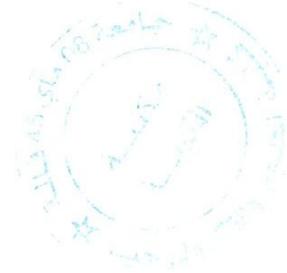


M/62.822

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique  
Université 8Mai 1945 – Guelma  
Faculté des sciences et de la Technologie  
Département d'Electronique et Télécommunications



**Mémoire de fin d'étude  
Pour l'obtention du diplôme de Master Académique**

Domaine : Sciences et Technologie  
Filière : Télécommunications  
Spécialité : Systèmes de Télécommunications

---

***Caractérisation des déphaseurs  
micro-ondes à base de cristal liquide***

---

Présenté par :

**AMRANI HOUSSAM EDDINE  
BOULBAZINE AHMED**

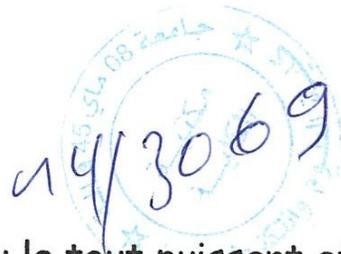
Sous la direction de :

**Dr. KHALFALLAOUI ABDERREZAK**

Mai 2014

A faint, circular blue stamp of the University of 8 May 1945 - Guelma, containing the university's name in Arabic and French.

## Remerciement



Nous tenons tout d'abord à remercier Dieu le tout puissant et  
miséricordieux, qui nous a donné la force et la patience  
d'accomplir ce Modeste travail.

En second lieu, nous tenons à remercier notre encadreur Mr :  
(khlfalaoui abd\_ elrezak-), son précieux conseil et son aide  
durant toute la période du travail, particulièrement monsieur  
atoui issa pour sa générosité et la grande patience dont il a  
su faire preuve malgré ses charges académiques et  
professionnelles.

Nos vifs remerciements vont également aux membres du jury  
pour l'intérêt qu'ils ont porté à notre recherche en acceptant  
d'examiner notre travail Et de l'enrichir par leurs propositions.  
Enfin, A nos familles et nos amis qui par leurs prières et leurs  
encouragements, on a pu surmonter tous les obstacles.

Nous tenons à ne remercier toute personne qui a participé de  
prés ou de loin à l'exécution de ce modeste travail.

## **DEDICACES**

*Je dédie ce modeste travail*

*A MES PARENTS,*

*En reconnaissance des sacrifices qu'ils se sont imposés pour  
ma réussite dans les études.*

*Qu'ils trouvent ici le témoignage de ma profonde affection.*

*A MES COLLEGUES de master2 systèmes de  
télécommunications,*

*Pour tout le soutien matériel et moral qu'ils ne cessent de  
m'apporter.*

*A eux, j'exprime ici toute ma gratitude et ma franche  
reconnaissance.*

*A MES FRERES ET A MES SOEUR,*

*A TOUS MES AMIES*

*Pour tous les soutiens et encouragements qu'ils apportent.*

**BOULBAZINE AHMED**

## DEDICACES

Je dédie ce modeste travail

A MES PARENTS,

En reconnaissance des sacrifices qu'ils se sont imposés pour  
ma réussite dans les études.

Qu'ils trouvent ici le témoignage de ma profonde affection.

A MES COLLEGUES de master2 systèmes de  
télécommunications,

Pour tout le soutien matériel et moral qu'ils ne cessent de  
m'apporter.

A eux, j'exprime ici toute ma gratitude et ma franche  
reconnaissance.

A MES FRERES Khaled, Mohamed et Zineb

A TOUS MES AMIES

Pour tous les soutiens et encouragements qu'ils apportent.

**HOUSSAM**

## Liste des abréviations

**CPW:** Coplanar waveguide, (guide d'onde coplanaire).

**DMTL:** Distributed MEMS Transmission Line.

**GIS :** Guide d'onde Intégré au Substrat.

**GSM:** Global System for Mobile Communications.

**GPS:** Global Positioning System.

**UMTS:** Universal Mobile Telecommunication system.

**WiMAX:** Worldwide Interoperability for Microwave Access.

**Wi-Fi:** Wireless Fidelity.

**WLAN:** Wireless Local Area Network (Le réseau local sans fil).

**HFSS:** High Frequency Structure Simulator.

**MEF:** Finite Elements Method, (Méthode Des Eléments Finis).

**MEMS:** Micro Electro Mechanical Systems, (systems électromécanique).

**MIC:** Microwave Integrated Circuit, (intégrant des lignes de transmission sur le substrat).

**MMIC:** Microwave Monolithic Integrated Circuit.

**PV:** photovoltaïque.

**RF:** Radio Fréquences.

**SPNT:** Single Pole N Throw.

**TE:** Transverse Electrique.

**TEM:** Transverse Electrique Magnétique.

**TM:** Transverse Magnétique.

## Table des matières

Introduction générale.....	1
<b>Chapitre I : Support de transmission</b>	
I.1. Introduction .....	4
I.2. Propagation guidée .....	4
I.3. Modes de propagation .....	5
I.4. Ligne de transmission .....	5
I.5 Lignes planaires.....	5
I.5.1 Avantages et inconvénients .....	5
I.5.2 Type des lignes planaires .....	6
I.5.2.1 Ligne inversée.....	6
I.5.2.2 Ligne de goubau .....	7
I.5.2.3 Lignes micro-ruban (micro strip).....	8
I.5.2.4 La ligne a fente .....	10
I.5.2.5 Lignes coplanaire .....	10
I.6 Propriété et comparaison entre les lignes planaires .....	12
I.7 Les pertes dans les circuits planaires .....	13
I.7.1 Les pertes diélectriques d'une ligne micro-ruban .....	13
I.7.2 Les pertes métalliques .....	14
I.7.3 Les pertes par rayonnements .....	14
I.8 Principe d'approximation quasi-TEM et les champs électrique et magnétique .....	15
I.8.1 Permittivité effective des lignes microbande-longueur d'onde et vitesse de propagation .....	15
I.9 Conclusion .....	16
<b>Chapitre II : Dispositifs micro-ondes accordables</b>	
II.1 Introduction.....	18
II.2. Dispositifs micro-ondes accordables dits « agiles en fréquences ».....	18
II.3. Les dispositifs de déphasage en technologie MEMS.....	19
II.3.1 Leur usage.....	19
II.3.2 Leurs topologies.....	20
II.3.2.1 Déphaseurs à base de composants MEMS.....	20
a. Déphaseurs à lignes commutées .....	20
b. Déphaseurs à lignes chargées.....	21
c. Déphaseurs en réflexion.....	22
II.3.2.2 Déphaseur commandé par un signal optique.....	24
II.4. Applications des cristaux liquides aux circuits agiles.....	24
II.4.1 Généralités sur les cristaux liquides.....	24
II.4.2 Présentation des cristaux liquides étudiés.....	25
a. Cristal liquide K15.....	25
b. Cristal liquide E3.....	25
c. Cristal liquide E7.....	26
II.4.3 Anisotropie diélectrique .....	27

II.4.4 Résultats de caractérisation des cristaux liquides étudiés.....	28
II.4.5 Principe fonctionnement.....	29
II.5. Conclusion .....	30
<b>Chapitre III : Application des déphaseurs pour les antennes à balayage électronique</b>	
III.1 Introduction .....	32
III.2 Définition .....	32
III.3 Déphaseur coplanaire.....	33
III.4 Déphaseurs micro-ruban à accès coplanaires.....	36
III.5 Déphaseur sur déférent matériaux.....	38
III.5.1 Déphaseur sur ferrite.....	38
III.5.2 Paramètres caractéristiques du déphaseur.....	39
III.5.3 Les déphaseurs micro rubans à base des cristaux liquides.....	39
III.6 Caractérisation d'antennes à balayage électronique.....	40
III.6.1 Présentation générale du dispositif.....	40
III.6.2 Principe .....	41
III.6.3 Antenne à balayage électronique .....	43
III.7 Application des déphaseurs aux réseaux d'antennes.....	44
III.8 Conclusion.....	45
<b>Chapitre IV: Résultats de simulations</b>	
IV.1 Introduction .....	47
IV.2 Présentation de HFSS .....	47
IV.3 Simulation et résultats .....	48
IV.3.1 Simulation de la ligne micro-ruban simple .....	48
IV.3.1.1 Présentation de la structure .....	48
IV.3.1.2 l'atténuation de la ligne micro-ruban sur différentes matériaux .....	51
IV.3.1.3 Influence de l'épaisseur de métallisation $t$ .....	51
IV.3.1.4 coefficient de réflexion de la ligne micro ruban pour différentes largeurs de $w$ ..	52
IV.3.1.5 Influence de la hauteur du substrat $h$ sur l'Atténuation de la ligne micro ruban ...	53
IV.3.1.6 Influence du largeur $W$ du ruban sur l'Atténuation de la ligne micro ruban .....	53
IV.3.1.7 Influence de la conductivité du ruban sur l'Atténuation de la ligne micro ruban ..	54
IV.3.1.8 Distribution du champ magnétique sur la ligne micro-ruban .....	55
IV.3.1.9 Distribution du champ électrique sur la ligne micro-ruban .....	55
IV.3.2 Simulation de la ligne coplanaire .....	56
IV.3.2.1 Présentation de la structure .....	56
IV.3.2.2 Les caractéristiques de la ligne coplanaire à simuler .....	56
IV.3.2.3 coefficient de réflexion de la ligne coplanaire pour différentes matériau .....	57
IV.3.2.4 coefficient de transmission de la ligne coplanaire pour différentes matériau .....	58
IV.3.2.5 L'influence de $t$ sur coefficient de transmission $S_{21}$ .....	58
IV.3.2.6 L'influence de $W$ sur coefficient de réflexion $S_{11}$ .....	59
IV.3.2.7 L'influence de $W$ sur coefficient de transmission $S_{21}$ .....	59
IV.3.2.8 L'influence de $h$ sur coefficient de réflexion $S_{11}$ .....	60
IV.3.2.9 L'influence de $h$ sur coefficient de transmission $S_{21}$ .....	60
IV.3.2.10 l'atténuation de la ligne coplanaire sur différentes matériaux .....	61
IV.3.2.11 L'influence de l'épaisseur de métallisation $t$ .....	61

IV.3.2.12 Influence de la largeur du ruban conducteur $w$ .....	62
IV.3.2.13 Influence de la hauteur $h$ de substrat sur .....	62
IV.3.3 Simulation du déphaseur micro-ruban à accès coplanaire .....	63
IV.3.3.1 Présentation de la structure .....	63
IV.3.3.2 L'atténuation du déphaseur sans commande .....	64
IV.3.3.3 L'atténuation du déphaseur avec commande .....	65
IV.3.3.4 Influence des différents matériaux sur l'atténuation du déphaseur .....	65
IV.3.3.5 Coefficient de réflexion $S_{11}$ sur les différents matériaux .....	66
IV.3.3.6 influence de tension sur le coefficient de réflexion $S_{11}$ .....	67
IV.3.3.7 Déphasage de Coefficient de transmission $S_{21}$ sur les différents matériaux .....	67
IV.3.3.8 Déphasage de Coefficient de transmission $S_{21}$ avec une tension de commande de 2.5V .....	68
IV.3.3.9 Déphasage de Coefficient de transmission $S_{21}$ avec une tension de commande de 5V .....	69
IV.3.3.10 Déphasage de Coefficient de transmission $S_{21}$ avec une tension de commande de 7.5V.....	69
IV.3.3.11 Déphasage de Coefficient de transmission $S_{21}$ avec une tension de commande de 10V .....	70
IV.3.3.12 Déphasage de Coefficient de transmission $S_{21}$ avec une tension de commande de 10V et 20V .....	70
Conclusion générale .....	73
Bibliographie .....	75

## Liste des figures et tableaux

Figure I.1: Coupe transversale de la ligne inversée .....	7
Figure I.2: Lignes de Sommerfeld et de Goubau .....	7
Figure I.3: Coupe transversale de la ligne de Goubau avec ses lignes de champ électrique associé .....	8
Figure I.4: Coupe transversale d'une ligne microstrip.....	8
Figure I.5: ligne Micro-ruban (micro-strip) et distribution des champs.....	9
Figure I.6: Ligne à fente (slot line) et Propagation des champs.....	10
Figure I.7: Schéma d'une ligne coplanaire sur alumine.....	11
Figure I.8: ligne coplanaire et propagation des champs.....	11
Figure I.9: Représentation de la densité de courant $J(x)$ sur la largeur du ruban dans le cas d'une ligne micro-ruban.....	14
Figure II.1: Exemple de déphaseur à lignes commutées développé par « EADS Innovation Works » et l'université de Saarland en 2008 .....	20
Figure II.2: Exemple de déphaseur à lignes commutées développé par l'université du Michigan .....	21
Figure II.3: Commutateur MEMS (a) intégré à un déphaseur DMTL (b) développé par l'université du Michigan et le CEA-Leti .....	22
Figure II.4: Déphaseur MEMS en réflexion développé par l'université nationale de Seoul .....	23
Figure II.5: Déphaseur MEMS en réflexion développé par l'université du Michigan .....	23
Figure II.6: Déphaseur à commande optique.....	24
Figure II.7: Formule chimique du cristal liquide K15.....	25
Figure II.8: Molécules constituant le mélange E3.....	26
Figure II.9: Molécules constituant le mélange E7.....	26
Figure II.10: les deux géométries pour la mesure des permittivités $\epsilon_{\perp}^*$ et $\epsilon_{\parallel}^*$ .....	28
Figure II.11: Principe du déphaseur micro-ruban à accès coplanaire : effet de la tension de commande sur l'orientation du cristal liquide.....	29
Figure III.1: déphaseur coplanaire.....	33
Figure III.2: Section droite de la partie active du déphaseur coplanaire.....	34
Figure III.3: Effet de la tension de commande sur l'orientation du cristal liquide pour un déphaseur coplanaire.....	34
Figure III.4: Vue d'ensemble du déphaseur coplanaire $e \neq 0$ et $E_{AC} = 0$ .....	35
Figure III.5: Section droite de la partie active du déphaseur coplanaire $e \neq 0$ et $E_{AC} \neq 0$ .....	35
Figure III.6: Exemple de carte de champ électrique dans la partie agile (simulateur HFSS).....	36
Figure III.7: Déphaseur micro-ruban à accès coplanaires.....	37
Figure.III.8: Section droite de la partie active du déphaseur micro-ruban à accès coplanaires.....	37
Figure.III.9: Exemple de carte de champ électrique dans la partie agile.....	37
Figure III.10: Ligne micro-ruban sur un substrat diélectrique-ferrite.....	39
Figure III.11: structure du déphaseur à substrat évidé.....	39

Figure III.12: Plan de coupe AA' du déphaseur à substrat évidé.....	40
Figure III.13: Schéma synoptique de l'antenne à balayage électronique.....	41
Figure III.14: Antenne patch avec accès micro-ruban.....	42
Figure III.15: Champ E rayonné par une antenne patch.....	42
Figure III.16: Principe d'une antenne à balayage électronique.....	44
Figure IV.1: structure de la ligne micro-ruban.....	48
Figure IV.2: Les étapes (1,2,3 et 4) à suivre sous HFSS.....	49
Figure IV.3: Les étapes (5,6,7 et 8) à suivre sous HFSS.....	49
Figure IV.4: Les étapes à suivre pour avoir Gamma sous HFSS.....	50
Figure IV.5: ligne micro-ruban sous HFSS.....	50
Figure IV.6: atténuation de la ligne micro-ruban sur différents matériaux.....	51
Figure IV.7: atténuation de la ligne micro-ruban sur époxy pour différentes épaisseurs de métallisation t.....	52
Figure IV.8: coefficient de réflexion de la ligne micro ruban sur époxy pour différentes largeurs de w.....	52
Figure IV.9: atténuation de la ligne micro-ruban sur époxy pour différentes hauteurs de substrat h en fonction de fréquence.....	53
Figure IV.10: atténuation de la ligne micro-ruban sur époxy pour différentes largeurs du ruban w en fonction de fréquence.....	54
Figure IV.11: atténuation de la ligne micro-ruban sur époxy pour la conductivité en fonction de fréquence.....	54
Figure IV.12: distribution du champ magnétique sur la ligne micro-ruban.....	55
Figure IV.13: distribution du champ électrique sur la ligne micro-ruban.....	55
Figure IV.14: Structure de la ligne coplanaire.....	56
Figure IV.15: ligne coplanaire sous HFSS.....	57
Figure IV.16: L'influence des matériaux sur le coefficient de réflexion S11.....	57
Figure IV.17: l'influence des matériaux sur le coefficient de transmission S21.....	58
Figure IV.18: Le coefficient S21 pour différents épaisseur t.....	58
Figure IV.19: Le coefficient S11 pour différents épaisseur w.....	59
Figure IV.20 : Le coefficient S21 pour différents largeur w.....	59
Figure IV.21: Le coefficient S11 pour différents hauteurs h.....	60
Figure IV.22: Le coefficient S21 pour différents hauteurs h.....	60
Figure IV.23: atténuation de la ligne coplanaire pour différents matériaux de substrat....	61
Figure IV. 24: atténuation de la ligne coplanaire pour différentes épaisseurs de t.....	61
Figure IV. 25: l'influence de la largeur de la ligne (w) sur les pertes.....	62
Figure IV.26: L'influence de hauteur (h) sur les pertes.....	62
Figure IV.27: déphaseur micro-ruban à accès coplanaires.....	63
Figure IV.28: modèle du déphaseur simulé.....	64
Figure IV.29: Variation des pertes en fonction de la fréquence sans la tension de commende.....	64
Figure IV.30: Variation des pertes en fonction de la fréquence avec commande.....	65
Figure IV.31: atténuation du déphaseur pour différents matériaux de substrat.....	65
Figure IV.32: Coefficient de réflexion sur les différents matériaux.....	66
Figure IV.33: Pertes en réflexion en dB du déphaseur micro-ruban à accès coplanaire.....	67

Figure IV.34 : Déphasage de Coefficient de transmission S21 en degré sur les différents matériaux.....	67
Figure IV.35: Déphasage de Coefficient de transmission S21 en degré avec une tension de commande de 2.5V.....	68
Figure IV.36: Déphasage de Coefficient de transmission S21 en degré avec une tension de commande de 5V.....	69
Figure IV.37: Déphasage de Coefficient de transmission S21 en degré avec une tension de commande de 7.5V.....	69
Figure IV.38: Déphasage de Coefficient de transmission S21 en degré avec une tension de commande de 10V.....	70
Figure IV.39: Déphasage de coefficient de transmission S21 en degré avec une tension de commande de 10V et 20V.....	70
Tableau II.1 . Dispositifs agiles en fréquence et grandeurs commandées .....	18
Tableau II.2: résultats de caractérisation des cristaux liquides avec $\epsilon'$ permittivité réel et $\epsilon''$ permittivité imaginaire .....	29



# **Introduction générale**



## **Introduction générale**

L'électronique hyperfréquence est principalement utilisée dans les technologies radar, les télécommunications (notamment dans le domaine spatial) mais aussi pour le chauffage, le séchage, la cuisson (four micro-ondes) et le traitement de diverses maladies (diathermie). Historiquement, cette science est née avec la seconde guerre mondiale, elle a ensuite rapidement évolué parallèlement à l'ensemble de la microélectronique. Dans certains domaines, les guides d'ondes et autres tubes générateurs de signaux ont vite été remplacés par des structures planaires et des transistors.

Les futures technologies pour les systèmes de télécommunication devront démontrer des potentialités très attractives en matière de miniaturisation, de reconfigurabilité et de fiabilité pour des coûts de fabrication plus faibles. Par exemple, les dispositifs de communication doivent pouvoir fonctionner en simultané suivant plusieurs standards, l'objectif étant de proposer un seul et unique dispositif permettant de gérer l'ensemble des communications. Le développement des télécommunications sans-fil (technologies Wifi, Bluetooth, réseaux « Indoor » ...), se traduit par l'augmentation de la pollution électromagnétique. Une des solutions pour la réduire consiste à émettre uniquement dans la direction de l'élément avec lequel on communique. Ainsi, une zone limitée est concernée par la communication et la puissance peut être réduite. Dans ce contexte, les dispositifs micro ondes occupent une place importante et, plus particulièrement, les dispositifs micro-ondes reconfigurables. De tels dispositifs dits agiles en fréquence concernent les fonctions de déphasage, de filtrage et d'émission-réception des ondes électromagnétiques.

Les objectifs sont de diminuer les coûts de production, améliorer les performances et réduire la taille des circuits.

C'est dans ce cadre que nous avons réalisé notre travail sur la «Caractérisation des déphaseurs micro-ondes à base de cristal liquide».

Le premier chapitre présente dans un premier temps, une étude générale sur les lignes des transmissions et plus particulièrement les différents types des lignes planaires. Puis, nous présenterons les différentes méthodes pour estimer les pertes.

Le deuxième chapitre est consacré aux différentes techniques de réalisation des dispositifs micro-ondes agiles en fréquence ainsi qu'à leurs performances. Nous décrivons ensuite les principales propriétés des cristaux liquides et les dispositifs microondes accordables réalisés à partir de ces matériaux.

Dans le troisième chapitre, nous nous présentons tout d'abord une étude théorique des circuits pour optimiser leur conception et leurs performances. Les études ont porté sur deux types de déphaseurs: les déphaseurs micro-rubans à accès coplanaires et les déphaseurs coplanaires. Un exemple de réalisation et caractérisation d'une antenne à balayage reconfigurable sont présentées dans ce chapitre. La conception et la réalisation du dispositif et des différents éléments constitutifs tels que les déphaseurs et les antennes patches sont décrits.

Dans le quatrième chapitre on effectue des différentes simulations qui traduisent le travail qu'on a fait dans les chapitres précédent. Dans un premier temps nous allons présenter une étude sur deux type de ligne: ligne micro-ruban et ligne coplanaire dont la quelle l'influence des différentes paramètres de la ligne seront présenté. La deuxième partie sera consacrée à la conception et la simulation de notre déphaseur à accès coplanaire. Le point important est de voire l'influence de la tension de commande sur notre structure proposé et détecté le point de saturation du matériau utilisé a savoir le cristal liquide.



## **Chapitre I**

### **Support de transmission**



## I.1. Introduction

Dans les systèmes modernes en télécommunication, les antennes doivent être capables de fonctionner pour différentes gammes de fréquence pour atteindre différents protocoles de communication (GSM, UMTS, Wifi, Wi Max, LMDS, etc...) ceci peut être fait en utilisant des antennes large bande et multi bandes mais ces dernières sont volumineuses et difficiles à intégrer dans les petits terminaux mobiles. Avec ce souci d'agilité fréquentielle vient également la nécessité d'augmenter la directivité des antennes, on procède pour cela à des groupements de plusieurs antennes. Alimentées simultanément par le même émetteur avec interposition de diviseurs de puissance et de déphaseur, les caractéristiques de rayonnement dépendent à la fois du diagramme de chaque antenne et de la répartition en amplitude et en phase. Si en outre on modifie les caractéristiques des diviseurs de puissance et des déphaseurs par des moyens électroniques, on peut obtenir une modification quasi instantanée du diagramme.

Le premier chapitre est consacré à une étude générale sur les lignes de transmission et plus particulièrement les différents types des lignes planaires.

## I.2. Propagation guidée

Le guide d'onde, ligne de transmission permettent de canaliser une onde électromagnétique et de l'amener d'un émetteur à un récepteur. La propagation guidée est utilisée pour envoyer l'intégralité d'une onde à un destinataire précis, contrairement à la propagation des ondes hertziennes que l'on utilise, par exemple, pour la transmission des programmes de radio ou de télévision. Il est inévitable d'utiliser une onde électromagnétique plutôt qu'un courant électrique dans un conducteur dès que l'on travaille à des fréquences élevées (supérieures à 50 Hz). En effet, si un fil de cuivre conduit très bien un courant électrique à une fréquence de 50 Hz (réseau Sonalgaz), il n'en est pas de même pour un courant de plus haut fréquence, car une grande partie de l'énergie est rayonnée autour du fil et donc perdue: le fil se comporte alors comme une antenne émettrice en raison de ce phénomène de rayonnement électromagnétique. Le guide d'onde permet d'éviter ce phénomène en confinant l'onde, et d'amener l'information à destination avec une perte d'énergie négligeable [1].

### I.3. Modes de propagation

On définit le mode d'un guide d'ondes par l'orientation des champs électriques et magnétique, constituant l'onde électrique (TE) et transverse magnétique (TM), pour lesquels le champ électrique et le champ magnétique constituant l'onde sont respectivement orthogonaux à la direction de propagation, c'est le mode le plus utilisé.

### I.4. Ligne de transmission

La ligne de transmission est un dispositif utilisé pour transférer la puissance électromagnétique, par exemple d'un émetteur vers une antenne ou d'une antenne vers un récepteur.

Il existe différents types de lignes permettant la transmission de signaux, hyperfréquences, elles peuvent être:

Ouvertes ou fermées

- Ouvertes: la ligne peut rayonner;
- Fermées: la ligne est insérée à l'intérieur d'un conducteur et ne peut rayonner.

Homogènes ou inhomogènes

Homogènes : le milieu de propagation de la ligne ne varie pas dans le plan perpendiculaire au sens de la propagation ;

Inhomogènes : dans le plan perpendiculaire au sens de la propagation, soit le milieu de propagation de la ligne contient plusieurs milieux de natures différentes, soit le milieu de propagation de la ligne varie de façon continue.

Notre étude porte sur les lignes planaires utilisées pour les circuits imprimés, ces lignes sont de types ouvertes et inhomogènes [2].

### I.5 Lignes planaires

Il y a une grande variété de lignes à structure bidimensionnelle appelées parfois lignes planaires, qui ont été étudiées et ont fait l'objet d'application pour la réalisation des circuits passifs et aussi des circuits actifs hyperfréquences. On peut distinguer les différentes lignes de transmission planaires [1].

#### I.5.1 Avantages et inconvénients

L'intégration dans un circuit électronique des structures planaires s'est avérée très pratique, car il y a possibilité d'adjoindre sur leur surface des composants actifs ou passifs.

Cependant, l'intégration de composants passifs reste nécessaire pour la réalisation des systèmes de télécommunication. Dans ces conditions, la miniaturisation de ces composants constitue un objectif majeur pour les générations futures de composants et systèmes. Les lignes de transmission possèdent certaines propriétés telles que:

- Faible coût.
- Faible poids, faibles dimensions et légèreté.
- Compatibilité avec circuits intégrés.
- Performances intéressantes.
- Meilleure fiabilité.
- Reproductibilité.

Les composants élémentaires peuvent être additionnés aux circuits ; sa structure ouverte la rend en effet, très commode pour l'utilisation des MICs.

L'inconvénient majeur qui retient l'attention est que les lignes micro-rubans sont considérées comme des lignes ouvertes qui rayonnent de l'énergie dans l'espace environnant. Mais l'intérêt particulier de cet inconvénient est qu'il a donné lieu à des recherches dont le résultat essentiel fut la caractérisation des structures micro-rubans qui serait une partie de l'objectif de notre travail [3] [4].

*(MIC : Microwave Integrated Circuit, intégrant des lignes de transmission sur le substrat)*

## **I.5.2 Type des lignes planaires**

### **I.5.2.1 Ligne inversée**

La ligne micro-ruban inversée est constituée d'un diélectrique qui supporte le ruban métallique. Celui-ci est en regard du plan de masse à travers une couche d'air.

La différence principale avec une ligne micro-ruban est l'absence de tout conducteur sur l'autre côté du substrat.

Ainsi, la plupart des lignes de champ se trouvent dans la couche d'air entre le ruban et le plan de masse. Quelques lignes de champs subsistent dans le diélectrique. Celles-ci contribuent aux pertes diélectriques qui sont très faibles dans ce cas. Les lignes de champs sont analogues à celles de la ligne micro-ruban.

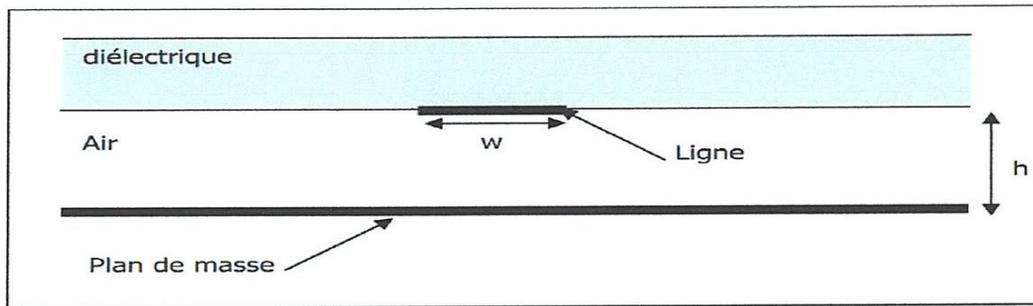


Figure I.1 : Coupe transversale de la ligne inversée

Les avantages de cette ligne par rapport à la ligne micro-ruban sont les mêmes que pour la ligne suspendue, avec en plus, une meilleure robustesse aux vibrations et une encapsulation naturelle.

### I.5.2.2 Ligne de goubau

La ligne de Goubau est par définition un guide unifilaire uniforme dans un milieu inhomogène, c'est-à-dire un fil métallique recouvert d'un diélectrique.

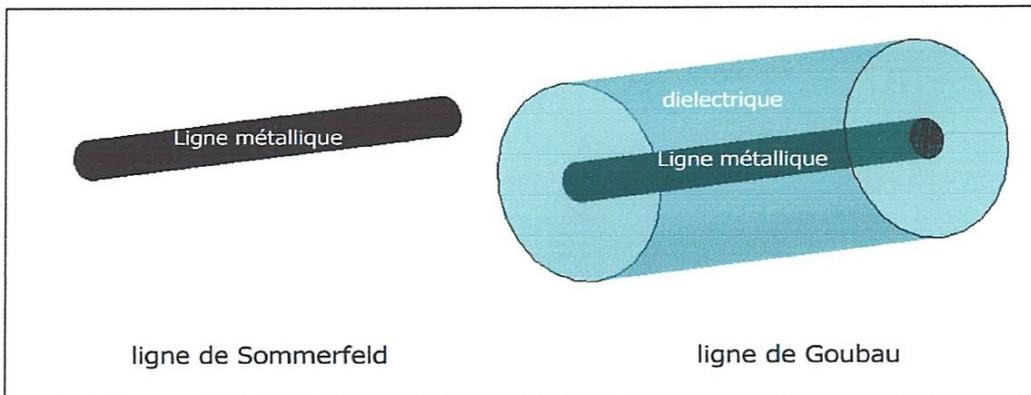


Figure I.2 : Lignes de Sommerfeld et de Goubau

La ligne de Goubau présente comme caractéristique, un mode de propagation Transverse Magnétique TM et de faibles pertes. Elles sont principalement utilisées dans le domaine du THz (100 GHz à 10 THz), comme support de transmission à haute fréquence.

