (\text{III.10})$$

Afin de diminuer la puissance dissipée ou bien les pertes métalliques dans les dispositifs hyperfréquences, plusieurs autres ont proposé d'utiliser des supraconducteurs et particulièrement des céramiques à haute température critique [15].

Dans le domaine des hyperfréquences, seuls les supraconducteurs de types II gardent leur état supraconducteur au-delà des valeurs élevées du champ et du courant. Au Gigahertz, la résistance de surface des supraconducteurs s'est révélée environ cent fois plus faible, que celle du cuivre. D'après l'équation (III.8), lorsque l'épaisseur du patch (R) est inférieure à trois fois l'épaisseur de peau, cette équation peut être approximée comme suite [15].

$$Z_s = \frac{1}{t\sigma} \quad (\text{III.11})$$

Où la conductivité ($\sigma = \sigma_c$) est réelle pour les conducteurs conventionnels. Cette approximation a été vérifiée pour les matériaux pratiques. Pour les supraconducteurs à complexe conductivité est donnée par [15] :

$$\sigma = \sigma_n \left(\frac{T}{T_c} \right)^4 - \frac{j \left(1 - \left(\frac{T}{T_c} \right)^4 \right)^{\frac{-1}{2}}}{\omega \mu_0 \lambda_0^2} \quad (\text{III.12})$$

Où λ_0 est la profondeur effective de pénétration.

Les différences entre les deux types de matériaux, l'un constitué d'un supraconducteur et l'autre d'un métal normal sont présentées dans le tableau (III.1). Alors nous observons que le supraconducteur offre alors moins de pertes.

Tableau II.1. Différences entre les matériaux supraconducteur et normal [17].

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

III.7. Application

Les matériaux supraconducteurs ont des nombreuses applications technologiques. On peut les classer en quatre groupes définis par la propriété fondamentale qui y conduit : la conductivité parfaite, effet Meissner, lévitation, etc...

III.7.1. Applications fondées sur la conductivité parfaite

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

III.7.2. Applications fondées sur l'effet Meissner

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

III.7.3. Applications fondées sur le phénomène de lévitation

- Trains à lévitation supraconductrice allemands et japonais.

III.8. Conclusion

Dans ce chapitre tout d'abord nous avons présenté un aperçu historique et une petite définition sur les matériaux supraconducteurs, tel que leurs comportements magnétiques, et les différentes théories qui ont tenté d'expliquer le phénomène de supraconductivité et sans oublier leurs types supraconducteurs qui sont divisés en deux types, et leurs applications. Ensuite, on parle sur l'impédance de surface et nous observons que le supraconducteur offre alors moins de pertes.

III.9. Références Bibliographiques

- [1] J. V. Yakhmi, *Superconducting Materials and Their Applications*. IOP Publishing, 2021.
- [2] A. Behèoul, "Contribution à l'étude des antennes microstrip supraconducteur de forme triangulaire," Mémoire de Magister, Université de Constantine, 2010.
- [3] M. Amir, "Analyse d'une antenne microruban à patch supraconducteur," Mémoire de Magister, Université de Batna, 2008.
- [4] R. Bedra, "Etude d'une antenne supraconductrice couverte par une couche diélectrique," Thèse de Doctorat, Université de Batna 2, 2018.
- [5] J. R. Schrieffer, *Theory of superconductivity*. CRC press, 2018.
- [6] W. Meissner and R. Ochsenfeld, "Ein neuer effekt bei eintritt der supraleitfähigkeit," *Naturwissenschaften*, vol. 21, no. 44, pp. 787-788, 1933.

- [7] J. Bardeen, L. N. Cooper, and J. R. Schrieffer, "Theory of superconductivity," *Physical review*, vol. 108, no. 5, p. 1175, 1957.
- [8] J. G. Bednorz and K. A. Müller, "Possible highT_c superconductivity in the Ba– La– Cu– O system," *Zeitschrift für Physik B Condensed Matter*, vol. 64, no. 2, pp. 189-193, 1986.
- [9] A. Benmilat, "Etude des effets du dopage par du Ca sur les propriétés de la céramique supraconductrice YBa₂Cu₃O_{7-δ}.", Mémoire de Magister, Université de Constantine, 2014.
- [10] F. Lefauchaux, "Physique de l'état solide, de Charles Kittel, 1983," *Bulletin de Minéralogie*, vol. 107, no. 6, pp. 817-817, 1984.
- [11] Z. Mechekkef, A. Ayadi, and H. E. Bouchekhou, "Etude de comportement d'un matériau supraconducteur," , Mémoire de Master, Université de Jijel, 2020.
- [12] G. Waysand, "Supraconductivité: Evolution propre et rapports involontaires avec la société," *Esprit (1940-)*, no. 128 (7, pp. 40-57, 1987.
- [13] S. Benkouda, "Contribution à l'étude des problèmes de caractérisation des antennes microrubans à plaques rayonnantes parfaitement conductrices et supraconductrices," , Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2011.
- [14] K. Berger, "Etude des phénomènes couplés magnétothermiques dans les supraconducteurs à haute température," , Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré-Nancy 1, 2006.
- [15] M. A. Richard, K. B. Bhasin, and P. C. Claspay, "Superconducting microstrip antennas: an experimental comparison of two feeding methods," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 41, no. 7, pp. 967-974, 1993.
- [16] S. M. El-Ghazaly, R. B. Hammond, and T. Itoh, "Analysis of superconducting microwave structures: Application to microstrip lines," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 40, no. 3, pp. 499-508, 1992.
- [17] S. Savard, *Fabrication et étude de composants micro-ondes planaires supraconducteurs*. Library and Archives Canada, Ottawa, 2005.

Chapitre IV

Résultats et discussions

IV.1. Introduction

Les antennes microbandes sont principalement utilisées l'aérospatiale application en raison de leur faible poids, de leur faible volume et de leur nature conforme. Les antennes microruban les plus couramment utilisées sont les antennes à disque rectangulaires et circulaires [1].

Cependant, d'autres antennes microruban sont également envisagées, en fonction de l'application. Nous rapportons ici deux alternatives à l'antenne patch rectangulaire. Par conséquent, elles ont de larges applications dans divers systèmes hyperfréquences, nous citons à titre d'exemple, les équipements sans fil, les missiles, les satellites et les capteurs [2]. La fréquence de résonance d'une antenne microruban est liée à sa géométrie, ses dimensions et la constante diélectrique de son substrat. Le processus d'analyse est basé sur la détermination de la fréquence de résonance de l'antenne, lorsque ses paramètres physiques sont connus. Les méthodes d'analyse les plus courantes sont la ligne de transmission, la méthode de la cavité (analytique) et la méthode de Full-wave (numérique) [1-2]. La première est la plus précise. La conception est le processus de l'analyse, et certains paramètres physiques de l'antenne sont déterminés à partir de la connaissance de la fréquence de résonance. La précision dans la détermination de ces paramètres est très importante, car ce type d'antenne présente une bande passante étroite.

Les antennes microruban ou patch deviennent de plus en plus utiles car elles peuvent être imprimées directement sur une carte de circuit imprimé. Les antennes microruban sont de plus en plus répandues sur le marché de la téléphonie mobile. Les antennes patch sont peu coûteuses, ont un profil bas et sont faciles à fabriquer [3].

L'antenne patch en forme de H rapportée ici a une taille environ la moitié de celle du patch rectangulaire, avec une largeur de faisceau plus grande mais une bande passante plus petite. D'autre part, l'antenne annulaire rectangulaire a une taille plus petite, une bande passante plus grande et une largeur de faisceau étroite. L'antenne patch microruban en forme de H, en raison de sa taille considérablement plus petite, pourrait remplacer le patch rectangulaire aux fréquences UHF. Lorsqu'ils sont appliqués dans la gamme de fréquence

inférieure à 2 GHz, les tailles des patches microruban rectangulaires classiques semblent être trop grandes [4].

Dans le présent chapitre, on applique une approche hybride basée sur la méthode de la cavité, qui est utilisée pour l'analyse des antennes microbandes compacte de forme H (Figure IV.1). Avant de connaître l'effet des paramètres physiques sur la fréquence de résonance, il faut d'abord valider notre formulation théorique. En suit, nous allons étudier l'effet des paramètres physiques ; la permittivité (ϵ_r) et de l'épaisseur (h) du diélectrique, ainsi que les largeurs de fentes (s , *et* d) de l'élément rayonnant sur les caractéristiques de résonance. Enfin on a tracé un ensemble de graphes en fonction des paramètres géométriques et physiques précédents pour les résultats obtenus par notre méthode de cavité.

