

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE : TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT : ELECTRONIQUE  
N° :2018/Sys TLC06/87



DOMAINE : SCIENCES ET  
TECHNOLOGIE  
FILIERE : TELECOMMUNICATIONS  
OPTION : SYSTEMES DES  
TELECOMMUNICATIONS

Mémoire présenté pour l'obtention  
Du diplôme de Master Académique

Par : - MESSALI Haoua Lamia

Intitulé

**Etude d'une antenne microbande  
supraconductrice en présence d'une ouverture  
dans le plan de masse.**

Soutenu devant les jurys composé de :

<b>Dr. KHADROUCHE Djamel</b>	Université de M'sila	Président
<b>Dr. DJOUANE Lotfi</b>	Université de M'sila	Rapporteur
<b>Dr. BOUKHANNOUFA Nabil</b>	Université de M'sila	Examineur

**Année universitaire : 2017/2018**

# **Remerciement**

*Je remercie tout d'abord le bon DIEU qui m'a donné le courage et la volonté  
d'achever ce travail*

*Je tiens à exprimer mes remerciements en premier lieu à Dr. Lotfi DJOUANE,  
pour avoir encadré et dirigé ce travail avec une grande rigueur scientifique.*

*Pour la confiance qu'il m'a témoigné depuis le début et pour son soutien tout  
au long de la réalisation de ce projet. C'est à la fois un privilège et une  
expérience exceptionnelle d'avoir pu bénéficier de ses conseils.*

*Mes vifs remerciements s'adressent également aux membres jury d'avoir  
acceptés d'examinée ce travail.*

*Mes sincères remerciements vont a tous les enseignants qui mon  
accompagniez durant ma formation.*

*J'exprime ma reconnaissance a tous mes collègues de master en système  
télécommunication et tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à  
accomplir ce modeste travail.*

# Dédicace

*Que le bon dieu me donne la puissance de vous rendre au moins une partie de ce que vous m'aviez donné.*

*A mon cher père : qui m'a toujours soutenu, qui a sacrifié sa vie pour notre bien, qui s'est privé de tous pour répondre à nos besoins.*

*A ma chère mère : Celle qui m'a donné la vie, à la lumière de mon âme, qui s'est sacrifiée pour mon bonheur et ma réussite, merci pour votre présence dans les moments qui m'étaient les plus difficiles, je vous aime plus que moi  
maman.*

*A mon adorable sœur, les mots ne suffisent guère pour exprimer l'attachement, l'amour et l'affection que je port pour toi mon ange, je te souhaite une vie pleine de bonheur.*

*A mes chers frères aucune dédicace ne pourrait être assez éloquente pour exprimer ce que vous méritez, je vous souhaite un avenir plein de santé, de bonheur de réussite et de sérénité.*

*A mes amies, mes très chères amies Samia, Bouchra, Amel et Zohra je ne trouve pas des mots suffisants pour vous remercier et pour exprimer l'amour et la fidélité que je vous porte. Que le grand dieu garde notre forte relation jusqu'à l'infinie.*

<b>Introduction générale .....</b>	<b>01</b>
<b>Chapitre I : Généralités sur les antennes microbandes .....</b>	<b>03</b>
1.1. Introduction.....	03
1.2. Description d'une antenne microbande.....	04
1.2.1. Les différentes formes d'une antenne microbande .....	05
1.2.2. Les substrats.....	06
1.2.2.1. Les matériaux diélectriques utilisés.....	07
1.3. Techniques d'excitations d'une antenne microbande .....	07
1.3.1. Alimentation par contacte (directe).....	08
1.3.1.1. Alimentation par ligne microbande .....	08
1.3.1.2. Alimentation par câble coaxial.....	08
1.3.2. Alimentation par couplage (sans contacte) .....	09
1.3.2.1. Alimentation fente (ouverture) .....	09
1.3.2.2. Alimentation par couplage de proximité .....	09
1.4. Mécanismes de rayonnement de l'antenne patch.....	11
1.5. Polarisation.....	12
1.6. Méthodes d'analyse.....	12
1.6.1. Méthode approximatives (analytiques) .....	12
1.6.1.1. Model de la ligne de transmission.....	12
1.6.1.2. Model de la cavité.....	13
1.6.2. Méthode numérique.....	13
1.6.2.1. Méthode des éléments finis .....	14
1.6.2.2. Méthodes des différences finies.....	14
1.6.2.3. Méthode TLM.....	14
1.6.2.4. Méthode des moments.....	15
1.7. Avantages et inconvénients .....	15
1.8. Application.....	16
1.9. Conclusion.....	17
<b>Chapitre II : la supraconductivité .....</b>	<b>18</b>
2.1. Introduction.....	19
2.2. Historique de la supraconductivité.....	19
2.3. La supraconductivité définition.....	20
2.3.1. Les paramètres critiques.....	20
2.3.2. Caractéristiques des supraconducteurs .....	21
2.4. Comportement magnétique des supraconducteurs.....	21
2.4.1. Origine de la lévitation .....	22
2.4.2. Effet de Meissner .....	22
2.4.3. Effets de Cohérence .....	23
2.5. Comportement électrique des supraconducteurs.....	23
2.6. Classification des supraconducteurs .....	24
2.6.1. Supraconducteurs de type I .....	24
2.6.2. Supraconducteurs de type II .....	25
2.7. Théories de la supraconductivité .....	27
2.7.1. Théorie BCS .....	27
2.7.2. La théorie des frères London.....	28
2.8. Application de la supraconductivité.....	29
2.9. Conclusion .....	31
<b>Chapitre III : Mise en équation du problème et résultats.....</b>	<b>32</b>
3.1. Introduction .....	33

3.2. Présentation de la structure étudiée .....	33
3.3. Comparaison.....	39
3.4. Influence de la température du travail sur la fréquence de résonance.....	40
3.5. Influence de l'épaisseur de la couche ajoutée sur la fréquence de résonance.....	42
3.6. Influence de l'ouverture dans le plan de masse sur la fréquence de résonance et sur la fréquence imaginaire.....	47
3.7. Conclusion.....	49
<b>Conclusion général .....</b>	<b>51</b>
<b>Références bibliographique .....</b>	<b>52</b>
<b>Résumé</b>	

<b>Figure 1.1:</b> Structure typique d'une antenne microbande .....	5
<b>Figure 1.2:</b> Différentes formes d'antennes microbande.....	6
<b>Figure 1.3:</b> alimentation par ligne microbande.....	8
<b>Figure 1.4:</b> Alimentation par câble coaxial .....	8
<b>Figure 1.5:</b> Alimentation par fente.....	9
<b>Figure 1.6:</b> Alimentation par couplage de proximité.....	10
<b>Figure 1.7:</b> Distribution des charges et densité du courant sur une antenne microbande.....	11
<b>Figure 1.8:</b> Distribution de la composante verticale du champ électrique en mode fondamental.....	11
<b>Figure 1.9:</b> modèle de la cavité.....	13
<b>Figure 2.1:</b> la supraconductivité.....	20
<b>Figure 2.2:</b> Diamagnétisme parfait des supraconducteurs.....	21
<b>Figure 2.3:</b> diagramme de phase de lévitation.....	22
<b>Figure 2.4 :</b> Graphe représentant la valeur du champ magnétique critique en fonction de la température. SC : État supraconducteur résistivité nulle, N : État normal, M : Effet Meissner (typeI).....	24
<b>Figure 2.5 :</b> Graphe représentant la valeur du champ magnétique critique en fonction de la température. SC : État supraconducteur résistivité nul, N : État normal, M : Effet Meissner (type II).....	26
<b>Figure 2.6:</b> la théorie BCS.....	27
<b>Figure 3.1:</b> Structure géométrique d'un patch microbande rectangulaire sur un plan de masse rectangulaire a ouverture, avec une couche au-dessous .....	34
<b>Figure 3.2 :</b> La variation de la fréquence de résonance en fonction de la température du travail.....	41

---

<b>Figure 3.3:</b> La bande passante en fonction de la température du travail.....	42
<b>Figure 3.4:</b> le facteur de qualité en fonction de la température du travail.....	42
<b>Figure 3.5 :</b> fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur de la couche ajoutée, avec $Erf=10$ .....	43
<b>Figure 3.6 :</b> La fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur de la couche ajouter, avec $Erf=2.35$ .....	44
<b>Figure 3.7 :</b> la fréquence imaginaire en fonction de l'épaisseur de la couche ajouté pour $Erf=10$ .....	45
<b>Figure 3.8 :</b> la fréquence imaginaire en fonction de l'épaisseur de la couche ajouter, pour $Erf= 2.35$ .....	46
<b>Figure 3.9:</b> la fréquence de résonance en fonction de l'aire de l'ouverture. .....	47
<b>Figure 3.10 :</b> la variation dans la fréquence imaginaire en fonction de l'ouverture dans le plan de masse.....	48

<b>Tableau 1.1:</b> Comparaison des différentes techniques d'alimentation.....	10
<b>Tableau 2.1 :</b> quelques éléments supraconducteurs de type I.....	25
<b>Tableau 2.2 :</b> quelques matériaux supraconducteur de type II.....	26
<b>Tableau 3.1:</b> comparaison de la fréquence de résonance calculer avec celle présentée par richard et al [27] .....	39

# ***Introduction générale***

Le domaine des télécommunications a connu un progrès technologique au cours des dernières années grâce à la forte demande de la population et de l'industrie. Parmi les applications dans ce domaine qui ont attiré plus d'attentions sont les antennes. Elles sont des éléments indispensables pour assurer une opération d'émission ou de réception des ondes électromagnétiques dans l'atmosphère terrestre ou dans l'espace. Elles sont présentes dans tous les systèmes de communication sans fil.

Les antennes microbande sont populaires et suscitent un intérêt croissant dans les applications de recherche théorique et d'ingénierie en raison de leurs excellents avantages. Ces avantages incluent une petite taille, un poids léger, un faible coût de production, facilité d'intégration et de fabrication [1,3], En raison de la largeur de bande étroite inhérente de ce type d'antenne autour de leurs fréquences de résonance de fonctionnement, il est important de développer des algorithmes précis pour le calcul de ces fréquences de résonance [1].

Les supraconducteurs sont des matériaux qui peuvent transporter le courant électrique avec des pertes négligeables [4,5].

Les antennes sont l'une des principaux dispositifs des matériaux supraconducteurs à haute température (HTS). Ils montrent des performances et des caractéristiques supérieures aux dispositifs métalliques classiques, parmi ses performances on peut citer: faible pertes de puissance, la réduction et l'atténuation du niveau de bruit, outre le temps de propagation des signaux dans le circuit peut être considérablement réduit. Cela permet d'être utilisé dans plusieurs applications telles que les communications mobiles, les radars et les filtres. L'étude des caractéristiques de résonance des antennes microbande supraconductrices à haute température critique a d'abord été étudiée en utilisant le modèle de cavité [6].

L'objectif de ce mémoire est d'observer l'effet de la supraconductivité et l'ajouter d'une couche au-dessous de l'ouverture dans le plan de masse sur la bande passante, la fréquence de résonance et le facteur de qualité. Pour atteindre ses résultats on va varier dans l'épaisseur de la couche ajoutée, dans les dimensions de l'ouverture, et la température de travail. Le présent travail est réparti sur trois chapitres.

Dans le premier chapitre nous parlerons des généralités sur les antennes microbande leurs différentes formes les type d'excitation, méthodes d'analyse, leurs avantages et inconvénients. Dans ce mémoire nous utilisons la méthode des moments pour l'étude des caractéristiques de la fréquence de résonance des antennes microbande fabriquée à base des patchs parfaitement conducteurs et supraconducteurs, alimenté par couplage de proximité.

On s'intéresse dans le deuxième chapitre à la supraconductivité, sont historique les caractéristiques d'un matériau supraconducteur, les types de supraconducteurs et leurs applications.

Le dernier chapitre sera consacré à la mise en équation du problème. Et aussi de voir l'influence de la variation de l'épaisseur de la couche ajouter au-dessous de l'ouverture et les constant diélectriques, l'influence de la température de travail sur la fréquence de résonance la bande passante et le facteur de qualité.

***Chapitre 1:***  
***Généralités sur les***  
***antennes microbandes***

## 1.1. Introduction:

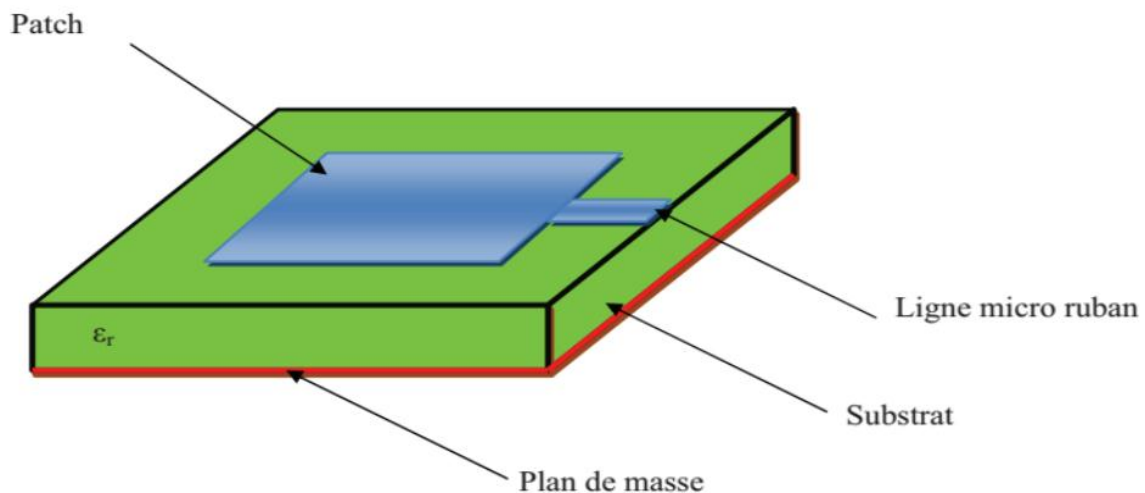
Les antennes microbandes, souvent appelées antennes micro rubans ou patches, sont largement utilisées dans la bande de fréquences micro-ondes.

Le concept d'antennes imprimées est apparu dans les années 1950, mais il faudra attendre les années 1970 pour voir apparaître les premières réalisations qui seront essentiellement réservées à des applications militaires, et les années 1990 pour un véritable passage au stade industriel.

Deux atouts majeurs vont entraîner un développement très important de ce type d'antenne : leur faible coût de réalisation, et leur capacité d'intégration. Elles sont aujourd'hui implantées dans de nombreux dispositifs électroniques et constituent le type d'antenne privilégié aux fréquences microondes dans les systèmes de communication intégrés modernes [7].