Nous nous intéressons ici à la ligne de Goubau planaire constituée d'un ruban métallique sur un diélectrique, cette ligne sera dans un milieu inhomogène : dans le plan perpendiculaire au sens de la propagation, le milieu de propagation de la ligne contient plusieurs milieux de natures différentes. Les paramètres qui influent sur la ligne sont l'épaisseur du diélectrique et sa permittivité [2].

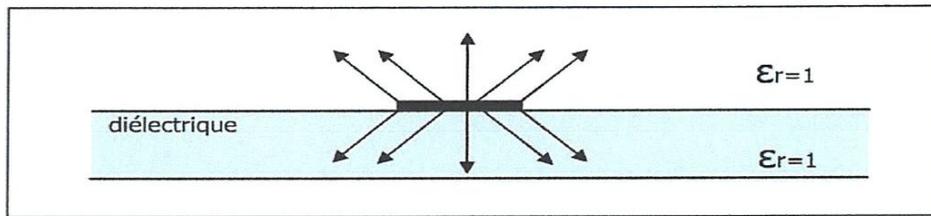


Figure I.3 : Coupe transversale de la ligne de Goubau avec ses lignes de champ électrique associé

### I.5.2.3 Lignes micro-ruban (micro strip)

Une ligne micro strip (micro ruban) est constituée d'un ruban conducteur placé sur une face d'un matériau diélectrique dont l'autre face constitue un plan de masse (figure I.4). De nombreuses études ont montré qu'une telle ligne de transmission est le siège d'une onde se propageant en mode quasi-TEM (Transverse Electro-Magnetic), c'est à dire que les champs électrique et magnétique sont perpendiculaires à l'axe de la ligne selon lequel s'effectue la propagation [5].

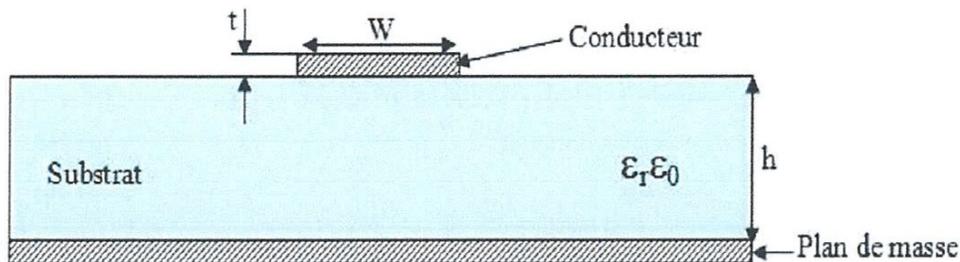
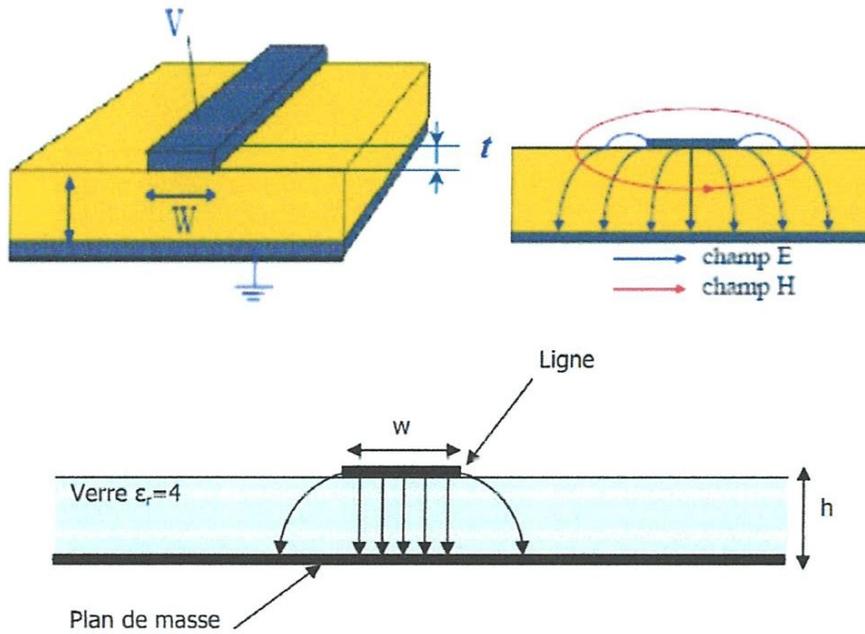


Figure I.3 : Coupe transversale d'une ligne microstrip.

Une ligne micro-ruban est constituée d'une bande conductrice, séparée d'un plan de masse par une couche diélectrique

Il est essentiel de connaître leurs paramètres caractéristiques [4]:



**Figure I.5:** ligne Micro-ruban (micro-strip) et distribution des champs

Pour le substrat, son épaisseur  $h$  et sa permittivité relative Complexe  $\epsilon_r^*$  :

$$\epsilon_r^* = \epsilon_r - j\epsilon_i = \epsilon_r (1 - \tan\delta) \quad (I.1)$$

La partie réelle  $\epsilon_r$  et la constante diélectrique du matériau tandis que la partie imaginaire caractérise ses pertes.

Pour la bande métallique, sa largeur  $W$  qui est en général de l'ordre de grandeur de  $h$  ( $0.1 < W/h < 10$ ) et son épaisseur  $t$  [4] [6].

#### • Caractéristique d'une Ligne Micro Ruban

Ses caractéristiques sont :

- La vitesse de propagation le long de la ligne  $V_p$ .
- L'impédance caractéristique  $Z_c$  de la ligne de transmission.

Elle dépend notamment des paramètres suivants :

- La largeur du ruban :  $W$
- L'épaisseur du substrat :  $h$ .
- La permittivité relative du substrat :  $\epsilon_r$

Le principal mode de propagation dans une ligne micro-ruban intégrée est le mode transverse électromagnétique TEM. Le champ électrique se propage selon l'axe  $z$  et s'écrit :

$$E_x(z) = Ae^{-\gamma z} + Be^{\gamma z} \quad (I.2)$$

Où  $\gamma$  est la constante de phase de l'onde définie par la relation :

$$\gamma = \alpha + j\beta \text{ [m}^{-1}\text{]} \quad (\text{I.3})$$

Où  $\alpha$  est la constante d'atténuation, et caractérise les pertes de la ligne. Elle dépend des dimensions de la ligne ; la largeur  $w$  et la hauteur  $h$ .

$\beta$  représente la constante de propagation.

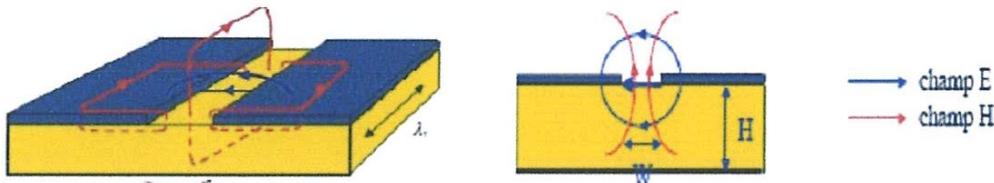
$\alpha$  et  $\beta$  sont des éléments propres à la ligne qui permettent de comparer les structures de propagation entre elles. Un troisième élément de comparaison est nécessaire pour caractériser une ligne : son impédance caractéristique  $Z_c$ , exprimée en ohms. Elle est fixée par les paramètres physiques et géométriques de la ligne [1].

#### I.5.2.4 La ligne à fente

La ligne à fente ou ligne à encoche, est une structure constituée d'un substrat diélectrique métallisé sur une côte seulement.

La métallisation comporte une rainure de séparation étroite et gravée qui constitue la ligne

- Le champ électrique est tangentiel à l'interface dans la fente
- Le champ magnétique a une composante  $z$  non négligeable



**Figure I.5 :** Ligne à fente (slot line) et Propagation des champs.

Les différentes études menées sur ces lignes n'ont pas donné de modèle très satisfaisant, ce qui est un handicap sérieux pour leur utilisation. En effet, les composantes longitudinales des champs sont plus importantes que dans le cas des micro-rubans. C'est un véritable guide d'onde qui possède une fréquence de coupure par mode, et encore la ligne à fente est très dispersive et à haute impédance [4].

#### I.5.2.5 Lignes coplanaire

La ligne de transmission coplanaire, dite aussi guide coplanaire et notée CPW (Coplanar waveguide), est un élément incontournable dans la conception des circuits intégrés. Elle est constituée de trois rubans métalliques placés sur le même plan à une distance constante du substrat diélectrique. Le conducteur central véhicule le signal micro-onde [2].

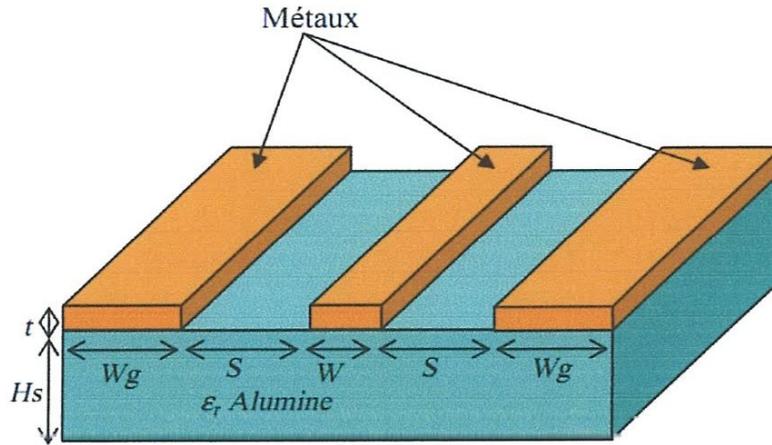


Figure I.6 : Schéma d'une ligne coplanaire sur alumine

Les deux rubans latéraux servent de plans de masse et sont séparés du signal par des fentes coplanaires.

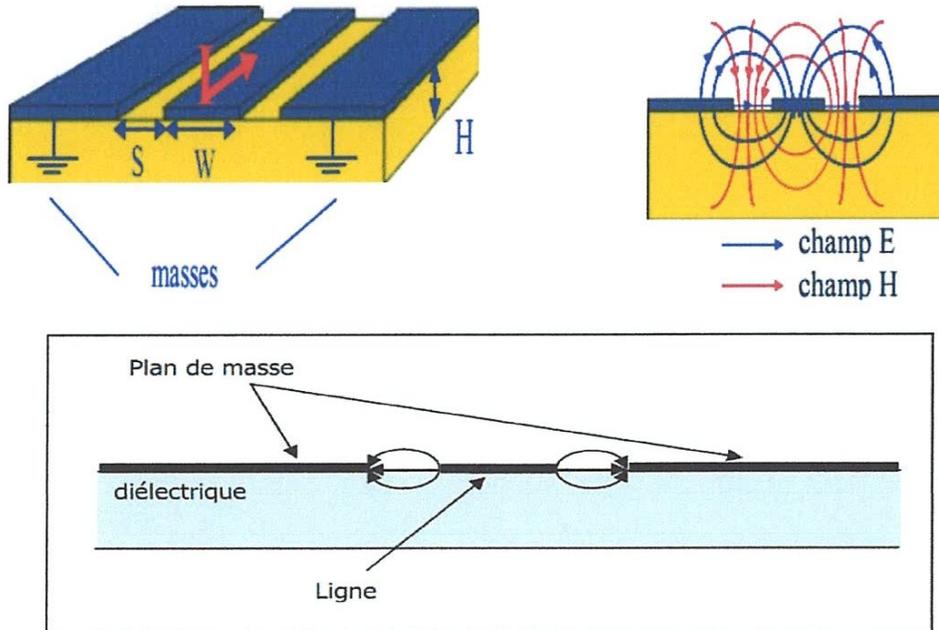


Figure I.7 : ligne coplanaire et propagation des champs

La ligne de transmission coplanaire présente plusieurs avantages par rapport à la ligne micro-strip. Elle permet de s'affranchir des procédés technologiques face arrière utilisés pour la réalisation des lignes micro-strip et donc de réduire le coût de fabrication. Elle présente aussi une souplesse de conception et de réalisation. Elle montre également une facilité d'intégration avec d'autres circuits sans avoir recours aux vias métalliques grâce à son caractère uni planaire. De plus, elle facilite la réalisation des circuits complexes comme les

filtres, déphaseurs et les isolateurs. C'est pour ces raisons que nous avons choisi d'utiliser des interconnexions coplanaires pour l'intégration monolithique des circuits micro-ondes [2].

- **Avantages et inconvénients des lignes coplanaires :**

- Elle permet de s'affranchir des procédés technologiques face arrière utilisées pour la réalisation des lignes micro-strip et donc de réduire le coût de fabrication
- Elle présente aussi une souplesse de conception et de réalisation
- Elle montre également une facilité d'intégration avec d'autres circuits sans avoir recours aux vias métalliques grâce à son caractère uni planaire
- Elle facilite la réalisation des circuits complexes comme les filtres et les déphaseurs...

Malgré tous ces avantages, les lignes coplanaires présentent des inconvénients :

- L'utilisation des ponts pour filtrer le mode pair est l'un des principaux inconvénients des lignes coplanaires, puisqu'elle requiert un processus technologique supplémentaire.
- La gamme d'impédances réalisables en technologie coplaire n'est pas étendue qu'en technologie micro-ruban.
- Contrairement à la technologie micro-ruban ; les bibliothèques de cette technologie sont peu développées [1].

## **I.6 Propriété et comparaison entre les lignes planaires**

- Une ligne de transmission est caractérisée par son impédance caractéristique, sa constante d'affaiblissement (qui précise les pertes dans la ligne), et la vitesse de propagation des signaux, qui dépend du diélectrique utilisé pour fabriquer la ligne.
- Pertes Ohmiques à très haute fréquence (facteur de perte prépondérant) : « les lignes micro-ruban » permettent de minimiser leur impact au regard des lignes « CPW ».
- L'effet de l'épaisseur des conducteurs dans les lignes « CPW » (y sont plus sensibles) est plus large que celui des micro-rubans, à cause de la distribution des champs électriques et magnétiques.
- Dispersion des caractéristiques électriques avec la fréquence - effets dispersifs - : la technologie associée à la réalisation de lignes de transmission coplaire est plus robuste.
- Influence de l'environnement sur les caractéristiques des fonctions réalisées : les circuits réalisés en technologie micro-ruban y sont moins sensibles puisque la présence

$\epsilon''$  : partie imaginaire de la permittivité diélectrique relative  $\epsilon_r$

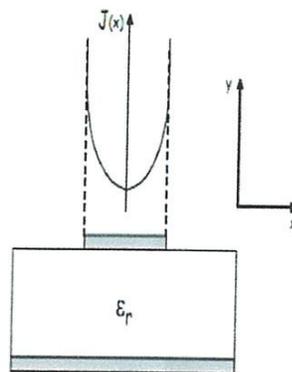
$\delta$  : Conductivité des diélectrique (non nulle)

$w$  : pulsation de l'onde à la fréquence  $f$  de travail

En général, les pertes diélectriques d'une ligne micro-ruban sont très inférieures aux pertes métalliques. La tangente de pertes des diélectriques utilisés comme substrat est en principe de l'ordre de  $10^{-4}$ . La contribution des pertes diélectriques dans l'expression de l'atténuation de l'onde.

### I.7.2 Les pertes métalliques

Ces pertes constituent la principale source de pertes d'un circuit planaire classique. Elles sont dues à l'utilisation de conducteurs métalliques (rubans, plans de masse) qui ne présentent pas une conductivité infinie. Au passage de l'onde, il y a donc échauffement des conducteurs et dissipation de la chaleur par effet Joule. Dans le cas d'une ligne micro-ruban, la densité de courant  $J(x)$  est variable sur la largeur du ruban métallique.



**Figure I.9:** Représentation de la densité de courant  $J(x)$  sur la largeur du ruban dans le cas d'une ligne micro-ruban

Les pertes métalliques peuvent augmenter de façon importante suivant l'état de surface du métal : en présence de fortes rugosités, elles peuvent atteindre le double de leur valeur théorique.

### I.7.3 Les pertes par rayonnements

Les pertes par rayonnements ont pour origine les discontinuités présentes sur les conducteurs. Elles dépendent essentiellement des caractéristiques du substrat et augmentent avec la fréquence. Pour des applications aux fréquences élevées, il faut donc sélectionner

un matériau diélectrique de grande permittivité avec un substrat de faible épaisseur afin de limiter l'apparition de mode de substrats.

Cependant, les autres types de pertes diminuent quand on augmente la hauteur du substrat, ce qui conduit à un compromis. Dans certains cas, il est préférable de blinder le circuit en l'entourant d'une enceinte métallique fermée afin de réduire le rayonnement [7].

## I.8 Principe d'approximation quasi-TEM et les champs électrique et magnétique

Les lignes de champ entre les deux couches conductrices ne passent pas uniquement dans le diélectrique mais aussi ils se perdent également dans l'air (composante longitudinale non nulle), on a alors des modes hybrides. Afin de simplifier l'étude de cette structure, la notion de ligne effective a été introduite. Elle consiste à rechercher une modélisation équivalente par une ligne à diélectrique homogène illimité dont la permittivité (effective) est liée aux différents milieux composant la ligne.

### I.8.1 Permittivité effective des lignes microbande-longueur d'onde et vitesse de propagation

La difficulté de l'étude de la propagation dans une ligne microbande vient de ce que cette propagation s'effectue dans le substrat, de permittivité  $\epsilon_r$ , et dans l'air, de permittivité 1. Il s'agit donc d'une propagation par modes hybrides ayant les six composantes du champ électromagnétique non nulles. En fait, les composantes longitudinales  $E_z$  et  $H_z$  sont très faibles et le mode de propagation dominant peut être considéré comme quasi TEM.

Dans le mode TEM la vitesse de propagation est

$$vp = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (I.6)$$

$\epsilon_r$  étant le constant diélectrique relatif du milieu où s'effectue la propagation. Or, dans notre cas, la propagation s'effectue dans deux milieux de  $\epsilon_r$  nettement différents. C'est pourquoi une des méthodes d'étude de la microbande réelle consiste à en chercher une modélisation équivalente par une ligne microbande à diélectrique homogène illimité, que nous appellerons désormais ligne microbande équivalente. La clé du problème réside dans la détermination de la constante diélectrique effective  $\epsilon_e$  de ce modèle en fonction de  $\epsilon_r$ ,  $h$  et  $w$  [1].

## **I.9 Conclusion**

La ligne la plus utilisée est la ligne micro-ruban, en raison de sa simplicité de fabrication et des applications qu'elle permet tant en circuits passifs qu'en circuits actifs sans pour autant oublier la ligne coplanaire. Qui sont très intéressants pour fabriquer des dispositifs planaire (déphaseur) c'est donc cette ligne que nous allons étudier longuement et plus détailler dans les chapitres qui suivent.



## **Chapitre II**

### **Dispositifs micro-ondes accordables**



## II.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous dressons une présentation relativement exhaustive des dispositifs micro-ondes agiles en fréquence. Les différentes techniques et leurs principes de fonctionnement sont décrits et des exemples de dispositifs réalisés ainsi que leurs performances sont donnés.

Enfin, nous présentons les Applications des cristaux liquides aux circuits agiles, leurs principales propriétés et les dispositifs micro-ondes accordables réalisés à partir de ces matériaux.

## II.2. Dispositifs micro-ondes accordables dits « agiles en fréquences »

Les dispositifs micro-ondes accordables dits agiles en fréquence concernent principalement les fonctions de déphasage, de filtrage et d'émission-réception (antennes). Le tableau II.1 présente les grandeurs commandées suivant la fonction du dispositif agile en fréquence.

Dispositifs	Grandeurs commandées
Déphaseurs	Phase du signal (phase du coefficient de transmission S21)
Filtres	Réponse du filtre : fréquence centrale (module S21)
Antennes	Fréquence centrale d'émission-réception (module du coefficient de réflexion S11) Direction principale du diagramme de rayonnement Polarisation

**Tableau II.1** : Dispositifs agiles en fréquence et grandeurs commandées.

En ce qui concerne les performances de ces dispositifs, les caractéristiques sont nombreuses : accordabilité, tension de commande, temps de réponse mais aussi : encombrement, consommation, niveau bruit, limitation en puissance... Le paramètre principal est l'accordabilité qui donne la variation obtenue sur la grandeur commandée.

Pour les déphaseurs, l'accordabilité évalue la variation du déphasage obtenue en appliquant la commande. La variation du déphasage est, en première approximation, proportionnelle à la longueur du circuit et à la fréquence. Aussi, l'accordabilité est exprimée en °/cm/GHz. Les pertes d'insertion représentent un autre paramètre important et la qualité d'un déphaseur agile en fréquence est en général exprimée par le facteur de mérite FoM. Cette grandeur est en fait le rapport entre le déphasage relatif obtenu sous l'action de la commande et les pertes d'insertion (module S21) exprimées en dB :

$$\text{FoM}(\text{°/dB}) = \frac{\text{Déphasage}}{\text{Pertes d'insertion}} \quad (\text{II.1})$$

Cependant, le FoM ne tient pas compte de plusieurs critères importants tels que l'encombrement ou les valeurs de tensions appliquées et ne doit pas constituer l'unique point de comparaison entre les déphaseurs accordables [8].

## II.3. Les dispositifs de déphasage en technologie MEMS

### II.3.1 Leur usage

Les déphaseurs sont des circuits de contrôle que l'on trouve dans de nombreuses architectures de communication, radar et systèmes de mesure. Ils retardent la propagation et donc la phase des signaux hyperfréquences. En principe, les déphaseurs peuvent être placés directement derrière des antennes pour créer « un réseau d'antennes à répartition de phase en 2D ».

En télécommunication, dans les systèmes modernes, les antennes doivent être capables de fonctionner pour différentes gammes de fréquence pour atteindre différents protocoles de communication (GSM, DCS, UMTS, WiFi, WiMax, LMDS, etc...) ceci peut être fait en utilisant des antennes large bande et multi bandes mais ces dernières sont volumineuses et difficiles à intégrer dans de petits terminaux mobiles. Avec ce souci d'agilité fréquentielle vient également la nécessité d'augmenter la directivité des antennes, on procède pour cela à des groupements de plusieurs antennes. Alimentées simultanément par le même émetteur avec interposition de diviseurs de puissance et de déphaseurs, les caractéristiques de rayonnement dépendent à la fois du diagramme de chaque antenne et de la répartition en amplitude et en phase. Cette propriété est donc mise à profit pour obtenir un diagramme qui ne pourrait pas être obtenu avec une seule source rayonnante. Si en outre on modifie les caractéristiques des diviseurs de puissance et des déphaseurs par des moyens électroniques, on peut obtenir une modification quasi instantanée du diagramme. Le groupement le plus simple de sources rayonnantes est le réseau, dans lequel toutes les sources sont identiques. Pour répondre à ces besoins d'agilité fréquentielle et de directivité, l'emploi d'antennes reconfigurables utilisant des éléments commutant est une possibilité [9].

Comme nous l'avons vu au cours de la première partie de ce chapitre, les commutateurs MEMS offrent une réelle alternative aux composants semi-conducteurs de part leurs performances RF. Le choix des MEMS est d'autant plus apprécié que l'on peut directement intégrer ces composants avec les éléments radiatifs sur céramique, quartz ou d'autres substrats qui permettent de réduire considérablement les coûts.

## II.3.2 Leurs topologies

### II.3.2.1 Déphaseurs à base de composants MEMS

Il existe trois topologies possibles de déphaseurs à base de composants MEMS [10].

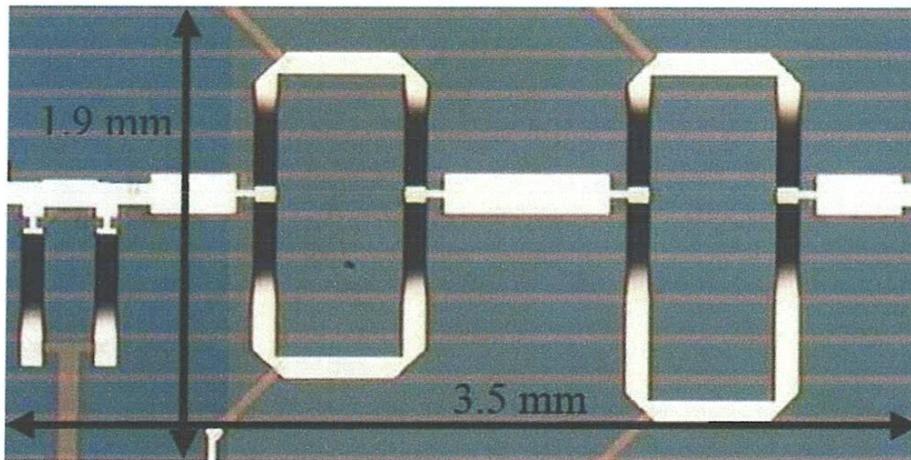
#### a. Déphaseurs à lignes commutées

Il s'agit de la configuration la plus simple. Leurs pertes sont équivalentes aux pertes combinées des commutateurs et des lignes. Ce type de déphaseur peut être fabriqué en utilisant des SPNT (Single Pole N Throw) en série ou en configuration parallèle.

Des déphaseurs  $90^\circ$  et  $180^\circ$  à lignes à retard de phase ont été réalisés en bande Ka. Ces dispositifs sont fabriqués sur substrat silicium et ne nécessitent qu'une seule métallisation comme montrée sur la figure II.1.

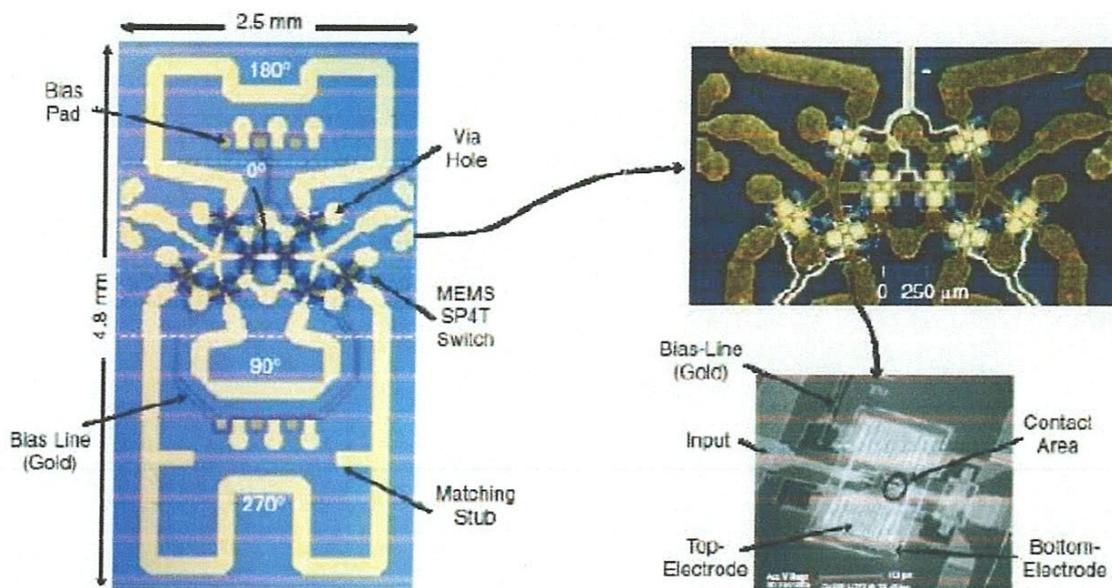
Les pertes d'insertion affichées par les commutateurs utilisés sont quasiment constantes et égales à 0,3 dB dans la bande 50-100 GHz et l'isolation est supérieure à 15 dB.

Leur temps de commutation est de 15  $\mu\text{s}$ , la polarisation passe par des lignes en carbone permettant un bon découplage entre les signaux d'actionnement et micro-ondes. Pour le déphaseur  $180^\circ$ , les pertes d'insertion sont de 1,8 dB et l'isolation est de 17 dB à la fréquence d'utilisation, égale à 76,5 GHz.



**Figure II.1:** Exemple de déphaseur à lignes commutées développé par « EADS Innovation Works » et l'université de Saarland en 2008

Un autre exemple de lignes à retard [Tan03], dont la structure est présentée figure II.2, est un déphaseur 4 bits utilisant des SP4T réduisant ainsi le nombre de commutateurs par deux comparé à ceux utilisant des SP2T. Fabriqué sur substrat AsGa, les pertes d'insertion du dispositif entier sont de -1, -1,2 et -1,6 pour 8, 10 et 12 GHz. Dans cette bande de fréquence, l'isolation est supérieure à 14dB et l'erreur de phase varie entre  $+2,3^\circ$  et  $-0,9^\circ$  pour les 16 états de phase.



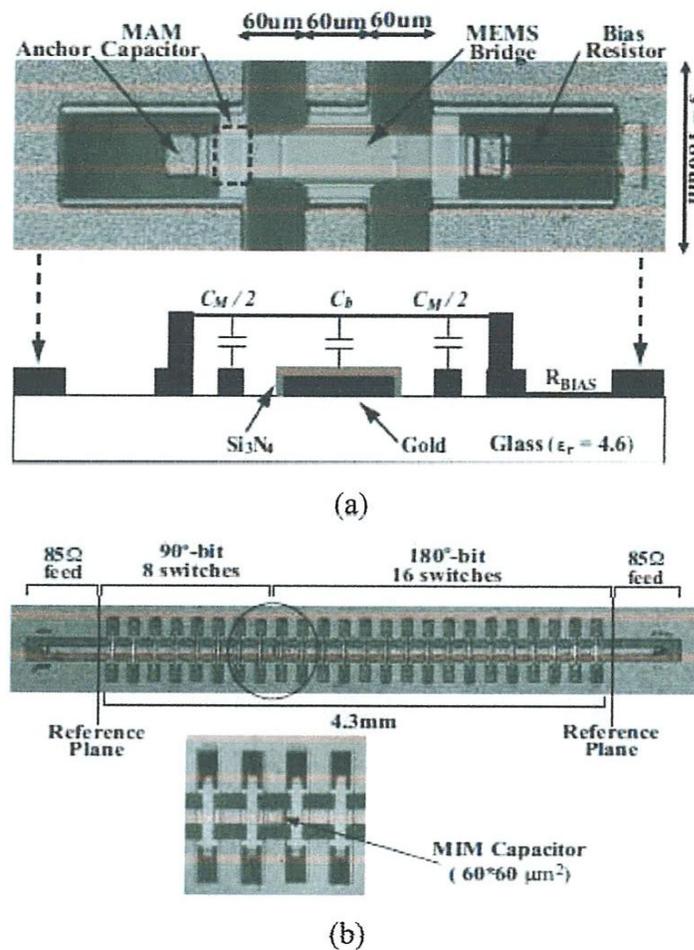
**Figure II.2:** Exemple de déphaseur à lignes commutées développé par l'université du Michigan

### b. Déphaseurs à lignes chargées

Le mécanisme de déphasage de ce type de circuit est basé sur une ligne en transmission chargée par une faible réactance. Plus exactement, l'idée est de charger une ligne par deux impédances différentes. En technologie micro-ruban, on utilise des stubs radiaux reliés à des commutateurs MEMS placés périodiquement le long de la ligne. Leur commutation simultanée provoque le déphasage. En technologie coplanaire, les déphaseurs

Des déphaseurs DMTL 2 bits ont été développés pour opérer en bande W.