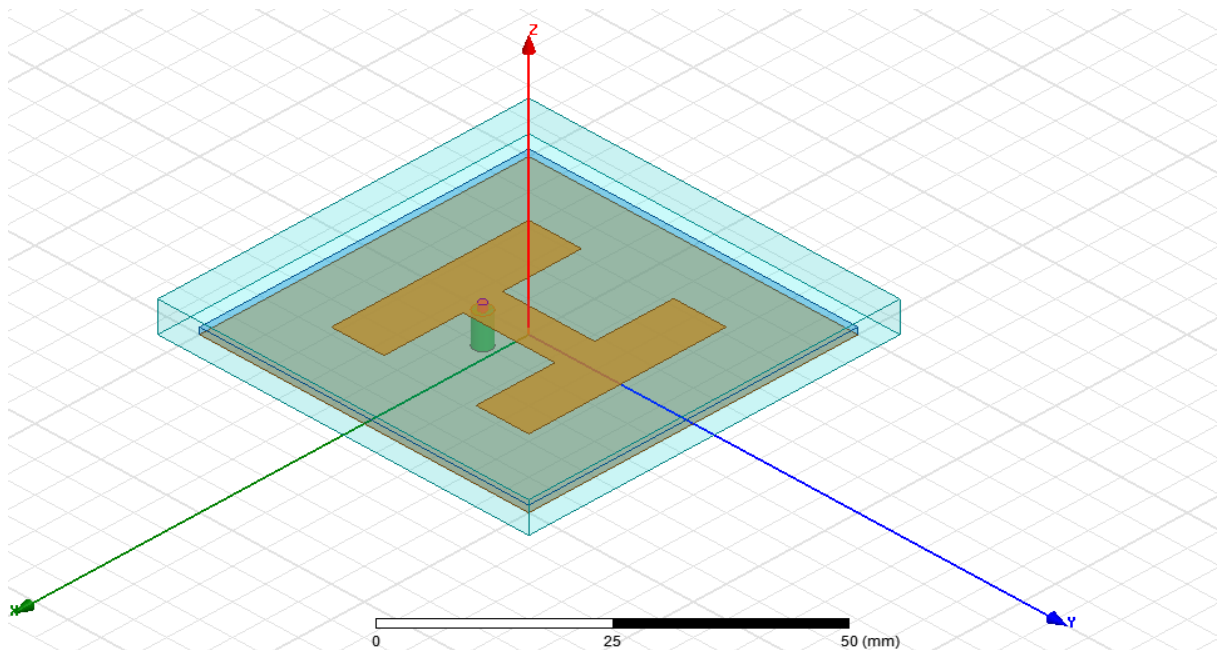


Figure IV.1. Structure d'une antenne microbande de forme H avec HFSS.

IV.2. Validation des résultats numériques

Tableau IV.1. Comparaisons de nos résultats des fréquences de résonances avec les données mesurées, simulées et calculées pour différents paramètres de l'antenne compacte H.

#	Paramètres de l'antenne						Fréquences de résonance (GHz)		
	L (mm)	W (mm)	D (mm)	s (mm)	h (mm)	ϵ_r	Simulées & Mesurées [7]-[9]	Calculées [10], [11]	Nos résultats
1	24	38	11	8	1.59	2.2	2.190 [○]	2.199 ^x	2.202
2	30	30	22	22	1.59	4.5	2.123 [†]	2.122 [*]	2.134
3	32.69	33	15	4.09	1.59	2.5	2.170 [*]	2.270 ^x	2.234
4	35.54	33	15	26.00	1.59	2.5	1.970 [*]	2.022 ^x	1.978
5	40	40	10	20	0.53	2.5	1.327 [†]	1.329 [*]	1.346
6	43.59	33	15	15	1.59	2.5	1.590 [*]	1.613 ^x	1.593
7	45.08	33	15	26	1.59	2.5	1.550 [*]	1.574 ^x	1.558
8	50	50	37.5	37.5	1.59	10.2	0.849 [†]	0.889 [*]	0.879
9	54.6	28	15	26	1.59	2.5	1.390 [*]	1.390 ^x	1.387
10	64.16	33	15	26	1.59	2.5	1.13 [*]	1.109 ^x	1.127

○Mesurées [7] †Simulées [8] *Simulées[9] ^xCalculées[10] •Calculées [11]

Dans le but de confirmer l'exactitude de calcul, nos résultats sont comparés avec les résultats publiés précédemment [7]-[11], en utilisant la méthode de cavité.

Les fréquences de résonance calculées à partir de la méthode de cavité présentée dans le chapitre précédent pour un patch rectangulaire-H imprimé sur un substrat anisotrope sont répertoriées vis-à-vis avec les résultats théoriques disponibles dans la littérature. Dans le Tableau IV.1, les résultats de la fréquence de résonance calculés par la méthode présentée sont comparés avec les résultats des références [7]-[9] et [10]-[11]. La comparaison montre

que les fréquences de résonance calculées par notre méthode sont en bon accord avec celles mesurées pour le cas d'un patch rectangulaire-H parfaitement conducteur.

IV.3. Discussions des résultats numériques

IV.3.1. Etude paramétrique d'une antenne de forme H

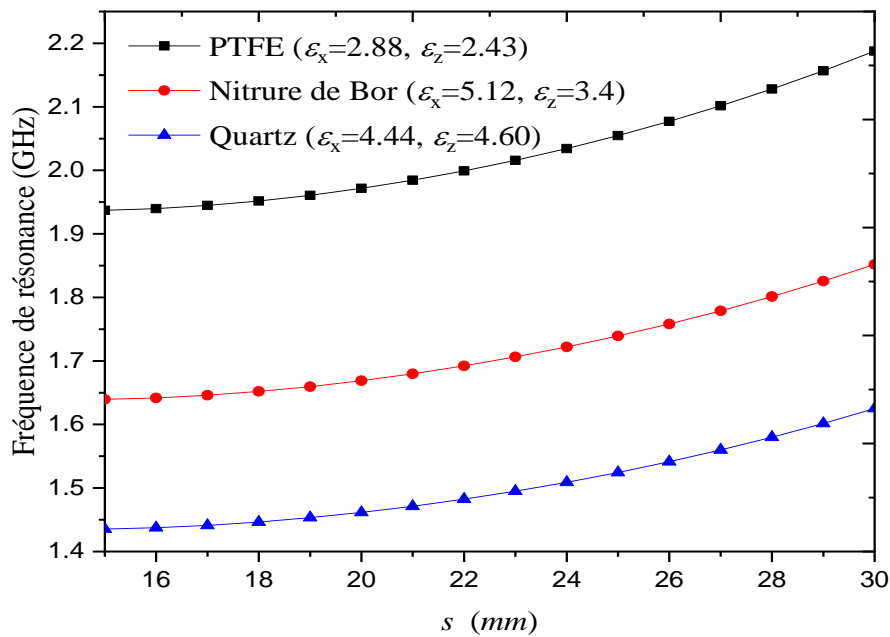


Figure IV.2. Variation de la fréquence de résonance avec la variation de la dimension de la fente s ; $L = 32.69 \text{ mm}$, $W = 33 \text{ mm}$, $d = 15 \text{ mm}$, $h = 2.06 \text{ mm}$.

Les fréquences de résonance d'une antenne microbande compacte de forme H représentent par les paramètres : $L = 32.69 \text{ mm}$, $W = 33 \text{ mm}$, $d = 15 \text{ mm}$, et d'épaisseur $h = 2.06 \text{ mm}$, pour différents valeurs (ϵ_x et ϵ_z) des trois matériaux PTFE, nitrure de Bor et Quartz sont montrées dans la figure IV.2.

La figure IV.2 montre la variation de fréquence de résonance avec une variation de la dimension de la fente (s) d'où la fréquence de résonance varie avec la variation à ce paramètre, autrement dit, quand les valeurs de (s) sont augmentés on voit que la fréquence de résonance augmente lentement.

Les résultats numériques de la Figure IV.2 montrent aussi que l'effet de la fente s sur la fréquence d'opération de l'antenne microbande compacte H est d'autant plus fort que la permittivité du substrat est élevée.

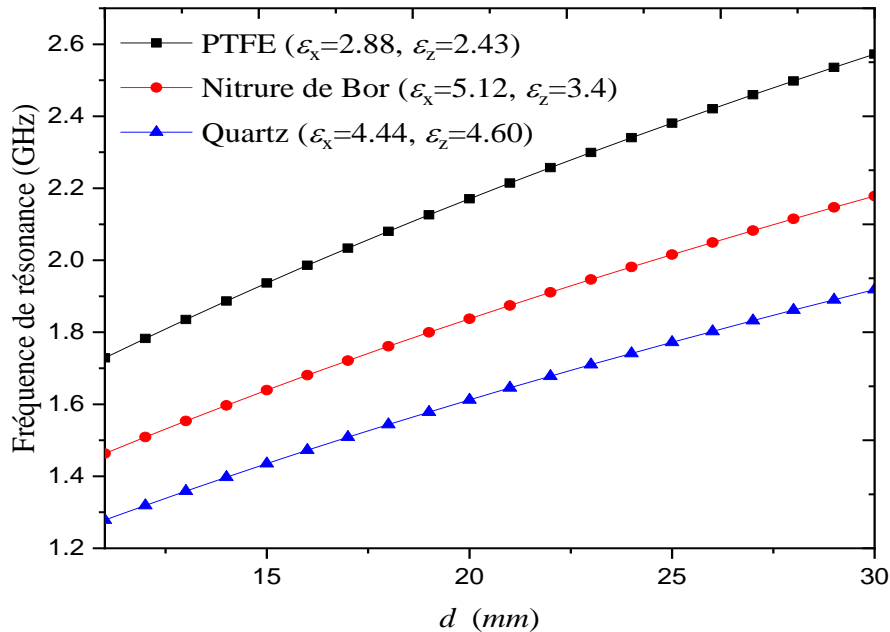


Figure IV.3. Variation de la fréquence de résonance avec la variation de dimension de la fente d ; $L = 32.69 \text{ mm}$, $W = 33 \text{ mm}$, $s = 15 \text{ mm}$, $h = 2.06 \text{ mm}$.

La variation fréquence de résonance en fonction de la dimension de fente (d) est illustrée dans la figure IV.3, pour trois substrats anisotropes (PTFE et nitrure de bore et quartz) avec des permittivités ($\epsilon_x = 2.88$ et $\epsilon_z = 2.43$), ($\epsilon_x = 5.12$ et $\epsilon_z = 3.4$), ($\epsilon_x = 4.44$ et $\epsilon_z = 4.60$) respectivement.

L'influence de la largeur de fente (d) du patch et de la permittivité (ϵ_r) du substrat, sur la fréquence de résonance est représentée sur la Figure. IV.3 et on voit que le substrat de matériau PTFE qui a la plus petite permittivité est augmenté plus que pour les autres matériaux.