## 1.2. Description d'une antenne microbande:

Une antenne microruban (appelée microstrip ou microbande) est constituée d'une plaque métallique de forme quelconque, appelée élément rayonnant (patch), située sur la face supérieure d'un substrat diélectrique. On considère en général le conducteur comme étant parfait et d'épaisseur négligeable, et on trouve en dessous du substrat diélectrique le plan de masse (figure 1.1) [3].



**Figure 1.1:** Structure typique d'une antenne microbande.

### 1.2.1. Les différentes formes d'une antenne microbande:

L'antenne patch peut prendre plusieurs formes qui peuvent être rectangulaire, carré, circulaire ou simplement un dipôle. Ces formes sont les plus courantes car elles présentent une grande facilité d'analyse et de fabrication, mais également un diagramme de rayonnement très intéressant [9]. La figure suivante montre ses différentes formes:

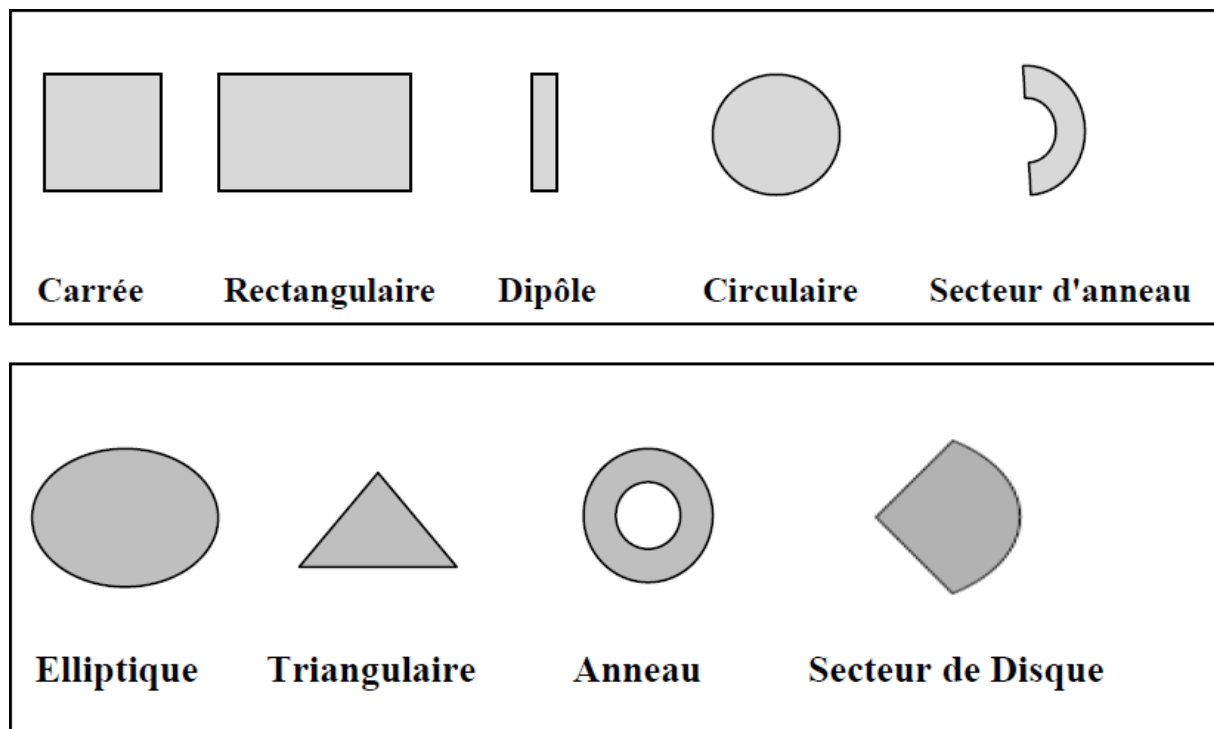


Figure 1.2: Différentes formes d'antennes microbande.

**Remarque:** Parmi toutes ses formes, l'élément rectangulaire est sans conteste le plus facile à appréhender pour la compréhension des mécanismes de rayonnement des antennes planaires.

### 1.2.2. Les Substrats:

Il existe une multitude de matériaux diélectriques pour les substrats. Les paramètres importants sont: le diélectrique ( $2 < \epsilon_r < 16$  dans la bande RF ou micro-ondes), les pertes dans le diélectrique qui sont représentés par une tangente ( $0,0001 < \delta < 0,06$ ) ou la partie imaginaire de la constante diélectrique et le cout. A cause de leur faible cout, leur facilité de fabrication et leurs bonnes surfaces d'adhésion, les plastiques sont couramment utilisés dans la bande RF, quoiqu'ils possèdent des coefficients de dilatation thermique larges, des

propriétés diélectriques médiocres, une stabilité faible en dimensions et une conductivité thermique faible en comparaison avec d'autres matériaux comme la céramique et le saphir.

Une autre considération à prendre en compte dans le choix du substrat est l'effet de la constante diélectrique sur les caractéristiques de radiation. Une grande constante diélectrique entraîne, généralement, une faible radiation des patches. Les substrats sont du type isotrope ou anisotrope. Un substrat isotrope est un substrat dont les propriétés sont identiques quelle que soit la direction d'observation. Le cas contraire s'appelle substrat anisotrope [10].

### **1.2.2.1. Les matériaux diélectriques utilisés:**

Le substrat joue un rôle double dans la technologie microbande. Il est à la fois un matériau diélectrique, où viennent se graver les circuits, et une pièce mécanique, car il supporte la structure. Cela implique des exigences à la fois sur le plan mécanique et électrique, parfois difficiles à concilier. D'épaisseur généralement faible devant la longueur d'onde de fonctionnement ( $h \ll \lambda_0$ ), le substrat diélectrique affecte le comportement et les performances électromagnétiques de l'antenne. On préfère souvent utiliser des substrats à faibles pertes diélectriques ( $\tan\delta < 10^{-3}$ ) qui favorisent le rendement de l'antenne et ceux à permittivité relative faible ( $\epsilon_r < 3$ ) qui améliorent le rayonnement tout en diminuant les pertes par ondes de surface pour une épaisseur donnée.

Les matériaux utilisés sont [10]: Les matériaux céramiques, les matériaux semi-conducteurs, les matériaux ferromagnétiques, les matériaux synthétiques.

### **1.3. Techniques d'excitations d'une antenne microbande:**

L'excitation est un point très important en étudiant des antennes imprimées. En effet, l'énergie est fournie à l'élément rayonnant d'une manière ou on peut influencer directement sur son rayonnement et modifier ses performances.

L'alimentation de l'antenne dépend de la manière dont l'antenne est intégrée dans le dispositif.

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

- Alimentation par contact (par sonde ou ligne micro ruban).
- Alimentation par proximité (couplage électromagnétique par ligne ou fente) [11].

### 1.3.1. Alimentation par contacte (directe):

#### 1.3.1.1. Alimentation par ligne microbande:

La ligne microbande d'alimentation constitue également un élément rayonnant mais dont la largeur est généralement très inférieure par rapport à celle du patch figure 1.3. Ce type d'alimentation est facile à mettre en œuvre et permet une adaptation d'impédance facile, par simple positionnement du point de contact. Par contre on a un rayonnement parasite qui peut devenir considérable [10].

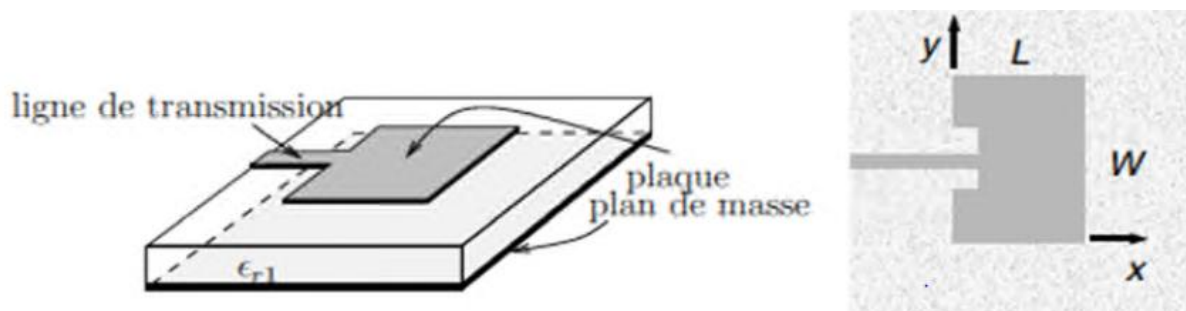


Figure 1.3: alimentation par ligne microbande.

#### 1.3.1.2. Alimentation par câble coaxial:

L'alimentation par câble coaxial où le conducteur intérieur est attaché au patch et le d'alimentation est facile à mettre en œuvre et à adapter, mais il offre une bande passante étroite et il est difficile à modéliser particulièrement pour des épaisseurs du substrat supérieure à  $0.02 \lambda$  [10].

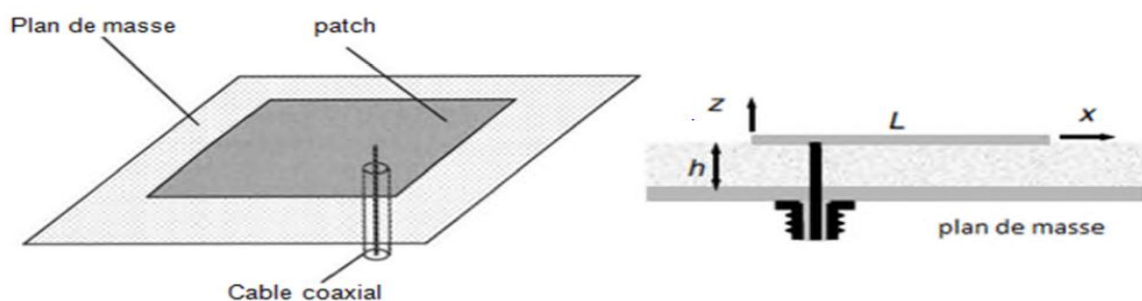
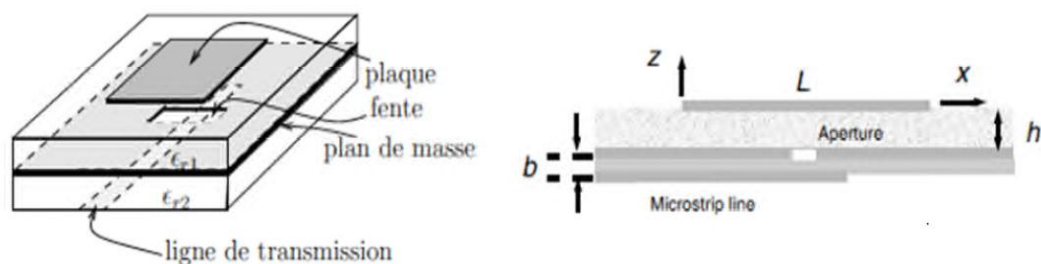


Figure 1.4: Alimentation par câble coaxial.

### 1.3.2. Alimentation par couplage (sans contact):

#### 1.3.2.1. Alimentation fente (ouverture):

L'alimentation par fente est difficile à mettre en œuvre de plus l'antenne résultante présente une bande passante étroite. Cependant il est facile à modéliser et présente un rayonnement parasite faible. Elle se compose de deux substrats diélectriques séparés par un plan de masse sur lequel est pratiquée une fente. La ligne d'alimentation se situe sur la face libre du substrat inférieur et l'élément rayonnant se trouve sur la face libre du substrat supérieur. Cette configuration permet une optimisation indépendante entre la ligne d'alimentation et l'élément rayonnant. En général, un diélectrique avec une permittivité élevée est utilisé pour les substrats inférieurs et un diélectrique épais avec une permittivité faible est utilisé pour les substrats supérieurs. Le plan de masse isole la ligne d'alimentation de l'élément rayonnant et limite l'interférence de l'élément parasite sur le diagramme de rayonnement et offre une plus grande pureté de polarisation [10].



**Figure 1.5:** Alimentation par fente.

#### 1.3.2.2. Alimentation par couplage de proximité:

Cette technique d'alimentation est connue également sous le nom de couplage électromagnétique. Deux substrats diélectriques sont employés tels que la ligne d'alimentation est située entre les deux substrats et le patch est imprimé sur le substrat supérieur comme il est montré à la figure 1.6. L'avantage principal de cette technique d'alimentation est qu'elle élimine le rayonnement parasite due à l'alimentation et fournit une largeur de bande très élevée (au-delà de 13%), en raison de l'augmentation globale de l'épaisseur de l'antenne microbande. Cette technique fournit également des choix entre deux milieux diélectriques différents, l'un pour le patch et l'autre pour la ligne d'alimentation afin d'optimiser les performances de l'antenne[17].

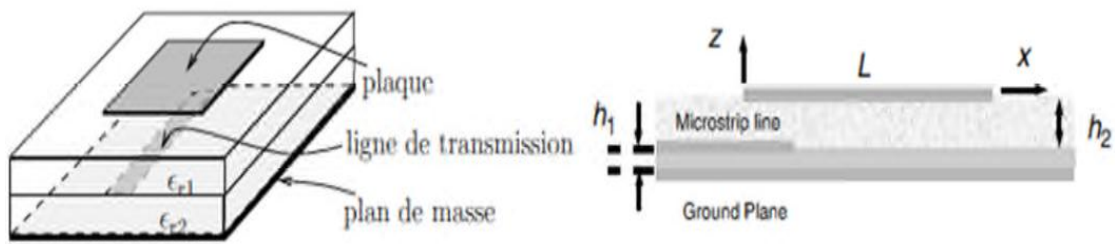


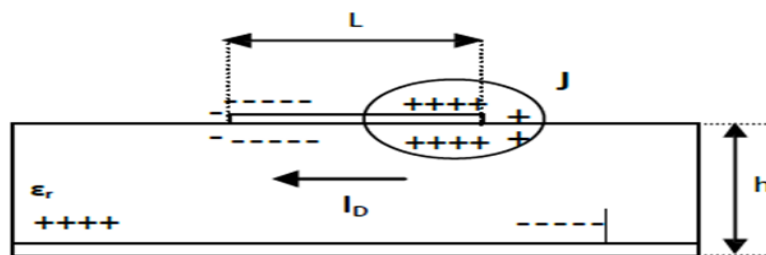
Figure 1.6: Alimentation par couplage de proximité.

