



Université Mohamed Khider de Biskra  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département de génie électrique

# MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies  
Télécommunication  
Réseaux et Télécommunication

Réf. : Entrez la référence du document

---

Présenté et soutenu par :  
**SEDIRA Aboubaker Essedik / DJOUAMA Diya Eddine**

Le : mardi 10 juin 2025

## Etude et simulation d'une ligne de transmission planaire pour les systèmes de communication

---

### Jury :

|    |                         |     |                      |            |
|----|-------------------------|-----|----------------------|------------|
| M. | AMEID Sofiane           | MAA | Université de Biskra | Président  |
| M. | BENAKCHA Abdelhamid     | PR  | Université de Biskra | Examineur  |
| M. | BOUKERDINE Salah Eddine | MAA | Université de Biskra | Rapporteur |



Université Mohamed Khider de Biskra  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département de génie électrique

# MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies  
Télécommunication  
Réseaux et Télécommunication

Réf. : Entrez la référence du document

---

## Etude et simulation d'une ligne de transmission planaire pour les systèmes de communication

Le : mardi 10 juin 2025

**Présenté par :**

- SEDIRA Aboubaker Essedik
- DJOUAMA Diyaa Eddine

**Avis favorable de l'encadreur :**

- BOUKERDINE Salah Eddine

**Signature Avis favorable du Président du Jury**

AMEID Sofiane

**Cachet et signature**

# Remerciements

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à toutes les personnes qui ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation de ce mémoire de fin d'études.

Je remercie tout d'abord avec un immense respect et une profonde reconnaissance mon encadrant, Monsieur le Professeur BOUKERDINE Salah Eddine, pour sa disponibilité, ses orientations précieuses, son suivi rigoureux et son accompagnement constant tout au long de ce travail.

Mes remerciements vont également aux membres du jury, Monsieur le Professeur AMIED Sofiane et Monsieur le Professeur BENAKCHA Abdelhamid, pour l'honneur qu'ils me font en acceptant d'évaluer ce mémoire, ainsi que pour leurs observations constructives et leur intérêt pour notre travail.

Je tiens à remercier particulièrement mon collègue et partenaire de projet, SEDIRA Aboubaker Esseddik, pour sa collaboration active, son sérieux, et les efforts partagés tout au long de cette aventure académique.

Mes remerciements s'adressent également à l'ensemble du corps enseignant et administratif de la Faculté des Sciences et de la Technologie, pour la qualité de la formation reçue et le cadre propice à l'épanouissement scientifique.

Je souhaite exprimer ma reconnaissance à mes amis fidèles Abdou, Salah, Mouaz, Islam, Zaki, Oussama, Doha et Louay pour leur présence, leur soutien moral et les précieux moments de fraternité qui ont enrichi ces années universitaires.

D'un mot chargé d'émotion, je rends un hommage tout particulier à ma chère mère, que Dieu ait son âme, dont l'amour inconditionnel continue de me guider malgré son absence. À mon père Abdelwahab, à mes frères Youssef et Mohamed El Amine, ainsi qu'à mes sœurs, je vous remercie du fond du cœur pour votre soutien indéfectible, votre patience, et vos prières.

Enfin, je remercie Dieu pour m'avoir accordé la force d'atteindre ce stade. Cette réussite, bien que personnelle, est le fruit de tous ceux qui ont cru en moi, et à eux je dédie humblement ce mémoire.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à toutes les personnes qui ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation de ce mémoire de fin d'études.

Je remercie tout d'abord avec un immense respect et une profonde reconnaissance mon encadrant, Monsieur le Professeur BOUKERDINE Salah Eddine, pour sa disponibilité, ses orientations précieuses, son suivi rigoureux et son accompagnement constant tout au long de ce travail.

Mes remerciements vont également aux membres du jury, Monsieur le Professeur AMIED Sofiane et Monsieur le Professeur BENAKCHA Abdelhamid, pour l'honneur qu'ils me font en acceptant d'évaluer ce mémoire, ainsi que pour leurs observations constructives et leur intérêt pour notre travail.