Une ligne de transmission coplanaire est chargée périodiquement par des capacités commutées MEMS en série avec des capacités MAM à fort facteur de qualité. Une photographie de l'ensemble de la structure ainsi que d'une cellule élémentaire sont présentées Figure II.3.

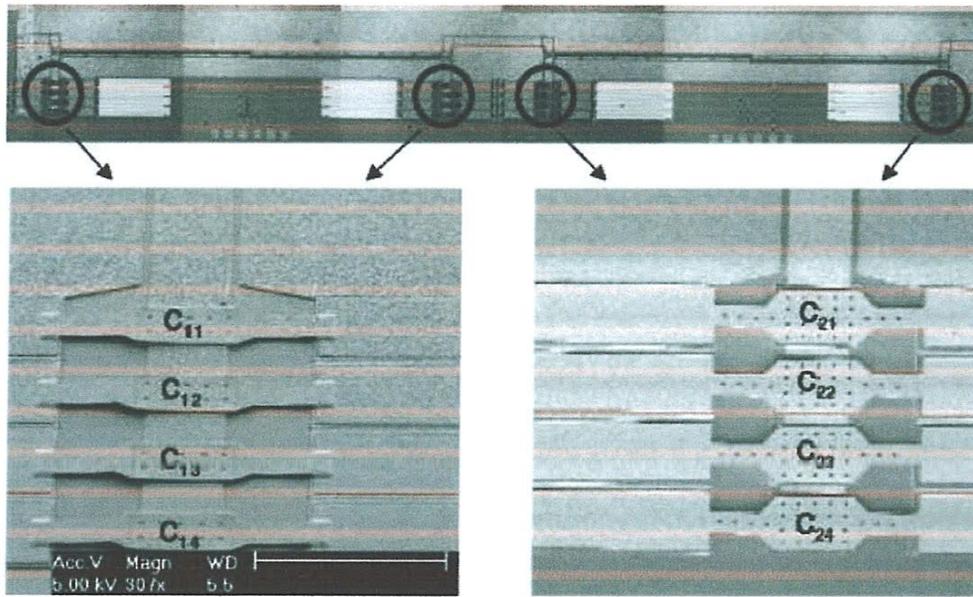


**Figure II.3:** Commutateur MEMS (a) intégré à un déphaseur DMTL (b) développé par l'université du Michigan et le CEA-Leti

### c. Déphaseurs en réflexion

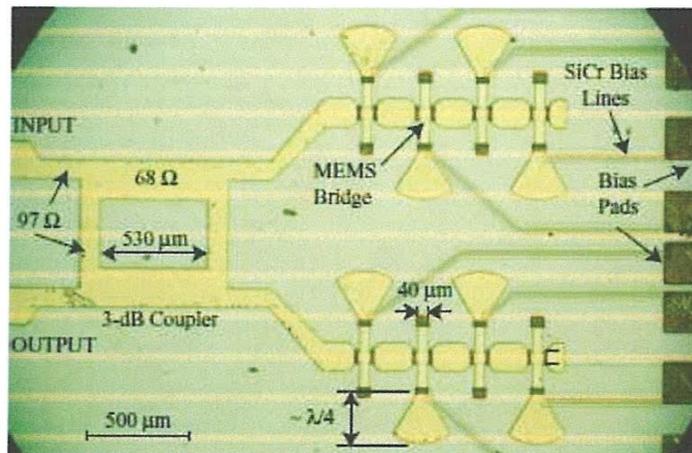
Cette topologie est constituée d'un circuit en réflexion commutable. La plupart des systèmes assurant la fonction de déphasage nécessite deux accès. Un déphaseur en réflexion peut être converti en un réseau à deux accès en utilisant un circulateur ou un coupleur hybride  $90^\circ$ .

Le principe consistant à utiliser des coupleurs de Lange pour réaliser un déphaseur large bande a plusieurs fois été proposé. Toutefois, d'autres types de coupleurs peuvent être employés. Deux déphaseurs en réflexion utilisant des coupleurs dits « air-gap overlay CPW couplers » centrés à des fréquences différentes ont été par exemple cascades de manière à obtenir une phase constante sur une bande de fréquence allant de 1 à 15 GHz. Figure II.4 sont présentées les photographies du déphaseur de type numérique. Les pertes d'insertion sont de l'ordre de 3,1 dB et l'erreur de phase est de  $\pm 2,8^\circ$ .



**Figure II.4:** Déphaseur MEMS en réflexion développé par l'université nationale de Seoul

Un déphaseur MEMS 2 bits en réflexion basé sur un coupleur à branches -3 dB a été réalisé sur substrat quartz pour des applications en bande W. En technologie micro-ruban, le coupleur est connecté à deux lignes en réflexion identiques qui sont chargées capacitivement par des commutateurs MEMS reliés à des stubs radiaux.



**Figure II.5:** Déphaseur MEMS en réflexion développé par l'université du Michigan

Ce déphaseur affiche de bonnes adaptations bande étroite (80-85 GHz) pour chaque état de phase et des pertes équivalentes à 1,5 dB/bit. Cette structure a toutefois le désavantage de fournir une faible précision de phase soit  $\pm 22,5^\circ$  [9].

### II.3.2.2 Déphaseur commandé par un signal optique

Le déphaseur est une ligne coplanaire le long de laquelle sont disposées périodiquement des diodes varactors de part et d'autre du ruban central et des plans de masse afin de préserver la symétrie du système (figure II.7) [8].

Le détecteur photovoltaïque (PV) intégré dans le circuit est éclairé par un laser de commande, il convertit le signal lumineux en tension (commande indirecte) destinée à ajuster les caractéristiques des diodes varactors. Le détecteur photovoltaïque est connecté par des lignes de faibles largeurs (inductances).

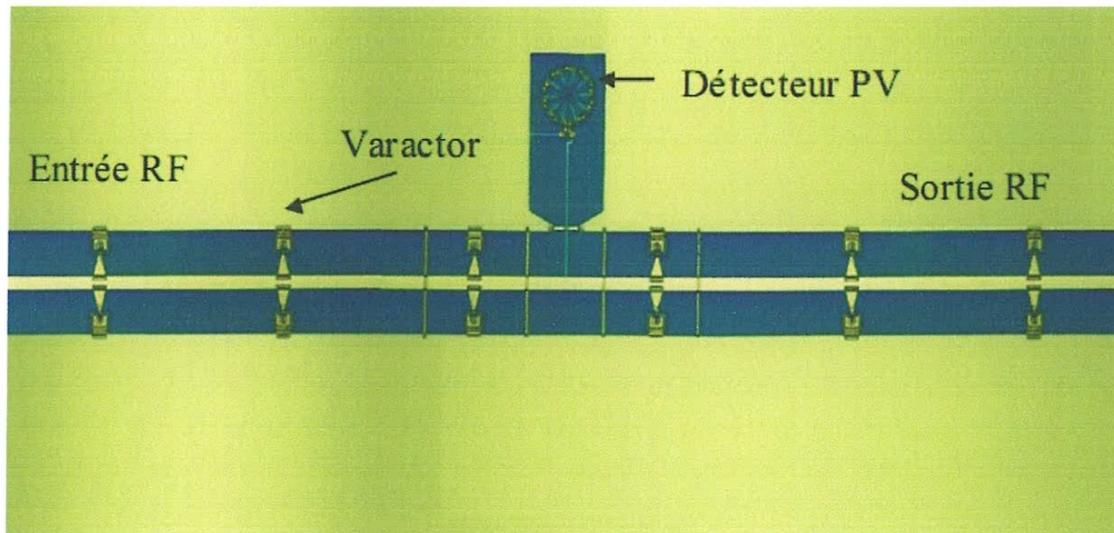


Figure II.7: Déphaseur à commande optique.

## II.4. Applications des cristaux liquides aux circuits agiles

Parmi les matériaux dont les propriétés peuvent être ajustées par une commande extérieure. Généralement utilisés pour leurs propriétés optiques, les cristaux liquides présentent une permittivité tensorielle. Leur orientation et donc les composantes de leur permittivité peuvent être modifiées sous l'influence d'un champ électrique ou magnétique [11].

### II.4.1 Généralités sur les cristaux liquides

Les cristaux liquides sont des matériaux qui présentent des états intermédiaires entre l'état liquide (fluide et isotrope) et l'état solide (rigide et ordonné). Ces états sont appelés mésophases. Les molécules donnant naissance à des mésophases sont dites mésogènes. Les différents types de mésophases se caractérisent par l'ordre qu'on y trouve : ordres

d'orientation et de position, corrélation à courte et à longue distance ...

Il y a deux grandes classes de cristaux liquides : les cristaux liquides thermotropes et les cristaux liquides lyotropes.

Les cristaux liquides lyotropes sont des solutions qui présentent une ou plusieurs mésophases en fonction de la concentration d'un soluté. Ne faisant pas partie de l'étude, nous ne poursuivrons pas leur présentation.

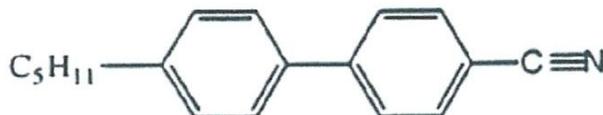
Les cristaux liquides thermotropes présentent une ou plusieurs phases anisotropes (également appelées mésophases) lorsque la température varie entre la phase cristalline et la phase isotrope (liquide). C'est à cette classe de cristaux liquides que nous allons nous intéresser et, plus précisément, à la famille des cristaux liquides thermotropes constituée de molécules de forme allongée (dites calamitiques).

#### II.4.2 Présentation des cristaux liquides étudiés

Les cristaux liquides étudiés dans ce travail sont commercialisés par la société MERCK sous les références K15, E3 et E7. Nous présentons brièvement leurs caractéristiques.

##### a. Cristal liquide K15

Le K15 est un corps pur de formule chimique suivante :



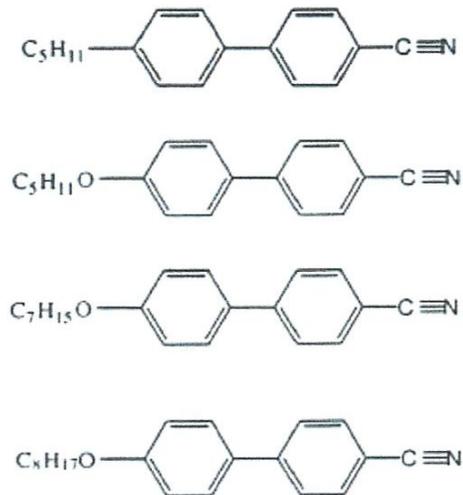
**Figure II.8:** Formule chimique du cristal liquide K15

Il s'agit du pentylcyanobiphényl (5CB) qui fait partie de la famille des cyanobiphényls. Il est composé d'une chaîne latérale alkyle formée de 5 carbones. Ce composé ne présente qu'une phase nématique entre 22,5°C et 35°C

##### b. Cristal liquide E3

Le cristal liquide que nous désignerons par sa référence commerciale E3 est un mélange composé à 55% de pentylcyanobiphényl (5CB présenté auparavant), de 15% de pentoxycyanobiphényl, 13% d'heptoxycyanobiphényl et de 17% d'octoxycyanobiphényl (figure II.9).

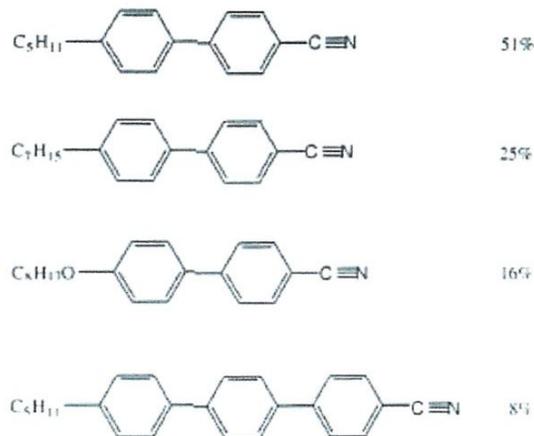
Tout comme le cristal liquide K15, il ne présente qu'une phase nématique. Elle est obtenue entre  $-2^{\circ}\text{C}$  et  $54^{\circ}\text{C}$ .



**Figure II.9:** Molécules constituant le mélange E3

### c. Cristal liquide E7

Le cristal liquide E7 est un mélange de composés cyanobiphényles et d'un ter-phényl (figure II.10). Il présente une phase nématique entre  $-60^{\circ}\text{C}$  et  $60^{\circ}\text{C}$ .



**Figure II.10:** Molécules constituant le mélange E7

Les mélanges E3 et E7 ont été développés pour les applications en affichage.

La phase nématique est observée sur une large plage de température autour de l'ambiante.

L'anisotropie réelle basse fréquence de l'ensemble de ces matériaux est fortement positive.

Ceci est dû au groupement polaire  $\text{C} \equiv \text{N}$  (cyano) ( $\mu=4$  Debyes). Cette propriété est importante pour une commande de l'orientation par champ électrique [11].

### II.4.3 Anisotropie diélectrique

Les cristaux liquides sont des molécules généralement fortement polarisées, présentant des états intermédiaires entre l'état solide et l'état liquide. Ces phases intermédiaires nommées mésophases, sont décrites en fonction du degré d'arrangement des molécules dans l'espace.

Les mésophases peuvent être réalisées par deux processus. Lorsque la transition est réalisée entièrement par voie thermique, le cristal liquide est dit thermo trope. Si la transition est induite par une variation de la concentration d'une solution, le cristal liquide est appelé lyotrope [12].

Les cristaux liquides sont des matériaux anisotropes. De ce fait, leur permittivité est tensorielle. Dans le cas des milieux anisotropes comme les cristaux liquides, la permittivité complexe  $\epsilon^*$  s'écrit sous la forme d'un tenseur :

$$\epsilon^* = \epsilon' - j\epsilon'' = \begin{bmatrix} \epsilon_{xx}^* & \epsilon_{xy}^* & \epsilon_{xz}^* \\ \epsilon_{yx}^* & \epsilon_{yy}^* & \epsilon_{yz}^* \\ \epsilon_{zx}^* & \epsilon_{zy}^* & \epsilon_{zz}^* \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

Où  $\epsilon'$  représente la permittivité réelle et  $\epsilon''$  représente les pertes (permittivité imaginaire).

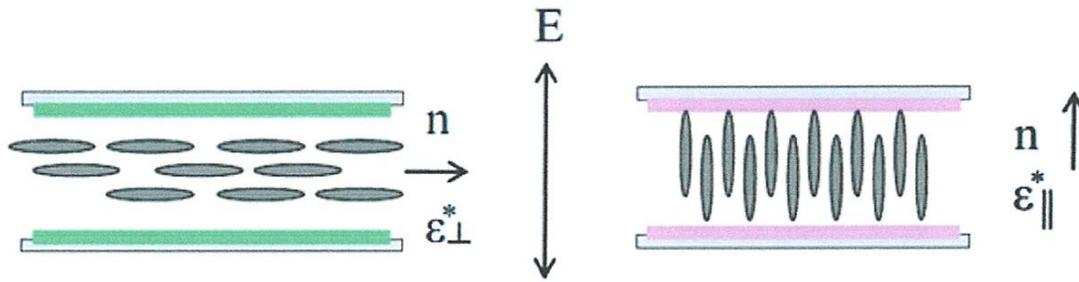
La phase nématique est assimilable à un milieu uniaxe. Par conséquent, lorsque l'axe optique

$$\text{est dirigé suivant Oz : } \epsilon_{xx}^* = \epsilon_{yy}^* = \epsilon_{\perp}^* \quad (\text{II.3})$$

$$\text{et } \epsilon_{zz}^* = \epsilon_{//}^* \quad (\text{II.4})$$

$$\epsilon^* = \epsilon' - j\epsilon'' = \begin{bmatrix} \epsilon_{\perp}^* & 0 & 0 \\ 0 & \epsilon_{\perp}^* & 0 \\ 0 & 0 & \epsilon_{//}^* \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Les permittivités  $\epsilon_{\perp}^*$  et  $\epsilon_{//}^*$  correspondent respectivement aux permittivités mesurées dans le cas où l'orientation du champ électrique est perpendiculaire ou parallèle au directeur  $\vec{n}$  (figure II.11).



**Figure II.11:** les deux géométries pour la mesure des permittivités  $\epsilon_{\perp}^*$  et  $\epsilon_{//}^*$

L'anisotropie diélectrique réelle est définie par la grandeur :

$$\Delta\epsilon' = \epsilon_{//}^* - \epsilon_{\perp}^* \quad (\text{II.6})$$

Les permittivités réelle et imaginaire ainsi que l'anisotropie diélectrique évoluent en fonction de la fréquence (spectres diélectriques). A basses fréquences, l'anisotropie est fortement positive. Dans la gamme des moyennes fréquences, à cause des différents mécanismes de relaxation, l'anisotropie diélectrique devient négative. Dans la gamme des micro-ondes, les pertes deviennent faibles et les permittivités réelles évoluent peu avec la fréquence. L'anisotropie micro-onde est faiblement positive.

L'anisotropie diélectrique joue un rôle important dans le cadre des applications des cristaux liquides. L'anisotropie basse fréquence permet la commande de l'orientation des molécules par champ électrique. L'anisotropie micro-onde est utilisée pour la réalisation des dispositifs micro-ondes agiles en fréquences.

Les principales propriétés des cristaux liquides montrent que ces matériaux font partie des matériaux à propriétés électromagnétiques accordables. Ils peuvent être utilisés en tant que substrat diélectrique commandable, en particulier, dans la gamme des micro-ondes. Il s'agit d'une nouvelle application de ces matériaux généralement utilisés pour l'affichage [9][11].

#### II.4.4 Résultats de caractérisation des cristaux liquides étudiés

Les cristaux liquides K15, E3 et E58 ont été caractérisés dans la bande 26-40 GHz. Il est rapporté dans ce tableau l'ensemble des résultats issus de la caractérisation à la température ambiante :

Cristal liquide	$\epsilon'_{\perp}$	$\epsilon''_{\perp}$	$\tan \delta_{\perp}$	$\epsilon'_{rp}$	$\epsilon''_{rp}$	$\tan \delta_p$	$\Delta \epsilon'$
K15	2,64	$8,1 \cdot 10^{-2}$	$3,1 \cdot 10^{-2}$	2,98	$4,2 \cdot 10^{-2}$	$1,4 \cdot 10^{-2}$	0,34
E3	2,52	$7,1 \cdot 10^{-2}$	$2,8 \cdot 10^{-2}$	2,91	$4,2 \cdot 10^{-2}$	$1,4 \cdot 10^{-2}$	0,39
E7	2,52	$7,2 \cdot 10^{-2}$	$2,8 \cdot 10^{-2}$	2,95	$5,1 \cdot 10^{-2}$	$5 \cdot 10^{-2}$	0,43

**Tableau II.2:** résultats de caractérisation des cristaux liquides avec  $\epsilon'$  permittivité réel et  $\epsilon''$  permittivité imaginaire.

### II.4.5 Principe fonctionnement

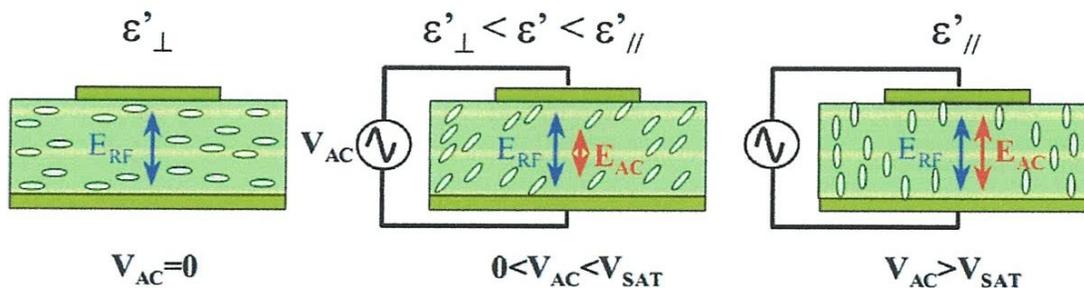
Dans le cas d'une ligne micro-ruban classique, le déphasage obtenu entre l'entrée et la sortie est fixe à fréquence donnée. Ce déphasage est donné par la relation suivante :

$$\varphi = -\frac{360}{c} F \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}} \cdot L \quad (\text{II.7})$$

En utilisant un substrat constitué de cristal liquide, il va être possible de varier la permittivité relative effective du substrat en appliquant en plus du signal hyperfréquence, une tension de commande basse fréquence.

$$\Delta\varphi = -\frac{360}{c} F \Delta n_{eff} L (V) L \quad (\text{II.8})$$

Ou  $\Delta n_{eff}(V) = \sqrt{\epsilon_{eff}(v)} - \sqrt{\epsilon_{eff}(0)}$  est la biréfringence effective.



**Figure II.11:** Principe du déphaseur micro-ruban à accès coplanaire : effet de la tension de commande sur l'orientation du cristal liquide

Sans commande, orientation initial et planaire, due à un traitement des surfaces.

Dans ce cas, le champ radiofréquence  $E_{RF}$  est orthogonal à l'axe principal des molécules et le matériau présente une permittivité  $\epsilon'_{\perp}$ . L'orientation devient progressivement homéotrop suite à l'application d'une tension de commande basse fréquence (environ 1 kHz). Pour une valeur seuil  $E_{SAT}$  du champ électrique, l'axe principe des molécules devient parallèle à la direction

les molécules retrouvent leur orientation initiale (rappel lié au traitement des surfaces). Le changement d'orientation induit par le champ électrique de commande a pour conséquence de changer la permittivité du matériau vue par le champ radio fréquence [8].

## **II.5. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude théorique des dispositifs micro-ondes agiles en fréquence à savoir les filtres, les déphaseurs, les antennes. Nous avons montré et comparé différentes techniques pour la réalisation de dispositifs micro-ondes accordables. Parmi ces techniques, les cristaux liquides peuvent être utilisés en tant que substrat de ligne de propagation à propriétés électromagnétiques commandables.

Une propriété importante est l'anisotropie diélectrique : en basse fréquence, elle permet la commande électrique de l'orientation du cristal liquide et dans la gamme des microondes, elle conduit à l'agilité en fréquence.



## **Chapitre III**

### **Application des déphaseurs pour les antennes à balayage électronique**



### III.1 Introduction

Le monde actuel développe un besoin de communication qui intègre la téléphonie mobile, le multimédia, le réseau internet, les systèmes de positionnement... Pour atteindre cet objectif, il faut élaborer des nouveaux dispositifs de télécommunication plus performante et économiquement viables. Dans ce contexte, les dispositifs microondes occupent une place importante et de nombreuses études sont actuellement menées afin de les améliorer. De tels dispositifs dit agiles en fréquence concernent principalement les fonctions de filtrage, de déphasage et d'émission réception des ondes électromagnétiques et peuvent ainsi apporter des fonctionnalités nouvelles en électronique hyperfréquence notamment en termes d'accordabilité ou de reconfigurabilité d'un système. D'après la compagnie américaine « Agile Materials and Technologies Inc » ce nouveau concept devrait diminuer les coûts de production, améliorer les performances et réduire la taille des circuits [1].

Les déphaseurs sont des circuits de contrôle que l'on trouve dans de nombreuses architectures de communication, radar et systèmes de mesure. Ils retardent la propagation et donc la phase des signaux hyperfréquences. En principe, les déphaseurs peuvent être placés directement avant les antennes pour créer « un réseau d'antennes à répartition de phase en 2D ». Un déphaseur est un composant essentiel dans les réseaux d'antennes. Il permet de façonner la forme du patron de radiation et radiation et d'augmenter le gain de l'antenne c'est pourquoi la mise au point d'un tel composant est importante pour la technologie de GIS : Guide d'onde Intégré au Substrat [13].

### III.2 Définition

Le déphaseur est un dispositif simple utilise pour modifier la phase d'une onde afin de retarder sa propagation dans une ligne de transmission d'une antenne micro-ruban à balayage-électronique, où le changement de la phase d'alimentation agit sur la direction du faisceau. Les déphaseurs trouvent la majeure partie de leur Applications dans les réseaux d'antennes actives (antennes intelligentes) pour les télécommunications et application RADAR (pointage électrique). De nos jours, la reconfiguration du faisceau d'antennes est un domaine de recherche actif. En raison de la montée en puissance des terminaux multistandards, les antennes agiles en fréquence constituent une solution contribuant à diminuer l'encombrement de l'antenne pour de tels terminaux. Aujourd'hui, ce type d'antenne n'intéresse plus uniquement le domaine militaire mais également le domaine civil pour les systèmes de radar anticollision, de localisation GPS ou les réseaux locaux. La solution la plus courante consiste

à commander la direction du faisceau par la phase des signaux alimentant les différents éléments; des déphaseurs accordables à hautes sont fréquences sont alors nécessaires.

Le déphaseur est un dispositif à deux ports capable de produisant un retard d'un signal micro-onde qui le traverse. Le signal arrivant au port 1 apparaîtra au port 2 avec un déphasage de  $\Phi_1$  sans être réfléchi dans le port 1 et avec aucune atténuation, tandis que le signal arrivant au port 2 sera apparaissent au port 1 avec un déphasage de  $\Phi_2$  et sans réflexion ou d'atténuation. La matrice de diffusion pour un déphaseur idéal prend la forme suivant [14] :

$$S_{ij} = \begin{bmatrix} 0 & e^{-\Phi_1} \\ e^{-\Phi_2} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III } 1)$$

### III.3 Déphaseur coplanaire

Comme pour le déphaseur micro-ruban, le déphaseur coplanaire est obtenu grâce à des lignes coplanaires. Les accès coplanaires ont une impédance caractéristique de  $50\Omega$ . Par contre, la propagation de type coplanaire est maintenue dans la partie agile. Pour améliorer l'orientation du cristal liquide dans la partie agile, un substrat isolant est placé sur la ligne dans laquelle le cristal liquide est inséré par capillarité. Le maintien d'une impédance caractéristique de  $50\Omega$  dans la partie agile s'obtient en ajustant la largeur du ruban ( $W$ ) central et le gap ( $G$ ).

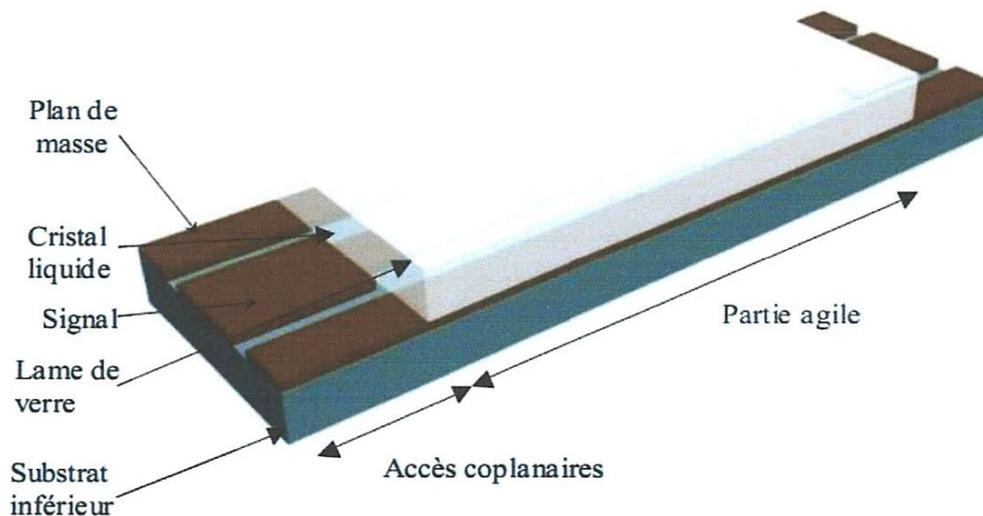


Figure III.1: déphaseur coplanaire.

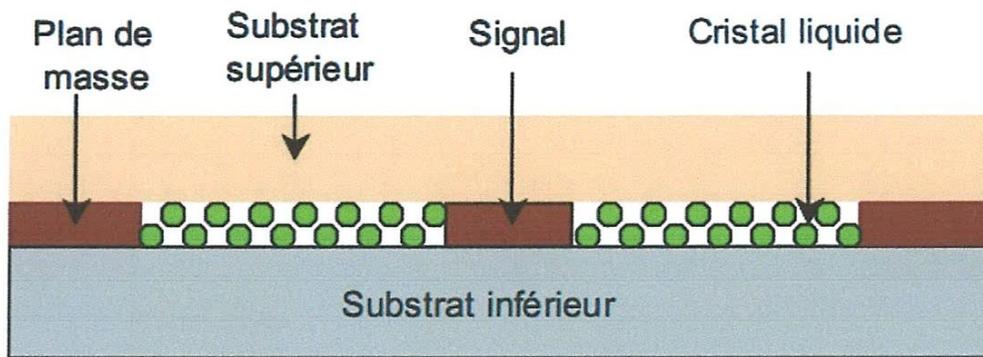


Figure III.2: Section droite de la partie active du déphaseur coplanaire.