On note qu'une augmentation de fréquence de résonance est liée par l'augmentation de dimension de fente d donc une relation proportionnelle. On remarque également que pour

des substrats anisotropes à constantes diélectriques relatives élevées, la fréquence de résonance est affectée de manière significative.

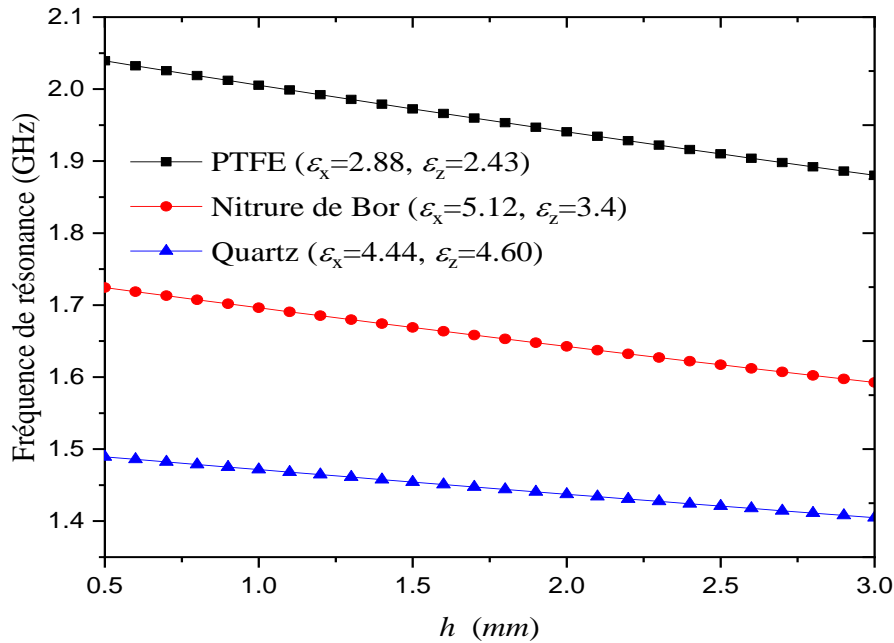


Figure IV.4. Fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur du substrat h ;
 $L = 32.69 \text{ mm}$, $W = 33 \text{ mm}$, $s = 15 \text{ mm}$, $d = 15 \text{ mm}$.

Dans la figure IV.4 nous montrons la fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur du substrat h . Dans cette figure, des résultats numériques obtenus, sont présentés pour la fréquence de résonance d'une antenne microbande compacte H imprimée sur des substrats diélectriques anisotropes. Trois matériaux diélectriques anisotropes sont considérés dans la Figure IV.4 ; le premier matériau est le PTFE ($\epsilon_x = 2.88$ et $\epsilon_z = 2.43$), le deuxième est Nitrure de Bor ($\epsilon_x = 5.12$ et $\epsilon_z = 3.4$), et le troisième est le Quartz ($\epsilon_x = 4.44$ et $\epsilon_z = 4.60$). D'après cette figure on observe que la fréquence de résonance demeure toutefois avec l'augmentation l'épaisseur de substrat h .

La Figure IV.4 montre que pour un substrat mince et ayant une valeur d'épaisseur du substrat h élevée, faire croître la permittivité effective et diminuer la fréquence de résonance de l'antenne.

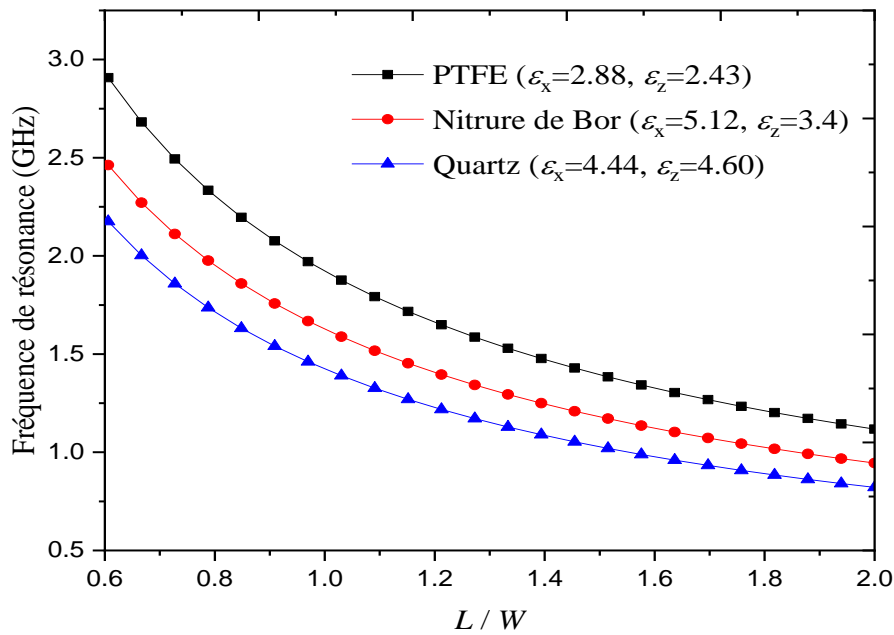


Figure IV.5. Fréquence de résonance en fonction de longueur du patch L ; $h = 2.06\text{ mm}$,
 $W = 33\text{ mm}$, $s = 15\text{ mm}$, $d = 15\text{ mm}$.

La figure IV.5 illustre la variation de la fréquence de résonance en fonction de la longueur du patch (L), on observe que lorsque L augmente, les fréquences de résonance diminuent rapidement et régulièrement, et cela pour les différentes permittivités.

Étant donné que le modèle de cavité présenté dans ce travail a une grande précision et ne nécessite pas de fonctions mathématiques complexes, il peut être très utile dans la conception assistée par ordinateur (CAO) des antennes compactes. En utilisant ce modèle, on peut calculer avec précision, par un ordinateur personnel, les caractéristiques de résonance d'une antenne microbandes compactes H imprimé sur des substrats anisotropes, sans aucune connaissance de base des antennes microbandes. Il ne prend que quelques millisecondes pour produire la fréquence de résonance.

Finalement, la Figure IV.5 montre que l'effet du substrat est d'autant plus significatif que les épaisseurs des substrats sont élevées ; puisque pour des diélectriques épais, en outre des ondes TM , des ondes TE peuvent aussi prendre naissance.

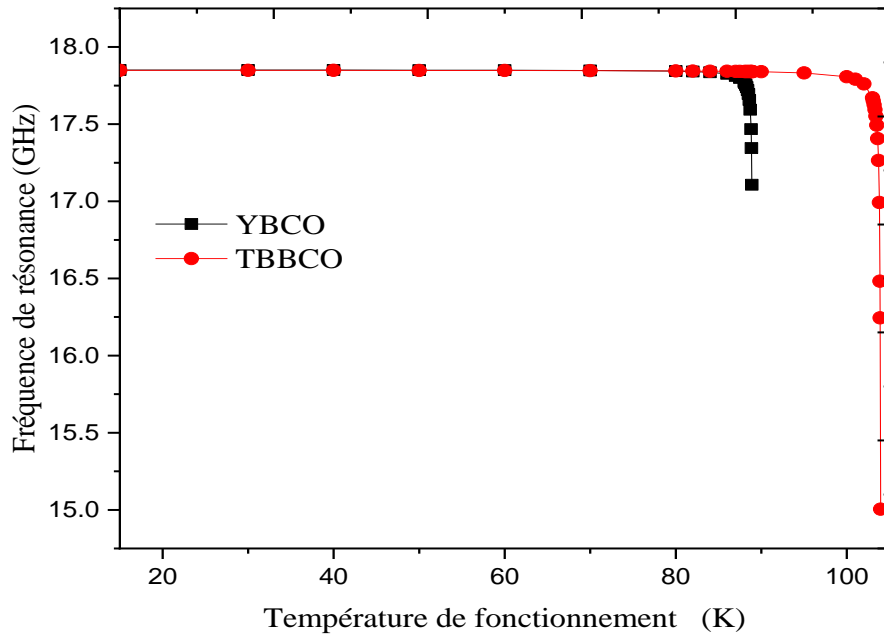


Figure IV.6. Variation de la fréquence de résonance d'une antenne rectangulaire-H supraconductrice en fonction de la température de fonctionnement ; $\epsilon_r = 23.6$, $h = 250 \mu\text{m}$, $L = 985 \text{ nm}$, $W = 1625 \text{ nm}$, $s = 700 \text{ nm}$, $d = 700 \text{ nm}$, $t = 200 \text{ nm}$, $\lambda_0 = 160 \text{ nm}$.

À partir de la présente figure IV.6 qui illustre la Variation de la fréquence de résonance d'une antenne rectangulaire-H supraconductrice en fonction de la température de fonctionnement.

On constate que les variations de la fréquence de résonance sont diminuées relativement avec l'augmentation de la température. Pour le matériau YBCO on voit que cette réduction devient plus significative pour les valeurs de température proches de la température critique ($T_c = 89 \text{ K}$) et pour le matériau TBBCO la fréquence de résonance diminue lentement pour des valeurs dépassent $T_c = 105 \text{ K}$. D'ailleurs ces comportements s'accordent très bien avec ceux rapportés pour le cas d'une antenne rectangulaire [5]. Notez que le changement escarpé dans la fréquence de résonance à des températures voisines de la température critique peut être attribué à un changement dans la profondeur de pénétration magnétique [6].