Je tiens à remercier particulièrement mon collègue et partenaire de projet, DJOUAMA Diya Eddine, pour sa collaboration active, son sérieux, et les efforts partagés tout au long de cette aventure académique.

Mes remerciements s'adressent également à l'ensemble du corps enseignant et administratif de la Faculté des Sciences et de la Technologie, pour la qualité de la formation reçue et le cadre propice à l'épanouissement scientifique.

Je souhaite exprimer ma reconnaissance à mes amis fidèles, à mes collègues pour leur présence, leur soutien moral et les précieux moments de fraternité qui ont enrichi ces années universitaires.

D'un mot chargé d'émotion, je rends un hommage tout particulier à ma chère mère. À mon père Mohamed, à mes frères, ainsi qu'à ma famille, je vous remercie du fond du cœur pour votre soutien indéfectible, votre patience, et vos prières.

Enfin, je remercie Dieu pour m'avoir accordé la force d'atteindre ce stade. Cette réussite, bien que personnelle, est le fruit de tous ceux qui ont cru en moi, et à eux je dédie humblement ce mémoire.

# Résumé

Ce mémoire de fin d'études porte sur l'étude, la modélisation et la simulation des lignes de transmission planaires, qui jouent un rôle fondamental dans la conception des systèmes de communication modernes, notamment dans les domaines des radiofréquences (RF), des micro-ondes et des télécommunications à haute fréquence.

Dans un premier temps, un cadre théorique a été établi afin de mieux comprendre les principes physiques qui régissent le fonctionnement des lignes de transmission. Une attention particulière a été portée aux structures planaires les plus utilisées, à savoir la ligne microruban, la stripline et le guide d'ondes coplanaire (CPW). Leurs caractéristiques électromagnétiques, avantages et limites ont été analysés en détail.

Ensuite, des simulations numériques ont été réalisées à l'aide du logiciel ANSYS HFSS, permettant d'évaluer les performances des différentes structures en fonction de leurs paramètres géométriques et diélectriques. L'objectif principal étant d'optimiser l'adaptation d'impédance, de minimiser les pertes, et d'améliorer la qualité de transmission à haute fréquence.

Les résultats obtenus démontrent que le choix de la structure dépend fortement de l'application visée, des contraintes d'intégration, et de la plage de fréquence utilisée. Ce travail ouvre également la voie à des perspectives futures, notamment l'intégration de matériaux avancés et l'utilisation de techniques d'optimisation assistées par l'intelligence artificielle.

# Summary

This final-year thesis focuses on the study, modeling, and simulation of planar transmission lines, which play a fundamental role in the design of modern communication systems, particularly in the fields of radio frequencies (RF), microwaves, and high-frequency telecommunications.

First, a theoretical framework was established to better understand the physical principles governing the operation of transmission lines. Particular attention was given to the most commonly used planar structures : the microstrip line, the stripline, and the coplanar waveguide (CPW). Their electromagnetic characteristics, advantages, and limitations were analyzed in detail.

Next, numerical simulations were carried out using the ANSYS HFSS software, enabling the evaluation of the performance of different structures based on their geometric and dielectric parameters. The main objective was to optimize impedance matching, minimize losses, and improve high-frequency transmission quality.

The results obtained demonstrate that the choice of structure strongly depends on the intended application, integration constraints, and the frequency range used. This work also opens the door to future prospects, particularly the integration of advanced materials and the use of optimization techniques assisted by artificial intelligence.

## الخلاصة

تركز أطروحة الماستر هذه على دراسة و نمذجة و محاكاة خطوط النقل المستوية، و التي تلعب دورا أساسياً في تصميم أنظمة الاتصالات الحديثة، وخاصة في مجالات الترددات الراديوية والميكروويف والاتصالات عالية التردد.