Caractéristiques	Alimentation par ligne microstrip	Alimentation par câble coaxial	Alimentation avec fente	Alimentation par couplage de proximité
Rayonnement parasite d'alimentation	Plus	Plus	Moins	Minimum
Fiabilité	Meilleur	Faible à cause de la soudure	Bonne	Bonne
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 (atteinte avec adaptation d'impédance)	2-5%	2-5%	2-5%	13%

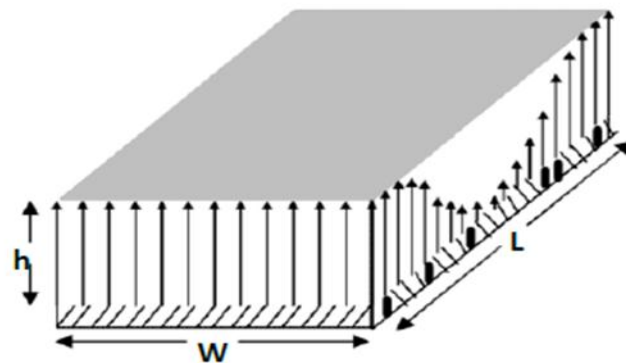
Tableau 1.1: Comparaison des différentes techniques d'alimentation [10].

#### 1.4. Mécanismes de rayonnement de l'antenne patch:

Le mécanisme de rayonnement d'une antenne patch rectangulaire se comprend aisément à partir de sa forme géométrique. Considérons une antenne rectangulaire à microruban alimentée par sonde, fonctionnant en mode fondamental et conduit par une tension entre la sonde d'alimentation et le plan de masse. Ceci excite un courant sur le patch (une distribution de charge va s'établir à l'interface substrat/plan de masse sûr et sous l'élément rayonnant) et crée un champ électrique vertical entre le patch et le plan de masse (figure.1.7). Les composantes du champ électrique parallèle sur le plan de masse, doivent être très petites dans tout le substrat (fig.1.7) [12].



**Figure 1.7:** Distribution des charges et densité du courant sur une antenne microbande.



**Figure 1.8:** Distribution de la composante verticale du champ électrique en mode fondamental.

Près des bords, le champ n'est pas entièrement inclus. Cela aboutit aux champs marginaux, qui sont à leur tour la source du rayonnement. La plaque rayonnante (patch) résonne quand sa longueur est proche de  $(\lambda/2)$ , menant le courant et le champ à des amplitudes relativement élevées [12].

## 1.5. Polarisation:

La polarisation d'une antenne est déterminée par celle de l'onde radiée dans une direction donnée, elle est identique à la direction du champ électrique, c'est à dire à celle des brins rayonnants de l'antenne. Le plan E (électrique) est parallèle au vecteur E de l'onde émise. On parle de polarisation verticale si le plan E est perpendiculaire au sol; s'il est parallèle au sol, on parle de polarisation horizontale. Aussi le vecteur du champ électrique instantané trace dans le temps une figure. On réfère à ce phénomène simplement la polarisation du champ électrique. La figure est généralement une ellipse qui présente des cas particuliers. Si le chemin du vecteur de champ électrique suit une ligne, l'antenne est dite linéairement polarisée. Si le vecteur champ électrique tourne selon un cercle, elle est dite à polarisation circulaire [13].

## 1.6. Méthodes d'analyse:

Plusieurs analyses sont utilisé pour l'analyse des antennes patch en peut citer :

### 1.6.1. Méthode approximatives (analytiques):

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

#### 1.6.1.1. Model de la ligne de transmission:

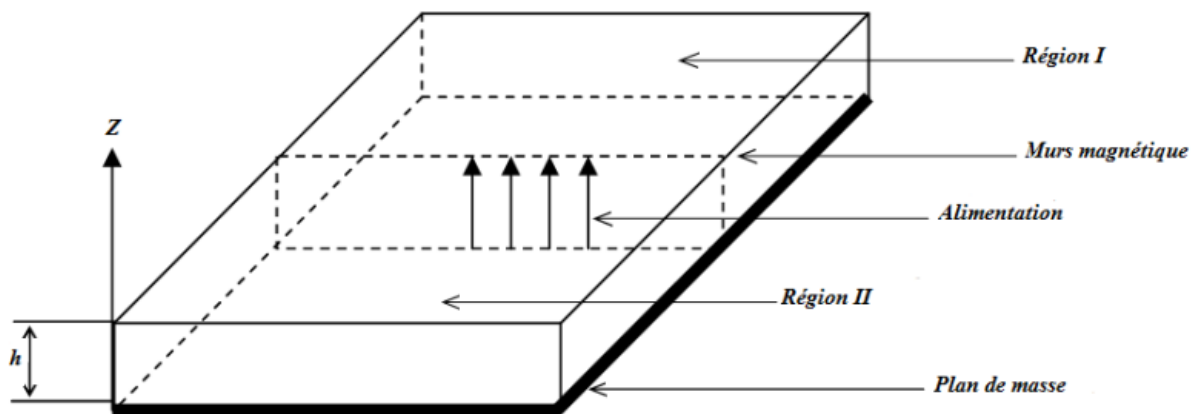
Le modèle de la ligne de transmission est considéré comme le plus simple. Ce modèle exploite l'analogie qui existe entre un patch d'une antenne imprimée et un tronçon d'une ligne de transmission ayant deux bords rayonnants. Ce modèle prend en compte au départ la nature des phénomènes physiques, ce qui permet d'effectuer des approximations, permettant la modélisation du modèle. Dans le modèle de la ligne de transmission, l'inconnu à déterminer est la constante de propagation. Les pertes par rayonnement sont incluses dans le coefficient d'atténuation de la constante de propagation. Cependant, cette technique ne rend pas compte des effets des modes d'ordre supérieur [14].

#### 1.6.1.2. Model de la cavité:

La structure imprimée peut être assimilée à une cavité fermée par deux murs électriques en bas par un plan de masse en  $z = 0$ , en haut par une plaque conductrice en  $z = h$ , et par des murs magnétiques verticaux. Une longueur et une largeur effective sont introduites pour prendre en compte les débordements des champs sur les bords de l'antenne. Pour l'excitation,

on prend pour modèle un courant électrique  $J$  parallèle à l'axe  $oz$  (Figure 1.9) et répartie uniformément.

Pour calculer le champ interne à la cavité, on utilise la méthode dite de raccord de mode. Elle consiste à diviser la cavité en deux régions I et II dépourvues de sources et ensuite à résoudre l'équation de Helmholtz (sans second membre) dans chaque région. Les champs lointains sont donnés par le rayonnement des ouvertures verticales et la puissance totale rayonnée est obtenue en intégrant le champ lointain dans tout le demi-espace supérieur [14].



**Figure 1.9:** modèle de la cavité.

## 1.6.2. Méthode numérique:

### 1.6.2.1. Méthode des éléments finis:

La méthode des éléments finis s'applique aux dispositifs micro-ondes de formes quelconques. Elle est basée sur la résolution des équations de Maxwell et sur la description géométrique de la structure sous forme d'un maillage. Elle consiste à diviser l'espace en petits éléments homogènes mais de taille pratiquement très variable, ce qui constitue l'un des points forts de cette méthode. Cette méthode permet de calculer, en chaque point des éléments divisant l'espace, les champs électriques qui minimisent la fonction d'énergie, cette dernière s'écrit sous forme matricielle :

$$[J] = [Y] \cdot [E] \quad (1.1)$$

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

L'avantage de la méthode des éléments finis est lié au fait que la forme tétraédrique et la variation des dimensions des cellules élémentaires caractérisant le volume discrétisé, donne au maillage une très grande souplesse. Cette méthode permet de simuler des structures géométriques complexes mais avec des gros moyens informatiques [8].

### **1.6.2.2. Méthodes des différences finies:**

La méthode des différences finies dans le domaine temporel, notée F.D.T.D, est fondée sur le schéma explicite de Yee, présenté en 1966. Elle permet de calculer à chaque instant discret de l'espace, les composantes du champ électromagnétique dans chaque cellule élémentaire du volume tridimensionnel. On applique la transformée de Fourier à la réponse temporelle pour obtenir la réponse fréquentielle du système. L'avantage principal de cette méthode est la simplicité de sa formule, le calcul est alors fait dans le domaine temporel sur une large bande de fréquence. Le temps de calcul croît de façon linéaire en fonction des nombres d'inconnues (ce qui n'est pas le cas pour la méthode des éléments finis) [8].

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

### **1.6.2.3. Méthode TLM:**

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

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

### **1.6.2.4. Méthode des moments:**

La technique de résolution la plus efficace dans l'analyse des antennes microbandes est l'application de la méthode des moments. Cette méthode opère dans le domaine spectral.

La procédure de résolution consiste à trouver le zéro du déterminant de la matrice impédance.

La caractéristique de cette méthode est son indépendance de la source d'excitation. Malgré les avantages de cette méthode, elle souffre de quelques inconvénients tels que [16]:

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

### **1.7. Avantages et inconvénients:**

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

Parmi les avantages de ces antennes, on peut citer [11] :

- Faible poids.
- Encombrements réduit.
- Conformation possible.
- Faible coût de fabrication, production en masse facile.
- Rayonnement en polarisation linéaire et circulaire possible.
- Antennes multi bande, multi polarisations.
- Compatibilité avec les circuits hybrides.
- Réseaux d'alimentation et d'adaptation fabriqués simultanément avec l'antenne.

Toutefois, les antennes microbandes ont également des limitations que ne présentent pas les antennes traditionnelles:

- Bande passante étroite, souvent associée avec les problèmes de tolérance de fabrication.
- Généralement faible gain (6 dB).
- Sur un grand plan de masse, ces antennes rayonnent uniquement dans le demi-plan.
- Supportent uniquement des faibles puissances (< 100 W).
- Pertes de rayonnement par ondes de surfaces dans le substrat diélectrique.

Ces limitations sont connues depuis plusieurs années et des progrès considérables ont été réalisés depuis pour améliorer les performances des antennes microbande. Notamment, leurs bandes passantes peuvent être augmentées jusqu'à 70% en utilisant une configuration multicouche et leur gain peut s'accroître de 30 % en mettant au réseau plusieurs antennes [11].

## 1.8. Application:

L'utilisation des antennes microbandes classiques devient incapable de répondre à ces exigences. Pour cette raison, les antennes microbandes remplacent les antennes classiques dans la plupart des applications [14]. Parmi ces applications on cite:

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

## **1.9. Conclusion:**

Dans ce chapitre on a fait des généralités sur les antennes microbande, nous avons parlé de leur technique d'excitations ainsi les méthodes d'analyse, et finalement leurs avantages et inconvénients.

Bien que les antennes microbande présentent un grand intérêt grâce à leur commodité et compatibilité avec les instruments de télécommunication les plus récents, ce type d'antenne rencontre toujours de problèmes et notamment leurs faible gain et limitation de leurs bande faible efficacités qu'on essaye d'améliorer.

***Chapitre 2:***  
***La supraconductivité***

## 2.1. Introduction:

Un matériau qui conduit le courant électrique, ces matériaux résistent au passage du courant et l'échauffe c'est ce qu'on appelle la résistance. Elle est constituée d'atome qui est un noyau chargé positivement et un nuage d'électrons chargé négativement, les électrons se retouchent entre eux et sont attiré par les noyaux ils gravitent autour dans le matériau cela crée une petite danse entre les atomes et les électrons qui sautent d'un atome à l'autre.

Le courant électrique c'est un déplacement d'électrons, seulement ou moindre défaut de matériau les électrons se cogne ralentissent et perde de l'énergie qui se transforme en chaleur c'est la résistance électrique.

Dans certain matériaux et à très basse température la résistance disparaît comme par magie entre  $-118^{\circ}\text{C}$  et  $-269^{\circ}\text{C}$ , c'est tellement bas que les chercheurs utilise une autre échelle qui est le Kelvin ( $-273.15^{\circ}\text{C} = 0\text{K}$ ), a cette température le mouvement des atomes ralentie et les électrons s'associe en paires qui est la paire de Cooper, leurs mouvements se synchronise et forme une onde appeler onde collective, il y a plus de résistance électrique on dit alors que le matériau est supraconducteur, le matériau conduit le courant sans aucune pertes.

Les matériaux supraconducteurs ont également une propriété surprenante ils peuvent faire léviter les aimants.

## 2.2. Historique:

Au XIX<sup>e</sup> siècle déjà, diverses expérimentations avaient été réalisées pour mesurer la résistance électrique à basse température. James Dewar a été l'un des pionniers en la matière.

Cependant, la supraconductivité n'a été découverte qu'en 1911 [5][18], année au cours de laquelle le Hollandais Heike Kamerlingh Onnes a observé que la résistance électrique du mercure devenait brusquement nulle en-dessous d'une température de l'ordre de 4 K ( $-269^{\circ}\text{C}$ ) alors qu'on espérait qu'elle diminuerait graduellement jusqu'au zéro absolu. Pour l'ensemble de ses découvertes, et principalement pour son travail lié à la liquéfaction de l'hélium, il a reçu deux ans plus tard le prix Nobel de physique. Durant les premières années, le phénomène a été connu sous le nom de supraconductivité.

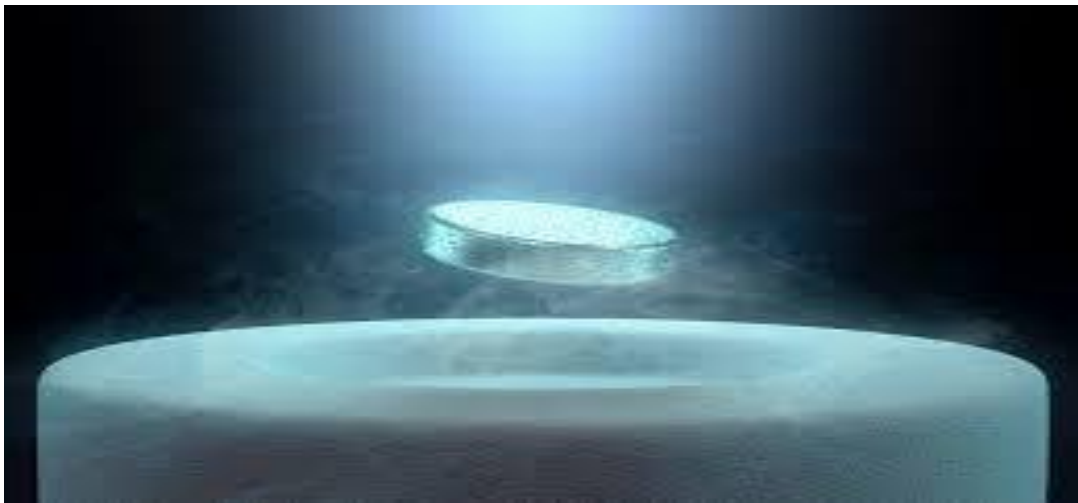
En 1913, on a découvert qu'un champ magnétique suffisamment grand détruisait également l'état supraconducteur, ce qui a mené à la découverte trois ans plus tard de l'existence d'un courant électrique critique.