Le principe du déphaseur est rappelé figure ci-dessous L'orientation initiale (sans commande) du cristal liquide est identique à celle du déphaseur micro-ruban. L'orientation initiale est planaire avec l'axe optique suivant la direction de propagation. Cette orientation est obtenue par traitement de surface des substrats. Sous l'action d'une tension de commande, les molécules pivotent progressivement dans le plan des électrodes (axe de rotation perpendiculaire au plan des électrodes) pour s'orienter perpendiculairement à la direction de propagation. Le cristal liquide doit présenter une anisotropie diélectrique  $\Delta\epsilon'$  positive [8].

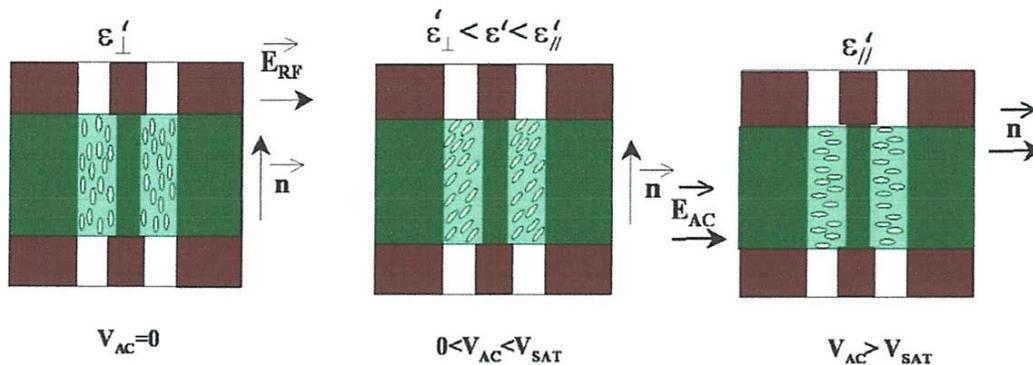


Figure III.3: Effet de la tension de commande sur l'orientation du cristal liquide pour un déphaseur coplanaire

La tension de commande est inversement proportionnelle au gap  $G$  de la ligne coplanaire dans la partie agile (champ électrique  $E=V/G$ ). En pratique, on réduira le gap  $G$  (typiquement inférieure à  $100 \mu m$ ) pour réduire la tension de commande. On peut remarquer que la hauteur de métallisation  $t$  influe sur les temps de réponse. En particulier, une diminution de la hauteur  $t$  se traduit par une diminution du temps de réponse  $\tau_{off}$  [8] [15].

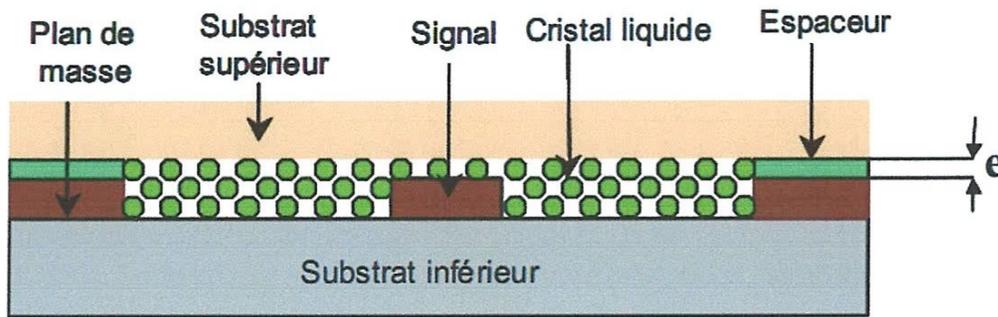


Figure III.4: Vue d'ensemble du déphaseur coplanaire  $e \neq 0$  et  $E_{AC} = 0$

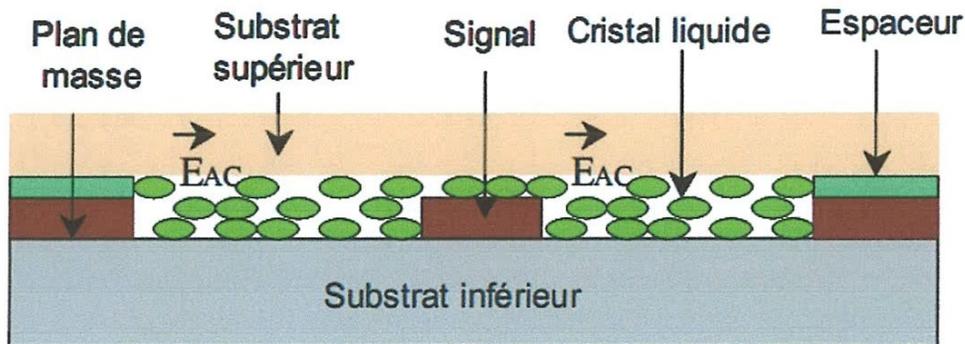


Figure III.5: Section droite de la partie active du déphaseur coplanaire  $e \neq 0$  et  $E_{AC} \neq 0$ .

Pour ce type de déphaseur, le volume de cristal liquide nécessaire au remplissage est faible. L'intérêt du déphaseur coplanaire se situe au niveau de sa technologie de réalisation qui est très simple. Une partie non négligeable des lignes de champ électrique se situe dans les substrats. Aussi, pour un même cristal liquide, l'accordabilité du déphaseur coplanaire devrait être plus faible que celle du déphaseur micro-ruban. De plus, celle-ci doit augmenter avec les épaisseurs de métallisation [8].

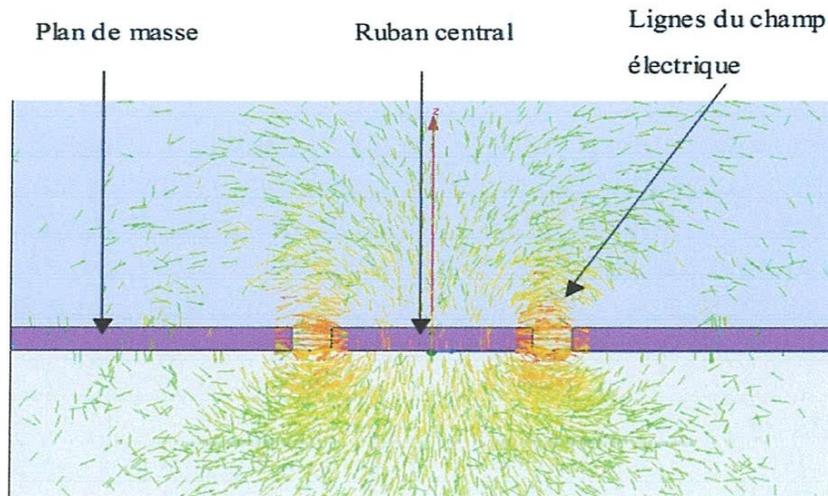


Figure III.6: Exemple de carte de champ électrique dans la partie agile (simulateur HFSS)

### III.4 Déphaseurs micro-ruban à accès coplanaires

Les accès coplanaires ont une impédance caractéristique de  $50\Omega$ . Pour réaliser la partie agile, un capot supérieur métallique forme une cavité (hauteur  $h$ ) dans laquelle le cristal liquide est inséré par capillarité.

Cette structure favorise le confinement du champ électromagnétique dans le cristal liquide anisotrope et l'accordabilité doit être proche de celle du cristal liquide. Pour la même raison, la permittivité  $\epsilon'$  du substrat influe peu sur la partie active du déphaseur.

L'orientation initiale (sans commande) du cristal liquide est planaire. Cette orientation est obtenue par traitement de surface du substrat et de la cavité. Pour raisons de commodité, la direction de frottement et donc l'orientation de l'axe optique est parallèle à la direction de propagation. Sous l'action d'une tension de commande, les molécules tournent dans un plan perpendiculaire à la section droite et, à fort champ, les molécules s'orientent perpendiculairement aux électrodes. Le cristal liquide doit présenter une anisotropie diélectrique basse fréquence  $\Delta\epsilon'$  positive.

Pour ce type de déphaseur, le volume de cristal liquide nécessaire au remplissage reste relativement faible ( $2\text{mm}^3$  pour une cavité de dimensions  $1\text{cm}\times 5\text{mm}\times 40\mu\text{m}$ ). La technologie pour la réalisation du déphaseur micro-ruban à accès coplanaires est relativement simple, la partie la plus délicate à réaliser étant la cavité du capot supérieur [15] [16].

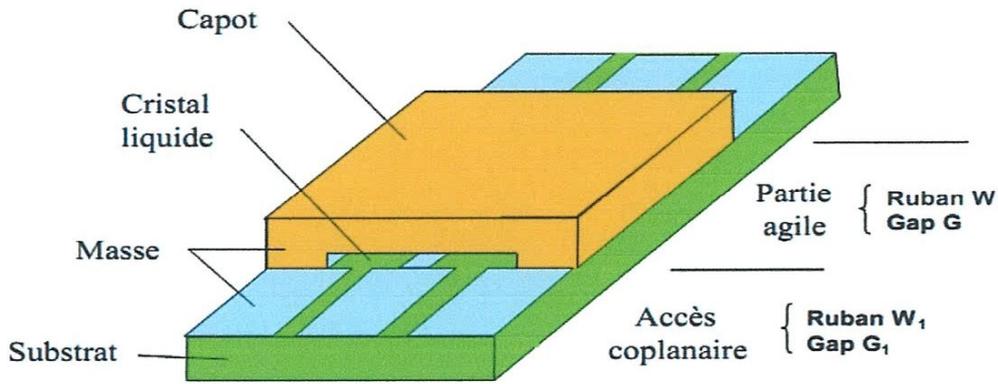


Figure III.7: Déphaseur micro-ruban à accès coplanaires

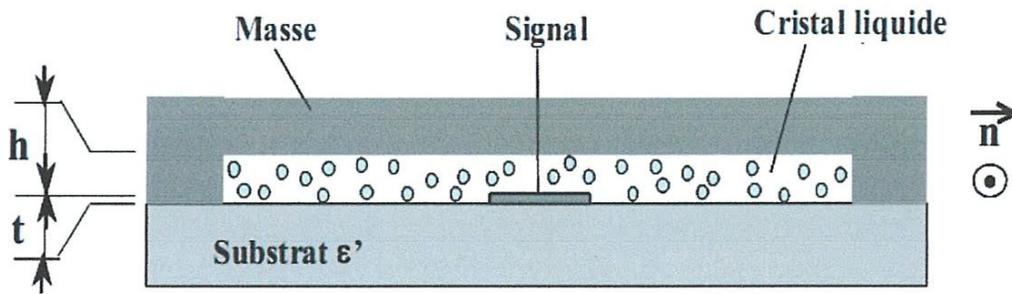


Figure.III.8: Section droite de la partie active du déphaseur micro-ruban à accès coplanaires

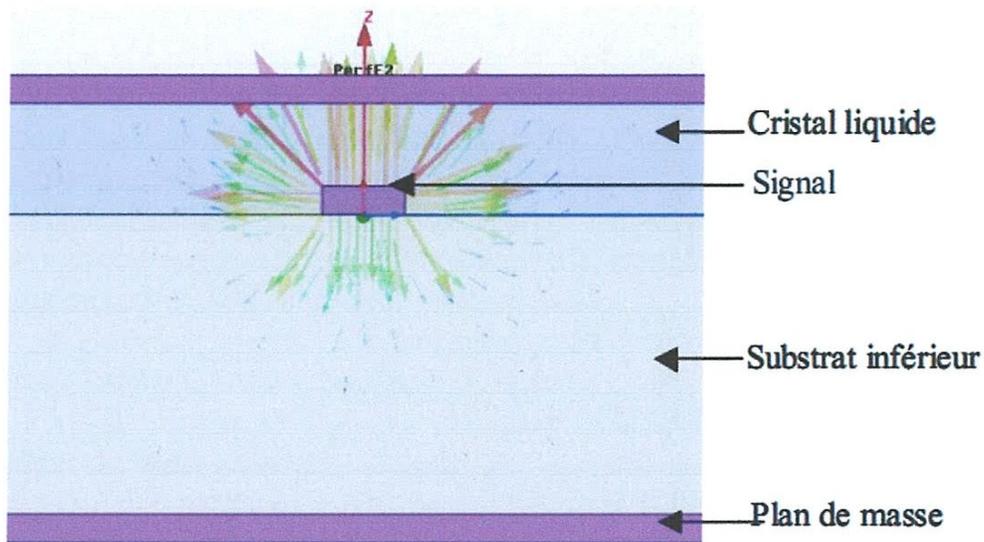


Figure.III.9: Exemple de carte de champ électrique dans la partie agile

### III.5 Déphaseur sur différent matériaux

#### III.5.1 Déphaseur sur ferrite

La structure du déphaseur est constituée d'un ruban métallique posé sur un substrat diélectrique-ferrite polarisé longitudinalement. Les résultats d'analyse concernent la dispersion et la réponse fréquentielle du déphaseur. L'influence du champ magnétique statique de polarisation de ferrite sur des paramètres.

L'utilisation de ferrite comme substrat de la ligne d'alimentation permet d'intégrer le déphaseur à la ligne et la variation de la phase du signal d'alimentation est obtenue par action sur le champ magnétique statique appliqué à la ferrite [1].

Le choix de ces déphaseurs se justifie par les avantages suivants :

- une largeur de bande étroite,
- un rayonnement parasite faible,
- le déphasage peut être modifié par commande électronique du champ  $H_0$ , induit dans la ferrite,
- le circuit à micro-ondes est passif, et contrairement aux dispositifs contenant des composants actifs, supporte mieux la puissance.

Le déphaseur sera décrit par son impédance caractéristique et son déphasage maximum par unité de longueur. La ferrite utilisée est magnétisée longitudinalement le long de l'axe de propagation ( $z$ ), assurant de ce fait la réciprocité du système [17].

#### III.5.2 Paramètres caractéristiques du déphaseur

En premier lieu, il faut évaluer les résultats d'analyse de la ligne micro-ruban reposant sur un substrat diélectrique-ferrite polarisé longitudinalement par un champ magnétique statique (figure III.11). Une action sur ce champ statique entraîne une modification du tenseur de perméabilité et par conséquent la phase introduite sur le signal d'alimentation de l'antenne.

Les paramètres du déphaseur décrits par l'impédance caractéristique et le déphasage maximum par unité de longueur. Ces résultats sont déduits par analyse du déphaseur par la méthode des éléments finis (MEF) [18], qui s'avère une technique numérique efficace et appropriée à l'étude des structures de géométries complexes.

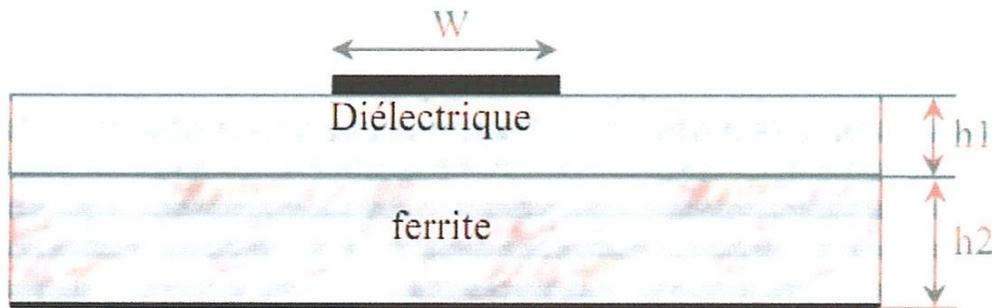


Figure III.10: Ligne micro-ruban sur un substrat diélectrique-ferrite.

### III.5.3 Les déphaseurs micro rubans à base des cristaux liquides

Ce déphaseur est obtenu à partir d'une ligne micro ruban gravée mécaniquement sur un substrat de permittivité  $\epsilon_r = 2.94$  (RT/DUROID 6002) de  $245 \mu\text{m}$  d'épaisseur. Cette ligne présente au départ une impédance caractéristique de  $50\Omega$ . Une cavité de  $150 \mu\text{m}$  de hauteur,  $2\text{mm}$  de largeur et  $10\text{mm}$  de longueur a été usinée localement sous le ruban afin d'y confiner le cristal liquide. Un plan de masse en cuivre maintenu mécaniquement permet d'encapsuler le cristal liquide [11].

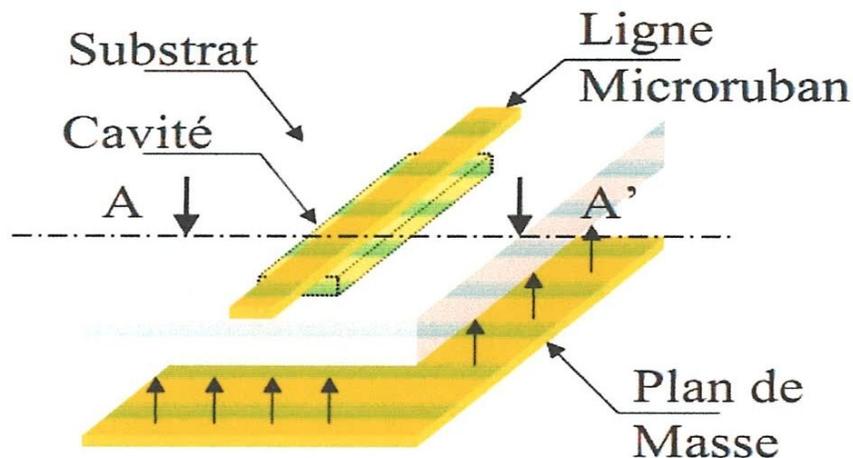


Figure III.11: structure du déphaseur à substrat évidé.

Dans cette structure la commande s'effectue par l'application d'un champ magnétique permanent (aimant). En effet dans le cas d'une commande par tension continue le champ électrique se concentre dans le substrat en Duroid du fait conductance par rapport au cristal liquide. Aucune agilité n'est obtenue pour une tension inférieure à  $40\text{V}$  valeur limite de tension de polarisation.

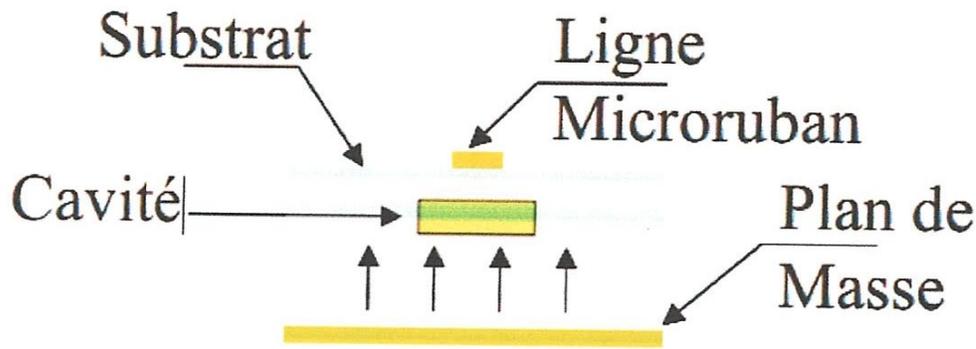


Figure III.12: Plan de coupe AA' du déphaseur à substrat évidé

## III.6 Caractérisation d'antennes à balayage électronique

### III.6.1 Présentation générale du dispositif

Le schéma synoptique du dispositif est donné figure III.13. L'objectif est d'alimenter un réseau d'antennes patch. Le réseau d'antennes permet d'avoir une antenne équivalente plus directive. Le premier élément est un diviseur de puissance. Les circuits d'alimentation doivent transmettre aux déphaseurs le signal hyperfréquence à émettre et le signal basse fréquence de commande des déphaseurs.

Nous avons choisi de réaliser une antenne à balayage électronique à la fréquence de 33 GHz. Cette fréquence est la fréquence centrale de la bande 26-40 GHz pour laquelle nous disposons d'antennes cornets et d'analyseurs de réseaux pour la caractérisation. Ce choix d'une fréquence relativement élevée permet également de réduire l'encombrement des déphaseurs et des circuits [8].

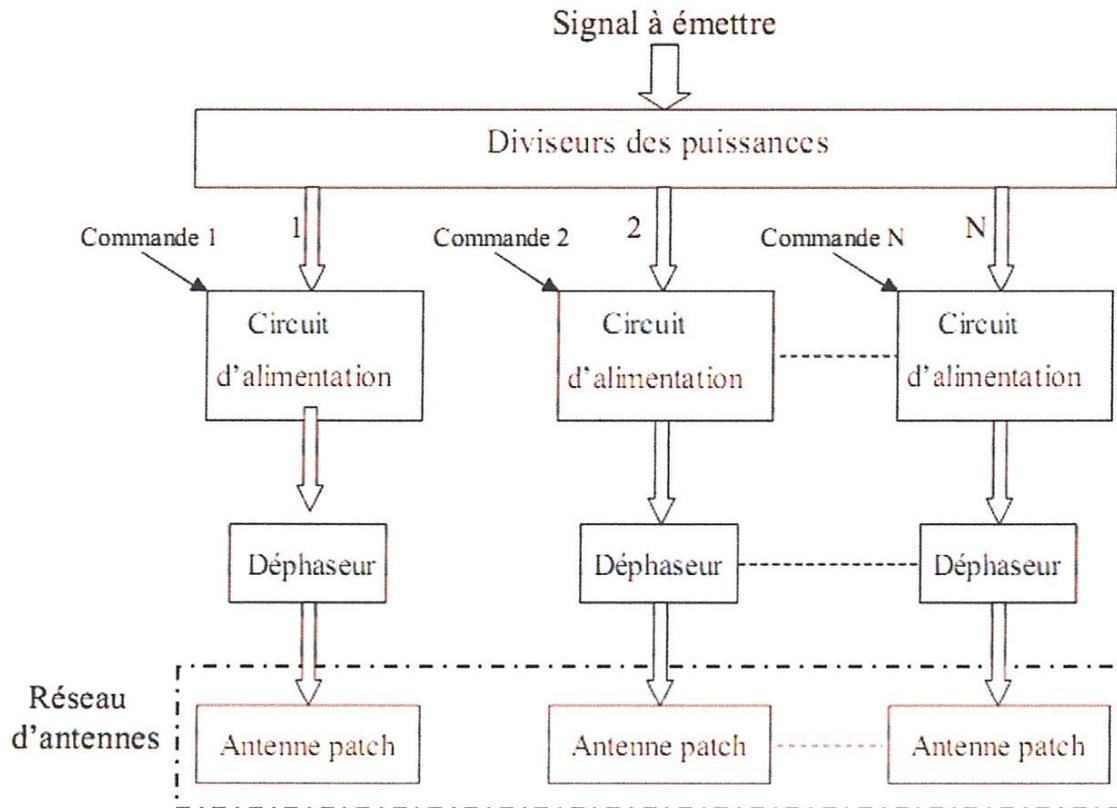


Figure III.13: Schéma synoptique de l'antenne à balayage électronique.

### III.6.2 Principe

Une antenne planaire est constituée d'un plan de masse et d'un substrat diélectrique dont la surface porte un ou plusieurs éléments métallisés appelés «patch». Ceux-ci peuvent prendre des formes différentes: carré, rectangle, disque. L'élément rayonnant le plus fréquemment utilisé est celui de forme rectangulaire.

A la fréquence centrale, la longueur  $L$  est voisine de  $\lambda_g/2$  où  $\lambda_g$  représente la longueur d'onde guidée dans le substrat :

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \text{ Et } \lambda_0 = \frac{c}{f} \quad (\text{III.2})$$

La largeur  $W$  doit être inférieure à  $g/2$  pour éviter les modes d'ordre supérieur. Les dimensions conduisent à une résonance de la structure à la fréquence centrale  $F$ . L'alimentation du patch s'effectue soit directement au moyen d'une sonde coaxiale, soit au moyen d'une ligne micro-ruban reliée à un connecteur (figure III.14).

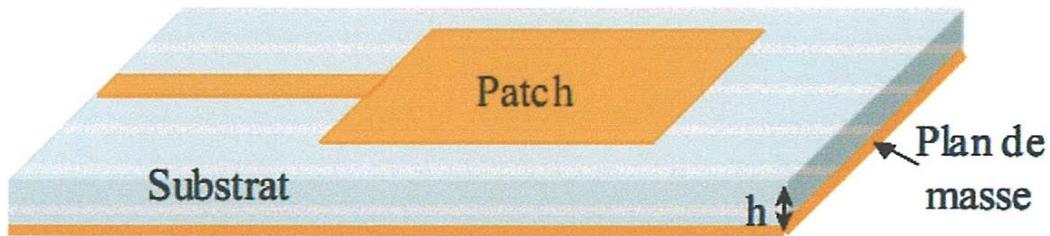


Figure III.14: Antenne patch avec accès micro-ruban.

Le mécanisme de rayonnement d'une antenne patch se fait par l'excitation de la ligne d'alimentation. Une onde électromagnétique va se propager sur cette ligne puis va rencontrer l'élément rayonnant de largeur plus grande que la ligne donc plus apte à rayonner. Une distribution de charge va s'établir sur et sous l'élément rayonnant (figure III.15). Le champ électromagnétique rayonne dans la direction perpendiculaire au plan de masse.

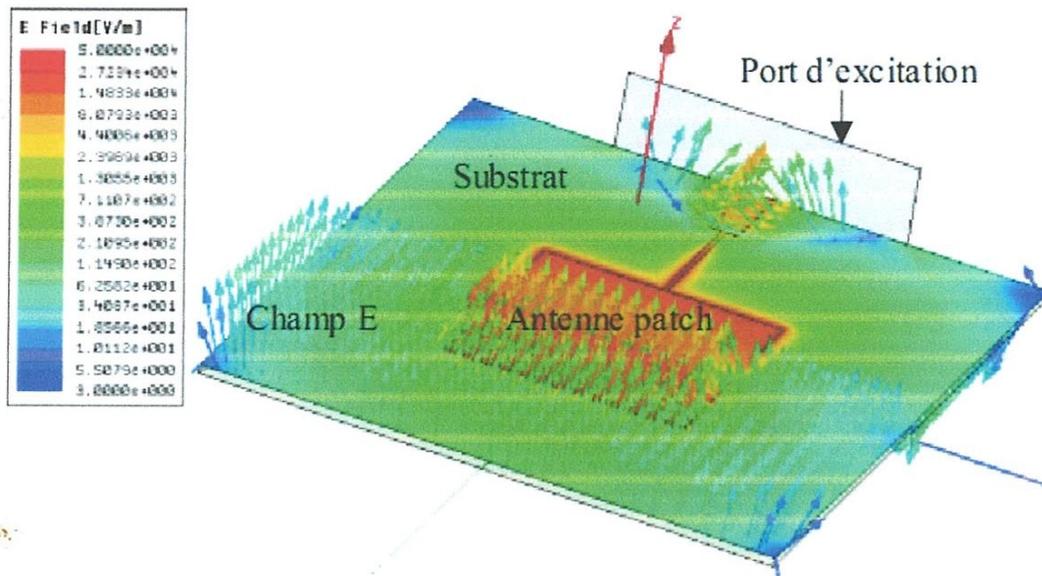


Figure III.15: Champ E rayonné par une antenne patch

La technologie de ces antennes imprimées est issue de celle des circuits imprimés ce qui leur confère certains avantages par rapport aux antennes classiques (cornet, dipôle filaire,...) dont:

- un faible poids.
- une faible épaisseur et un encombrement réduit.
- la possibilité de les utiliser sur des surfaces courbes (ailes d'avions, missiles...).
- la possibilité de les réaliser en grande série et à faible coût.
- la possibilité de générer de la polarisation circulaire.

- la compatibilité avec des circuits hybrides et MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuit).
- les réseaux d'alimentation et d'adaptation peuvent être fabriqués simultanément avec l'antenne.

Elles présentent cependant quelques inconvénients tels que :

- une faible bande passante (1 à 5 %).
- un gain restreint (environ 6dB).
- une forte influence de la qualité du substrat diélectrique utilisé sur les performances de l'antenne.
- un rayonnement parasite de la ligne d'alimentation.

### III.6.3 Antenne à balayage électronique

Une antenne à balayage électronique est une antenne réseau qui comporte des dispositifs électroniques permettant des changements d'états de la forme du faisceau émis. Selon leur nature, ces dispositifs électroniques (déphaseurs, commutateurs, filtres) qui sont connectés aux éléments rayonnants, agissent sur la forme, la direction, la fréquence ou la polarisation de l'onde formée.

Nous donnons sur la figure III.16 le principe d'une antenne à balayage électronique où la direction du faisceau peut être modifiée. L'antenne est formée d'un réseau (distance  $d$  entre les antennes) ce qui la rend suffisamment directive (gain élevé). Un déphaseur est introduit sur le circuit d'alimentation de chaque antenne. Le déphasage entre deux antennes consécutives est  $\varphi$ . La relation entre l'angle de déviation du faisceau  $\alpha$  et le déphasage  $\varphi$  entre deux éléments successifs est donnée par l'équation III.3:

$$\varphi = \frac{360.d.\sin \alpha}{\lambda} \quad (\text{III.3})$$

Dans le cas où  $d=k\lambda$ , un angle de déviation  $\alpha$  de  $90^\circ$  correspond à un déphasage  $\varphi=360k$ :

Par exemple, si  $k = 0.5$ ,  $\alpha = 90^\circ$  pour  $\varphi = 180^\circ$ .