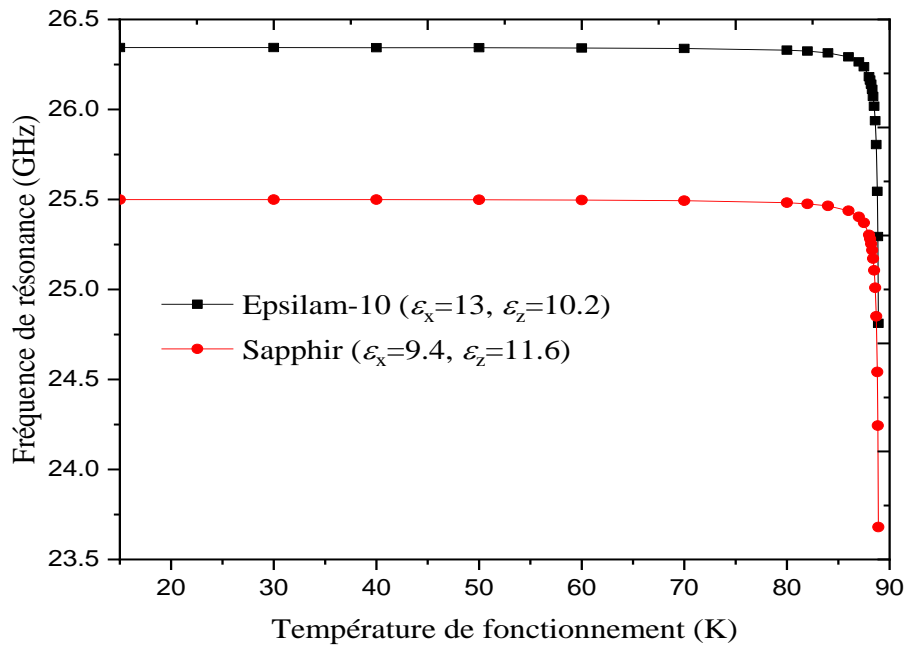


Figure IV.7. Variation de la fréquence de résonance d'une antenne rectangulaire-H supraconductrice imprimée sur des substrats anisotropes en fonction de la température de fonctionnement $h = 250 \mu m$, $L = 985 nm$, $W = 1625 nm$, $s = 700 nm$, $d = 700 nm$, $t = 200 nm$, $\lambda_0 = 160 nm$, $T_c = 89 K$.

La variation de la fréquence de résonance d'une antenne rectangulaire-H supraconductrice imprimée sur des substrats anisotropes en fonction de la température de fonctionnement est présentée sur la figure IV.7.

On remarque que les variations de la fréquence de résonance sont dues au fait que le substrat anisotropie uniaxiale diminue progressivement avec l'augmentation de la température. Cette réduction devient plus significative pour les valeurs de température proches de la température critique ($T_c = 89 K$). Notez que le changement escarpé dans la fréquence de résonance à des températures voisines de la température critique peut être attribué à un changement dans la profondeur de pénétration magnétique [6].

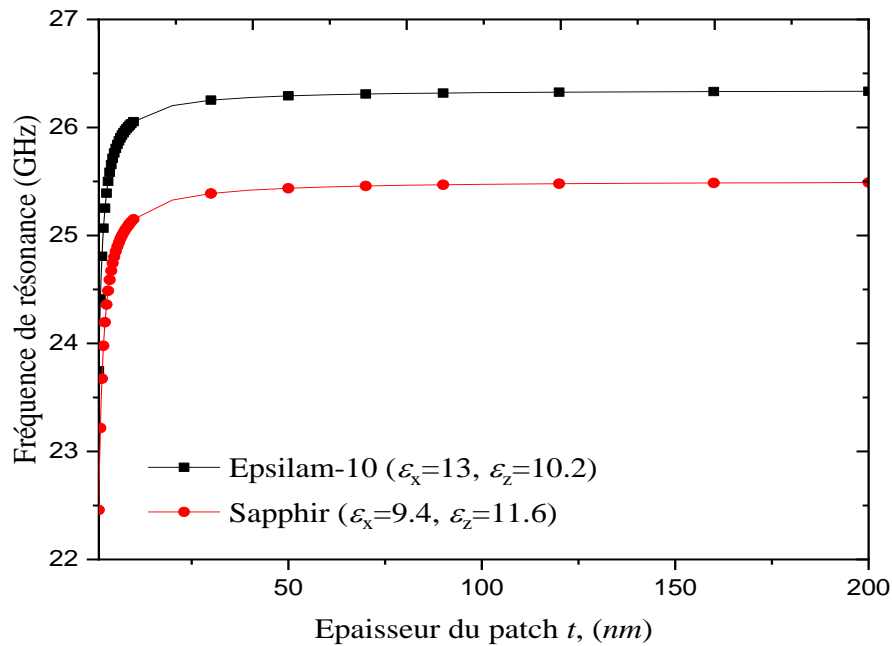


Figure IV.8. Variation de la fréquence de résonance d'une antenne rectangulaire-H supraconductrice imprimée sur des substrats anisotropes en fonction l'épaisseur du patch supraconducteur ; avec les mêmes paramètres de la Figure VI.7, avec $T = 75 K$.

Dans La figure IV.8 qu'elle montre la variation de la fréquence de résonance d'une antenne rectangulaire-H supraconductrice imprimée sur des substrats anisotropes en fonction de l'épaisseur du patch supraconducteur, nous considérons l'influence de l'épaisseur du film supraconducteur à haute température critique sur la fréquence de résonance est présentée dans la Figure IV.8 dont les paramètres de l'antenne sont identiques à ceux utilisés dans la Figure IV.7 avec une température d'opération $T = 75K$. On peut observer que, lorsque l'épaisseur du patch croit, la fréquence de résonance augmente rapidement jusqu'à ce que l'épaisseur t atteigne λ_0 , loin de cette valeur la variation de la fréquence devient moins importante.

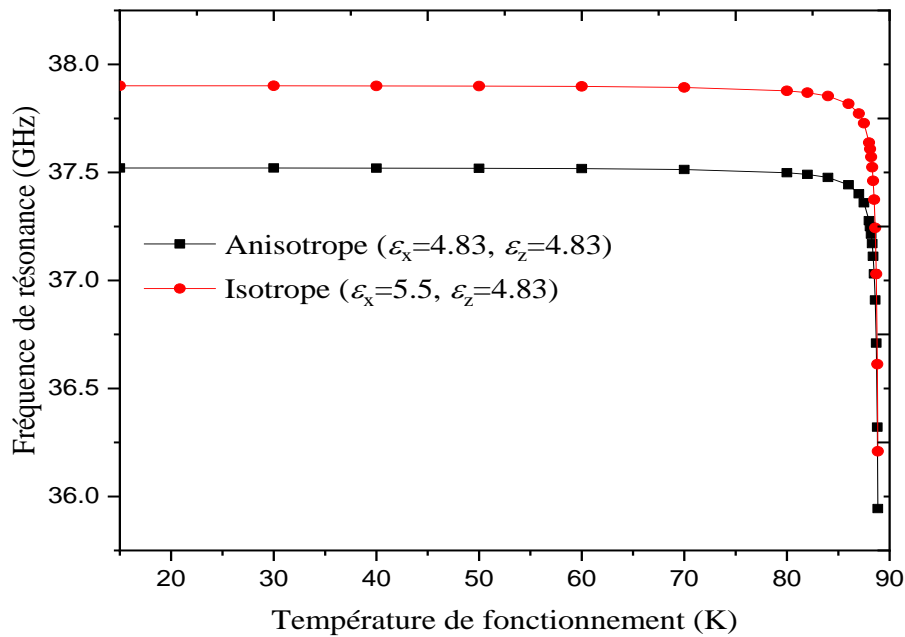


Figure IV.9. Variation de la fréquence de résonance d'une antenne rectangulaire-H supraconductrice imprimée sur des substrats isotropes et anisotropes en fonction de la température de fonctionnement $h = 250 \mu\text{m}$, $L = 985 \text{ nm}$, $W = 1625 \text{ nm}$, $s = 700 \text{ nm}$, $d = 700 \text{ nm}$, $t = 200 \text{ nm}$, $\lambda_0 = 160 \text{ nm}$, $T_c = 89 \text{ K}$.

La Figure IV.9 présente la variation de la fréquence de résonance d'une antenne rectangulaire-H supraconductrice imprimée sur des substrats isotropes et anisotropes en fonction de la température de fonctionnement.

L'influence de l'anisotropie uniaxiale dans le substrat sur la fréquence de résonance d'une antenne microruban rectangulaire-H diminue avec l'augmentation de la température de fonctionnement.

Dans cette figure, les résultats obtenus pour les fréquences de résonance sur un substrat anisotrope ($\epsilon_x = 4.83, \epsilon_z = 4.83$) sont comparés avec ceux qui seraient obtenus sur un substrat isotrope ($\epsilon_x = 5.5, \epsilon_z = 4.83$). Il est observé que lorsque ϵ_x est changée alors que ϵ_z reste constante, l'influence de l'anisotropie uniaxiale dans le substrat sur la fréquence de résonance d'une antenne microruban H diminue pour les valeurs de température proches de la température critique ($T_c = 89 \text{ K}$).