Étant donné qu'il s'agit d'un phénomène principalement quantique, il n'y a pas eu de grandes avancées dans la compréhension de la supraconductivité car la compréhension et les outils mathématiques dont disposaient les physiciens de l'époque n'étaient pas suffisants pour

affronter le problème avant les années 1950. C'est pourquoi, la recherche a jusque-là été simplement phénoménologique, comme par exemple la découverte de l'effet Meissner en 1933 et sa première explication grâce à la résolution de l'équation de London deux ans plus tard par les frères Fritz et Heinz London [18].

### 2.3. La supraconductivité définition:

La supraconductivité est un phénomène survenant dans certains matériaux, de fait, supraconducteurs. Elle est caractérisée par l'absence de résistance électrique et l'annulation du champ magnétique à l'intérieur du matériau (phénomène connu sous le nom d'effet Meissner).



**Figure 2.1:** la supraconductivité.

#### 2.3.1. Les Paramètres critiques:

L'apparition de l'état supraconducteur est limitée par trois paramètres critiques, à savoir: la température, l'induction magnétique et la densité de courant [19].

- La température critique  $T_c$  est la température à laquelle la résistivité électrique du matériau n'est plus mesurable. Lorsque cette température limite est dépassée, le matériau revient à son état normal résistif.
- L'application d'un champ magnétique fait apparaître des supers courants qui circulent à la surface du supraconducteur et sur une épaisseur appelée profondeur de pénétration de London. Ces supers courants créent une aimantation qui compense le champ magnétique extérieur. L'état supraconducteur peut être détruit par l'application d'un champ extérieur. Le champ pour lequel le matériau revient à l'état normal est appelé champ critique. Le champ critique suit une loi expérimentale approximativement parabolique.

- La densité de courant critique correspond à la densité maximale au-delà de laquelle une résistivité apparaît.

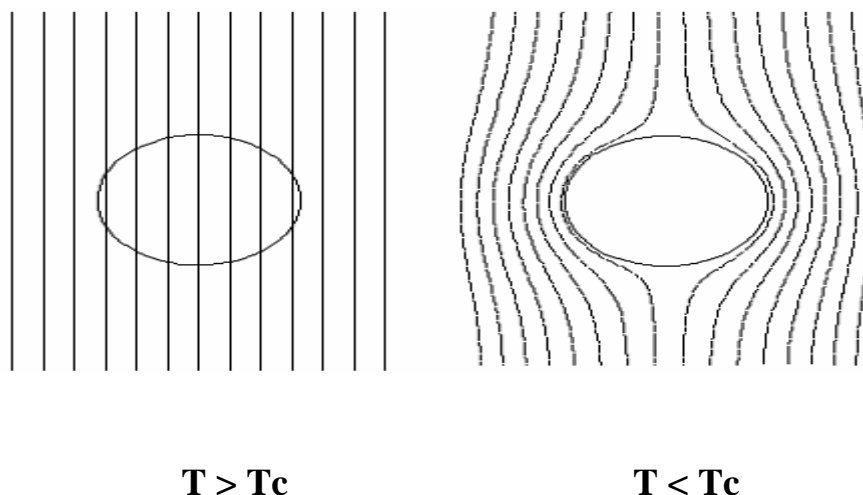
### 2.3.2. Caractéristiques des supraconducteurs:

La supraconductivité est une propriété que peuvent posséder différents matériaux: historiquement, les premiers supraconducteurs furent des métaux simples (mercure, plomb, aluminium) mais les recherches ultérieures ont montré que des métaux complexes, des matériaux organiques ou non-organiques, des céramiques et des oxydes possèdent également cette propriété. On distingue deux principaux types de supraconducteurs: les supraconducteurs conventionnels dont les propriétés sont expliqués par la théorie BCS.- les supraconducteurs non conventionnels dont les propriétés ne peuvent pas être expliquées par la théorie conventionnelle.

Cette deuxième catégorie comprend notamment les supraconducteurs à haute température critique découverts en 1986 par Bednorz et Müller [20].

### 2.4. Comportement magnétique des supraconducteurs:

Dire que les propriétés d'un supraconducteur se limitent à une conductivité infinie n'a pas de sens thermodynamique. En effet, un matériau supraconducteur du type I est parfaitement diamagnétique, ce qui empêche le champ de pénétrer dans le matériau. Cet effet est appelé l'effet Meissner [18].



**Figure 2.2:** Diamagnétisme parfait des supraconducteurs.

### 2.4.1. Origine de la lévitation:

Certains matériaux ont tendance à expulser le champ magnétique; ces matériaux sont appelés «diamagnétiques», mais ces effets sont très faibles. Par exemple, l'eau ou le corps humain sont des matériaux diamagnétiques. Par contre, à cause de l'effet Meissner, le matériau supraconducteur crée des courants qui s'opposent complètement au champ appliqué par l'aimant. Un supraconducteur dans l'état Meissner est donc un diamagnétique parfait. Les courants responsables de cet effet ne nécessitent aucune énergie pour perdurer; en revanche le système doit fournir l'énergie initiale pour les accélérer jusqu'à la valeur qui permet d'annuler le champ extérieur.

Si le champ magnétique à expulser est trop important, le système n'arrivera pas à développer les supercourants nécessaires; la supraconductivité ne pourra alors pas exister, et l'échantillon sera simplement métallique. On appelle champ magnétique critique ce champ au-delà duquel le matériau ne peut plus être supraconducteur, même si on le refroidit. L'existence de la supraconductivité dépend donc à la fois de la valeur de la température et du champ magnétique, ce qui peut se représenter par un diagramme de phases.

L'état supraconducteur est donc caractérisé par deux propriétés: pas de résistance électrique ( $R=0$ ), et pas de champ magnétique ( $B=0$ ). Ce sont deux propriétés bien distinctes: aucune n'est la conséquence de l'autre [21].



**Figure 2.3:** diagramme de phase de lévitation.

### 2.4.2. Effet de Meissner:

L'effet Meissner correspond au phénomène d'exclusion totale des champs magnétiques que l'on observe lorsqu'un supraconducteur est porté à une température située en dessous de sa température critique.

Ainsi l'effet Meissner définit l'apparition de la supraconductivité comme une transition de phase au cours de laquelle le matériau change de comportement magnétique. On parle également de «diamagnétisme parfait ».

L'effet Meissner a été découvert en 1933 par le physicien allemand Walther Meissner (d'où son nom) et par un autre physicien allemand nommé Robert Ochsenfeld. À cette époque, la découverte était totalement inattendue. Aujourd'hui, il est donc, avec la conductivité parfaite, l'une des caractéristiques rattachées à la supraconductivité [22].

### **2.4.3. Effets de Cohérence:**

La supraconductivité allait subir un nouveau rebondissement en 1962 avec une prédiction de Josephson qui laissa pantois la communauté scientifique. Selon ce jeune et brillant étudiant en thèse, un courant électrique non nul pouvait circuler d'un bloc de supraconducteur à un second bloc séparé du premier d'une mince couche isolante en l'absence même de différence de potentiel entre les deux blocs. Mieux encore il prédisait qu'en présence d'une différence de potentiel continu, le courant circulant entre les deux blocs devait être alternatif. Ces prédictions furent vérifiées expérimentalement quelques années plus tard et pour cette découverte Josephson et Giaver reçurent le prix Nobel en 1974 [23].

### **2.5. Comportement électrique des supraconducteurs:**

L'apparition du diamagnétisme parfait vient de la propriété du matériau à développer des supracourants. Ces courants sont des courants d'électrons qui ne perdent pas d'énergie, afin d'être maintenus éternellement sans obéir à l'effet Joule responsable des pertes d'énergie par génération de chaleur. Les courants créent l'intense champ magnétique nécessaire pour alimenter l'effet Meissner. Ces mêmes courants permettent de transmettre de l'énergie sans perte, ce qui présente l'effet le plus spectaculaire de ce type de matériau. Comme la quantité d'électrons supraconducteurs est finie, la quantité de courant qui peut soutenir le matériau est limitée. C'est pourquoi il existe un courant critique à partir duquel le matériau cesse d'être supraconducteur et commence à dissiper de l'énergie [18].

### **2.6. Classification des supraconducteurs:**

On connaît à ce jour deux types des supraconducteurs: le type I et le type II. Les échantillons très purs de plomb, de mercure, et d'étain sont des exemples de supraconducteurs de type I. Les supraconducteurs en céramique à hautes températures tels que le  $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$  (Yttrium, Baryllum, Cuivre, Oxyde) et le  $\text{Bi}_2\text{CaSrCu}_2\text{O}_9$  (Bismuth, Calcium, Strontium, Cuivre, Oxyde) sont des exemples des supraconducteurs de type II.

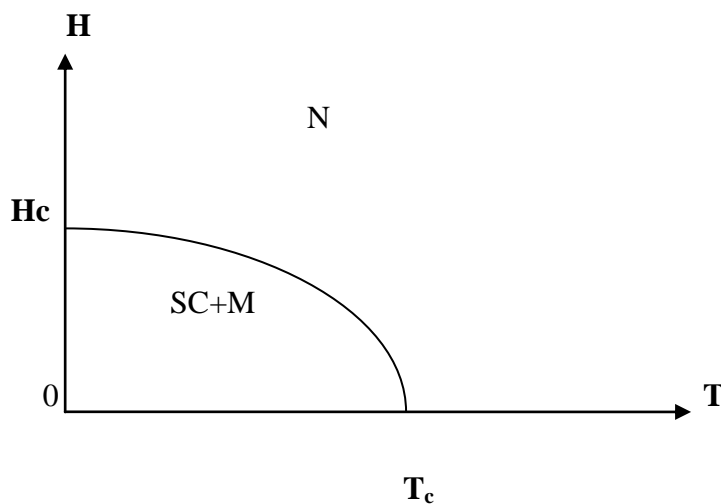
Les supraconducteurs présentent, sous un champ magnétique, principalement deux comportements qui définissent deux types de supraconductivité [24].

Le matériau utilisé dans ce mémoire est le YBCO.

### 2.6.1. Supraconducteurs de type I:

Les supraconducteurs de type I étaient supposés comme étant les seuls existants. Ce sont généralement des métaux, et des métalloïdes. Leur température critique est très basse, entre 15K pour le carbone (C), et 0,000325K pour le rhodium (Rh).

La transition de l'état normal à supraconducteur est brutale, et les supraconducteurs de type I sont caractérisés par un diamagnétisme parfait. Au-dessus d'une certaine valeur de champ magnétique, l'effet supraconducteur est détruit. Cette valeur dépend de celle de la température [24].



**Figure 2.4:** Graphe représentant la valeur du champ magnétique critique en fonction de la température. SC : État supraconducteur résistivité nulle, N : État normal, M : Effet Meissner (type I).

<b>Eléments</b>	<b>T<sub>c</sub> (k)</b>
<b>Al</b>	1.19
<b>In</b>	3.40
<b>Sn</b>	3.71
<b>Hg</b>	4.15
<b>Pb</b>	7.19

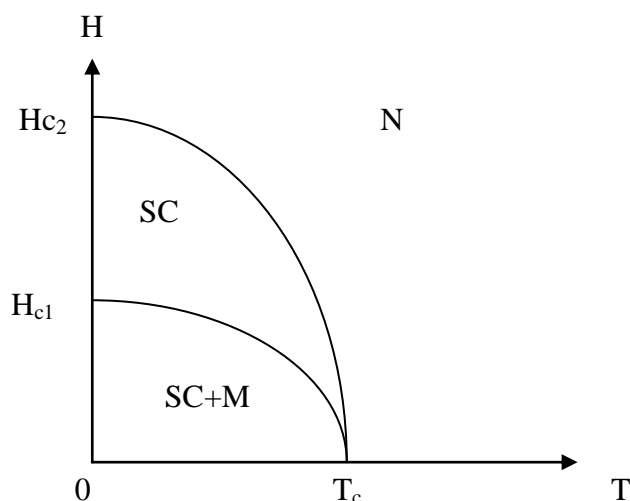
**Tableau 2.1:** quelques éléments supraconducteurs de type I.

### 2.6.2. Supraconducteurs de type II:

Les supraconducteurs de type II, quant à eux, sont généralement des métaux ou des alliages. Leur température critique est plus élevée que celle des supraconducteurs de type I, la plus haute observée s'élève à 138K. La transition de l'état normal à supraconducteur est moins brutale, et les supraconducteurs de type II ne sont pas parfaitement diamagnétiques. Sous certaines conditions, ils laissent passer des lignes de champ magnétique.

Ils possèdent deux valeurs critiques de champ magnétique. En dessous de la première valeur critique de champ magnétique, le matériau de type II est supraconducteur, comme le serait un matériau de type I. Entre les deux valeurs de champ magnétique, le matériau est dans un état mixte. Dans ce nouvel état, le matériau ne repousse plus entièrement le champ magnétique par effet Meissner.

Le champ y entre par des lignes de flux magnétiques, assimilées à des tubes. Ce sont des vortex. À la surface du supraconducteur, ils forment un réseau triangulaire. Dans ces vortex, on peut mesurer une résistance électrique normale. Plus l'intensité du champ magnétique augmente, plus la densité de courant, ou la quantité d'électrons circulant dans les vortex, augmente. Passée la seconde valeur critique de ce champ magnétique, le matériau repasse dans son état normal, c'est à dire avec une résistance, et le champ magnétique peut le traverser [24].



**Figure 2.5:** Graphe représentant la valeur du champ magnétique critique en fonction de la température. SC : État supraconducteur résistivité nul, N : État normal, M : Effet Meissner (type II).

Composés	Tc (k)
Nb	9.3
Nb <sub>3</sub> Sn	18.2
PbMo <sub>6</sub> S <sub>8</sub>	15
Rb <sub>3</sub> C <sub>60</sub>	29.6
YBaCuO	91.2
Hg Ba <sub>2</sub> Ca <sub>2</sub> Cu <sub>3</sub> O <sub>8</sub>	131

**Tableau 2.2:** quelques matériaux supraconducteur de type II.

## 2.7. Théories de la supraconductivité:

### 2.7.1. Théorie BCS:

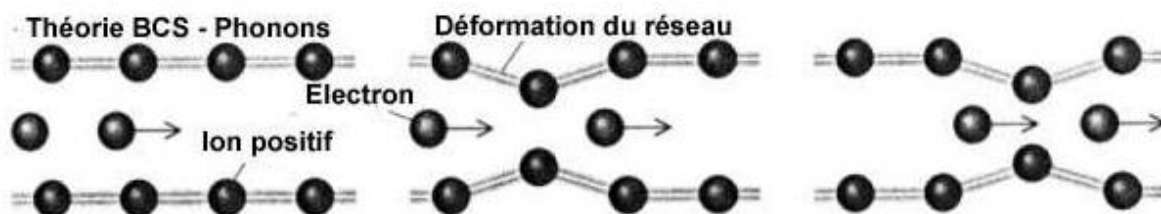
La théorie BCS a été proposée par Bardeen, Cooper et Schrieffer (d'où les initiales BCS). En 1972, ils obtinrent le prix Nobel de physique pour leur travail. Cette théorie a pu être développée grâce à deux pistes fondamentales proposées par des physiciens expérimentaux au début des années 1950:

- La découverte de l'effet isotopique en 1950 (qui a relié la supraconductivité et la structure cristalline),

- et la découverte de Lars Onsager en 1953 comme quoi les porteurs de charge sont en réalité des paires d'électrons appelées paires de Cooper (résultat d'expériences sur la quantification du flux magnétique qui passe au travers d'un anneau supraconducteur) [18].