Une antenne à balayage électronique permet d'avoir les caractéristiques suivantes :

- un gain élevé
- la capacité de changer un faisceau d'une cible à l'autre sous contrôle informatique
- l'émission simultanée de plusieurs faisceaux
- en cas de panne d'un composant, le système reste opérationnel

Par contre, elle présente comme tout système des inconvénients :

- la couverture est limitée à un secteur de 120 degrés en azimut
- l'agilité en fréquence est faible
- la structure est généralement très complexe (processeur, déphaseurs)
- le coût est élevé

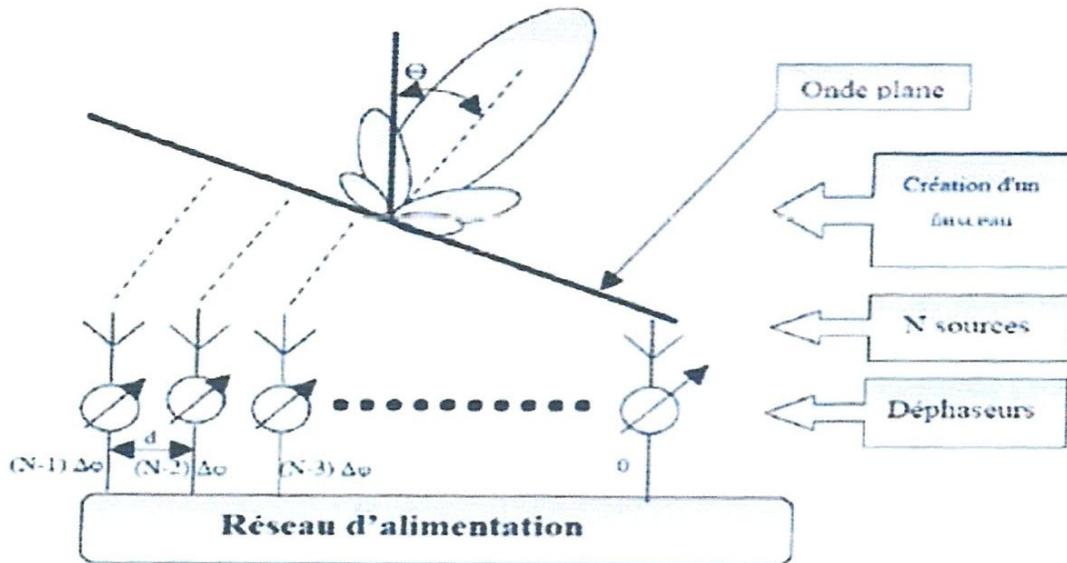


Figure III.16: Principe d'une antenne à balayage électronique

### III.7 Application des déphaseurs aux réseaux d'antennes

Les déphaseurs trouvent la majeure partie de leur application dans les réseaux d'antennes actives, antennes intelligentes et les antennes à balayage électronique pour les télécommunications. En effet, en modifiant de façon indépendante la phase du signal alimentant chacune des antennes du réseau, grâce à une commande électronique, il est possible d'orienter le faisceau dans une direction souhaitée.

Des déphaseurs agiles à base de ferrite ont été utilisés avec succès dans des systèmes militaires malgré des inconvénients évidents (coût et encombrement important, complexité du système de commande). Plus récemment des composants actifs à base d'AsGa de MEMS ont été utilisés pour réaliser ce type de fonction mais leurs prix conséquents limitent pour l'instant la commercialisation des antennes actives. Le développement de déphaseur agiles compacts à commande électrique et à faible coût permettrait d'intégrer ce type de fonctionnalité sur des systèmes embarqués (avionique, automobile...).

D'un point de vue civil, le contrôle du faisceau des antennes trouvaient par exemple des applications dans les réseaux locaux sans fil WLANs pour les quels un filtrage spatial pourrait

accroître les capacités de traitement d'information en séparant le signal utile des interférences suivant leur angle d'arrivée.

Les déphaseurs agiles intéressent aussi les fabrications d'équipement satellitaires avec pour objectif de diminuer le poids, la consommation de puissance et le coût qui restent trois des critères majeurs pour ce genre d'applications. En bande X et Ka notamment, les besoins en déphaseurs agiles compacts à forte linéarité se font pressants [1].

### **III.8 Conclusion**

Cette étude a permis de montrer que l'utilisation de cristaux liquides dans les dispositifs hyperfréquences reconfigurables est possible. Les problèmes persistants sont : d'une part la difficulté d'un remplissage sans bulle d'air et du maintien du cristal liquide au sein de la cavité, et d'autre part la qualité du peignage, étape nécessaire à l'obtention d'une anisotropie la plus marquée possible.



## **Chapitre IV**

### **Résultats des simulations**



## IV.1 Introduction

Notre travail est consacré à l'étude des déphaseurs micro-rubans qui est l'objet de notre travail. Comme notre circuit est constitué de différents composants actifs ou passifs, des lignes, des discontinuités, qui sont à l'origine des pertes influençant son fonctionnement, nous allons étudier ces pertes en faisant la simulation sous HFSS pour proposer des déphaseurs micro-rubans utilisables en hautes fréquence tout en respectant les conditions de fonctionnement normal.

Pour la mesure de l'atténuation d'une ligne sous HFSS, nous distinguerons donc à partir des données du logiciel, la méthode de calcul des pertes :

La méthode (Gamma HFSS) considère la partie réelle de la constante de propagation obtenue  $\gamma = \alpha + j\beta$

Avec  $\gamma$  : La constante de propagation (un nombre complexe)

$\alpha$ : la constante de pertes d'un signal dans la structure de transmission (en Nepper/m ou dB/mm)

$\beta$ : la constante de phase liée à l'onde, c'est la partie imaginaire de la constante de propagation en rad/m

En prenant en compte uniquement la surface du port d'excitation, sans tenir compte des longueurs réelles des substrats. C'est un calcul 2D, donc rapide.

## IV.2 Présentation de HFSS

HFSS (High Frequency Structure Simulator) est un logiciel qui calcule le comportement électromagnétique d'une structure, pour analyser ce comportement en détails, le logiciel met à notre disposition des outils d'interprétation post-traitement. Il effectue une modélisation électromagnétique par résolution des équations de Maxwell à l'aide de la méthode des éléments finis.

Il intègre la simulation, visualisation, modélisation des solides, et l'automatisation dans un environnement facile à utiliser où les solutions des problèmes EM 3D sont obtenues rapidement et avec précision. HFSS emploie la méthode des élément finis ( FEM) , ansoft HFSS peut être utilisée pour calculer des paramètres tels que paramètres S, fréquence de résonance, et des champs électriques et magnétiques, l'atténuation ,Etc.

- **Modélisation par paquet**

Silicon/ Gasa- inductances spiral, transformateur

EMC/EMI- boîtiers shield, attache remorque, rayonnement proche ou en champ lointain  
antennes /mobile communication : patches, dipôles, corne, antennes de téléphone cellulaire,  
hélix quadra filaires, débit d'absorption spécifique (SAR) connecteurs, câble coaxial,  
transitions guide d'ondes, résonateurs, transitions, coupleurs filtres- filtres cavité, diélectrique,  
micro-ruban, filtres.

Qu'est ce qu'il vous donne HFSS ?

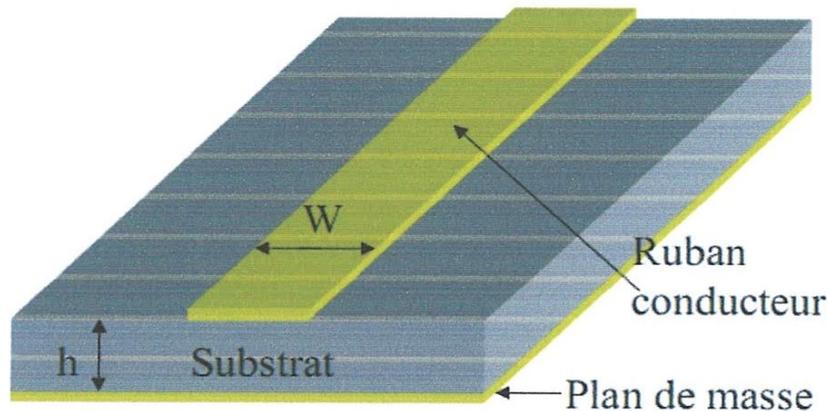
- Prototypes virtuel et rapide structures arbitraire en 3D plusieurs ports/modes multiples supporte tous les matériaux à micro-ruban.
- Calcul paramètres S, Y, Z sous circuits spice modes a nœud, paires différentielle, modes propres, les champs électromagnétiques.4

### IV.3 Simulation et résultats

#### IV.3.1 Simulation de la ligne micro-ruban simple

##### IV.3.1.1 Présentation de la structure

La structure de la ligne micro-ruban simulée est représentée sur la figure suivante:



**Figure IV.1:** structure de la ligne micro-ruban

Elle est caractérisée par l'épaisseur de ruban  $t$ , l'épaisseur de substrat  $h$ , la largeur de ruban  $w$  et par la permittivité de substrat  $\epsilon_r$ .

Nous allons jouer sur la forme et les caractéristique de la ligne micro-ruban pour savoir c'est quoi l'effet de quelques paramètres sur l'atténuation de la ligne.

Tous les résultats présentés dans cette partie ont été obtenus par des simulations avec HFSS.

Pour avoir la constante de propagation Gamma sous HFSS, il faut suivre les étapes sur les figures suivantes :

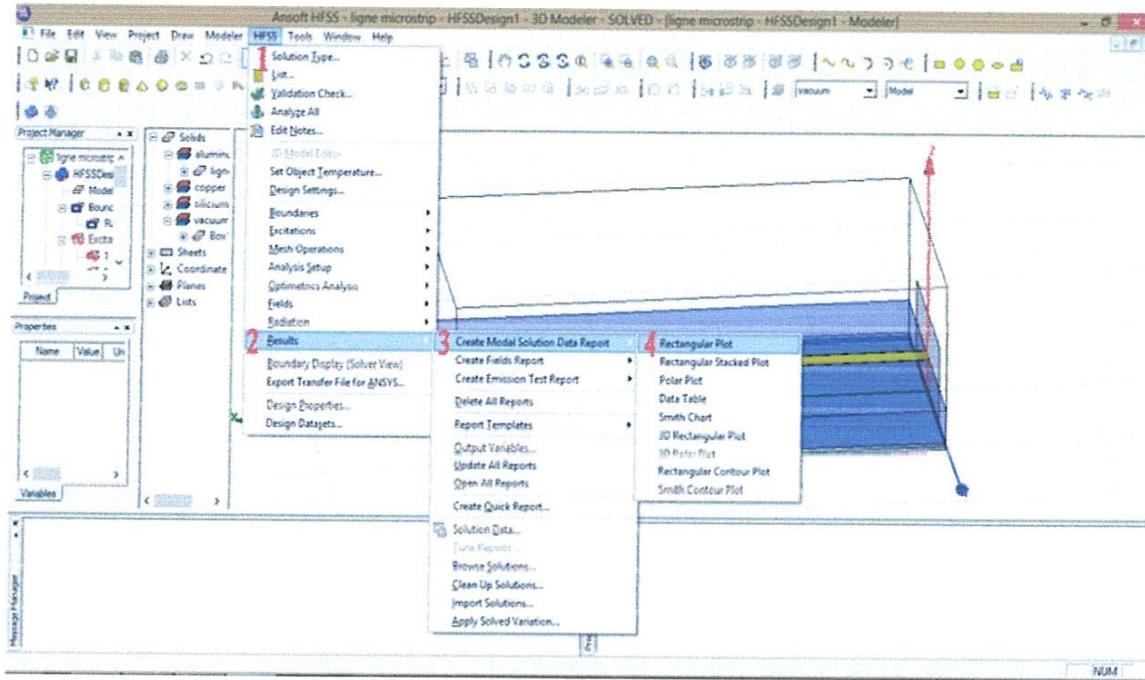


Figure IV.2: Les étapes (1,2,3 et 4) à suivre sous HFSS

Puis:

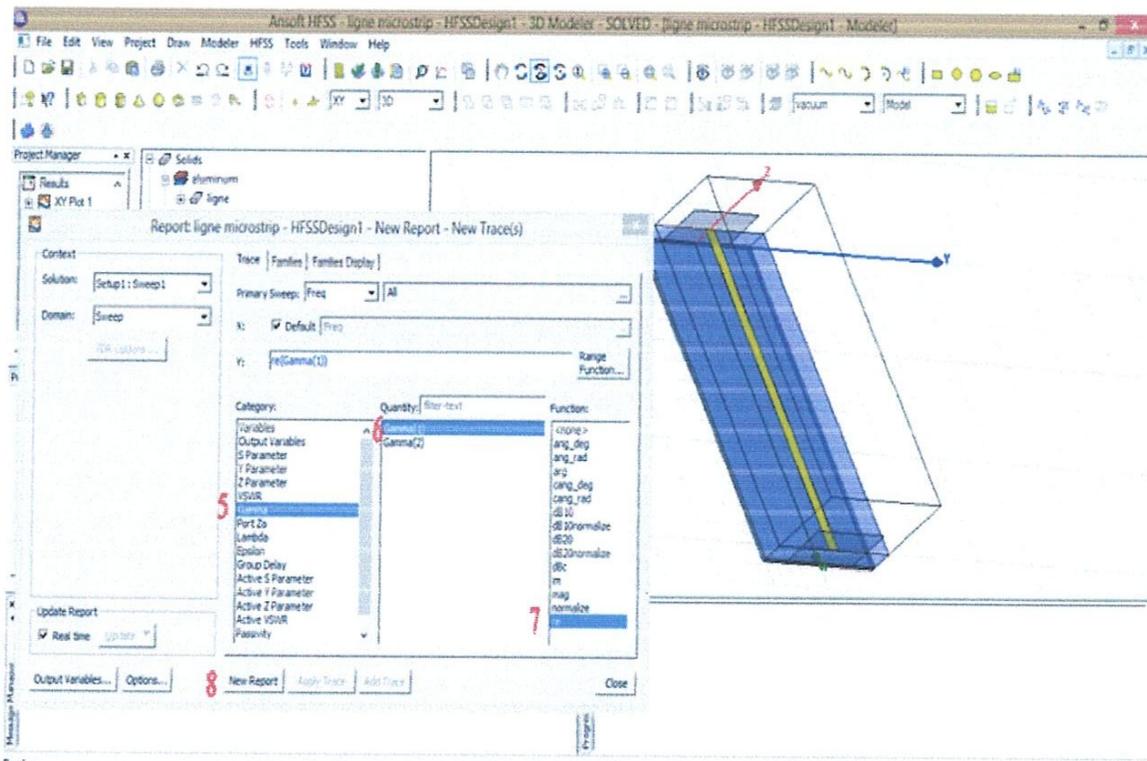
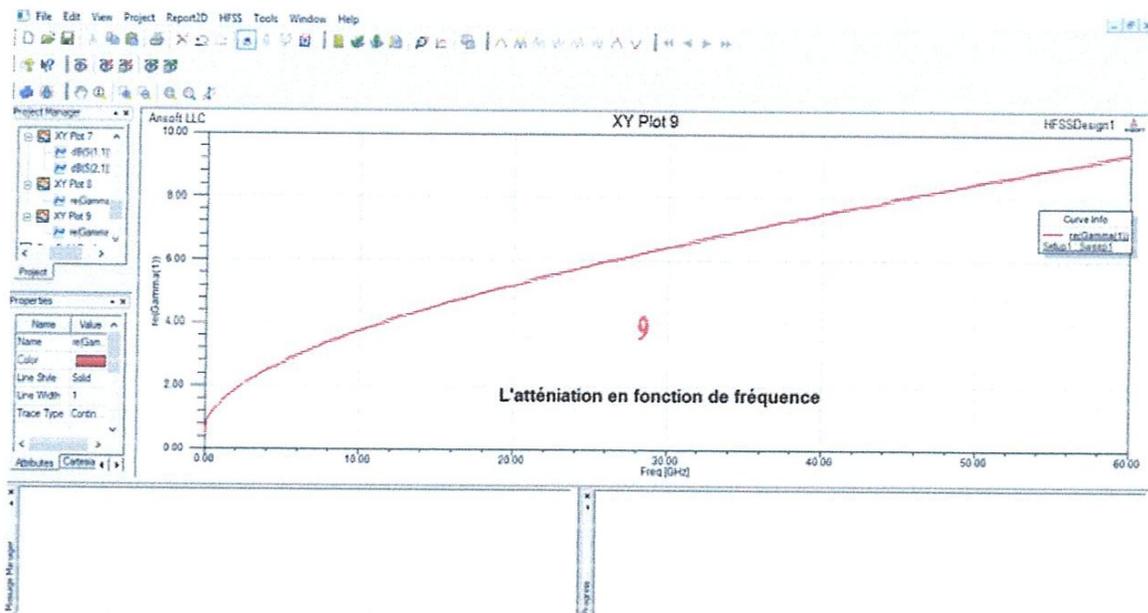


Figure IV.3: Les étapes (5,6,7 et 8) à suivre sous HFSS

Enfin:

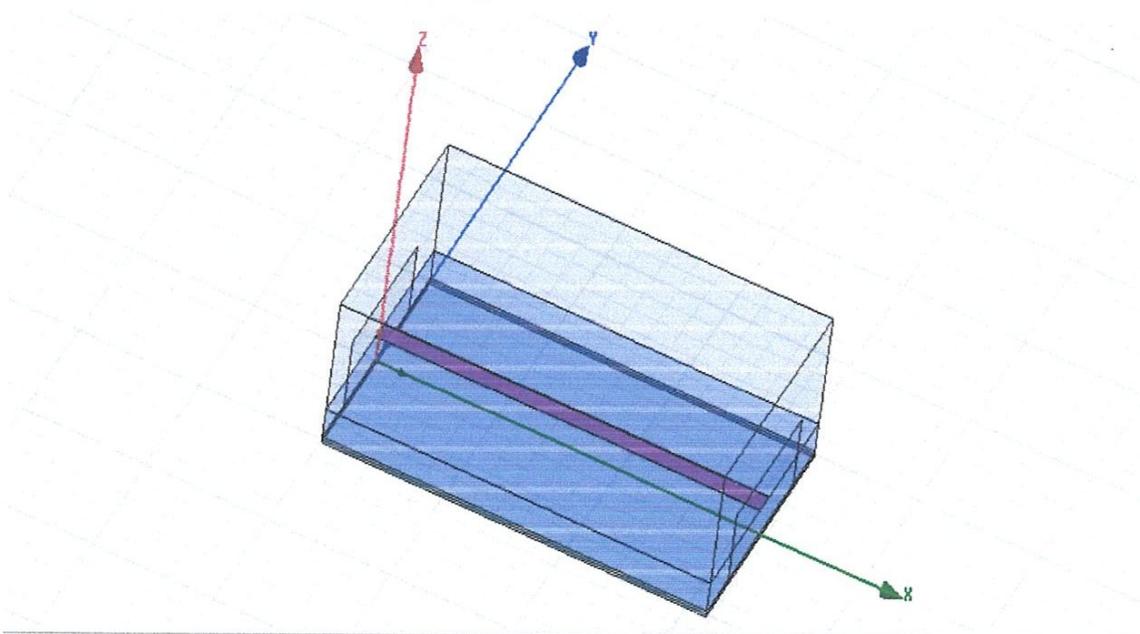


**Figure IV.4:** Les étapes à suivre pour avoir Gamma sous HFSS

Notre ligne sur substrat en époxy a les caractéristiques suivantes :

- ✓ Longueur  $L = 1.58$  mm.
- ✓ Largeur conductrice  $w = 0.0824$  mm.
- ✓ Epaisseur de métallisation  $t = 0.03$  mm.
- ✓ Hauteur substrat  $h = 0.1$  mm,  $l = 1$  mm et  $L = L$  ligne

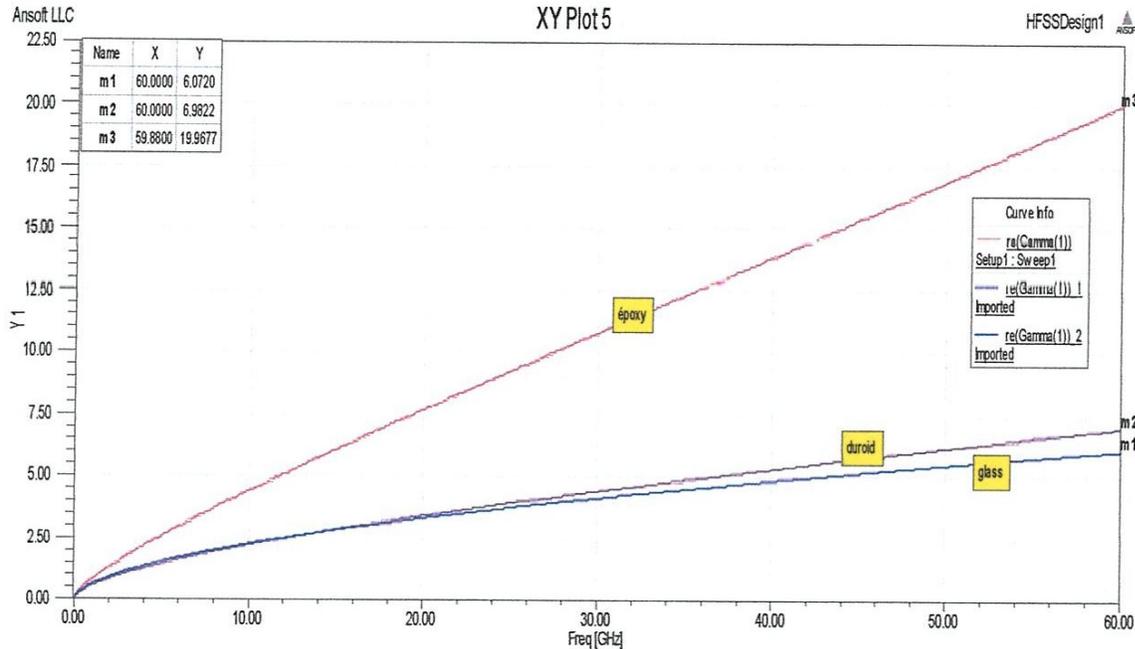
Perméabilité relative  $\epsilon_r = 4.4$  (époxy).



**Figure IV.5:** ligne micro-ruban sous HFSS

### IV.3.1.2 L'atténuation de la ligne micro-ruban sur différents matériaux

La figure IV.6 représente l'atténuation de la ligne micro-ruban sur époxy, duroid et glass dans la bande 0,01-60 GHz pour les dimensions suivantes :  $H_{\text{époxy}}=H_{\text{duroid}}=H_{\text{glass}}=0.1\text{mm}$ ,  $w=0.0824\text{mm}$  et  $t=0.03\text{mm}$   $f=20\text{GHz}$  avec la méthode gamma HFFS.



**Figure IV.6:** atténuation de la ligne micro-ruban sur différents matériaux

Cette figure montre bien que l'atténuation de la ligne micro-ruban sur le glass est de 6,0720 Nepper/m et de 6,9822 Nepper/m sur duroid et de 19,9677 Nepper/m sur époxy, ce qui signifie que la ligne sur glass porte moins de pertes que la ligne sur époxy et duroid.

### IV.3.1.3 Influence de l'épaisseur de métallisation $t$

Nous allons prendre les mêmes caractéristiques pour des différentes valeurs de l'épaisseur de métallisation  $t$ .

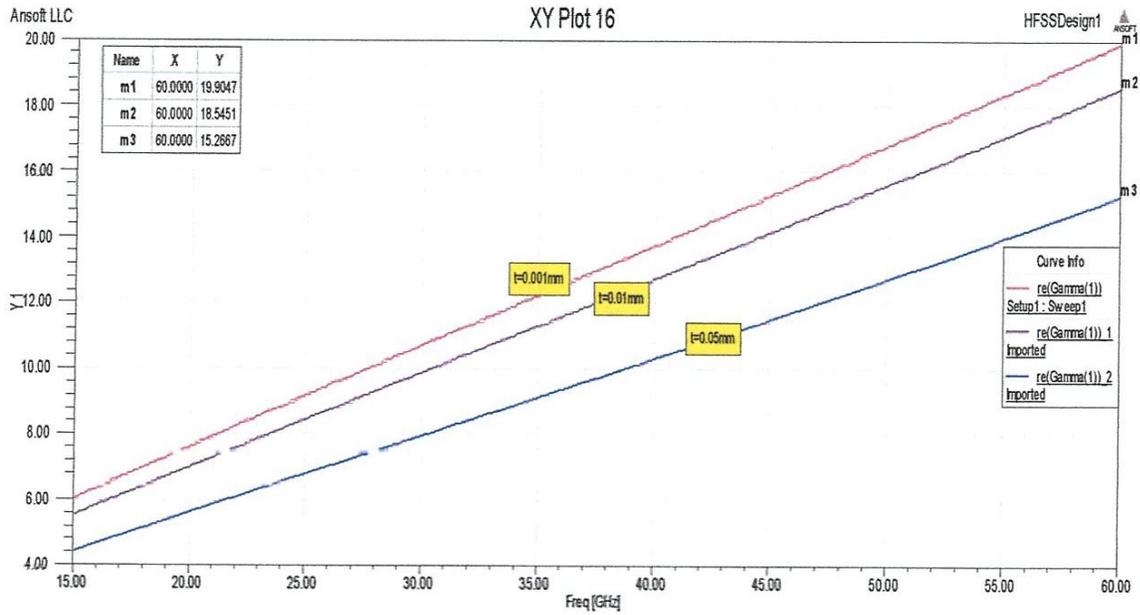


Figure IV.7: atténuation de la ligne micro-ruban sur époxy pour différentes épaisseurs de métallisation  $t$

L'augmentation de l'épaisseur  $t$  réduit l'atténuation

IV.3.1.4 coefficient de réflexion de la ligne micro ruban pour différentes largeurs de  $w$

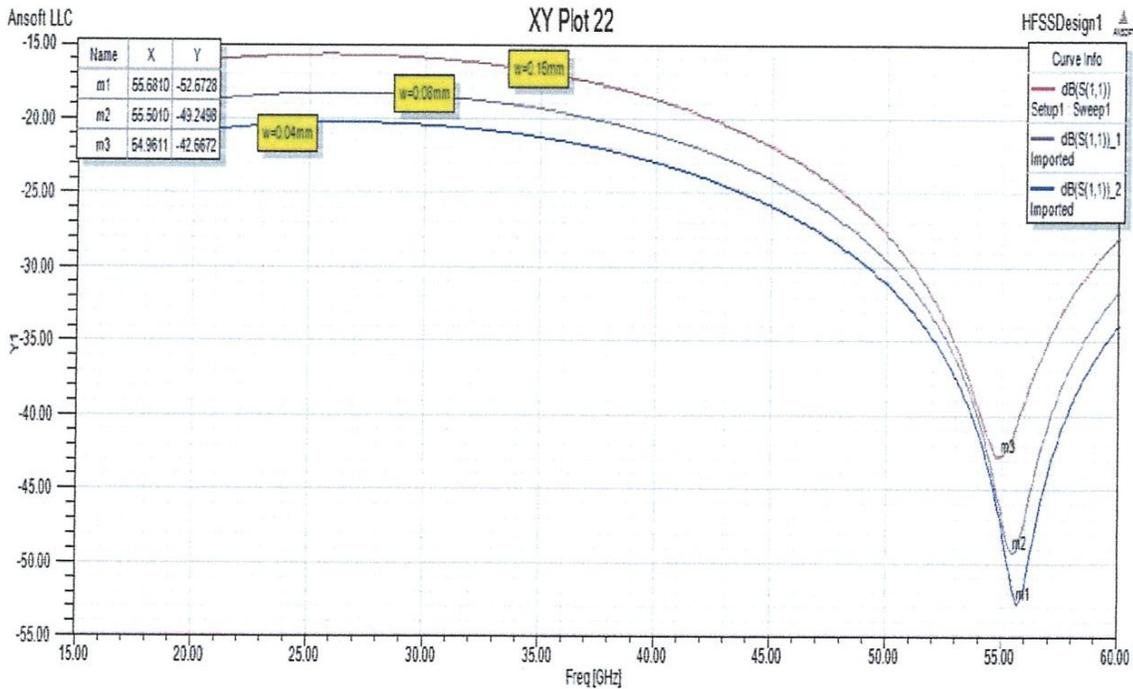
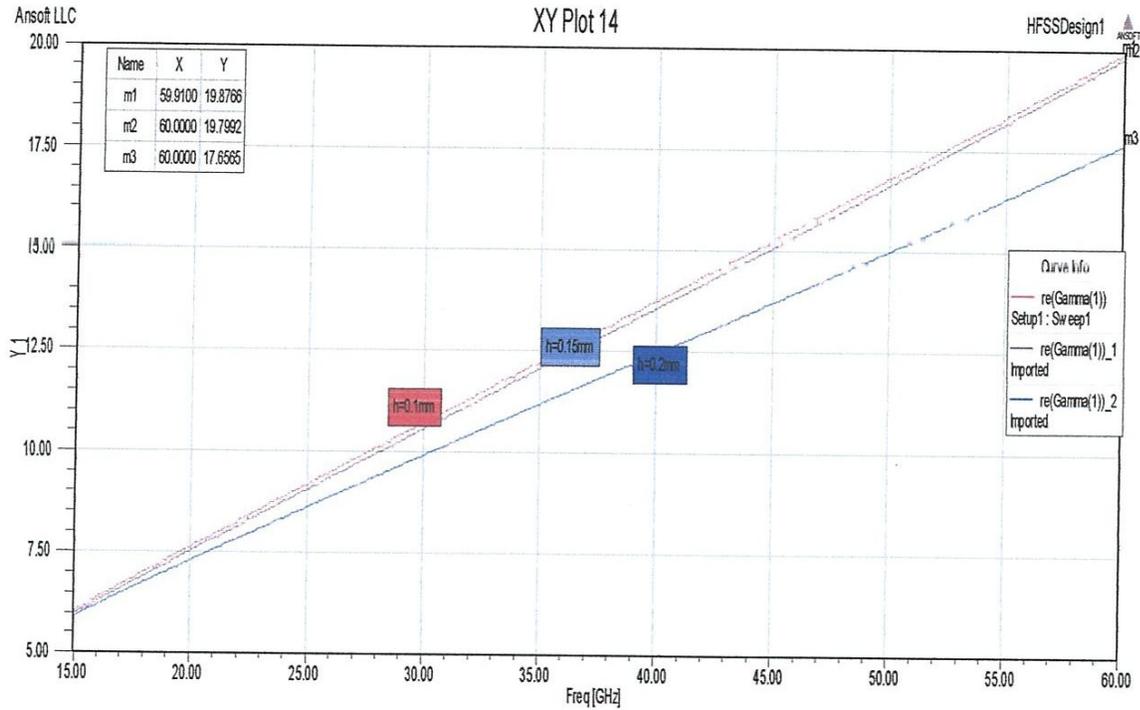


Figure IV.8: coefficient de réflexion de la ligne micro ruban sur époxy pour différentes largeurs de  $w$

### IV.3.1.5 Influence de la hauteur du substrat $h$ sur l'Atténuation de la ligne micro ruban

Nous allons étudier les effets de la hauteur de substrat sur les caractéristiques des lignes micro-rubans sur époxy jusqu'à 60 GHz pour un ruban métallique.