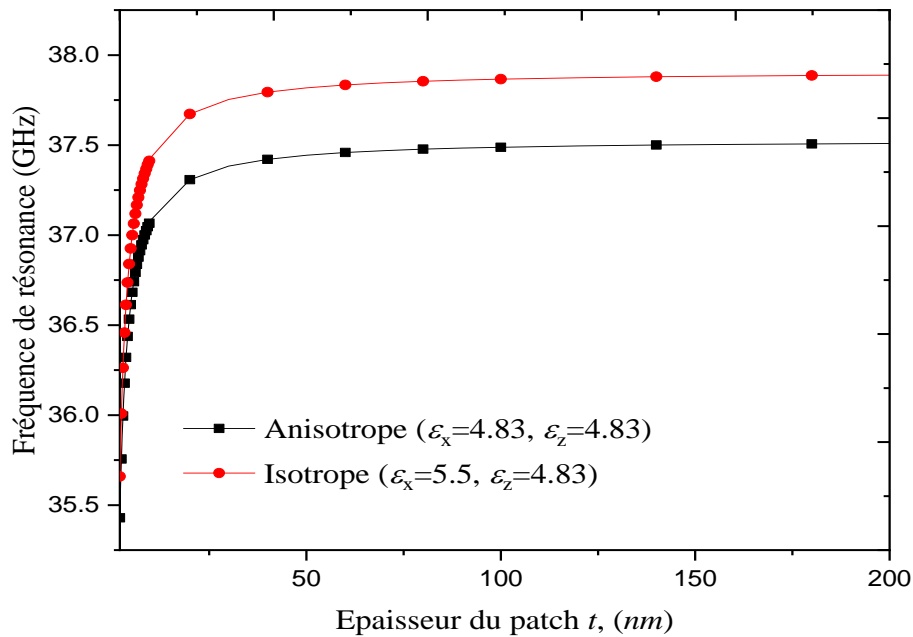
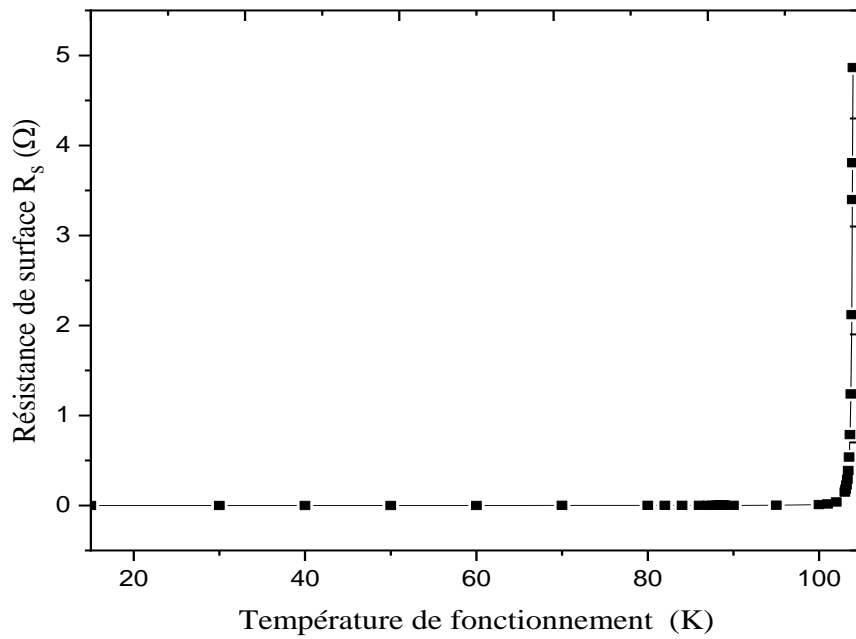


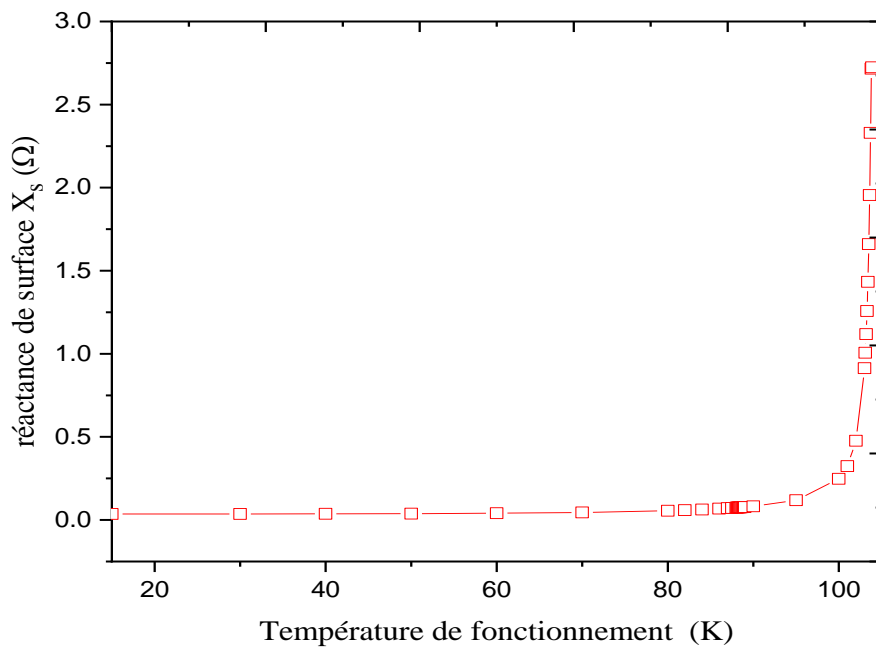
Figure IV.10. Variation de la fréquence de résonance d'une antenne rectangulaire-H supraconductrice imprimée sur des substrats isotropes et anisotropes en fonction l'épaisseur du patch supraconducteur ; avec les mêmes paramètres de la Figure VI.11, avec $T = 75 K$.

La variation de la fréquence de résonance d'une antenne rectangulaire-H supraconductrice imprimée sur des substrats isotropes et anisotropes en fonction l'épaisseur du patch supraconducteur est présentée sur la figure IV.10 dont les paramètres de l'antenne sont identiques à ceux utilisés dans la Figure IV.9 avec une température de fonctionnement $T = 75 K$. On observe que la fréquence de résonance augmente avec l'augmentation de l'épaisseur du patch supraconducteur t .

Par conséquent, l'anisotropie a un effet plus significatif sur la fréquence de résonances. Finalement, il est important de noter que l'effet de l'anisotropie augmente avec l'augmentation de l'épaisseur du patch supraconducteur t .



(a)



(b)

Figure IV.11. Dépendance en température de l'impédance de surface d'une antenne supraconducteur de forme H ; $h = 200 \mu m$, $L = 1320 nm$, $W = 1625 nm$, $s = 700 nm$, $d = 700 nm$, $t = 200 nm$, $\lambda_0 = 180 nm$, $T_c = 104 K$, $(\epsilon_x = 9.4, \epsilon_z = 11.6)$.

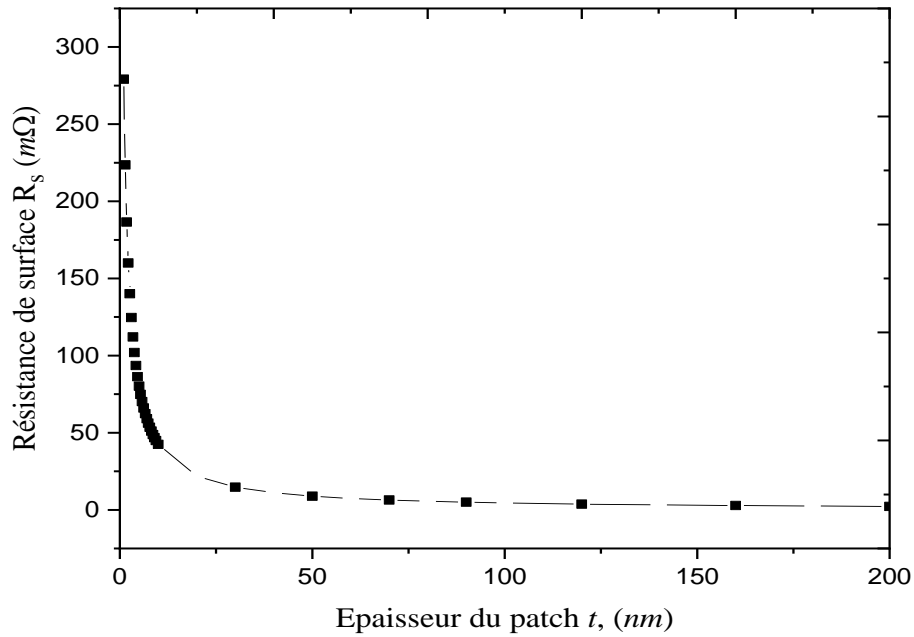
Figure IV.11 (a) présente la résistance de surface R_s d'une antenne supraconductrice de forme H avec par les paramètres : $L = 1320 \text{ nm}$, $W = 1625 \text{ nm}$, $d = 700 \text{ nm}$, $s = 700 \text{ nm}$, $t = 200 \text{ nm}$ et d'épaisseur $h = 200 \mu\text{m}$.

On constate tout d'abord la résistance de surface R_s sur un substrat anisotrope ($\epsilon_x = 9.4, \epsilon_z = 11.6$), les valeurs de résistance de la surface restent stables en valeur 10K jusqu'à température critique ($T_C = 104K$), elles augmentent rapidement.