Cette théorie est basée sur le couplage des électrons d'un métal en paires les paires de Cooper. Elles forment un état unique, cohérent, d'énergie plus basse que celui du métal normal (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 (grande inertie). Les physiciens ont donné le nom de phonons à ces vibrations atomiques naturelles. Cette interaction entre les électrons et les phonons est à l'origine de la résistivité et de la supraconductivité : attirés par le passage très rapide d'un électron ( $10^6$  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 ainsi, par 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 [25].



**Figure 2.6:** la théorie BCS.

### 2.7.2. La théorie des frères London:

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

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

$$\frac{d}{dt} \vec{j} = \frac{nq^2}{m} \vec{E} \quad (2.1)$$

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

$$\Delta \left( \frac{\delta}{\delta t} \vec{B} \right) = \frac{1}{\lambda_L^2} \frac{\delta}{\delta t} \vec{B} \quad \text{et} \quad (2.2)$$

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

$$\vec{j} \quad \text{a} \quad \frac{\delta}{\delta t} \vec{j} \quad \text{ainsi que} \quad \vec{B} \quad \text{a} \quad \frac{\delta}{\delta t} \vec{B} \quad (2.3)$$

Cela permet d'établir l'équation de London:

$$\mu_0 r_0 \vec{j} = \frac{-1}{\lambda_L^2} \vec{B} \quad (2.4)$$

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

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

$$\lambda_L^2 = \frac{m}{\mu_0 n q^2} \quad (2.5)$$

Vérifions rapidement qu'elle est homogène à une surface. On a :  $m$  en  $M$ , en  $M.L.C^{-2}$ ,  $q$  en  $C$  et  $n$  en  $L^{-3}$

On a donc:

$$[\lambda^2] = \frac{M}{MLC^{-2}C^2L^{-3}} = L^2 \quad (2.6)$$

Cette longueur, est ainsi une longueur caractéristique de l'état supraconducteur, elle définit en fait l'épaisseur sur laquelle pénètre le champ magnétique [24].

## 2.8. Application de la supraconductivité:

Les supraconducteurs sont déjà utilisés dans de nombreux domaines: Électricité. Électronique ou même pour des trains. Ils sont aussi au cœur des laboratoires, dans les accélérateurs de particule, dans le domaine de l'astrophysique avec les bolomètres, dans des capteurs magnétiques ultrasensibles, ou pour produire des champs magnétiques très intenses.

- Accélérateurs LHC: Les accélérateurs de particules.
- Conservation de l'énergie: Le système de conservation, très simple, consiste en un anneau supraconducteur refroidi par de l'hélium liquide, et dans lequel on injecte le courant. On ferme ensuite le circuit et le courant se retrouve ainsi en circulation indéfiniment du fait qu'il n'y a aucune perte sous forme de chaleur.
- Domaine médical: Un des premiers domaines où furent appliqués les supraconducteurs est la médecine avec l'IRM (Imagerie par Résonance Magnétique).
- Filtres: On les utilise le plus souvent en télécommunications ou dans les radars. Fabriqués dans un alliage en Niobium ou en YBaCuO, ils ont une taille d'environ 2 cm.
- Moyens de transports: réaliser un train à lévitation magnétique, Ces trains sont construits de telle sorte qu'il n'y a aucun contact entre la voie et le train ce qui les rend plus rapide.
- Ordinateurs: pour des ordinateurs plus rapide.
- Transport du courant: les supraconducteurs évite la perte de courant par effet Joule, Ils permettent en outre de faire passer beaucoup plus de courant qu'une ligne classique [26].

## **2.9. Conclusion:**

Dans ce chapitre on a expliqué brièvement la supraconductivité ses critères, caractéristique et ses application.

Dans certain matériaux conducteurs suffisamment refroidit les électrons ne se troches plus forme un tous et suivre la même direction sans résistance est donc sans généré de chaleur. On dit alors que le matériau est devenu supraconducteur et se comporte comme un aimant.

## ***Chapitre 3:***

# ***Mise en équations du problème & résultats***

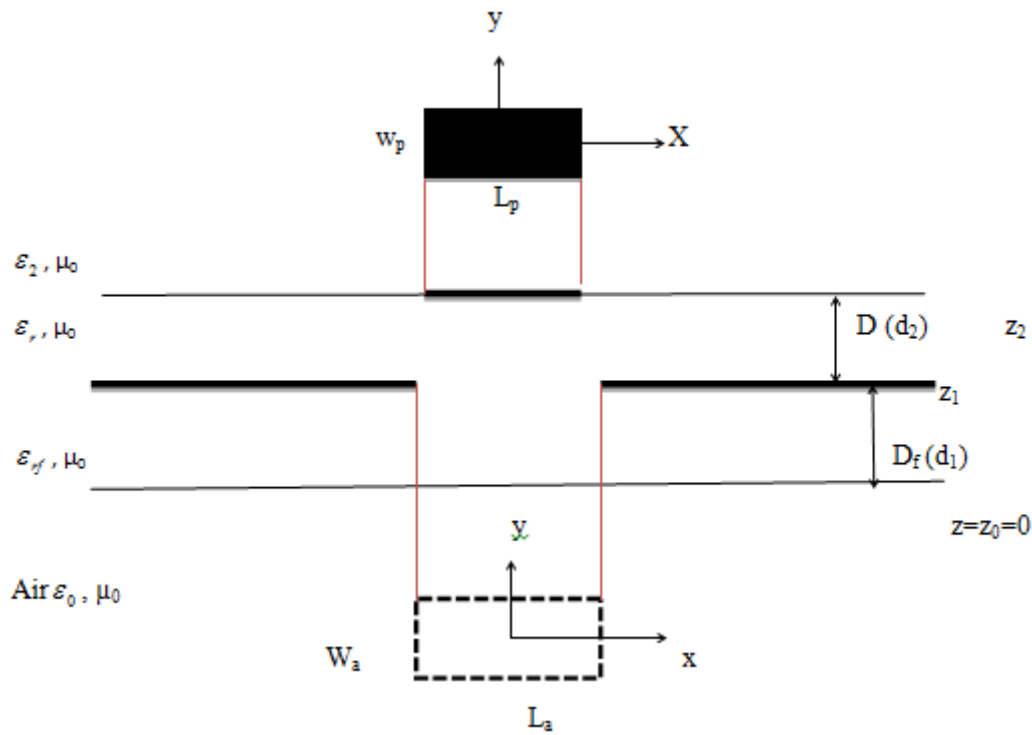
### 3.1. Introduction:

Après avoir donné un aperçu historique et quelque généralité sur les antennes microbande et la supraconductivité, nous allons à présent entamer la formulation mathématique du problème. Nous donnons les détails nécessaires pour le calcul de la fonction de Green en présence de la couche au-dessous de l'ouverture dans le plan de masse.

Les deux équations obtenues seront résolues avec la méthode des moments, où nous considérons que les fonctions de base et les fonctions d'essai sont identiques. Pour le choix des fonctions de base, nous considérons les modes de cavité pour l'approximation du courant sur la plaque rectangulaire, alors que pour le cas champ au niveau de l'ouverture; nous faisons appel au théorème des structures électromagnétiques complémentaires.

### 3.2. Présentation de la structure étudiée:

Le problème à résoudre est illustré sur la Figure 3.1. Nous avons un patch rectangulaire de longueur  $L_p$  dans la direction  $x$  et la largeur  $W_p$  dans la direction  $y$  sur un plan de masse avec une ouverture rectangulaire de longueur  $L_a$  et de largeur  $W_a$ . Le centre du patch et le centre de l'ouverture ont tous les deux la valeur de coordonnée  $(x; y) = (0; 0)$ . En outre, le plan de masse est supposé être un conducteur parfait d'épaisseur négligeable. L'ouverture est intégrée dans un substrat à deux couches. Soit  $j(k_s)$  ( $j_0(k_s)$ ) la transformée de Fourier du courant  $J(x; y)$  ( $J_0(x; y)$ ) sur le patch (plan de masse avec une ouverture rectangulaire). En outre, soit  $e(k_s, d_1 + d_2)$  ( $e(k_s; d_1)$ ) soit la transformée de Fourier vectorielle du champ électrique transversal  $E(x; y; d_1 + d_2)$  ( $E(x; y; d_1)$ ) au plan du patch (plan de masse avec une ouverture rectangulaire). Nous obtenons une relation entre  $j(k_s)$ ,  $j_0(k_s)$ ,  $e(k_s; d_1 + d_2)$  et  $e(k_s; d_1)$  [27].



**Figure 3.1:** Structure géométrique d'un patch microbande rectangulaire sur un plan de masse rectangulaire à ouverture, avec une couche au-dessous.

Une technique efficace pour dériver les fonctions dyadiques de Green pour une antenne microbande supraconducteur sur un plan de masse avec ouverture est proposée. Le champ transverse à l'intérieur de la région isotrope ( $0 < z < d_2$ ) peut être obtenu via le vecteur inverse Transformée de Fourier comme:

$$E(r_s, z) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \bar{F}(k_s, r_s) \cdot e(k_s, z) dk_x dk_y \quad (3.1)$$

$$H(r_s, z) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \bar{F}(k_s, r_s) \cdot h(k_s, z) dk_x dk_y \quad (3.2)$$

$$\text{Quand: } \bar{F}(k_s, r_s) = \frac{1}{k_s} \begin{bmatrix} k_x & k_y \\ k_y & -k_x \end{bmatrix} \cdot e^{i k_s \cdot r_s}, \quad r_s = \hat{x}x + \hat{y}y, \quad k_s = \hat{x}k_x + \hat{y}k_y, \quad k_s = |k_s|.$$

$$e(k_s, z) = e^{-i\bar{k}_z z} \cdot A(k_s) + e^{i\bar{k}_z z} \cdot B(k_s) \quad (3.3)$$

$$h(k_s, z) = \bar{g}(k_s) \left[ e^{-i\bar{k}_z z} \cdot A(k_s) - e^{i\bar{k}_z z} \cdot B(k_s) \right] \quad (3.4)$$

Dans (3.3) et (3.4), A et B sont des vecteurs inconnus.

$$\bar{k}_z = \text{diag} \left[ k_z^e, k_z^h \right], \bar{g}(k_s) = \text{diag} \left[ \frac{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_x}{k_z^e}, \frac{k_z^h}{\omega \mu_0} \right] \quad (3.5)$$

$k_z^e$  Et  $k_z^h$  sont des constantes de propagation pour les ondes TM et TE respectivement dans le substrat. Ecrire (3.3) et (3.4) dans le plan  $z = 0$  et  $z = d_2$ , et en éliminant les inconnues A et B, on obtient la forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} e(k_s, d_2^-) \\ h(k_s, d_2^-) \end{bmatrix} = \bar{T} \cdot \begin{bmatrix} e(k_s, 0^+) \\ h(k_s, 0^+) \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Avec:

$$\bar{T} = \begin{bmatrix} \bar{T}^{11}, \bar{T}^{12} \\ \bar{T}^{21}, \bar{T}^{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \bar{\theta} & i \bar{g}^{-1} \cdot \sin \bar{\theta} \\ -i \bar{g} \cdot \sin \bar{\theta} & \cos \bar{\theta} \end{bmatrix} = \bar{\theta} = k_z^- (d_1 + d_2) \quad (3.7)$$

L'équation (3.7) combine e et h des deux côtés du substrat en tant que quantités d'entrée et de sortie. Les équations de continuité pour les composantes du champ tangentiel à l'interface  $z = d_2$  sont:

$$e(k_s, d_2^-) = e(k_s, d_2^+) = e(k_s, d_2) = e(k_s) \quad (3.8)$$

$$h(k_s, d_2^-) - h(k_s, d_2^+) = j(k_s) \quad (3.9)$$

$j(k_s)$  Dans (3.9) est lié à la transformée de Fourier vectorielle de  $J(r_s)$ , le courant sur le patch, comme [19].

$$j(k_s) = \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \bar{F}(k_s, -r_s) J(r_s) dk_x dk_y, j(r_s) = \begin{bmatrix} J_x(r_s) \\ J_y(r_s) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Les équations de continuité pour les composantes tangentielles de  $z = d_1$  sont:

$$e(\mathbf{k}_s, d_1^-) = e(\mathbf{k}_s, d_1^+) = e(\mathbf{k}_s, d_1) = e(\mathbf{k}_s) \quad (3.11)$$

$$h(\mathbf{k}_s, d_1^-) - h(\mathbf{k}_s, d_1^+) = j_0(\mathbf{k}_s) \quad (3.12)$$

On a la relation entre  $j(\mathbf{k}_s)$ ,  $j_0(\mathbf{k}_s)$ ,  $e(\mathbf{k}_s; d_1 + d_2)$  et  $(e(\mathbf{k}_s; d_1))$

$$e(\mathbf{k}_s, d_1 + d_2) = \bar{G}(k_s) \cdot j(k_s) + \bar{\Omega}(k_s) \cdot e(k_s, d_1) \quad (3.13)$$

$$j_0(k_s) = \bar{\Lambda}(k_s) \cdot j(k_s) + \bar{Y}(k_s) \cdot e(k_s, d_1) \quad (3.14)$$

Les quatre matrices diagonales  $\bar{G}(k_s)$ ,  $\bar{\Omega}(k_s)$ ,  $\bar{\Lambda}(k_s)$ ,  $\bar{Y}(k_s)$  représentent un ensemble de fonction dyadique de Green vectorielles de Fourier.

-  $\bar{G}(\mathbf{k}_s)$  est relié au courant du patch.

-  $\bar{Y}(\mathbf{k}_s)$  est relié au champ de l'ouverture.

-  $\bar{\Omega}(k_s)$  et  $\bar{\Lambda}(k_s)$  représentent les interactions entre le courant du patch et le champ de l'ouverture.