Traçons l'influence pour  $h=(0.1\text{mm}, 0.15\text{mm}, 0.2\text{mm})$



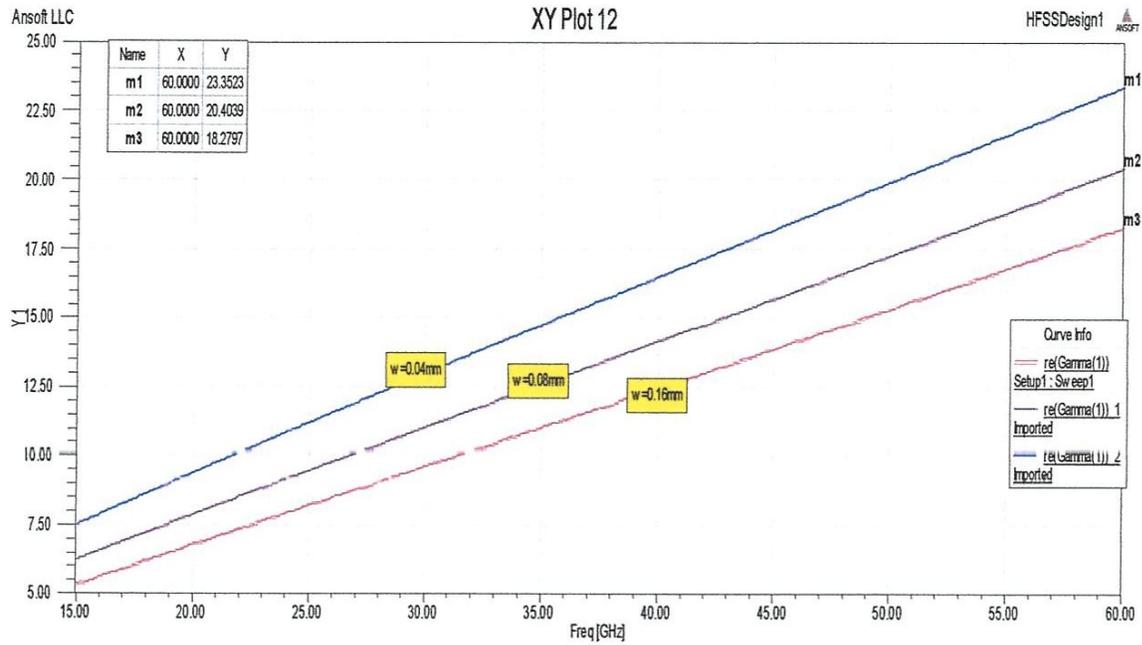
**Figure IV.9:** atténuation de la ligne micro-ruban sur époxy pour différentes hauteurs de substrat  $h$  en fonction de fréquence

L'augmentation de la hauteur du substrat réduit l'atténuation

### IV.3.1.6 Influence du largeur $W$ du ruban sur l'Atténuation de la ligne micro ruban

Nous allons étudier les effets de la largeur  $W$  de substrat sur les caractéristiques des lignes micro-rubans sur époxy jusqu'à 60 GHz pour un ruban métallique.

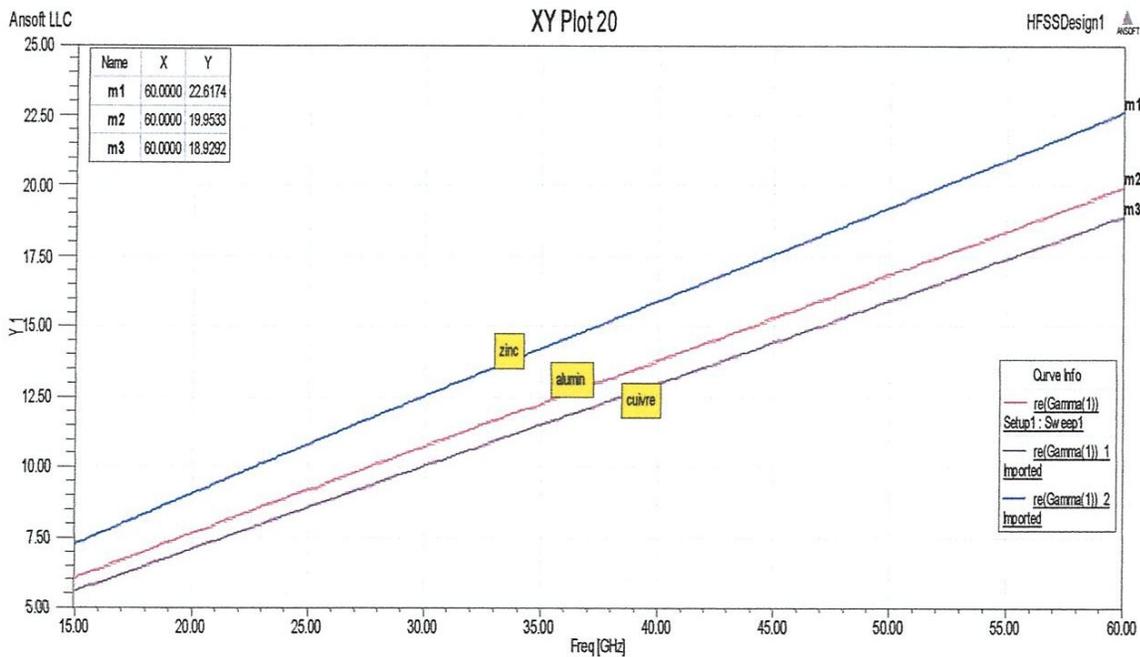
Traçons l'influence pour  $W=(0.04\text{mm}, 0.08\text{mm}, 0.016\text{mm})$



**Figure IV.10:** atténuation de la ligne micro-ruban sur époxy pour différentes largeurs du ruban  $w$  en fonction de fréquence

Avec l'augmentation de largeur du ruban l'atténuation se réduit.

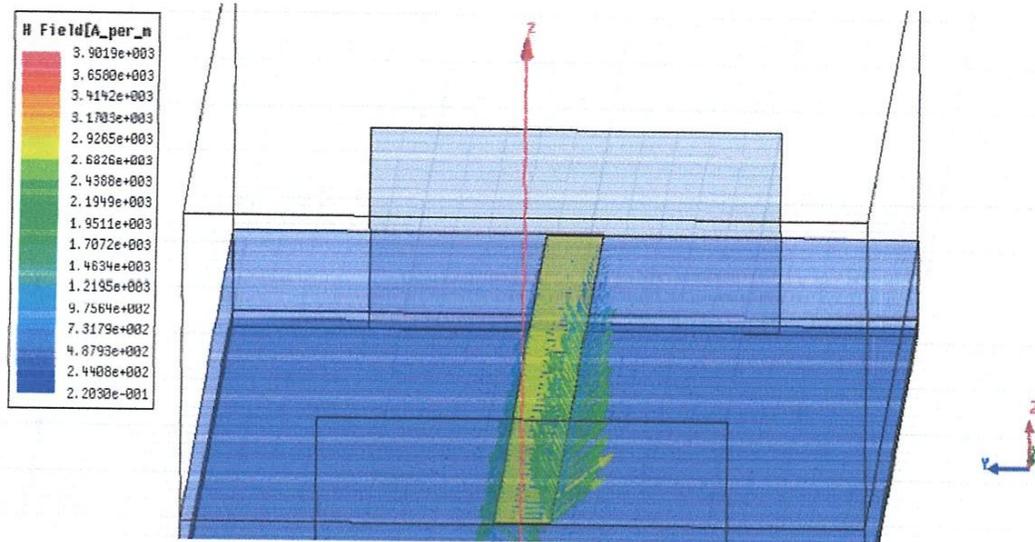
**IV.3.1.7 Influence de la conductivité du ruban sur l'Atténuation de la ligne micro ruban**



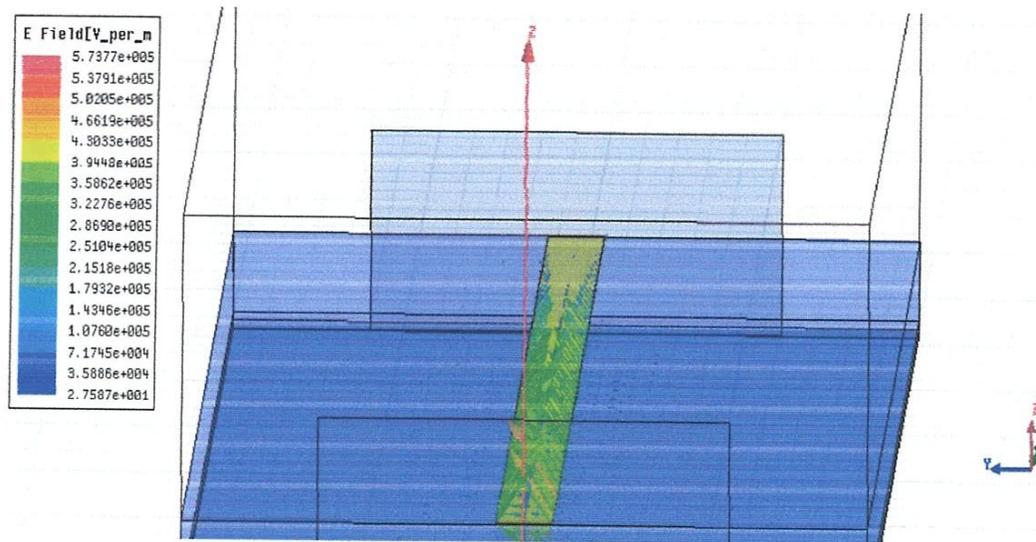
**Figure IV.11:** atténuation de la ligne micro-ruban sur époxy pour la conductivité en fonction de fréquence

Egalement l'augmentation de la conductivité du ruban produit une diminution de l'atténuation.

#### IV.3.1.8 Distribution du champ magnétique sur la ligne micro-ruban



#### IV.3.1.10 Distribution du champ électrique sur la ligne micro-ruban



Dans une ligne micro-ruban, les lignes de champ sont surtout concentrées dans le diélectrique entre la ligne métallisée et le plan de masse, bien qu'une faible portion se retrouve également dans l'air au-dessus du substrat. Cela implique qu'une ligne micro-ruban ne puisse supporter un mode TEM pur, puisque la vitesse de phase des champs TEM dans le diélectrique diffère de celle dans l'air.

## IV.3.2 Simulation de la ligne coplanaire

### IV.3.2.1 Présentation de la structure

La structure de la ligne coplanaire simulée est représentée sur la figure suivante. On peut réaliser des lignes coplanaires sans ou avec le plan de masse arrière.

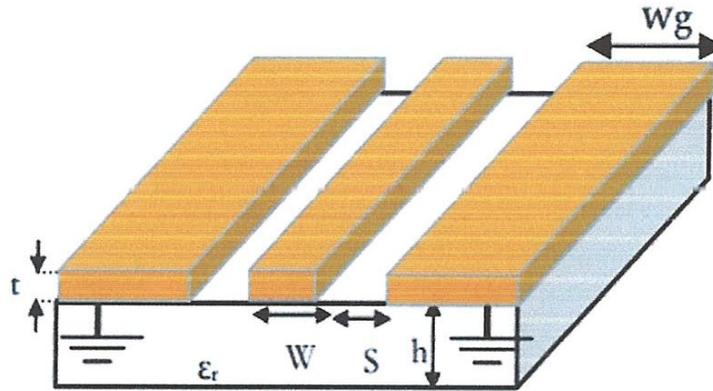


Figure IV.14: Structure de la ligne coplanaire

Elle est caractérisée par la largeur du ruban conducteur  $w$ , l'épaisseur du substrat  $h$ , l'épaisseur de métallisation  $t$ , la permittivité du substrat  $\epsilon_r$ , de la tangente de perte  $\tan\delta$  et la distance inter masses  $d$ .

Pour pouvoir comprendre l'effet de quelques paramètres sur l'atténuation de la ligne, nous allons jouer sur la forme et les caractéristiques de la ligne coplanaire. Tous les résultats présentés dans cette partie ont été obtenus par des simulations avec HFSS.

#### IV.3.2.2 Les caractéristiques de la ligne coplanaire à simuler

Largeur de la ligne  $w=0.2\text{mm}$ , épaisseur  $t=0.05\text{mm}$ , la distance  $s=0.0475$

L'épaisseur  $h=0.769\text{mm}$ , longueur de la ligne  $L=10\text{mm}$

$Z_c=50\text{ ohms}$ ,  $f=20\text{ GHz}$

Le matériau utilisé est l'époxy et leur Perméabilité relative est  $\epsilon_r=4.4$ .

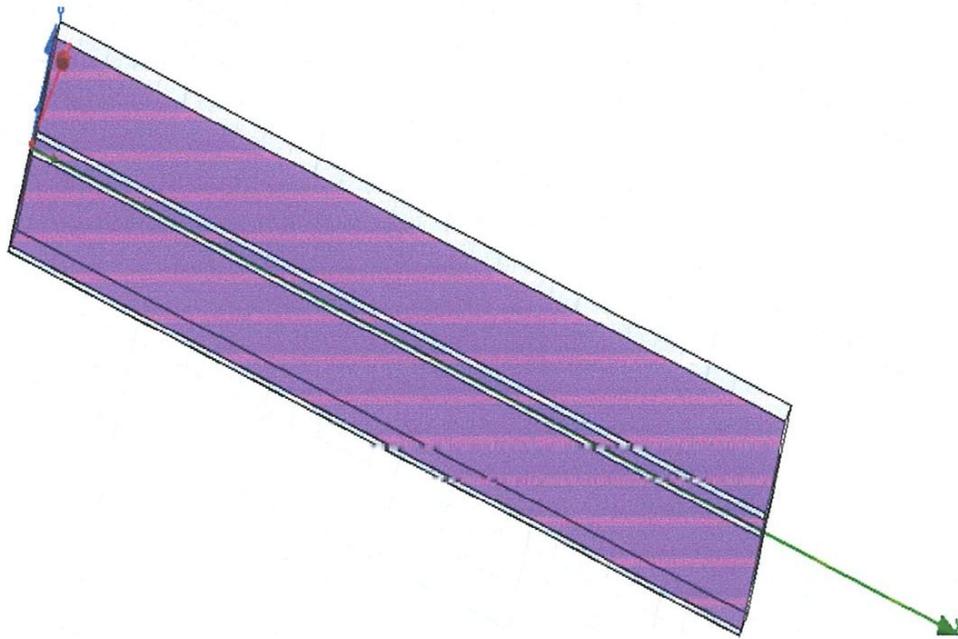


Figure IV.15: ligne coplanaire sous HFSS

IV.3.2.3 coefficient de réflexion de la ligne coplanaire pour différents matériau

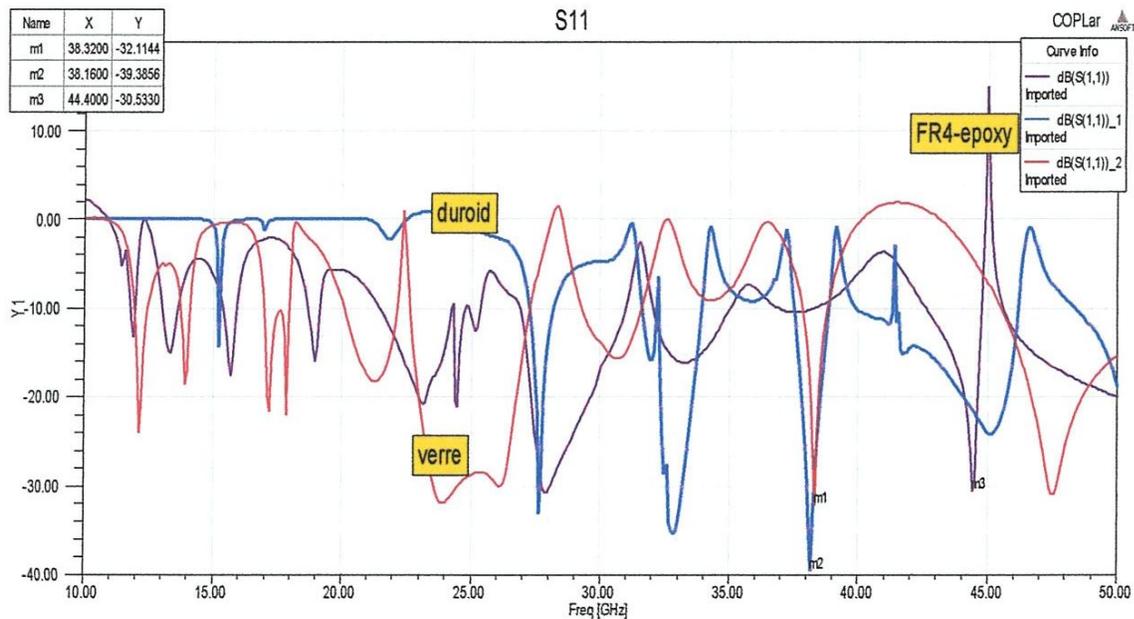


Figure IV.16: L'influence des matériaux sur le coefficient de réflexion S11

Nous observons que le matériel duroid donne un bon résultat de coefficient de réflexion -39dB à 38 GHz par rapport le verre et FRA-epoxy.

IV.3.2.4 coefficient de transmission de la ligne coplanaire pour différents matériau

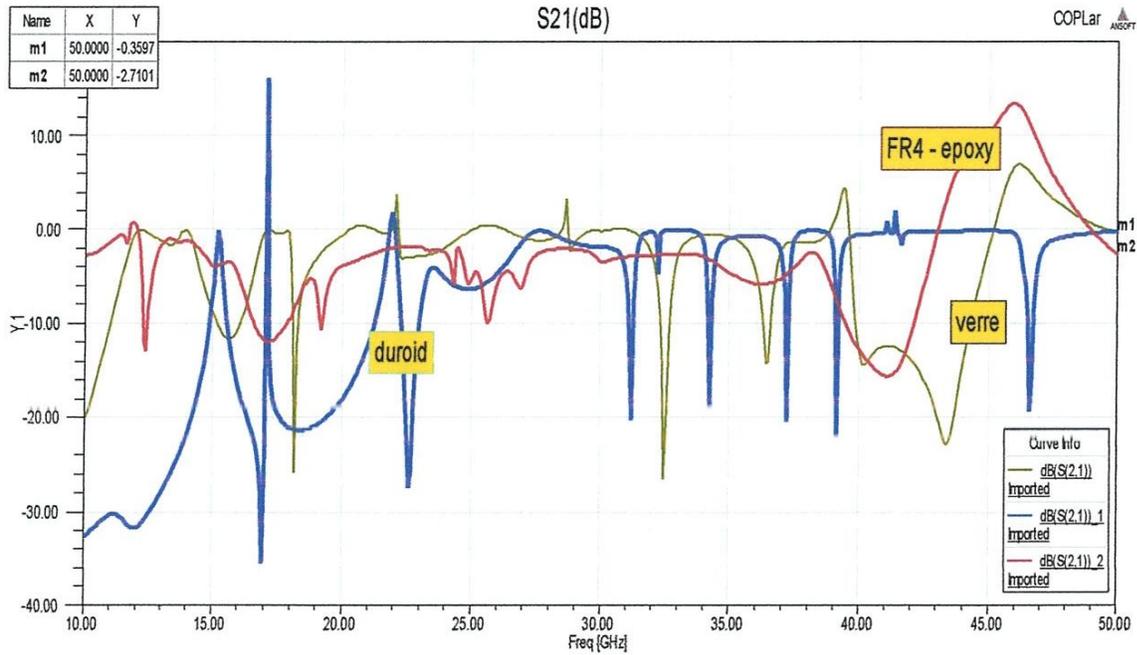
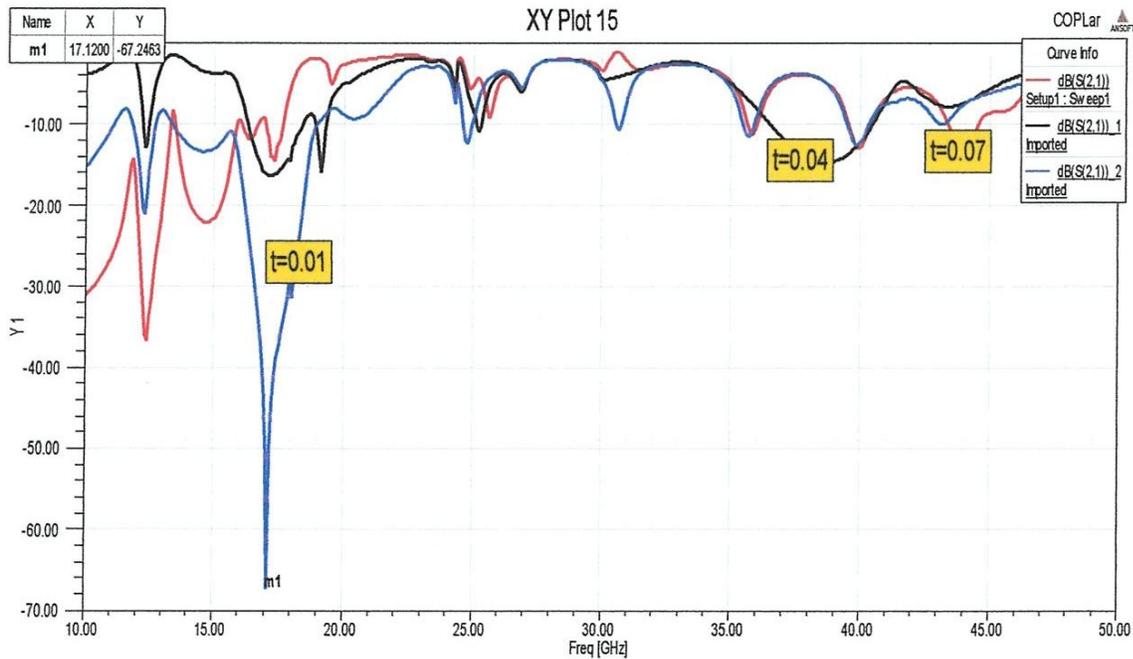


Figure IV.17: l'influence des matériaux sur le coefficient de transmission S21

Les matières duroid et verre ont une bonne adaptation sur la gamme de fréquence par rapport le FR4-epoxy .

IV.3.2.5 L'influence de t sur coefficient de transmission S21

Pour t = (0.01mm, 0.04mm, 0.07mm).



FigureIV.18: Le coefficient S21 pour différents épaisseur t

Nous remarquons que l'augmentation de l'épaisseur  $t$  améliore coefficient de transmission.

### IV.3.2.6 L'influence de $W$ sur coefficient de réflexion S11

Pour  $W = (0.3\text{mm}, 0.5\text{mm}, 0.8\text{mm})$ .

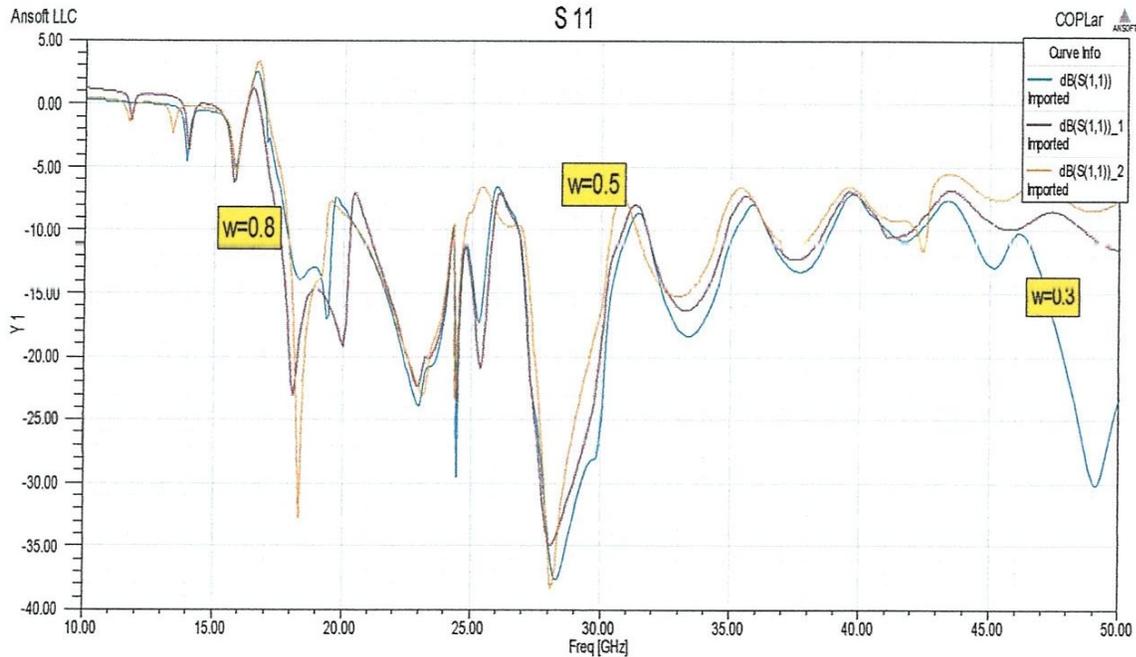


Figure IV.19: Le coefficient S11 pour différents épaisseur  $w$

Ici largeur  $w$  n'influence pas sur le coefficient de réflexion S11.

### IV.3.2.7 L'influence de $W$ sur coefficient de transmission S21

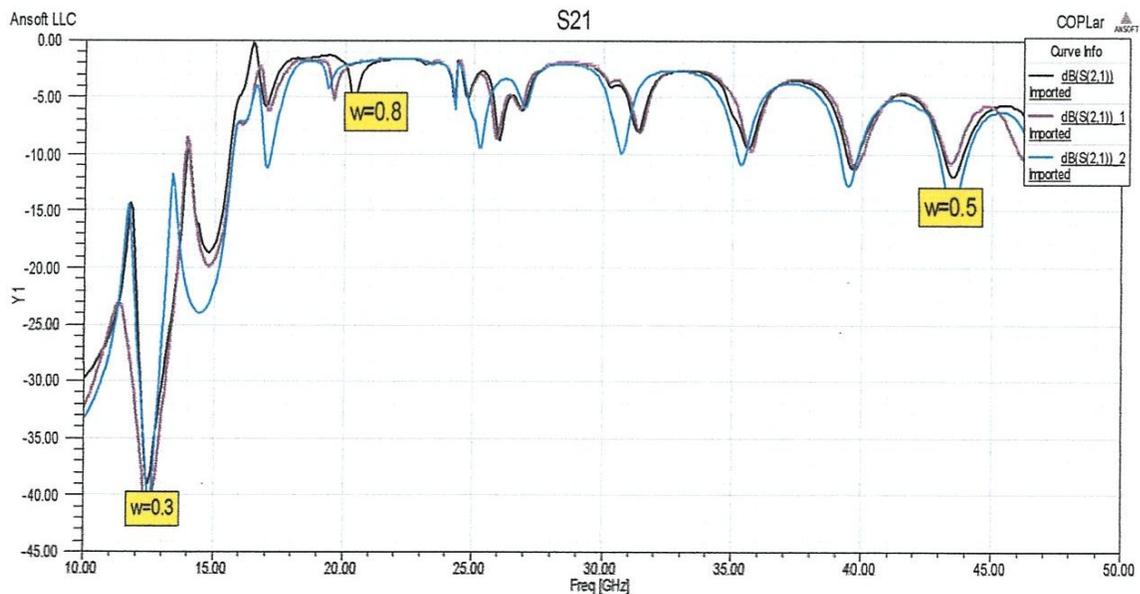


Figure IV.20 : Le coefficient S21 pour différents largeur  $w$

La même remarque qu'on tire. Largeur  $w$  n'a pas une influence sur le coefficient de transmission  $S_{21}$ .

### IV.3.2.8 L'influence de $h$ sur coefficient de réflexion $S_{11}$

Pour  $h = (0.5\text{mm}, 0.6\text{mm}, 0.8\text{mm})$

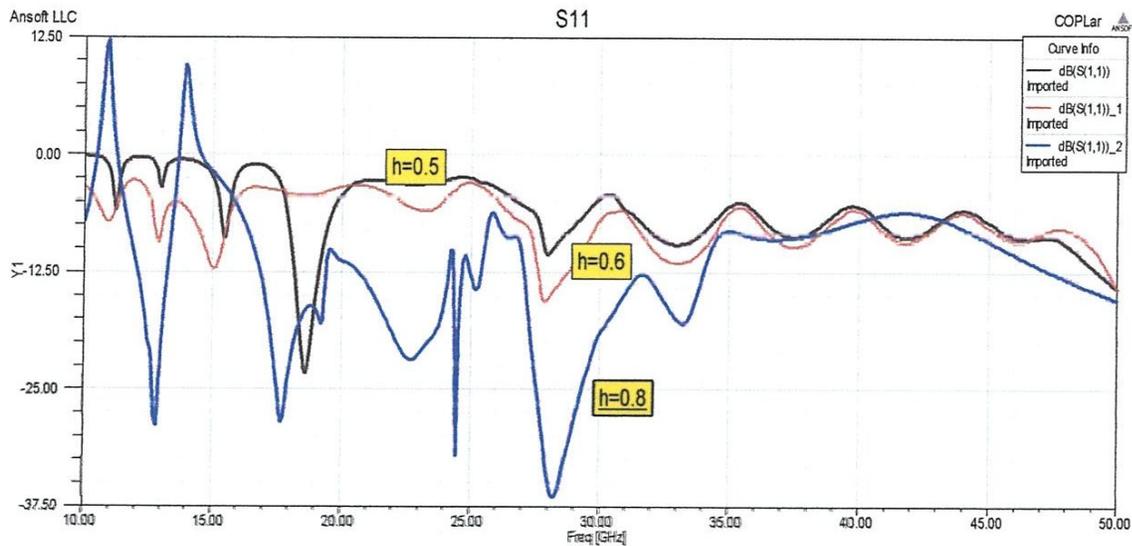


Figure IV.21: Le coefficient  $S_{11}$  pour différents hauteurs  $h$

On remarque ici l'augmentation de  $h$  améliore le coefficient de réflexion  $S_{11}$ .