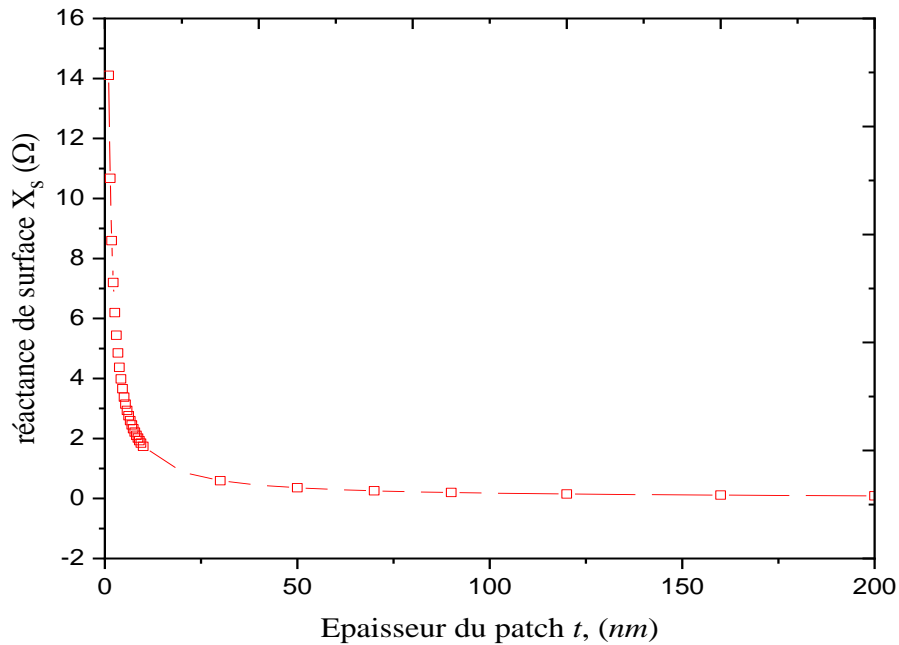
La figure IV.11(b) présente la réactance de surface X_s par les mêmes paramètres de Figure IV.11 (a), on constate que la réactance augmente lentement jusqu'à ce qu'il atteigne son apogée sur une température critique ($T_C = 104K$).

Figure IV.12 Nous présentons la dépendance en température de la résistance de surface (a) et de la réactance de surface (b) d'une antenne supraconductrice de forme H, la plaque rectangulaire-H de longueur $L = 1320 \text{ nm}$ et de largeur $W = 1625 \text{ nm}$ est à base d'un matériau supraconducteur caractérisé par $\lambda_0 = 180 \text{ nm}$, et $T = 90K$ et imprimé sur un substrat diélectrique d'épaisseur $h = 200 \mu\text{m}$ et de permittivité ($\epsilon_x = 9.4, \epsilon_z = 11.6$). Concernant les résultats la résistance de surface R_s en fonction de l'épaisseur t du patch sont illustrés dans la figure IV.12 (a). On observe que lorsque l'épaisseur t du patch croit, la résistance de surface (R_s) diminue rapidement jusqu'à ce que l'épaisseur t atteigne la valeur de profondeur de pénétration λ_0 et la courbe reste stable au voisinage de la valeur zéro.

Ensuite, les résultats concernant la réactance de surface X_s en fonction de l'épaisseur t du patch sont illustrés dans la figure IV.12 (b). Il relève en outre que la valeur de réactance de surface X_s diminue lentement à l'augmentation des valeurs de l'épaisseur t .



(a)



(b)

Figure IV.12. Dépendance en température de la résistance de surface (a) et de la réactance de surface (b) d'une antenne supraconductrice de forme H ; $h = 200 \mu\text{m}$, $L = 1320 \text{nm}$, $W = 1625 \text{nm}$, $s = 700 \text{nm}$, $d = 700 \text{nm}$, $T = 90 \text{K}$, $\lambda_0 = 180 \text{nm}$, $T_c = 104 \text{K}$, $(\varepsilon_x = 9.4, \varepsilon_z = 11.6)$.

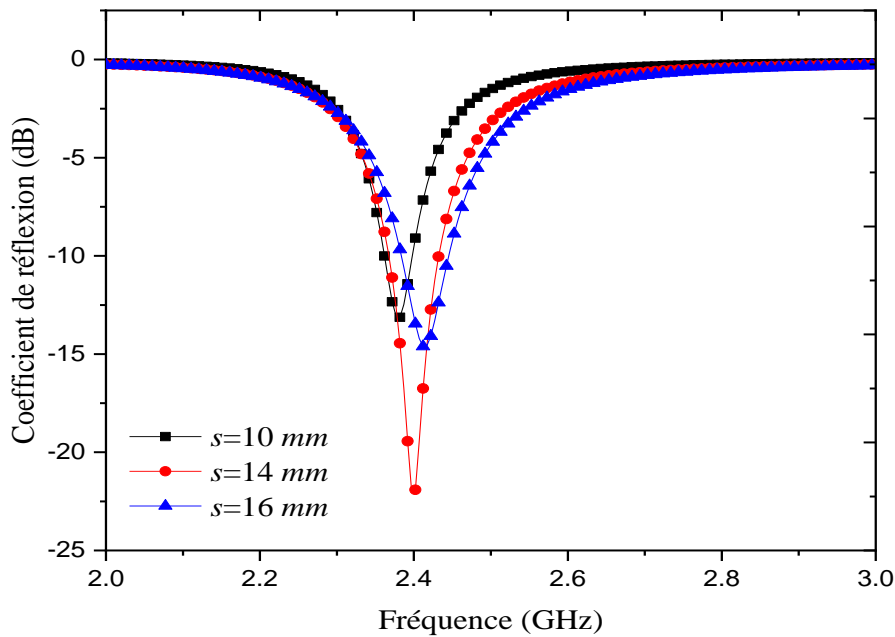


Figure IV.13. Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une antenne rectangulaire-H pour différentes tailles de fente s ; $L = 30\text{ mm}$, $W = 30\text{ mm}$, $d = 6\text{ mm}$, $h = 1.06\text{ mm}$, $\varepsilon_r = 2.4$.

La figure IV.13, présente le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une antenne rectangulaire-H pour différentes tailles de fente s avec un matériau ayant les paramètres : $L = 30\text{ mm}$, $W = 30\text{ mm}$, $d = 6\text{ mm}$, $h = 1.06\text{ mm}$, et permittivité relative $\varepsilon_r = 2.4$. D'après cette figure, nous constatons que à la fréquence 2.4 GHz le coefficient de réflexion est diminué jusqu'à -22.5 dB et juste après la valeur de 2.4 GHz il relevée d'augmenter et reste stable au zéro.

Cette figure montre aussi que, l'effet de la taille de fente s du patch sur la variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence est très sensible. Donc, une petite variation de la taille de fente entraine une modification de la bande passante de l'antenne rectangulaire de forme H.

Figure IV.14 montre le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une antenne rectangulaire-H pour différentes tailles de fente d .

On constate que, les fréquences de résonance augmentent avec l'augmentation de la taille de fente d . Pour une taille de fente d égale à 4 mm correspond à une la fréquence 2.68 GHz , et pour la taille $d = 6\text{ mm}$ la fréquence est de 2.4 GHz . Nous pouvons noter également, qu'un décalage vers la fréquence désirée est obtenu en diminuant la taille de fente d .

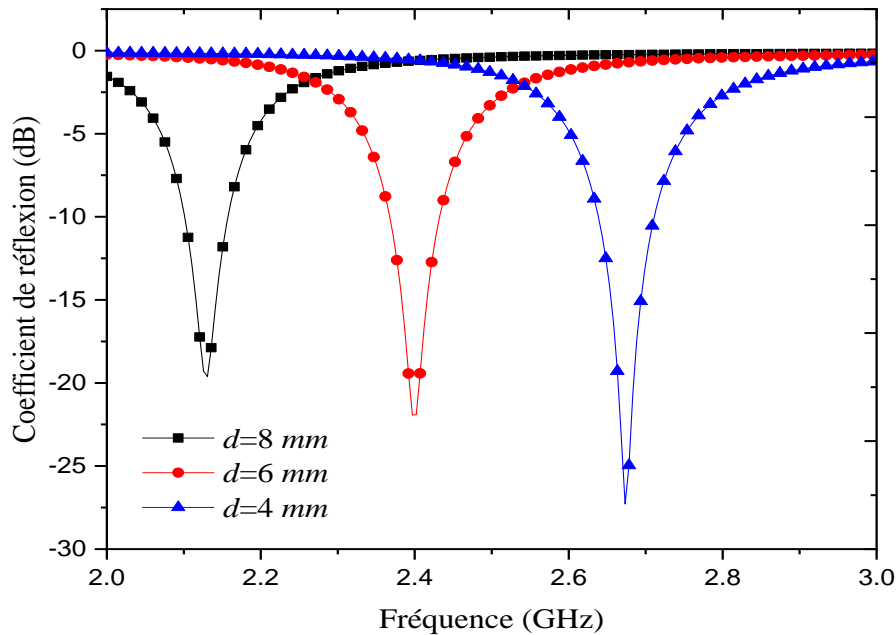


Figure IV.14. Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une antenne rectangulaire-H pour différentes tailles de fente d ; $L = 30\text{ mm}$, $W = 30\text{ mm}$, $s = 14\text{ mm}$, $h = 1.06\text{ mm}$, $\varepsilon_r = 2.4$.

Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une antenne rectangulaire-H imprimée sur des substrats isotropes et anisotropes est montré sur la figure IV.15 pour les paramètres $L = 30\text{ mm}$, $W = 30\text{ mm}$, $s = 14\text{ mm}$, $h = 1.06\text{ mm}$, $d = 6\text{ mm}$. Pour le cas anisotrope ($\varepsilon_x = 3.6$, $\varepsilon_z = 2.4$).

Notez que, à partir de la figure IV.15, on observe que les fréquences de résonance augmentent si on considère que le substrat de l'antenne est isotrope, mais avec une bande passante relativement étroite par rapport aux résultats si on considère que le substrat est anisotrope (positive et négative). Par conséquent, une amélioration de la bande passante peut être ajustée en utilisant des substrats anisotropes.