En (3.12),  $j_0(k_s)$  est la transformée de Fourier vecteur du courant  $J_0(\mathbf{r}_s)$  sur le plan de masse avec une ouverture rectangulaire. Dans la région de l'air non borné au-dessus de la plaque, le champ électromagnétique donné par (3.3) et (3.4) devrait s'atténuer  $z \rightarrow +\infty$  ( $z \rightarrow -\infty$ ), selon l'état de rayonnement de Sommerfield, donné:

$$h(\mathbf{k}_s, d_2^+) = \bar{g}_0(k_s) \cdot e(\mathbf{k}_s, d_2^+) \quad (3.15)$$

$$h(\mathbf{k}_s, d_1^-) = -\bar{g}_0(k_s) \cdot e(\mathbf{k}_s, d_1^-) \quad (3.16)$$

Où  $\bar{g}_0(k_s)$  peut être facilement obtenu à partir de l'expression de  $\bar{g}(k_s)$  donné dans (5) en permettant  $\varepsilon_x = \varepsilon_z = \varepsilon_r = 1$ . En combinant (3.6), (3.8), (3.9) et (3.1), (3.16), nous obtenons une relation parmi,  $j(k_s)$ ,  $j_0(k_s)$ ,  $e(k_s)$  et  $e_0(k_s)$  donnée par:

$$\begin{bmatrix} \tilde{E}_x \\ \tilde{E}_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Q_{xx} & Q_{xy} \\ Q_{yx} & Q_{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{J}_x \\ \tilde{J}_y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} WW_{xx} & WW_{xy} \\ WW_{yx} & WW_{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{E}_{x0} \\ \tilde{E}_{y0} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{J}_{x0} \\ \tilde{J}_{y0} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} WW_{xx} & WW_{xy} \\ WW_{yx} & WW_{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{J}_x \\ \tilde{J}_y \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} Y_{xx} & Y_{xy} \\ Y_{yx} & Y_{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{E}_{x0} \\ \tilde{E}_{y0} \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Pour inclure l'effet de la supraconductivité du film microruban, la fonction dyadique de Green est modifiée en considérant une impédance de surface complexe  $Z_s$ , est déterminée en utilisant le modèle de Gorter et Casimir.

$$Z_s = \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\sigma}} \quad (3.19)$$

Si l'épaisseur du film supraconducteur  $R$  est inférieure à trois profondeurs de pénétration, une meilleure condition aux limites est donnée par:

$$Z_s = \frac{1}{R\sigma} \quad (3.20)$$

Lorsque la conductivité complexe est donnée par:

$$\sigma = \sigma_n \left( \frac{T}{T_c} \right)^4 + \left( \left( 1 - \left( \frac{T}{T_c} \right)^4 \right) / (i\omega\mu_0\lambda_0^2) \right) \quad (3.21)$$

Avec  $\lambda_0$  est la profondeur de la peau à température nulle,  $\sigma_n$  est la conductivité des électrons normaux et la température critique  $T_c$  du supraconducteur.

Le champ électrique et les densités de courant de surface totaux dans l'interface  $z = d$  ( $\tilde{\mathbf{E}}_T, \tilde{\mathbf{J}}_T$ ) sont les champs électriques et les densités de courant de surface dans le film ( $\tilde{\mathbf{E}}_T^i, \tilde{\mathbf{J}}_T^i$ ) et à l'extérieur du film ( $\tilde{\mathbf{E}}_T^o, \tilde{\mathbf{J}}_T^o$ ) respectivement [23].

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{E}}_T = \tilde{\mathbf{E}}_T^i + \tilde{\mathbf{E}}_T^o \\ \tilde{\mathbf{J}}_T = \tilde{\mathbf{J}}_T^i + \tilde{\mathbf{J}}_T^o \end{cases} \quad (3.22)$$

En substituant l'équation (3.20) dans l'équation (3.15), on obtient:

$$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{E}}_x^o \\ \tilde{\mathbf{E}}_y^o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Q_{xx} - Z_s & Q_{xy} \\ Q_{yx} & Q_{yy} - Z_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{J}}_x \\ \tilde{\mathbf{J}}_y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} WW_{xx} & WW_{xy} \\ WW_{yx} & WW_{yy} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{E}}_{x0} \\ \tilde{\mathbf{E}}_{y0} \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{J}}_{x0} \\ \tilde{\mathbf{J}}_{y0} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} WW_{xx} & WW_{xy} \\ WW_{yx} & WW_{yy} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{J}}_x \\ \tilde{\mathbf{J}}_y \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} Y_{xx} & Y_{xy} \\ y_{yx} & y_{yy} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{E}}_{x0} \\ \tilde{\mathbf{E}}_{y0} \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Les conditions aux limites exigent que le champ électrique transversal de (3.23) disparaisse sur le patch supraconducteur et que le courant de (3.24) vernis s'écarte du plan de masse, pour donner les équations intégrales couplées suivantes pour le courant de patch et le

champ d'ouverture:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} [ (Q_{xx} - Z_s) \tilde{J}_x + Q_{xy} \tilde{J}_y + WW_{xx} \tilde{E}_{x0} + WW_{xy} \tilde{E}_{y0} ] \exp(ik_x x + ik_y y) dk_x dk_y = 0 \quad (3.25)$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} [ Q_{yx} \tilde{J}_x + (Q_{yy} - Z_s) \tilde{J}_y + WW_{yx} \tilde{E}_{x0} + WW_{yy} \tilde{E}_{y0} ] \exp(ik_x x + ik_y y) dk_x dk_y = 0 \quad (3.26)$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} [ WW_{xx} \tilde{J}_x + WW_{xy} \tilde{J}_y + Y_{xx} \tilde{E}_{x0} + Y_{xy} \tilde{E}_{y0} ] \exp(ik_x x + ik_y y) dk_x dk_y = 0 \quad (3.27)$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} [ WW_{yx} \tilde{J}_x + WW_{yy} \tilde{J}_y + Y_{yx} \tilde{E}_{x0} + Y_{yy} \tilde{E}_{y0} ] \exp(ik_x x + ik_y y) dk_x dk_y = 0 \quad (3.28)$$

Pour trouver une solution non triviale de l'équation (3.13) et (3.14) nous devons avoir :

$$\det(\bar{\Omega}(f))=0, \quad \bar{\Omega} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{U}} & \bar{\mathbf{V}} \\ \bar{\mathbf{W}} & \bar{\mathbf{Z}} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

On remarque que le déterminant est une fonction de la fréquence, et les solutions qui annulent le déterminant sont des fréquences de résonance; puisque la fréquence de résonance est définie comme étant la fréquence pour laquelle le champ électrique et le courant électrique se soutiennent sans la présence d'une source extérieure.

L'équation (3.29) admet comme solution une fréquence complexe  $f = f_r + if_i$  qui donne la fréquence de résonance  $f_r$  et la bande passante  $2f_i/f_r$  de la figure 3.1.

Après avoir fait l'étude théorique bien détaillée concernant la formulation mathématique du problème, nous allons à présent discuter l'effet de la présence de la couche au-dessous de l'ouverture rectangulaire sur les caractéristiques de l'antenne et voire l'effet sur la fréquence de résonance, la bande passante et le facteur de qualité.

### 3.3. Comparaison:

Le tableau 3.1 résume les fréquences de résonance calculées et celles obtenues à travers le modèle de cavité [27] pour trois largeurs différentes du patch et les différences entre ces résultats sont inférieures à 2%. Un excellent accord entre nos résultats et ceux calculés par la méthode des moments et ceux obtenus par Cavity Model.

b( $\mu\text{m}$ )	Fréquence de résonance (GHz)		Erreur (%)
	Cavity model	Nous résultats	
935	28.95	28.76	0.66
1050	26.12	26.29	0.65
1100	25.05	25.33	1.12

**Tableau 3.1:** comparaison de la fréquence de résonances calculé avec celle présentée par richard et al [27].  $a=1630\mu\text{m}$ ,  $\sigma_n=10^6$  S/M,  $T_c=89\text{K}$ ,  $\lambda_0=140\text{nm}$ ,  $e=350\text{nm}$ ;  $T=77\text{K}$ ,  $\epsilon_r=23.81$ ,  $d=254\mu\text{m}$  et  $a_0=0$ .

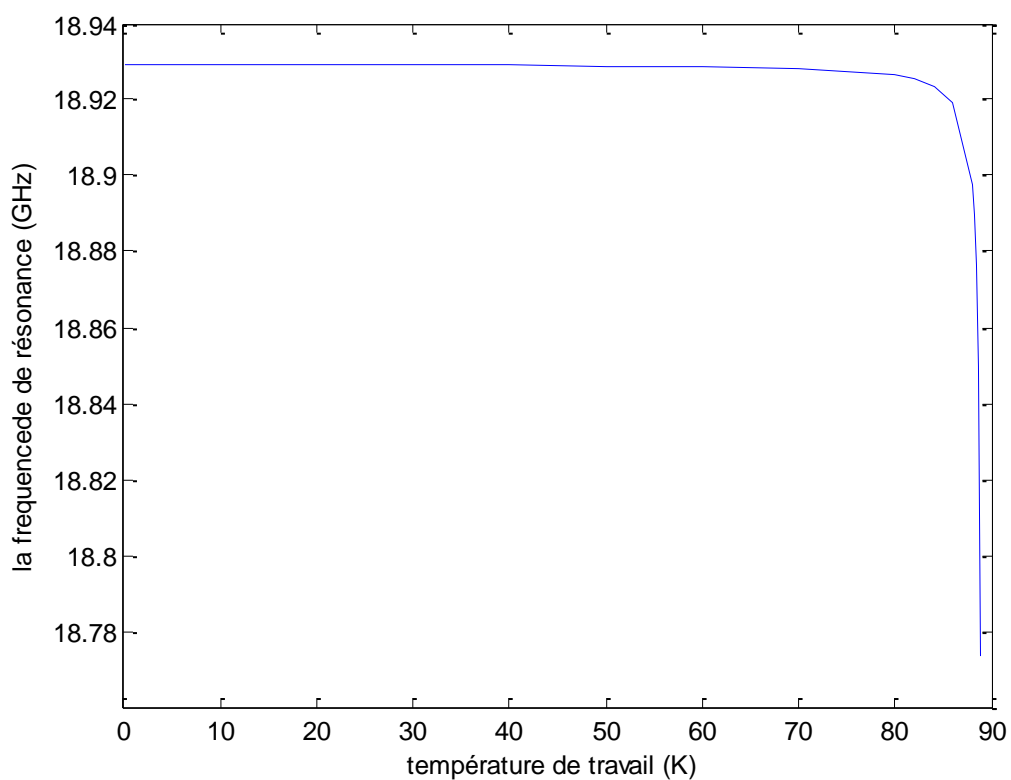
### 3.4. Influence de la température du travail sur la fréquence de résonance:

Nous avons une antenne microbande de longueur  $L_p=0.935$  mm et largeur  $W_p=1.63$  mm d'épaisseur  $D=0.254$  mm de permittivité  $\epsilon_r=23.81$ , et une ouverture dans le plan de masse de longueur  $L_a=0.0935$  mm et d'une largeur  $W_a=0.163$  mm d'une couche au-dessous de l'ouverture d'épaisseur  $D_f=0.254$  mm de permittivité  $\epsilon_{rf}=23,81$ , à une température critique de  $T=89$  K et une température de travail variante  $T_k=[0\text{K}; 89\text{K}]$ .

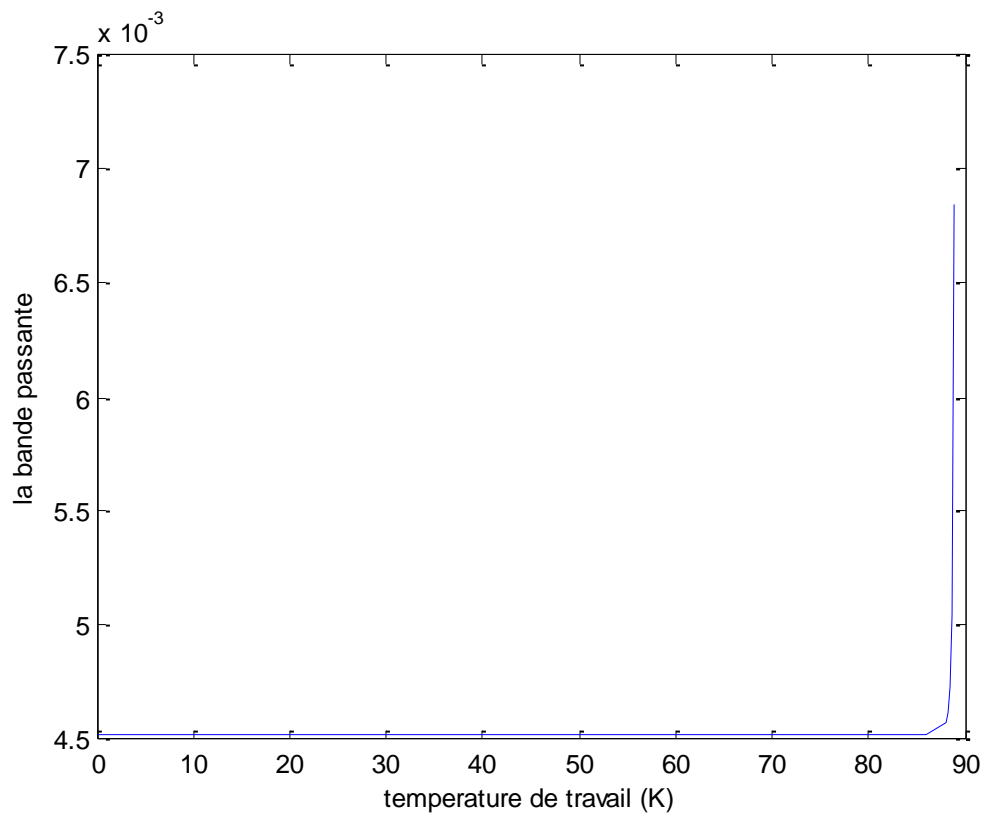
On remarque que la fréquence de résonance et la fréquence imaginaire l'une et l'inverse de l'autre, la fréquence de résonance et constante jusqu'à une certaine température critique et

diminue, il est observé que l'augmentation de la température causera une diminution dans la fréquence de résonance. Cette diminution est significative pour des valeurs de température voisines de la température critique pour la fréquence imaginaire a une certain température critique elle augmente. Il est clair que l'effet de la variation de la température sur la bande passante est significatif uniquement pour des températures proches de la température critique.