### IV.3.2.9 L'influence de $h$ sur coefficient de transmission $S_{21}$

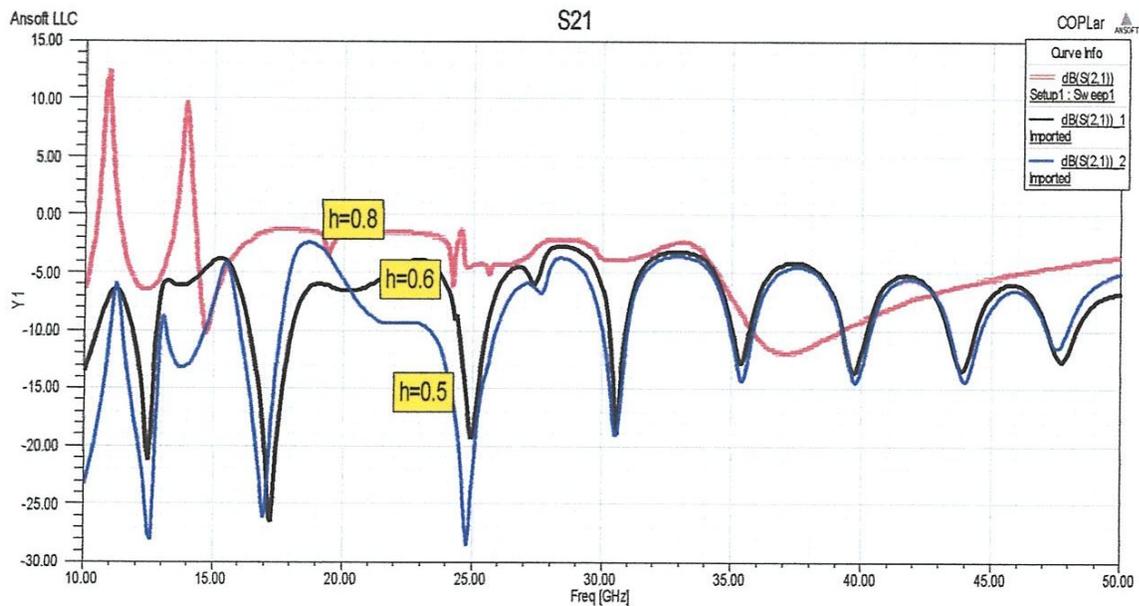


Figure IV.22: Le coefficient  $S_{21}$  pour différents hauteurs  $h$

On voit que; si la hauteur  $h$  est égale à 0.8 mm on trouve une bonne adaptation.

IV.3.2.10 l'atténuation de la ligne coplanaire sur différents matériaux

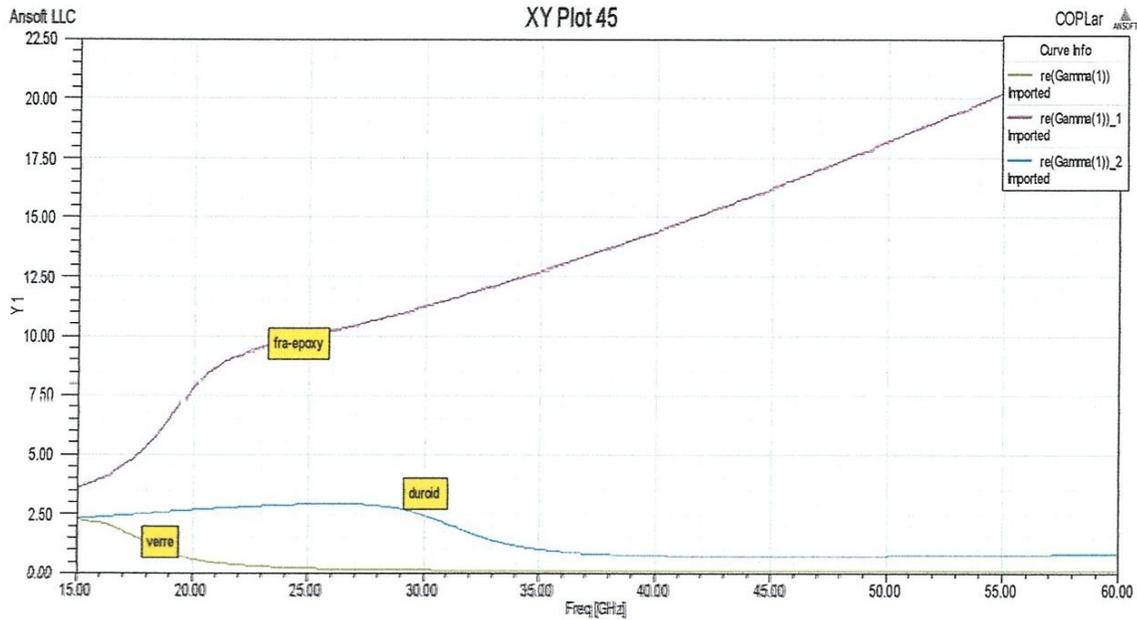


Figure IV.23: atténuation de la ligne coplanaire pour différents matériaux de substrat

On constate que le verre donne les faibles pertes comparativement avec le duroid et FR4-epoxy d'un autre coté l'augmentation des fréquences provoque une diminution aux pertes. Pour verre et duroid par contre le contraire pour FR4-epoxy.

IV.3.2.11 L'influence de l'épaisseur de métallisation t

Pour  $t = (0.01\text{mm}; 0.025\text{mm}; 0.04\text{mm})$

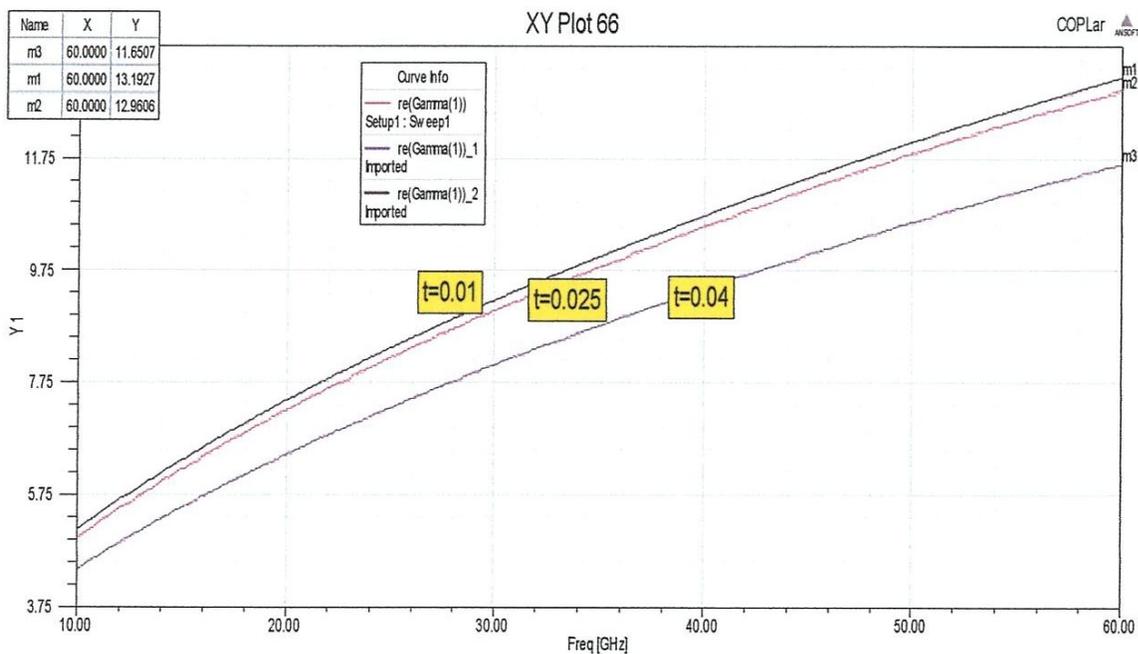


Figure IV. 24: atténuation de la ligne coplanaire pour différentes épaisseurs de t

### IV.3.2.12 Influence de la largeur du ruban conducteur w

Pour  $W = (0.03\text{mm} ; 0.051\text{mm} ; 0.07\text{mm})$ .

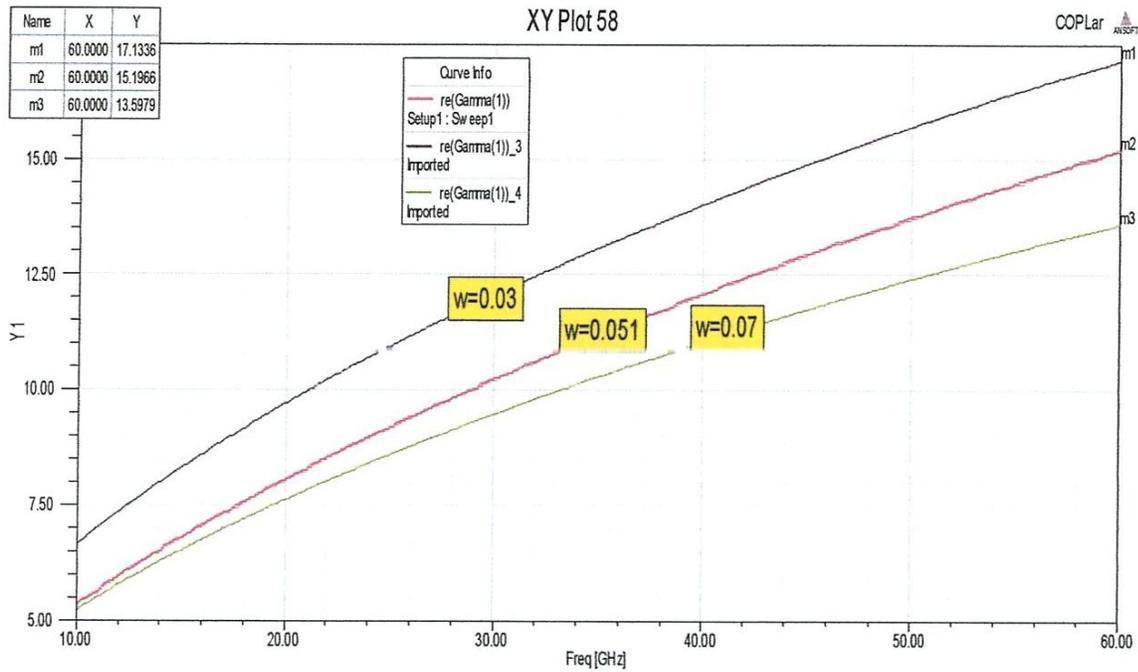


Figure IV. 25: l'influence de la largeur de la ligne (w) sur les pertes

### IV.3.2.13 Influence de la hauteur h de substrat sur

Pour  $H = (0.1\text{mm} ; 0.15\text{mm} ; 0.2\text{mm})$ .

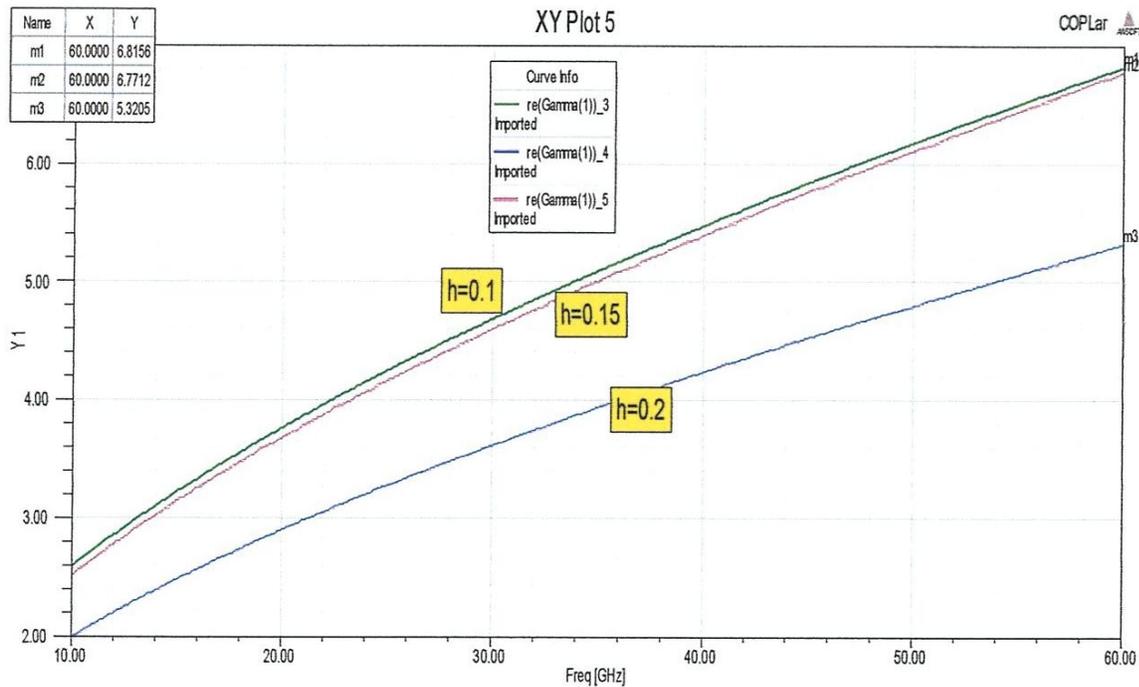


Figure IV.26: L'influence de hauteur (h) sur les pertes

### IV.3.3 Simulation du déphaseur micro-ruban à accès coplanaire

#### IV.3.3.1 Présentation de la structure

Nous avons choisi de simuler ce type de modèle du fait qu'il englobe les structures micro-ruban et coplanaire que nous avons déjà étudié aux chapitres I. Les simulations sous HFSS ont confirmé un mode de propagation de type micro-ruban à l'intérieur de cette cavité. De ce fait, le maintien d'une impédance caractéristique de 50 ohms dans toute la structure s'obtient en modifiant la largeur du ruban central. C'est pour cette raison que dans les accès coplanaires, le ruban central a une largeur de 0.43mm et se suite à 0.36mm des rubans extérieurs et à l'intérieur de la cavité, sa largeur est réduite à 0.2mm.

La majorité des circuits publiés utilisent un plan de masse placé au dessous de la structure afin de créer une cavité ou est inséré le cristal liquide ou pour éviter cette contrainte, il y a une nouvelle configuration ou le substrat est partiellement vidé pour être remplacé par le cristal liquide. Pour nos simulations, on a opté pour le premier cas.

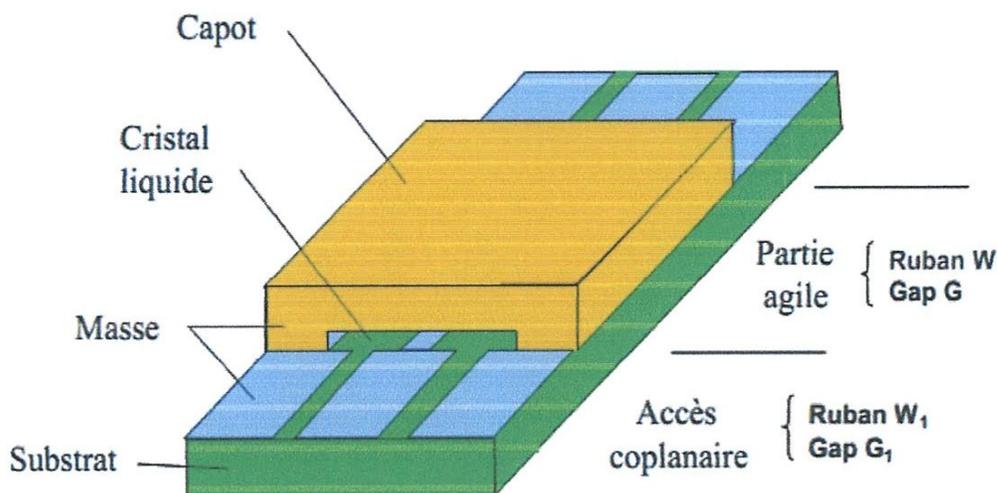


Figure IV.27: déphaseur micro-ruban à accès coplanaires

Notre modèle simulé a les caractéristiques suivantes :

- ✓ Pour les accès coplanaires :

$W=0.43\text{mm}$ ,  $S=0.36\text{mm}$ ,  $L=0.3\text{ mm}$ .

- ✓ Pour la cavité :

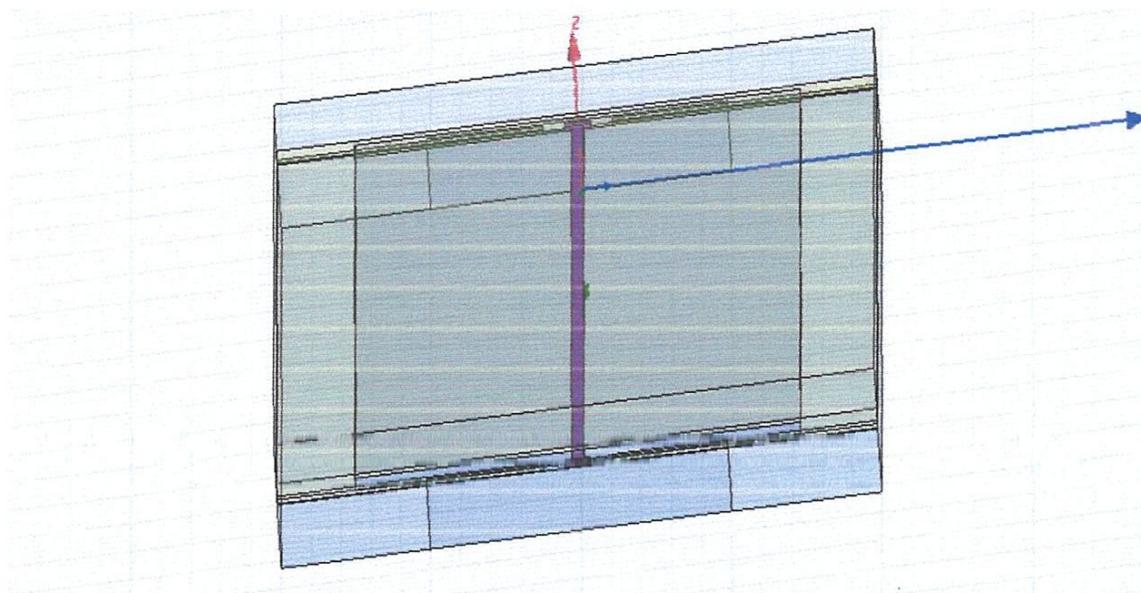
$W=0.2\text{mm}$ ,  $S=3.6\text{mm}$ ,  $L=30\text{mm}$ ,  $h=0.1\text{mm}$ .

- ✓ Pour le substrat :

$L=30.6\text{mm}$ ,  $l=10\text{mm}$ ,  $h=0.77\text{mm}$ , permittivité relative  $\epsilon_r=4.4$  (époxy).

- ✓ Pour le cristal liquide K15, voir le tableau (Tableau II.2)

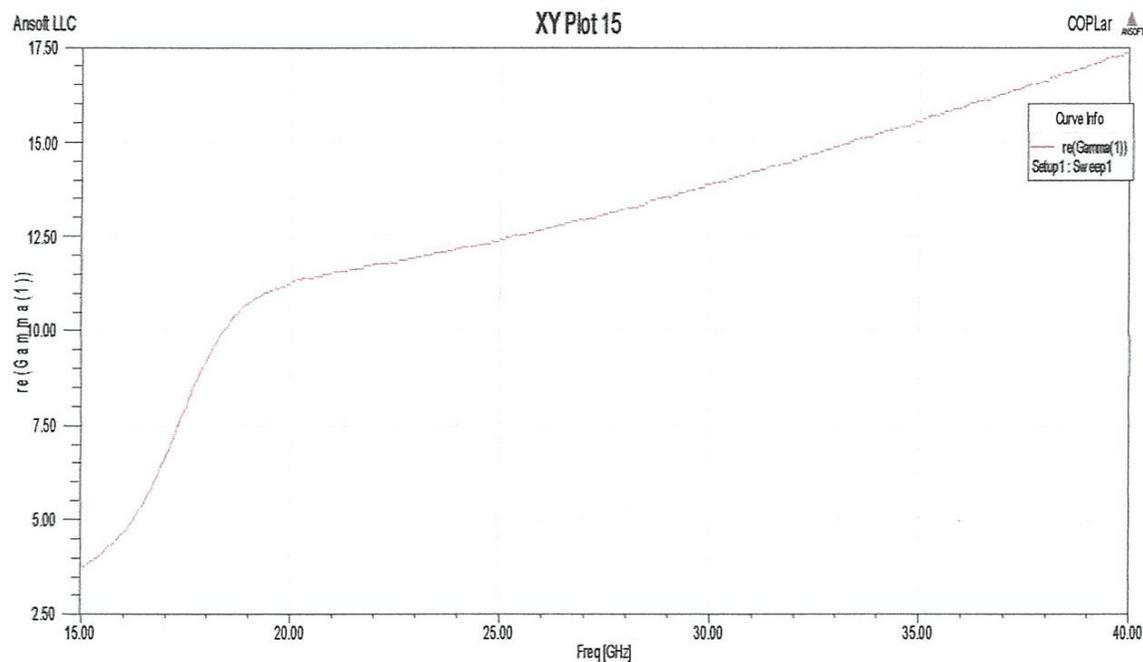
- ✓ Tension de commande est égale à 20V.



**Figure IV.28:** modèle du déphaseur simulé

Pour  $t=0.05\text{mm}$ , les résultats de simulation sont les suivantes:

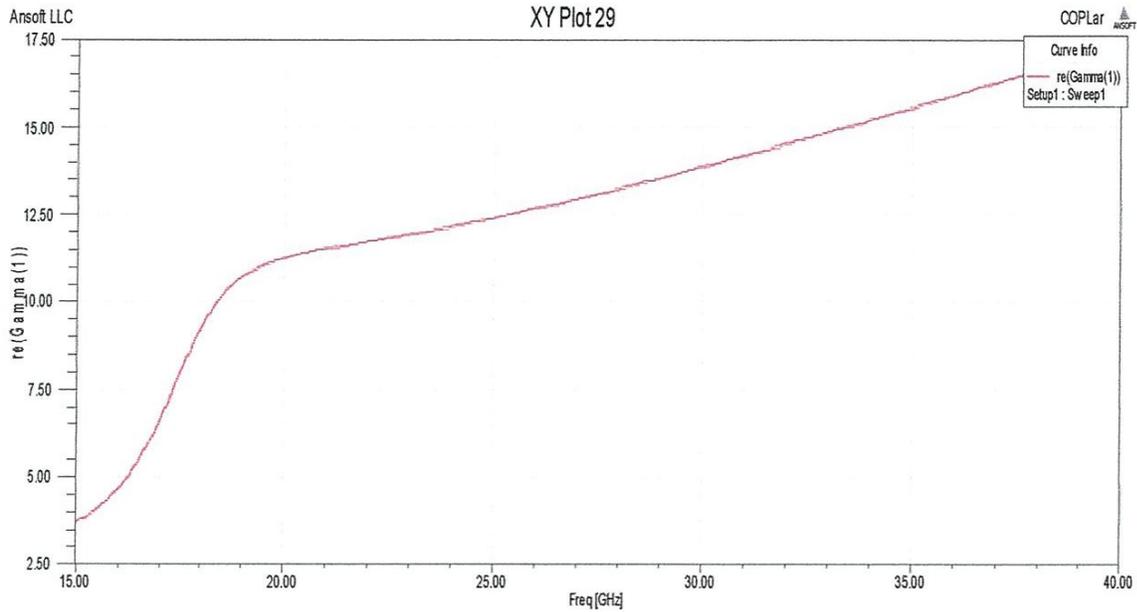
#### IV.3.3.2 L'atténuation du déphaseur sans commande



**Figure IV.29:** Variation des pertes en fonction de la fréquence sans la tension de commande

Pour les deux graphes, nous voyons que le signal a subi les mêmes pertes, donc l'insertion du cristal liquide ne change rien sur son comportement mais seulement sur le déphasage.

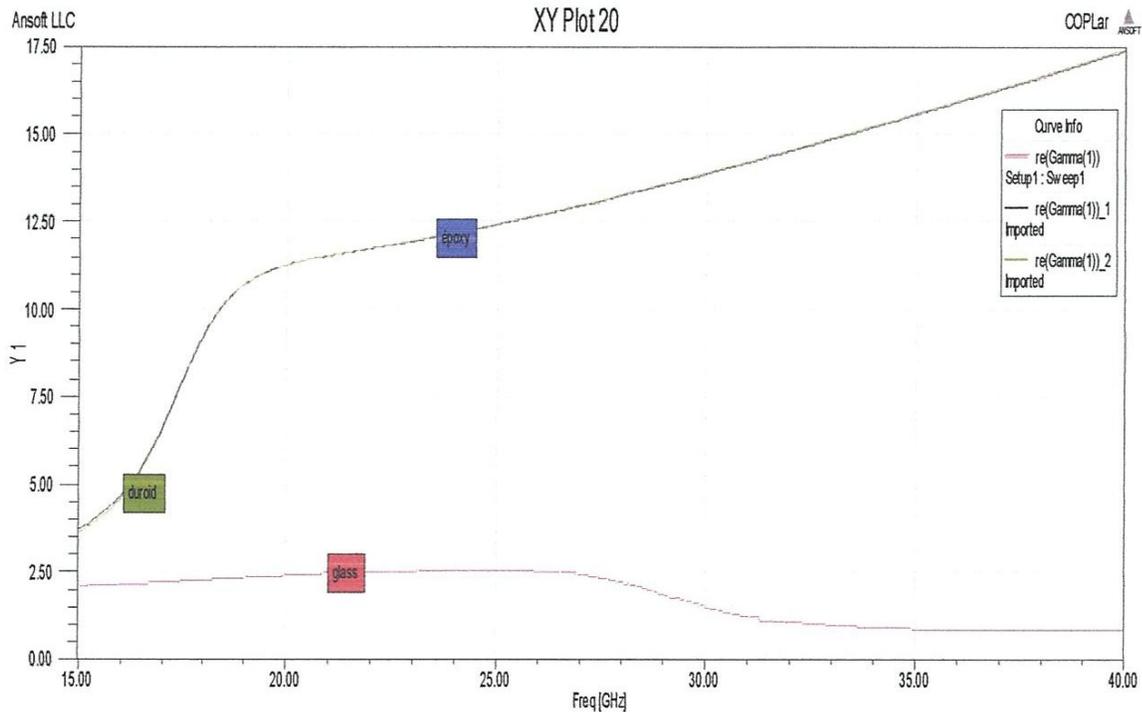
### IV.3.3.3 L'atténuation du déphaseur avec commande



**Figure IV.30:** Variation des pertes en fonction de la fréquence avec commande

Pour les deux graphes, nous voyons que le signal a subi les mêmes pertes, donc, l'insertion du cristal liquide ne change rien sur son comportement mais seulement sur le déphasage.

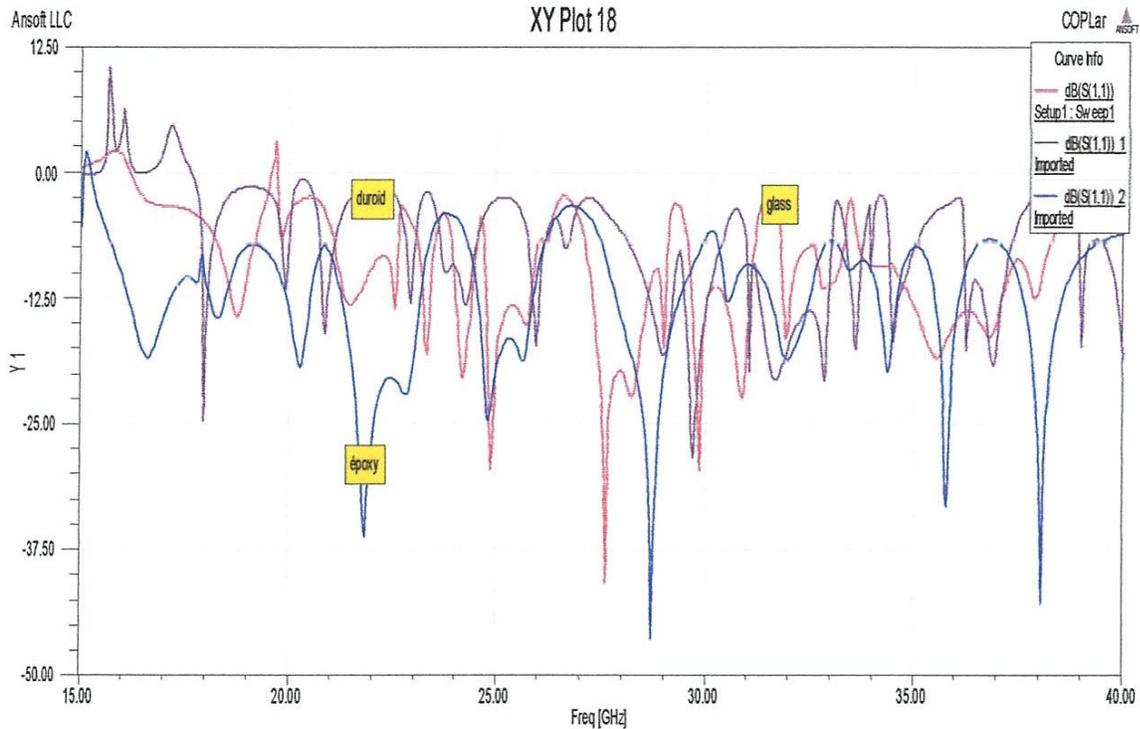
### IV.3.3.4 Influence des différents matériaux sur l'atténuation du déphaseur



**Figure IV.31:** atténuation du déphaseur pour différents matériaux de substrat

Ce résultat confirme les résultats déjà trouvée sur les deux lignes (ligne micro-ruban et ligne coplanaire)

#### IV.3.3.5 Coefficient de réflexion S11 sur les différents matériaux



**Figure IV.32:** Coefficient de réflexion sur les différents matériaux

La figure montre que la structure du déphaseur est bien adaptée avec les différents matériaux sur la bande 20 à 40 GHz.

IV.3.3.6 influence de tension sur le coefficient de réflexion S11

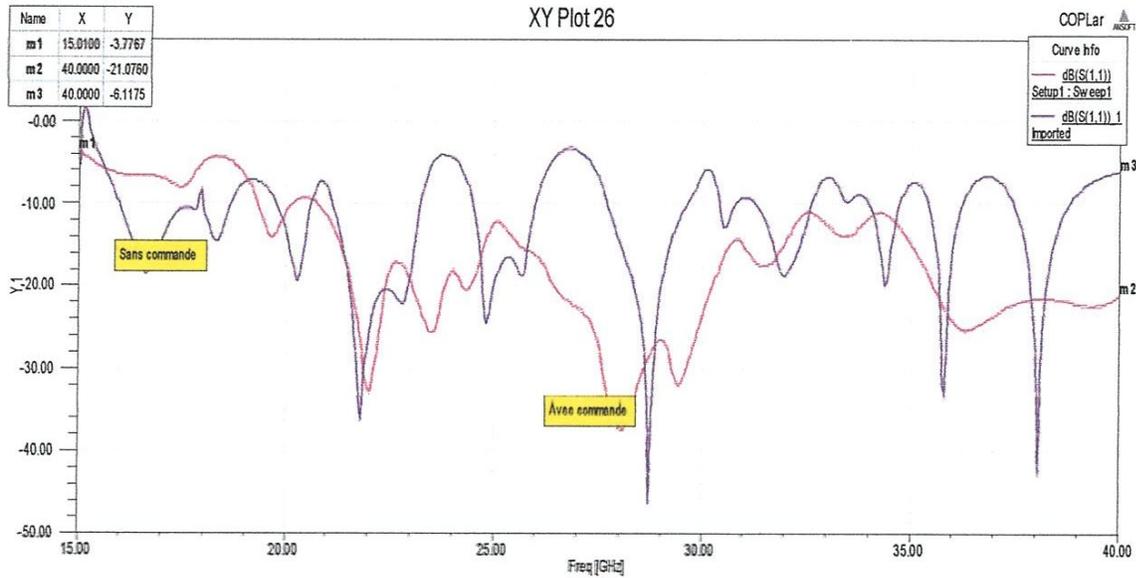


Figure IV.33: Pertes en réflexion en dB du déphaseur micro-ruban à accès coplanaire

On remarque que la tension de commande n'a pas d'influence remarquable sur la structure.