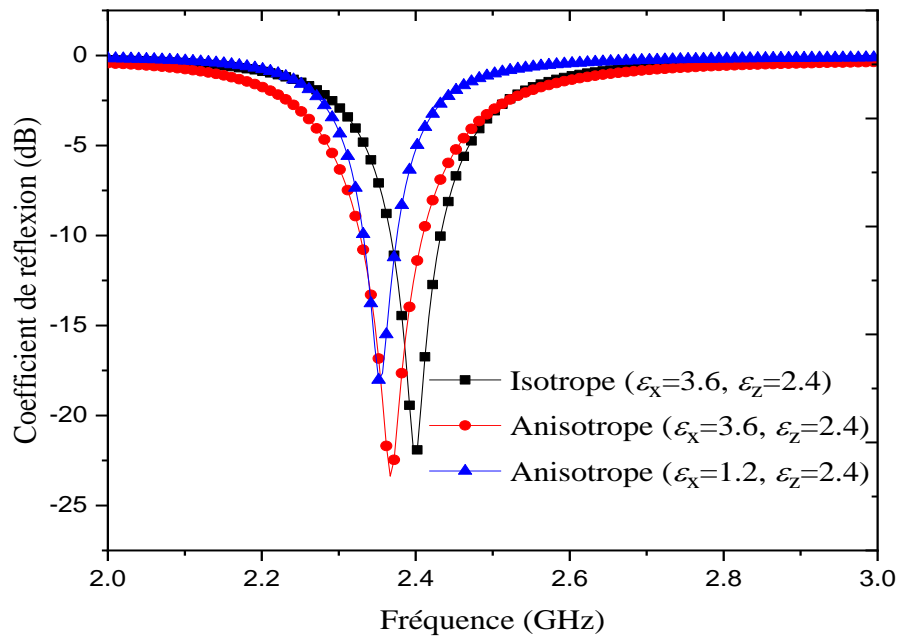
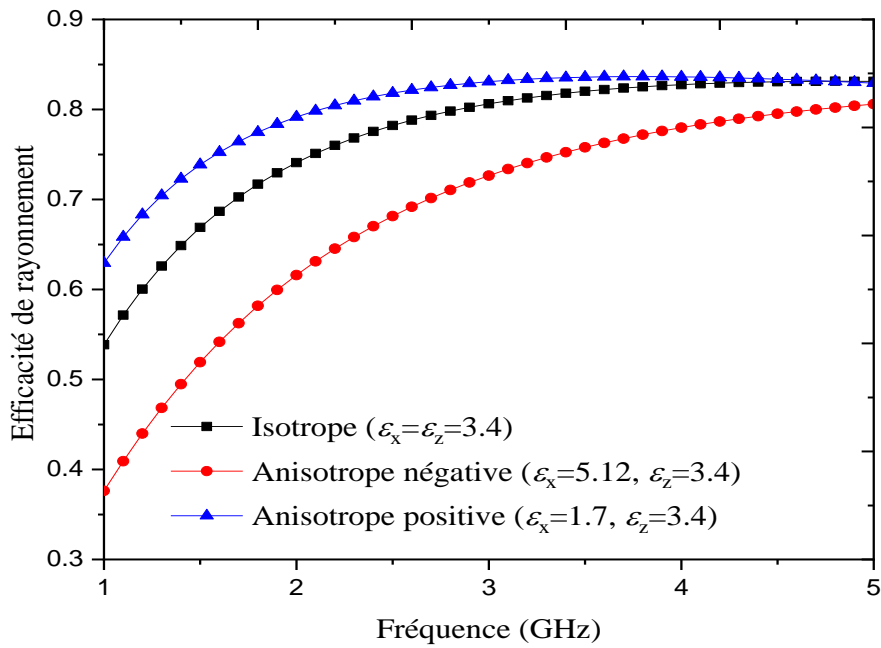


Figure IV.15. Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'une antenne rectangulaire-H imprimée sur des substrats isotropes et anisotropes ; $L = 30\text{ mm}$, $W = 30\text{ mm}$, $s = 14\text{ mm}$, $h = 1.06\text{ mm}$, $d = 6\text{ mm}$.

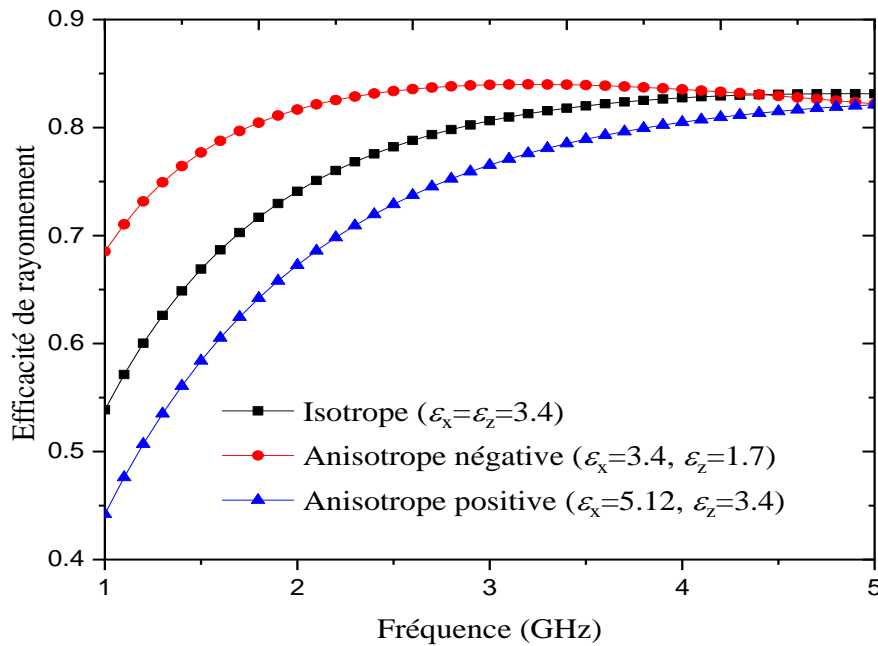
Figure IV.16 nous présentons l'efficacité de l'antenne H en fonction de la fréquence de résonance, lorsque ϵ_x change est illustré dans figure IV.16 (a), et lorsque ϵ_x change comme illustré dans Figure IV.16 (b).

Dans la figure IV.16 (a), nous présentons l'influence de l'anisotropie uniaxiale pour le cas isotrope ($\epsilon_x = \epsilon_z = 3.4$), le cas de l'anisotropie négative ($\epsilon_x = 3.4, \epsilon_z = 1.7$) et le cas de l'anisotropie positive ($\epsilon_x = 5.12, \epsilon_z = 3.4$) sont considérés. Nous observons pour le cas anisotropie positive l'efficacité de rayonnement augmente de manière autonome avec l'augmentation de la fréquence de résonance par rapport aux deux cas de l'anisotropie négative et l'isotrope.

Dans la figure IV.16 (b), nous présentons l'influence de l'anisotropie uniaxiale pour le cas isotrope ($\epsilon_x = \epsilon_z = 3.4$), le cas de l'anisotropie négative ($\epsilon_x = 3.4, \epsilon_z = 1.7$) et le cas de l'anisotropie positive ($\epsilon_x = 5.12, \epsilon_z = 3.4$) sont considérés.



(a)



(b)

Figure IV.16. Efficacité de l'antenne H en fonction de la fréquence de résonance, lorsque ϵ_x change (a), et lorsque ϵ_z change (b) ; $L = 24 \text{ mm}$, $W = 26 \text{ mm}$, $s = 10 \text{ mm}$, $h = 1.06 \text{ mm}$, $d = 12 \text{ mm}$.

Nous observons que l'augmentation de la constante diélectrique ϵ_z entraîne une augmentation de l'efficacité, donc nous pouvons dire que l'antenne imprimée supraconductrice peut donner une efficacité supérieure en onde millimétrique.

IV.4. Conclusion

Dans le présent chapitre une procédure générale est appropriée pour la modélisation et la conception d'antenne rectangulaire microbande compacte de forme H imprimé sur un substrat anisotrope en utilisant la méthode de la cavité modifiée. L'influence des différents résultats numériques et théoriques obtenus via la méthode de cavité sont validés par comparaison avec les résultats de la simulation par le logiciel HFSS, et un bon accord a été trouvé. Les résultats théoriques obtenus montrent que la fréquence de résonance diminue de façon monotone avec l'augmentation de l'épaisseur du substrat, la diminution étant plus grande pour une grande permittivité du substrat. En outre, nous avons montré que la bande passante augmente avec l'augmentation de l'épaisseur du substrat l'augmentation étant plus grande pour une grande permittivité du substrat. Notons que le changement considérable dans la fréquence de résonance et la bande passante à des températures proches de T_c peut être attribué au changement dans la profondeur de pénétration magnétique de L'YBCO et TBBCO. Encore on parle que l'anisotropie a un effet plus significatif sur les résonances inférieures que sur les résonances supérieures, et qu'un décalage vers la fréquence désirée est obtenu en diminuant la taille de fente d et en augmentant la taille de fente s . Nous discutons en fin, l'influence de l'anisotropie uniaxiale sur le coefficient de réflexion et la bande passante est significative d'autant plus que le substrat devient épais.

IV.5. Références bibliographiques

- [1] Chen, Z. N., & Chia, M. Y. W., '*Broadband planar antennas: design and applications*'. John Wiley & Sons, 2006.
- [2] Fusco, V. F., '*Teoria e técnicas de antenas: princípios e prática*'. Bookman Editora.
- [3] Balanis, C. A., '*Antenna theory analysis and design*', John Wiley & Sons, 2005.