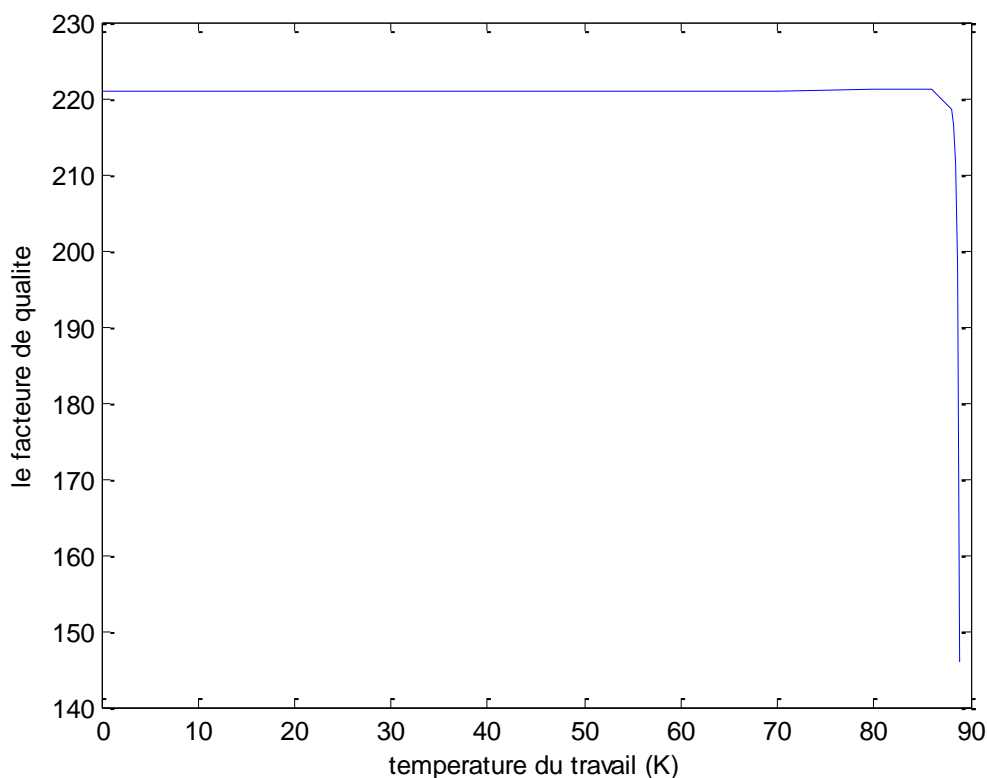
Pour le facteur de qualité il est déduit à partir de la fréquence de résonance complexe et a la même courbe que celle de la bande passante.



**Figure 3.2:** La variation de la fréquence de résonance en fonction de la température du travail.



**Figure 3.3:** La bande passante en fonction de la température du travail.



**Figure 3.4** : le facteur de qualité en fonction de la température du travail.

### 3.5. Influence de l'épaisseur de la couche ajoutée sur la fréquence de résonance:

Dans les figures 3.6 et figure 3.7 nous présentons des résultats numériques obtenus pour les fréquences de résonance pour une antenne microbande supraconductrice de longueur  $L_p=8$  mm et de largeur  $W_p=12$  mm, avec une ouverture dans le plan de masse de longueur  $L_a=4$  mm avec une largeur de  $W_a=6$  mm d'épaisseur  $D=1$  mm et une constante diélectrique  $\epsilon_r=2.35$ , avec une couche au-dessous de l'ouverture variante d'épaisseur  $D_f=[1.2; 2.6]$  avec une constante diélectrique de  $\epsilon_{rf}=10$ , dans une température de travail  $T_k=77$  K.

Et un autre avec les mêmes paramètres mais avec une constante diélectrique  $\epsilon_{rf} = 2.35$ .

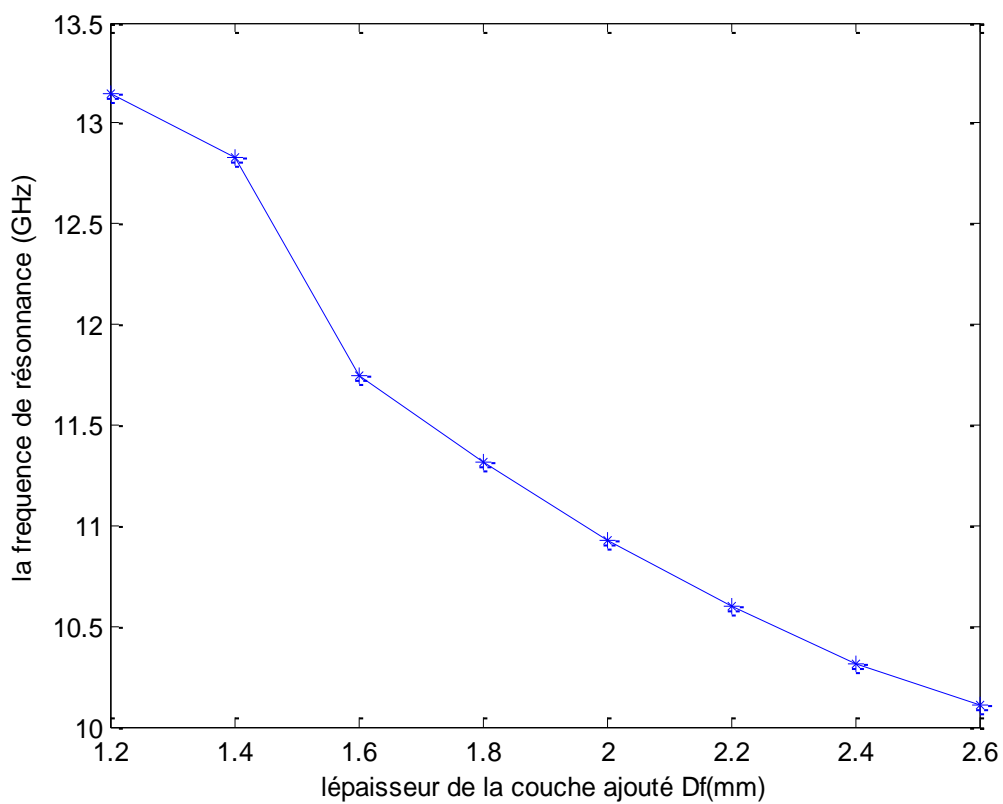
Les résultats remarquables montrent qu'avec la présence d'une couche diélectrique au-dessous du plan de masse, en voie bien une nette diminution de la fréquence  $f_r$ .

L'antenne microbande supraconductrice avec un constant diélectrique de  $\epsilon_{rf}=10$  et avec la variation dans l'épaisseur de la couche ajoutée s'est diminué de 13.14GHz jusqu'à 10.11 GHz, c'est une dégradation considérable.

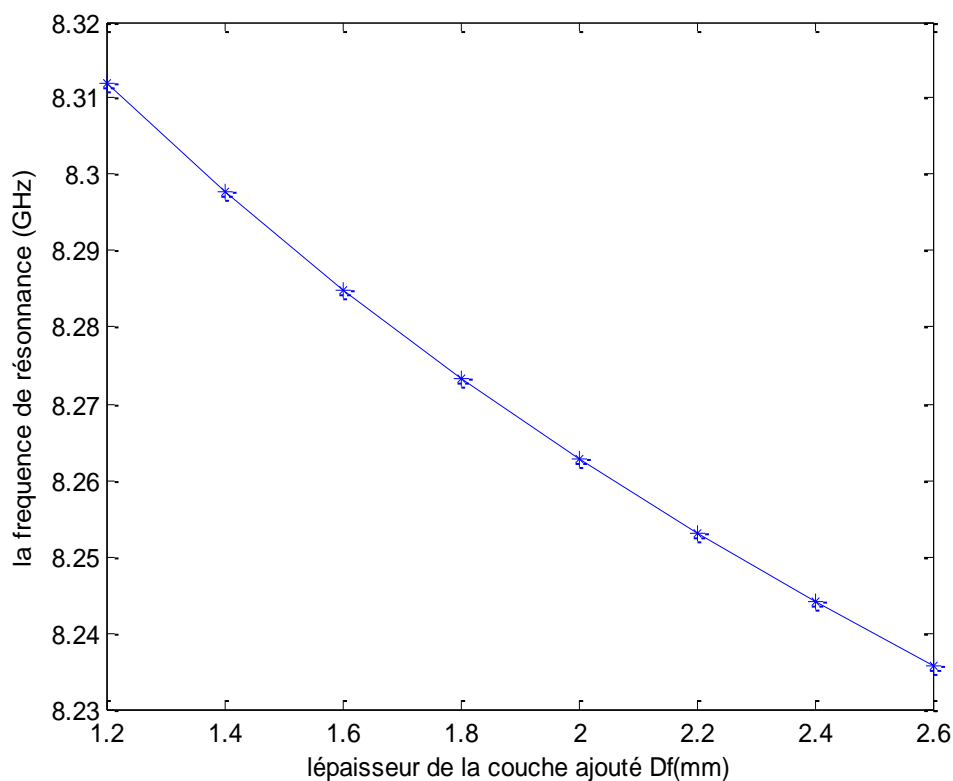
L'antenne microbande supraconductrice avec un constant diélectrique de  $E_{rf}= 2.35$  et avec la variation dans la couche ajoutée s'est déclineur de 8.31GHz jusqu'à 8.23GHz,

Cette dégradation de la fréquence  $f_r$  est moins significative par rapport à la première antenne microbande.

Ce qui indique que la constante diélectrique  $E_{rf}$  et l'épaisseur de la couche ajoutée affecte la fréquence  $f_r$ , plus en augmente dans la constant  $E_{rf}$  plus la fréquence de résonance a une dégradation considérable.



**Figure 3.5:** fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur de la couche ajoutée, avec  $E_{rf}=10$ .

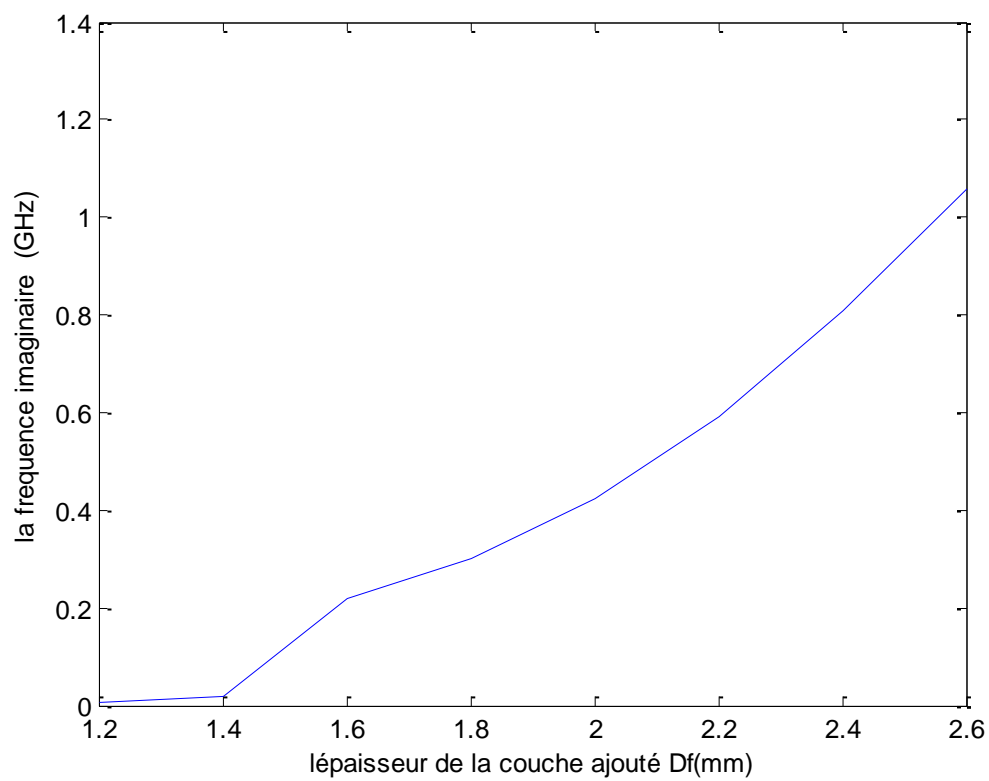


**Figure 3.6:** La fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur de la couche ajouter, avec  $E_{rf}=2.35$ .

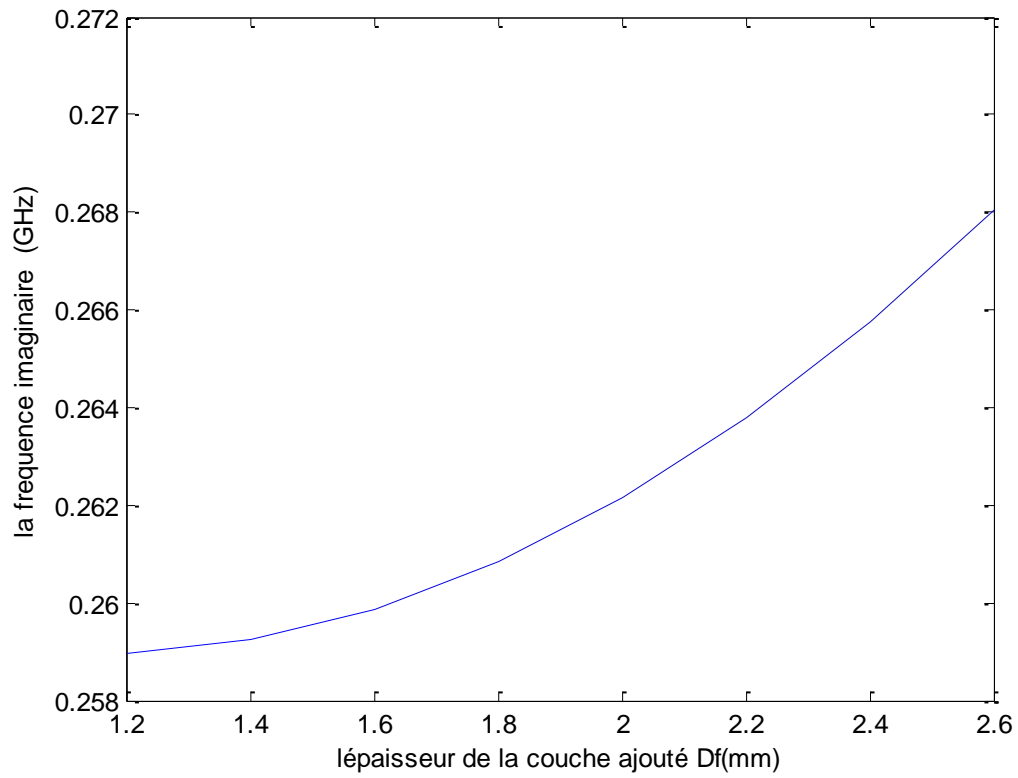
La figure 3.8 et la figure 3.9, illustre la fréquence imaginaire en fonction de l'épaisseur de la couche ajoutée avec des constantes diélectriques différents. Avec la même antenne supraconductrice.

On voit bien que plus on augmente dans l'épaisseur de la couche plus la fréquence de imaginaire augmente. Que ça soit pour une constante diélectrique de  $E_{rf}=10$  ou  $E_{cf}=2.35$ .

L'effet de l'épaisseur de la couche ajouté et du constant diélectrique sur la fréquence imaginaire et l'inverse de celui de la fréquence  $f_r$ .