Donc quelque soit la tension appliqué la structure reste adaptable.

IV.3.3.7 Déphasage de Coefficient de transmission S21 sur les différents matériaux

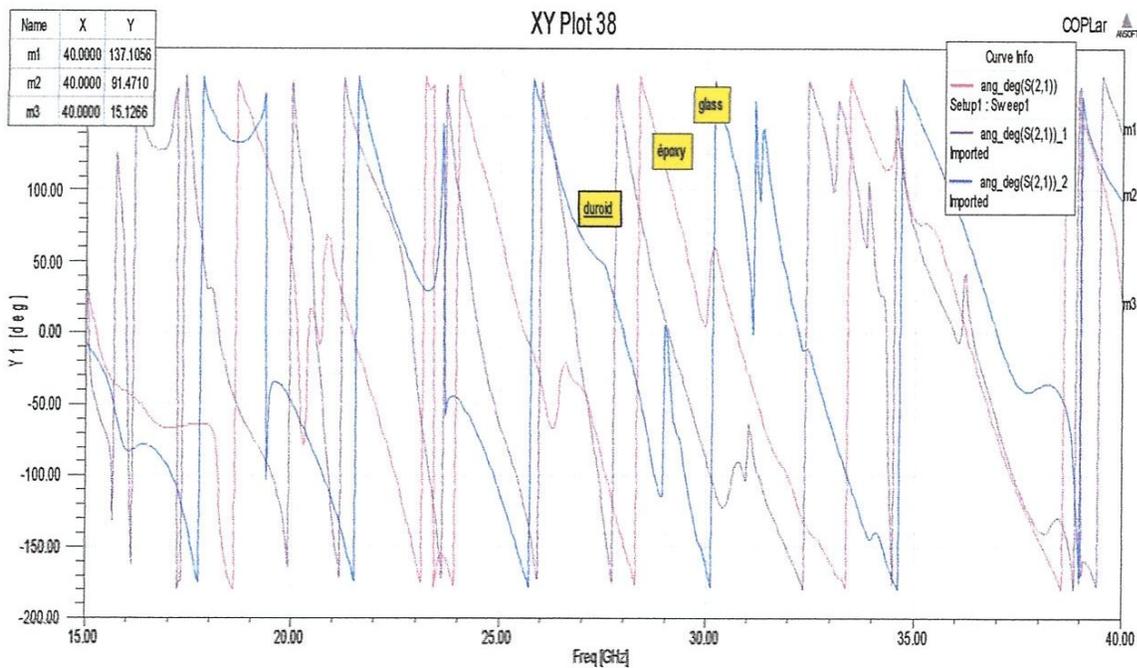
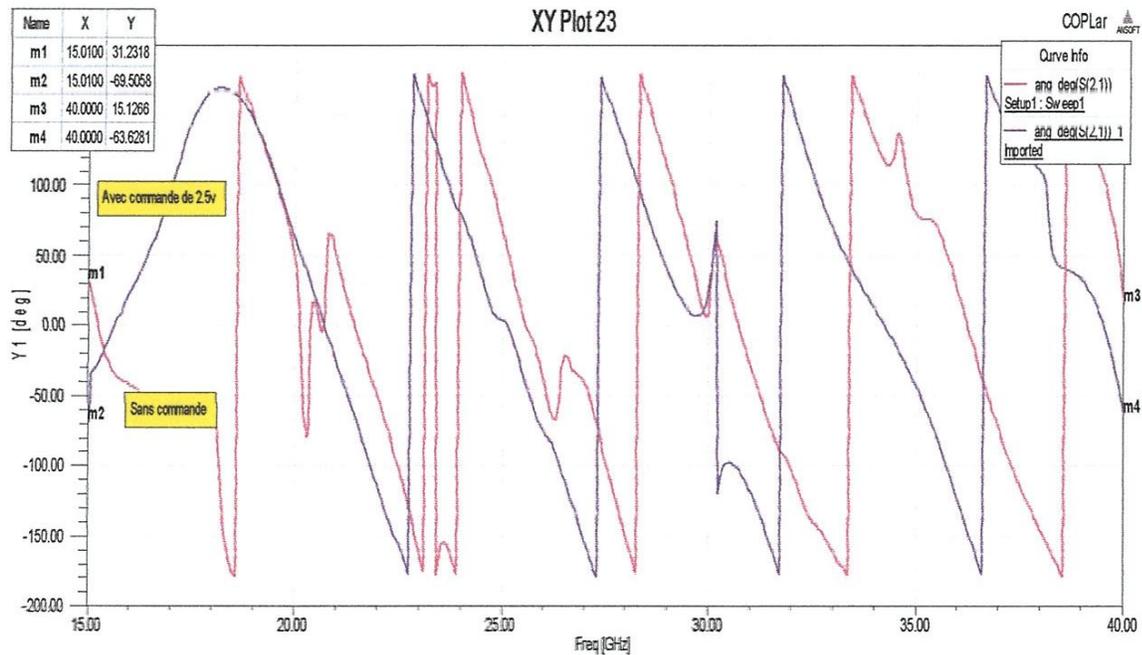


Figure IV.34 : Déphasage de Coefficient de transmission S21 en degré sur les différents matériaux

On remarque que les valeurs du déphasage de coefficient de transmission  $S_{21}(\circ)$  varie suivant la structure du matériau utilisé à savoir à 40 GHz nous avons les valeurs  $137.1056^\circ$  pour duroid et  $91.4710^\circ$  pour le glass et  $15.1266^\circ$  pour l'époxy.

#### IV.3.3.8 Déphasage de Coefficient de transmission $S_{21}$ avec une tension de commande de 2.5V



**Figure IV.35:** Déphasage de Coefficient de transmission  $S_{21}$  en degré avec une tension de commande de 2.5V

### IV.3.3.9 Déphasage de Coefficient de transmission S21 avec une tension de commande de 5V

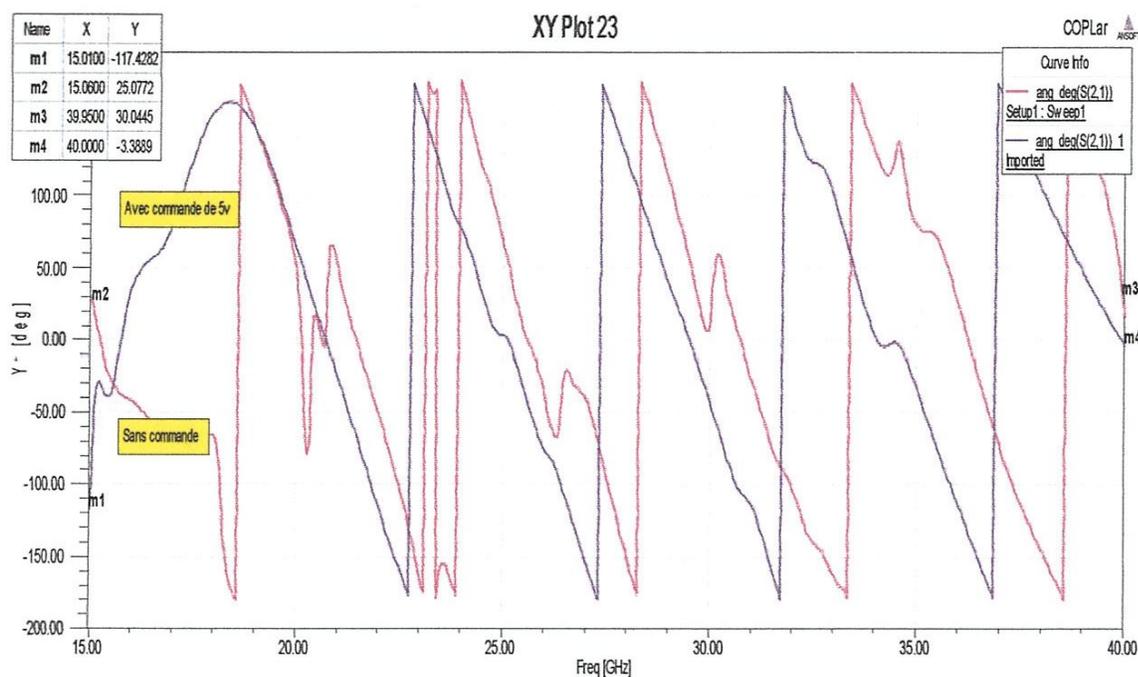


Figure IV.36: Déphasage de Coefficient de transmission S21 en degré avec une tension de commande de 5V

### IV.3.3.10 Déphasage de Coefficient de transmission S21 avec une tension de commande de 7.5V

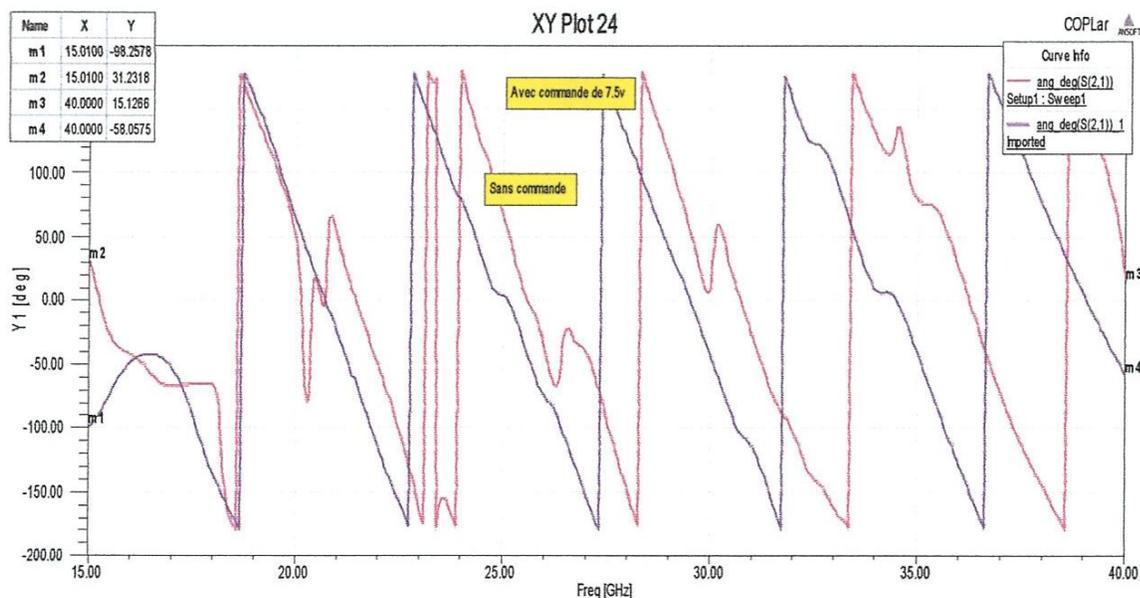


Figure IV.37: Déphasage de Coefficient de transmission S21 en degré avec une tension de commande de 7.5V

IV.3.3.11 Déphasage de Coefficient de transmission S21 avec une tension de commande de 10V

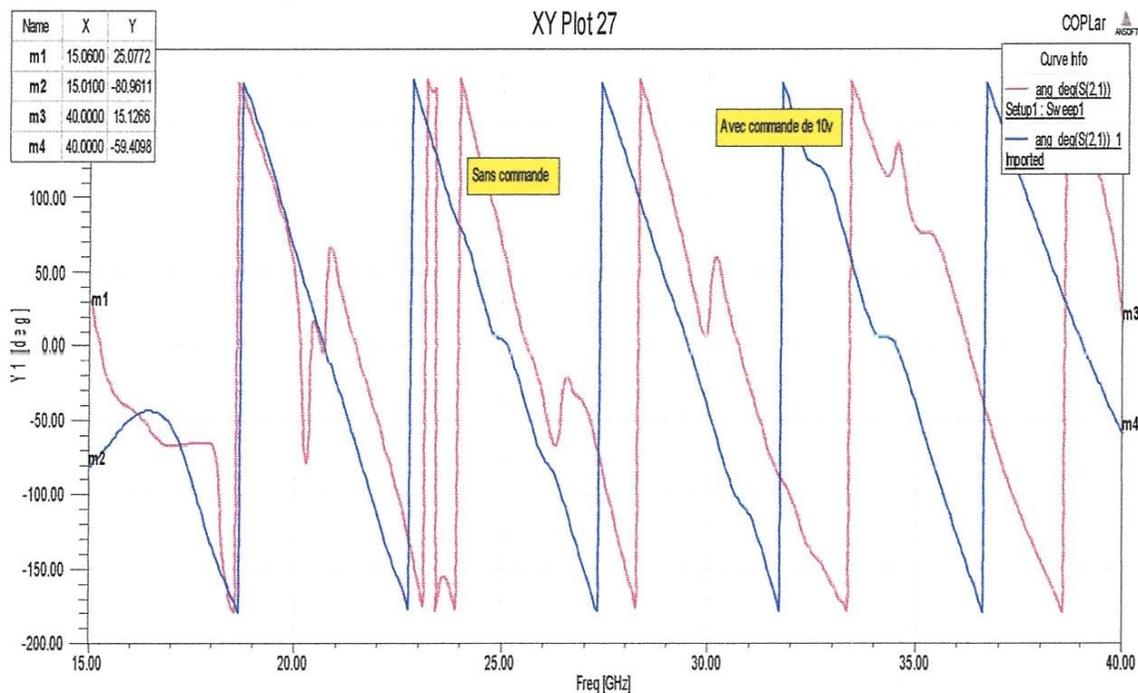


Figure IV.38: Déphasage de Coefficient de transmission S21 en degré avec une tension de commande de 10V

IV.3.3.12 Déphasage de Coefficient de transmission S21 avec une tension de commande de 10V et 20V

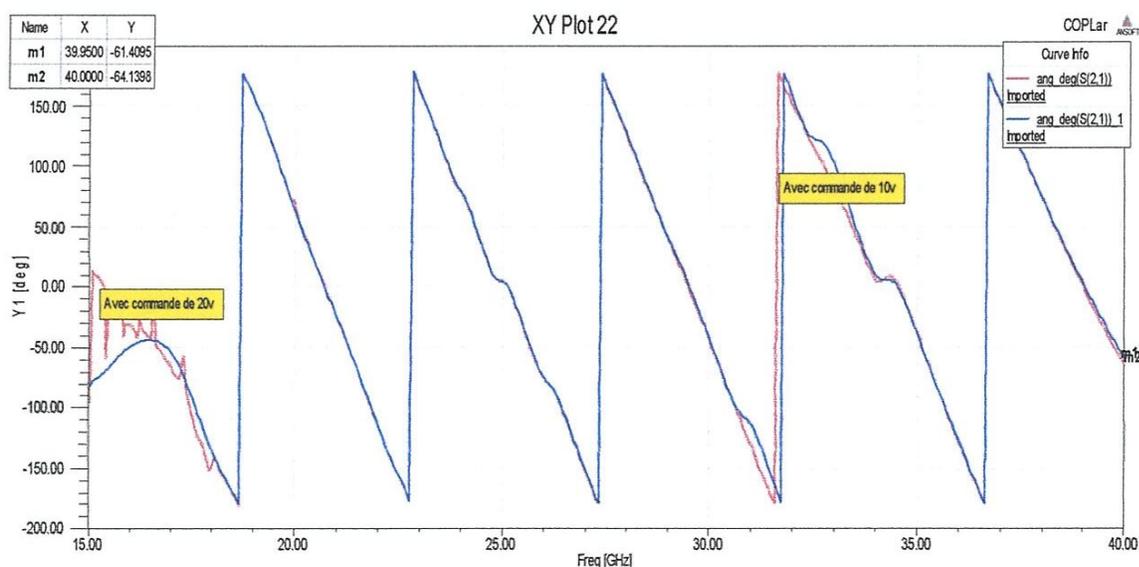


Figure IV.39: Déphasage de coefficient de transmission S21 en degré avec une tension de commande de 10V et 20V

En appliquant une tension de commande de 2.5v jusqu'à 10v on constate qu'il ya une variation de déphasage de coefficient de transmission S21 (°). Ou de la cette valeur (10v) et jusqu'à 20v on voit que le déphasage reste constant c'est à dire il n'y a pas d'influence sur toute la gamme de fréquence, cela peut être expliqué par la saturation du cristal liquide a partir de la tension de seuil qui est a notre cas 10v.



## **Conclusion générale**



## **Conclusion générale**

Ce travail portait sur la caractérisation des déphaseurs micro-ondes à base de cristal liquide. L'objectif de notre travail était d'étudier et d'expliquer le fonctionnement d'un dispositif simple (un déphaseur) utilisé pour changer la phase d'un signal afin de retarder sa propagation le long d'une ligne de transmission d'une antenne à balayage électrique où le changement de phase agit sur la direction du faisceau le rayonnement du réseau d'antennes va pouvoir être contrôlé électroniquement par le biais de déphaseurs. Les anciens déphaseur étant encombrant, la microélectronique a permis actuellement d'intégrer des déphaseur à la ligne d'alimentation de l'antenne imprimée.

La première partie du travail a consisté les lignes planaires susceptibles. Nous nous sommes attachés à estimer les différentes pertes qui peuvent affecter les circuits planaires. Nous avons d'abord présenté les principaux types de lignes planaires comme base de discussion pour leur utilisation. Puis, nous avons classifié les pertes dans les circuits planaires.

La deuxième partie du travail a comporté à étudier les différentes techniques des dispositifs micro-ondes accordables et plus particulièrement, les propriétés des cristaux liquides et les dispositifs micro-ondes réalisés à partir de ces matériaux.

Nous avons orienté notre travail vers l'étude de deux types de déphaseurs : les déphaseurs micro-rubans à accès coplanaires et les déphaseurs coplanaires, et nous avons terminé par une étude des caractéristiques importantes des ses déphaseurs à savoir l'accordabilité, la tension de commande, le temps de réponse, etc.

Les simulations effectuées à ce niveau ont montré que la tension de la commande appliquée est proportionnelle au déphasage obtenu.



# Référence bibliographies



## **Bibliographie**

- [1] : MANIRAKIZA .F , « Contribution à l'Etude des Déphaseurs Micro Rubans Application aux Réseaux d'Antennes Imprimées » , Mémoire de Master , université de Guelma , 2013.
- [2] : ÉMOND. J, « Contribution a l'Etude des Structures Passives Verre-Silicium Dans Le Domaine Millimétrique » , Thèse de Doctorant , Université Paris Est , 2010.
- [3] : BOUDJERDA. M , « Etude d'un Isolateur Coplanaire en Bande X Pour des Applications Télécoms » , MAGISTER , UNIVERSITE FERHAT ABBAS -SETIF- UFAS (ALGERIE) , 2012.
- [4] : BENACHOUR .L , « Modélisation des Structures Planaires de Formes Régulières Implantées sur Substrat d'une Anisotropie Tensorielle » , Mémoire De Magister , Université de Constantine , 2008.
- [5] : BOUKCHICHE. F , « Etude de Structures Coplanaires À Métamatériaux et À Couche Magnétique » , Thèse de Doctorant , Université Jean Monnet DE Saint Etienne et l'Université Mentouri DE Constantine , 2010.
- [6] : Quemerai.T , « Conception et Etude de la Fiabilité des Amplificateurs de Puissance Fonctionnant aux Fréquence Millimétrique en Technologie CMOS Avancées » , Thèse de Doctorant en Electronique, Electrotechnique, Automatique & Traitement du signal, option Optique et Radiofréquence , Institut polytechnique de Grenoble , Octobre 2010.
- [7] : RAMPNOUX. E , « Analyse, Conception et Réalisation de Filtres Planaires Millimétriques Appliqués à la Radiométrie Spatiale » , Thèse de Doctorant , Université DE LIMOGES , 2003.
- [8] : SAHBANI.F , « Réalisation et Caractérisation de Déphaseurs Micro-ondes Accordables à Couche Active Cristal Liquide : Applications aux Antennes à Balayage Electronique » , Thèse de Doctorant , Université Tunis El Manar , Mars 2011.
- [9] : Fabien.M , « Conception, Réalisation Et Test De Déphaseurs Micro-Ondes Intégrant Une Technologie MEMS » , Thèse de Doctorant , Université de Limoges , Juillet 2009.
- [10] : Microsoft Encarta 2009 , 1993-2008 Microsoft Corporation.
- [11] : Tentillier.N , « Contribution A La Caractérisation Diélectrique Micro-Onde Des Cristaux Liquide Application Aux Circuits Agiles En Fréquence » , Thèse de Doctorant , Université de Lille , Décembre 2003.

## ***Bibliographie :***

---

- [12] : Benkaled.F.Z , « Préparation et caractérisation de matériaux composites polymères et cristaux liquides » , Thèse de Doctorant , Université Abou-bekr Belkaid de Tlemcen et Université de Lille.
- [13] : Boudreau .I , « Étude D'un Déphaseur Large Bande En Technologie De Guide D'ondes Intégré Au Substrat » , *Maîtrise En Sciences Appliquées*, Université De Montréal , Avril 2012.
- [14]: Flaviis.F. D, « Encyclopedia of RF and microwave engineering 6-vol » , John Wiley & Sons Inc, USA, 2005.
- [15]: James, J.R, Hall, P.S, «Handbook of Microstrip Antennes», Thèse de Doctorant, Université de Bordeaux I, 2008.
- [16]: MASCHKE .U, «Millimeter wave microstrip and printed circuit antennas», Thèse de Doctorant, Université de Lille I, 1996.
- [17] : B. BENBAKHTI, M. MELIANI, M. FEHAM, N. BENAHMED, S. DALI, « Déphaseurs Planaires Sur Substrat Diélectrique-Ferrite Pour Alimentation Des Réseaux D'antennes » , Université Abou-bekr Belkaid de Tlemcen.
- [18] : Bououden .A, « Etude De Structures Planaires Avec Substrat Composite Diélectrique Ferrite Par La Méthode Des Moindres Carrés Modifiée » , Thèse De Magistère , Université Mentouré de Constantine , Janvier 2011.



# **Annexe**



## A.1-Détermination des paramètres de la ligne micro ruban

### 1. Largueur de la ligne

Lorsque l'antenne imprimée est alimentée par ligne micro ruban, le largueur de la ligne est donné par la **Méthode de Wheeler** qui permet de déterminer les caractéristiques physiques de la ligne à partir de l'impédance caractéristique de cette ligne [A.1]:

- Si  $\frac{W}{h} \leq 2$  :  $\frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2}$
- Si  $\frac{W}{h} > 2$  :  $\frac{W}{h} = \frac{\epsilon_r - 1}{\pi \epsilon_r} \left( \ln(B-1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) + \frac{2}{\pi} (B - 1 \ln(2B-1))$

$$\text{Avec : } \begin{cases} A = \pi \sqrt{2(\epsilon_r + 1)} \frac{Z_c}{Z_0} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \\ B = \frac{\pi}{2\sqrt{\epsilon_r}} \frac{Z_0}{Z_c} \end{cases}$$

On peut utiliser aussi Microstrip Line Calculator pour déterminer largueur de la ligne [A.2].

### 2. Longueur de la ligne

Pour déterminer la longueur de la ligne, il faut d'abord déterminer la longueur électrique de la ligne en degrés tel que : **Longueur électrique=longueur physique /  $V_f$**

#### • Longueur physique

On a utilisé une onde de fréquence 20GHz à une période N de : 0.05ns ( $N = \frac{1}{f} = \frac{1}{20.10^9}$ ) .pendant cette durée elle parcourt 0.015m dans l'air, à la vitesse de lumière qui de  $3 \times 10^8$  m/s .

Dans une ligne dont le coefficient de vélocité  $V_f = 0.476$  (avec :  $V_f = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}$ ), la vitesse de propagation est d'environ :  $1.43 \times 10^8$  m/s ce qui signifie qu'en une période de 0.1 ns elle aura parcouru 0.0105m ( $L_{\text{phys}} = 0.0715$ m).

Donc, une ligne de longueur physique 0.0715m et dont le coefficient de vélocité est de 0.14 à une longueur électrique de 0.014m.

- La longueur électrique en degré est déterminée par la méthode de conversion **Degrés électrique de/vers Mètres** [A.3].

**Paramètres nécessaires:**

Entrez Fréquence (en kilohertz):

 kHzMètres par longueur d'onde  
à cette fréquence (calculé): mètres par longueur  
d'onde**Degrés électriques en Mètres**Entrez Tour Hauteur Dans  
électrique

Degrés (tours AM)

Longueur du câble ou en degrés  
électriques degrés électriquesRésultat:  mètres longueurs d'onde**Mètres Degrés électriques**Entrez le tour de taille en mètres électrique  
(AM tours - ne comprennent pas la hauteur de  
l'isolateur de base)  
ou Longueur du câble en mètres mètresRésultat:  degrés électriques longueurs d'onde

longueur d'onde (m) = [vitesse de la lumière (m / s)] / [Fréquence (Hz = cycles / sec)]  
où la vitesse de la lumière =  $2.99792456 * 10^8$  mètres / seconde

360 degrés électriques = une longueur d'onde

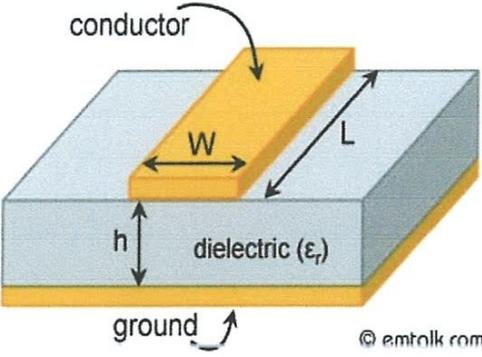
- on à utilisé **Microstrip Line Calculator** pour déterminer la longueur de la ligne [A.4]

Microwave mmwave circuits

siliconradar.com

MMIC in SiGe BiCMOS Technology  
10 GHz up to 200GHz and above

>



© emtalk.com

**Substrate Parameters**

Dielectric Constant ( $\epsilon_r$ ):

Dielectric Height (h):  mm

Frequency:  GHz

---

**Electrical Parameters**

Zo:   $\Omega$

Elec. Length:  deg

**Physical Parameters**

Width (W):  mm

Length (L):  mm

Donc, la longueur de ligne est : 4.007mm et la largeur égale à : 1.629mm

### 3. Longueur de transformateur d'impédance

On a utilisé un transformateur d'impédance de longueur  $\frac{\lambda}{4}$  pour obtenir l'adaptation entre la ligne d'alimentation et le résonateur (patch) à  $50\Omega$ .

Avec :  $\lambda = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_e}}$

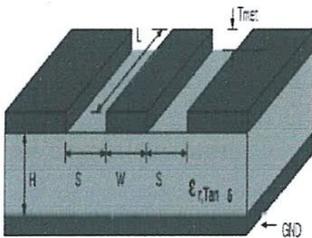
Tel que, la formule de  $\epsilon_e$  a été donnée par Hammerstad [A.5]:

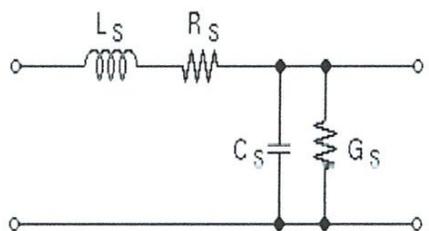
- Pour les bandes telles que  $W/h \geq 1$  :  $\epsilon_e = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-1}$
- Pour les bandes telles que  $W/h \leq 1$ :

$$\epsilon_e = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left[ \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h}\right)^2 \right]$$

- Enfin, on à utilisé Coplanar Waveguide Analysis/Synthesis calculator pour déterminer la longueur de l'impédance caractéristique [A.6].

### Coplanar Waveguide Analysis/Synthesis Calculator





Metal width (W)	<input type="text" value="10"/> mm	<input type="button" value="calc"/>
Metal spacing (S)	<input type="text" value="2"/> mm	<input type="button" value="calc"/>
Trace length (L)	<input type="text" value="30"/> mm	
Metal thickness (Tmet)	<input type="text" value="0.05"/> mm	
Metal resistivity (RHO)	<input type="text" value="1.7e-05"/> Ohm · m	
Metal surface roughness (RGH)	<input type="text" value="0.001"/> mil -rms	
Substrate thickness (H)	<input type="text" value="1.6"/> mm	<input type="button" value="calc"/>
Substrate relative dielectric constant (Er)	<input type="text" value="4.4"/>	<input type="button" value="calc"/>
Substrate loss tangent (tand)	<input type="text" value="0.01"/>	
Frequency	<input type="text" value="20000"/> MHz	
<input type="button" value="Analyze"/> <input type="button" value="Reset"/>		<input type="checkbox"/> Include bottom side ground
Characteristic Impedance	<input type="text" value="67.187"/> [ohms]	
Electrical Length	<input type="text" value="972.072"/> [degrees]	

Values In Sync

Ls =	<input type="text" value="7.68005"/> nH / <input type="text" value="inch"/>
Rs =	<input type="text" value="7993.4"/> mOhm / <input type="text" value="inch"/>
Cs =	<input type="text" value="1.70135"/> pF / <input type="text" value="inch"/>
Gs =	<input type="text" value="3013.79"/> uMho / <input type="text" value="inch"/>
Z0 =	<input type="text" value="67.187 + j0"/> [ohm]
Loss =	<input type="text" value="1.64892"/> dB
Loss/len =	<input type="text" value="1.39609"/> dB / <input type="text" value="inch"/>
Skin depth =	<input type="text" value="0.577691"/> mil
Delay =	<input type="text" value="0.13501"/> ns
End correction =	<input type="text" value="0"/> inch
Corrected length =	<input type="text" value="30"/> mm