- [4] Palanisamy, V., & Garg, R. 'Rectangular ring and H-shaped microstrip antennas', *Electronics Letters*, 21(19), 874-876, 1985.
- [5] Mhamdi, A., Bedra, S., Bedra, R., & Benkouada, S., 'CAD cavity model analysis of high Tc superconducting rectangular patch printed on anisotropic substrates', *IEEE 5th International Conference on Electrical Engineering-Boumerdes (ICEE-B)*, (pp. 1-4), 2017.
- [6] Bedra, R., Bedra, S., & Fortaki, T., 'Analysis of elliptical-disk microstrip patch printed on isotropic or anisotropic substrate materials'. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 8(2), 251-255, 2016.
- [7] Ustun, Deniz et Tokas, Feyza. 'Surrogate-based computational analysis and design for H-shaped microstrip antenna'. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 2021, vol. 35, no 1, p. 71-82.
- [8] Akadagli, Ali, Kayabasi, Ahmet, et Develi, Ibrahim. 'Computing resonant frequency of C-shaped compact microstrip antennas by using ANFIS'. *International Journal of Electronics*, vol. 102, no 3, p. 407-417, 2015.
- [9] Gao S-C, Li L-W, Leong M-S, et al. 'Analysis of an H-shaped patch antenna by using the FDTD method'. *Prog Electromagn Res.*;34:165–187, 2001.
- [10] Sheta AF, Mohra A, Mahmoud SF. 'Multi-band operation of a compact H-shaped microstrip antenna'. *Microw Opt Technol Lett.*;35:363–367, 2002.
- [11] Toktas A. 'Calculating the resonant frequency of H-shaped microstrip antennas by using differential evolution algorithm', master's thesis, *Inst Nat Appl Sci*. Mersin University. 2009.

Conclusion Générale

Conclusion générale

La recherche rapportée dans notre travail consiste à étudier le développement et l'amélioration des performances des antennes microbandes parfaitement conductrices ou supraconductrices de forme rectangulaire-H. Depuis des décennies, les antennes microruban ont été largement étudiées expérimentalement, analytiquement et numériquement. Beaucoup des méthodes numériques fournissent aux ingénieurs et aux chercheurs des outils analytiques et ces antennes sont conçues depuis plusieurs années. Ces méthodes, aux différents niveaux complexité, souffrent d'un problème majeur qui consiste leurs limites d'utilisation, soit pour des structures électriquement minces seulement ou électriquement épaisses, et exigent des efforts informatiques énormément différents. Pour surmonter toutes ces limitations, une nouvelle approche de la modélisation d'antenne microruban est appliquée dans ce travail, cette approche basée sur la méthode de cavité simple est utilisée pour l'analyse des antennes microrubans compacts de forme H, une forme choisie telle qu'elle importance inhérente, aussi parce qu'il est largement répondu comme élément dans les réseaux d'antenne. Néanmoins, nous avons montré que les méthodes développées donnent des résultats très proches de ceux de la mesure.

Dans un premier temps, nous avons rappelé 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 et les différentes méthodes d'analyse.

Dans le deuxième chapitre, et afin de démontrer la possibilité de modéliser et concevoir des antennes supraconductrices imprimées sur des substrats anisotropes. Nous avons présenté dans ce chapitre une nouvelle approche pour améliorer les performances caractéristiques des antennes microbandes. Pour cela, nous avons effectué une modélisation simple basée sur les connaissances électromagnétiques et la méthode de la cavité simple. Cette approche mixte prend en compte les propriétés physiques du matériau ainsi que les paramètres géométriques de l'antenne microbande supraconductrice.

Les antennes microbandes supraconductrices à haute température critique ont montré une supériorité signifiante relativement aux antennes microbandes fabriquées avec des

conducteurs normaux tels que l'or, l'argent et le cuivre en raison des avantages des supraconducteurs [5]. 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.

La présentation de la méthode de cavité modifiée simple permettant la caractérisation électromagnétique des antennes microbandes compactes possédant une forme H. Cette méthode est basée sur certaines suppositions physiques qui aboutissent généralement à des formules simples. Les antennes microbandes compactes de formes variées sont cruciales pour la communication mobile, elles prennent beaucoup d'attention de nos jours et des études liés à l'analyse et la conception sur eux ont été augmentant de jour en jour.

On exploite le modèle obtenu pour étudier l'influence et la variation des différentes paramètres physiques et géométriques des antennes microbandes compactes sur la fréquence des résonances dans le dernier chapitre. Le modèle de cavité simple a été validé par comparaison de nos résultats numériques avec les données de la littérature.

Les résultats obtenus ont montré que pour prédire les variations de la fréquence de résonance pour le cas d'un substrat anisotrope, il est nécessaire de considérer à la fois la variation de ϵ_x et ϵ_z , et pas seulement le rapport d'anisotropie ϵ_x / ϵ_z . D'autres résultats ont indiqué que la permittivité ϵ_z le long de l'axe optique est le facteur le plus pondérant dans la détermination de la fréquence de résonance. L'effet de la permittivité ϵ_x sur la fréquence de résonance augmente avec l'augmentation de l'épaisseur du substrat.

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.

A travers un examen consciencieux de l'influence des différentes paramètres physiques et géométriques des antennes compactes, nous avons tiré les conclusions suivantes :

Les principaux résultats obtenus montrent que :

- La dépendance de la fréquence de résonance est plus significative lorsqu'en change les permittivités et pour des épaisseurs élevées du substrat.
- La fréquence de résonance est liée directement avec les paramètres physiques de l'antenne tels que :
 - L'épaisseur et la permittivité du substrat $h, \varepsilon_x, \varepsilon_z$,
 - La longueur et la largeur du patch L, W ,
 - La longueur et la largeur de fente du patch s, d .
- Les résultats concernant la fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur du patch H supraconducteur anisotrope montrent que la fréquence de résonance diminue 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.
- L'augmentation de température de fonctionnement jusqu'aux valeurs voisines de température critique T_c cause une augmentation de La résistance et la réactance de la surface.

Le travail présenté dans ce manuscrit a illustré que l'utilisation d'un patch supraconducteur de forme rectangulaire-H 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] Bedra, S. 'Evaluation analytique et numérique des caractéristiques électromagnétiques des structures microbandes ouvertes', Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2015.
- [2] Tighilt, Y., ' Identification des antennes microbandes multicouches par la méthode des réseaux de neurones', Thèse de Doctorat, Université de Sétif, 2011.
- [3] Benkouda, S. ' Contribution à l'étude des problèmes de caractérisation des antennes microrubans à plaques rayonnantes parfaitement conductrices et supraconductrices', Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2011.

- [4] Aissaoui, C., ‘ Contribution à l’analyse des antennes microbandes avec excitation par la méthode du domaine spectral-Application à un réseau d’antennes microbandes’, These de Doctorat, Université de Constantine, 2017.
- [5] Fortaki, T. ‘Contribution à l’étude des problèmes de caractérisation des antennes microbandes multicouches sans et avec ouvertures dans les plans de masse’., Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2004.

الملخص

يهدف هذا العمل إلى اقتراح نمذجة وتصميم هوائيات ذات شريط مدقق ذات أشكال H مصنوعة من نواقل عادية واخري فائقة الناقلية باستخدام نموذج التجويف البسيط القائم على المعرفة الكهرومغناطيسية. تم اختيار هذه الطريقة لأنها، على عكس الأساليب الصارمة، توفر فهمًا نوعيًا بالإضافة إلى أنها تتطلب تطورات رياضية قصيرة نسبيًا. يتم تحديد ودراسة الرنين ونمط الإشعاع كدالة في المعلمات الكهربائية والفيزيائية للهوائي مع مراعاة تباين أحادي المحور في العزل الكهربائي. تمت دراسة ومقارنة النتائج العددية لكل بنية بالبيانات النظرية والتجريبية الواردة في المراجع. تظهر النتائج المحسوبة توافقًا جيدًا إلى حد ما مع النتائج المقاسة.

كلمات مفتاحية- هوائيات ذات شريط مدقق فائقة التوصيل؛ نمذجة وتصميم؛ درجة حرارة حرجة؛ تردد الرنين، ظاهرة الرنين؛ تباين احادي المحور في العزل الكهربائي.

Abstract

The main objective of this work is to propose general modeling and design of compact microstrip antennas of H-shapes based on perfectly conducting and superconducting patches using the simple cavity model based on electromagnetic knowledge. This method is chosen because, unlike rigorous methods, it provides a qualitative understanding and requires relatively short mathematical developments. A parametric study is conducted to quantify the influence of certain electrical and physical parameters on antenna performance, taking into account the uniaxial anisotropy in the dielectric. The numerical results of each structure are compared with theoretical and experimental data reported in the open literature. The calculated results show a fairly good agreement with the measured results.

Keywords- *Superconducting Microstrip Antennas; Modeling & Design; Critical Temperature ; Resonance Frequency; Anisotropic Substrates.*

Résumé

L'objectif de ce mémoire est de proposer une modélisation et conception générale des antennes microbandes compactes de formes H, à base de patches parfaitement conducteurs et supraconducteurs utilisant le modèle de cavité simple basé sur les connaissances électromagnétiques. Cette méthode est choisie puisque, contrairement aux méthodes rigoureuses, elle fournit une compréhension qualitative en plus de requérir des développements mathématiques relativement courts. Des résultats numériques sont présentés pour le mode fondamental. Une étude paramétrique est menée pour quantifier l'influence de certains paramètres électriques et physiques sur les performances de l'antenne en tenant compte de l'anisotropie uniaxiale dans le diélectrique. Les résultats numériques de chaque structure sont comparés aux données théoriques et expérimentales reportées dans la littérature ouverte. Les résultats calculés montrent un assez bon accord avec les résultats mesurés.

Mots Clés- *H- Antennes Supraconducteurs ; ; Modélisation & Conception; Température Critique ; Fréquence de résonance ; Substrats Anisotropes.*