**Figure 3.7:** la fréquence imaginaire en fonction de l'épaisseur de la couche ajoutée pour  $E_{rf}=10$ .



**Figure 3.8:** la fréquence imaginaire en fonction de l'épaisseur de la couche ajouter , pour  $E_{rf} = 2.35$ .

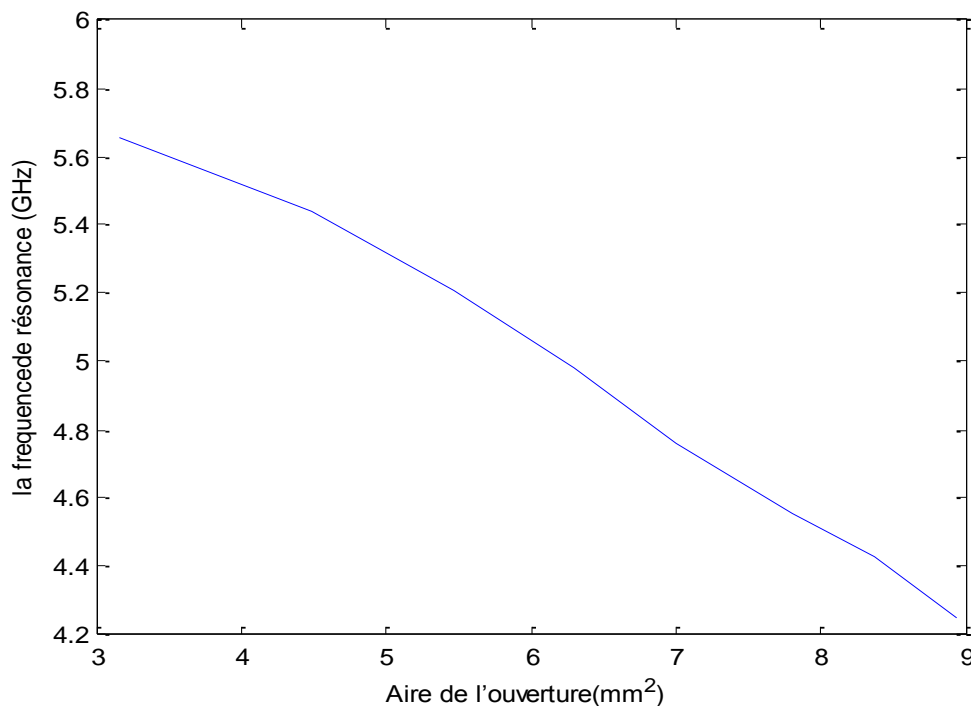
### 3.6. Influence de l'ouverture dans le plan de masse sur la fréquence de résonance et sur la fréquence imaginaire:

Nous avons à présent une antenne microbande de longueur  $L_p=14$  mm et largeur  $W_p=14$  mm, avec une ouverture dans le plan de masse variante, avec une épaisseur de la couche ajoutée  $D_f=0.2$  mm a une constante diélectrique de permittivité  $E_{ef}=3$ , et  $D=1.4$  mm et une permittivité  $E_r=3$ , dans une température de travail  $T_k=60$  K.

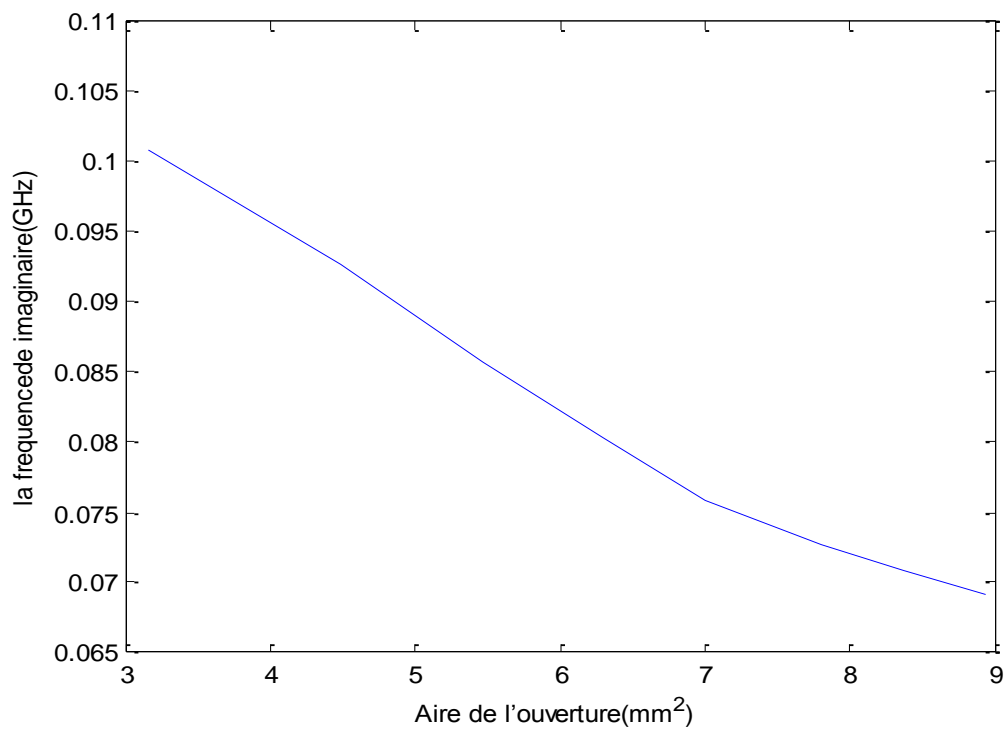
La figure 3.10 et la figure 3.11 représente la fréquence de résonance et la fréquence imaginaire respectivement en fonction de la variation dans l'ouverture dans le plan de masse.

On remarque que plus on augmente dans l'ouverture dans le plan de masse plus la fréquence de résonance et la fréquence imaginaire diminuent.

La variation dans les dimensions de l'ouverture dans le plan de masse affecte la fréquence de résonance et la fréquence imaginaire.



**Figure 3.9:** la fréquence de résonance en fonction de l'aire de l'ouverture.



**Figure 3.10:** la variation dans la fréquence imaginaire en fonction de l'ouverture dans le plan de masse.

### **3.8. Conclusion:**

Dans ce chapitre on a fait une analyse sur l'antenne microbande supraconductrice avec une ouverture dans le plan de masse et avec une couche au-dessous de l'ouverture. Le problème a été formulé en matière d'équations intégrales utilisant des transformées de Fourier vectorielles.

Et on a aussi des résultats concernant l'effet de l'épaisseur et de la couche ajoutée et la constante diélectrique sur la fréquence de résonance, l'effet d'augmenter dans l'ouverture dans le plan de masse et aussi l'effet de la température du travail sur la fréquence de résonance la bande passante et le facteur de qualité.

# **Conclusion générale**

Les antennes microbandes fabriquées avec des conducteurs normaux tels que l'or, l'argent, et le cuivre. Ont montré une faiblesse par rapport aux antennes microbande supraconducteur, en raison de leurs avantages : très faible pertes, dispersion très petite, miniaturisation des dispositifs microondes et réductions dans le temps de propagation [28]

Le matériau supraconducteur que nous avons considéré dans ce mémoire est  $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$  (YBCO).

Nous avons fait une étude sur une antenne microbande supraconductrice en présence d'une ouverture dans le plan de masse, en utilisant la méthode des moments cette antenne est alimentée par couplage de proximité. Et voire l'effet sur la fréquence de résonance et la bande passante.

Nous avons trouvée que la température de travail a un effet de diminution pour la fréquence de résonance, cette diminution est significative pour des valeurs proches de la température critique.

Nous avons trouvée aussi qu'augmentée l'épaisseur de la couche ajouté au-dessous de l'ouverture a aussi un effet atténuateur pour la fréquence de résonance et aussi la même influence en variant dans l'ouverture du plan de masse.

Finalement ont conclu que la fréquence de résonance est affectée par la couche ajouter au-dessous du plan de masse. Cette affectation est remarquable par rapport à une antenne sans la couche ajouté.

Comme perspective, on peut considérer une structure se basant sur un réseau d'antennes dans le but d'améliorer le rayonnement et la bande passante.

- 
- [1] T. FORTAKI, L. DJOUANE, F. CHEBARA et A. BENGHALIA, "radiation of a rectangular microstrip patch antenna covered with a dielectric layer", international journal of electronics, 95:9, 989-998.
- [2] S. BENKOUUDA et T. FORTAKI, S. BENKOUUDA et T. FORTAKI, "resonance of rectangular microstrip patch over ground plane with rectangular aperture in the presence of high-permittivity dielectric layer below the aperture", Mar. 20-23, 2011-239-241.
- [3] D. KHADROUCHE, "modélisation des antennes microbandes par une analyse tridimensionnelle rigoureuse en utilisant une méthode intégrale", Thèse de Doctorat, Université Mentouri de Constantine, 2009.
- [4] T. HOANG, "caractérisation des supraconducteurs à haute température critique en vue d'application en électrotechnique", Thèse présentée pour l'obtention du titre de Docteur de l'Université Henri Poincaré, 2010.
- [5] S. SYLVIA, "la supraconductivité", Professeur à l'Université Pierre et Marie Curie.
- [6] N. BOUKHENNOUFA, L. DJOUANE, H. OUDIRA, M. AMIR et T. FORTAKI, "effect of the thickness of high tc superconducting rectangular microstrip patch over ground plane with rectangular aperture", international journal of electrical and computer engineering (ije ce), vol.x, no.x month 21x,pp.xx~xx,issn:2088-8708.
- [7] V. PATRICK, Master recherche télécommunications hautes fréquences et optiques IRCOM, Université de Limoges.
- [8] M. DIBLANG, "développement du concept de l'antenne a résonateur bie pour la génération de la polarisation circulaire", Thèse de Doctorat, Université de Limoges, 2006.
- [9] M. TOUATI, "conception et simulation d'une antenne micro-ruban circulaire", Mémoire de Master, université de Mohamed Khider Biskra, 2014.
- [10] M. BELHEDRI, "influence de la supraconductivité à haute température de transition sur la résonance d'une plaque rectangulaire réalisée sur un substrat à anisotropie de type électrique et magnétique", Mémoire de Magister, Université Kasdi Merbah OUARGLA, 2013.
- [11] T. EL BAHRI, "les antennes patch", Ingénieur Génie électrique, 2015.

- [12] M. REFICE, ‘‘modélisation et simulation des antennes en onde millimétrique à base de métamatériaux’’, Mémoire de Magister, Université Ziane Achour de Djelfa, 2014.
- [13] J. VISSER, HUBREGT, ‘‘array and phased array antenna basics’’, Antenna Engineer, the Netherlands, 2005.
- [14] M. MEDDOUR, S. BENKEDDA, ‘‘étude et simulation d’une antenne microbande dans la bande WiFi 5 GHz’’, Mémoire de Master, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2017.
- [15] A. BOUFRIOUA, ‘‘contribution à l’étude des antennes a patch résistif et parfaitement conducteur tenant compte d’une source d’excitation et des nouvelles formes asymptotiques de courant’’, Thèse Doctorat, Université Mentouri de Constantine, 2006.
- [16] S. SOLTANE, ‘‘étude et caractérisation d’antennes imprimées pour système ultra large bande’’, Mémoire Magister, Université Mohamed Khider Biskra, 2015.
- [17] A. BELGUESSOUM, ‘‘Conception Et Réalisation D'une Antenne Multibandes Alimentée Par Un Guide D'onde Coplanaire CPW’’, Thèse, Université D'ottawa, 2008.
- [18] M. AGIT, ‘‘histoire de la supraconductivité’’, <http://supra2011.fr/comportement-magnetique/>. 2015
- [19] H. HAMOUCHE, ‘‘les matériaux supraconducteurs et leurs principales applications aux énergies renouvelables’’, division bioénergie et environnement, N18 ,2010.
- [20] A.VAUTHEROT, ‘‘la supraconductivité’’.
- <https://www.gralon.net/articles/materiel-et-consommables/materiels-industriels/article-la-supraconductivite---presentation--histoire-et-applications-1706.htm> 2008
- [21] ‘‘L'effet Meissner’’, consulté le 10.05.2018.
- <http://www.supraconductivite.fr/fr/index.php?p=supra-levitation-meissner-more>
- [22] N. MAYER, ‘‘effet de Meissner’’,
- <https://www.futura-sciences.com/sciences/definitions/physique-effet-meissner-16223/>  
consulter le 10/05/2018.
- [23] M. AMIR, ‘‘Analyse d’une antenne microruban à patch supraconducteur’’, Mémoire de Magister, Université de Batna.

[24] Q. MICHALSKI, P. GAULON, la supraconductivité, 2011.

<https://sites.google.com/site/lasupraconductivite/differents-types-de-supraconducteurs>

[25] G. JOSSE, "découverte et historique",

<https://www.futura-sciences.com/sciences/dossiers/physique-supraconductivite-103/> mise a jour le 26/01/2016.

[26]" les applications de la supraconductivité "

<http://www.supraconductivite.fr/fr/index.php?p=applications-intro> consulter le 10/05/2018

[27] S. BENKOUUDA et T. FORTAKI, "resonance of rectangular microstrip patch over ground plane with rectangular aperture in the presence of high-permittivity dielectric layer below the aperture", Mar 20-23, 2011-239-241.

[28] L. DJOUANE, "analyse des performances des antennes à structures planaires fonctionnant en mode unifrèquence et bifrèquence", Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2009.

## Résumé

Dans ce travail nous avons fait une étude sur une antenne microbande supraconductrice avec une ouverture dans le plan de masse, notre étude est basée sur une antenne patch supraconductrice alimentée par couplage de proximité, On a fait l'analyse par la méthode des moments.

Après l'étude paramétrique, nous avons varié dans la température de travail, l'épaisseur de la couche ajouter au-dessous de l'ouverture et voire l'effet sur la fréquence de résonance.

**Mots clés:** antenne microbande, supraconductrice.

## Abstract

In this work we made a study on a superconducting microstrip antenna with an opening in the plane of mass, our study is based on a superconducting patch antenna powered by proximity coupling, We did the analysis by the method of moments.

After the parametric study, we varied in the working temperature, the thickness of the layer adds below the aperture and even the effect on the resonant frequency.

**Key words:** microstrip antenna, superconducting

## ملخص

في هذا العمل قمنا بدراسة على هوائي ذو شريط دقيق فائق التوصيل مع فتحة في مستوى الارضية و تعتمد  
دراستنا على هوائي ذو شريط دقيق فائق التوصيل مدعوم بالاقتران القرب ، لقد أجرينا التحليل من خلال طريقة اللحظات  
بعد الدراسة البارامترية, قمنا في تغيير في درجة حرارة العمل ، إضافة سمك الطبقة تحت الفتحة و رؤية التأثير  
على تردد الرنين.

**الكلمات الاستدلالية:** هوائي ذو شريط دقيق, فائق التوصيل.