في البداية، تم إنشاء إطار نظري لفهم المبادئ الفيزيائية التي تحكم تشغيل خطوط النقل بشكل أفضل. تم إيلاء اهتمام خاص للهياكل المستوية الأكثر استخداماً، وهي خط الشريط الصغير، والخط الشريطي، والدليل الموجي متحد المستوى. وقد تم تحليل خصائصها الكهرومغناطيسية ومزاياها وحدودها بالتفصيل.

بعد ذلك، تم إجراء عمليات المحاكاة العددية باستخدام برنامج ANSYS HFSS، مما يسمح بتقييم أداء الهياكل المختلفة وفقاً لمعلماتها الهندسية والعازلة. الهدف الرئيسي هو تحسين مطابقة المعاوقة، وتقليل الخسائر، وتحسين جودة الإرسال عالي التردد. وتوضح النتائج التي تم الحصول عليها أن اختيار الهيكل يعتمد بشكل كبير على التطبيق المقصود، وقيود التكامل، ونطاق التردد المستخدم. ويمهد هذا العمل أيضاً الطريق لآفاق مستقبلية، بما في ذلك دمج المواد المتقدمة واستخدام تقنيات التحسين بمساعدة الذكاء الاصطناعي.

# Table des matières

|          |                                                                                                       |          |
|----------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------|----------|
| <b>1</b> | <b>Généralité sur les lignes planaires</b>                                                            | <b>1</b> |
| 1.1      | Introduction . . . . .                                                                                | 2        |
| 1.2      | Définition des lignes de transmission traditionnelle . . . . .                                        | 2        |
| 1.2.1    | Définition . . . . .                                                                                  | 2        |
| 1.2.2    | Exemples de lignes de transmission traditionnelles . . . . .                                          | 2        |
| 1.3      | système communication . . . . .                                                                       | 3        |
| 1.3.1    | Définition . . . . .                                                                                  | 3        |
| 1.3.2    | Types . . . . .                                                                                       | 3        |
| 1.4      | Lignes de transmission planaires . . . . .                                                            | 4        |
| 1.4.1    | Microruban . . . . .                                                                                  | 4        |
| 1.4.2    | Stripline . . . . .                                                                                   | 4        |
| 1.4.3    | Guide d'onde coplanaire (CPW) . . . . .                                                               | 4        |
| 1.5      | Importance des lignes de transmission planaires dans les systèmes de communication modernes . . . . . | 5        |
| 1.5.1    | Applications RF et hyperfréquences . . . . .                                                          | 5        |
| 1.5.2    | Systèmes à signaux mixtes et hautes fréquences . . . . .                                              | 5        |
| 1.5.3    | Circuits à éléments distribués . . . . .                                                              | 5        |
| 1.5.4    | Avantages économiques et d'intégration . . . . .                                                      | 6        |
| 1.6      | Différents types de lignes de transmission planaires . . . . .                                        | 6        |
| 1.6.1    | Microruban . . . . .                                                                                  | 6        |
| 1.6.2    | Stripline . . . . .                                                                                   | 6        |
| 1.6.3    | Guide d'ondes coplanaire (CPW) . . . . .                                                              | 6        |
| 1.7      | État de l'art et défis des lignes planaire . . . . .                                                  | 7        |
| 1.7.1    | État de l'art des lignes planaires . . . . .                                                          | 7        |
| 1.7.2    | Défis technologiques actuels . . . . .                                                                | 7        |
| 1.8      | Conclusion . . . . .                                                                                  | 7        |
| <b>2</b> | <b>Étude les lignes de transmission planaires</b>                                                     | <b>9</b> |
| 2.1      | Théorie des lignes de transmission et fondements électromagnétiques . . . . .                         | 10       |
| 2.1.1    | Équations de Maxwell.....                                                                             | 10       |
| 2.1.2    | Equations de télégraphie : formulation générale .....                                                 | 11       |
| 2.1.3    | Impédance Caractéristique $Z_0$ .....                                                                 | 13       |
| 2.1.4    | Constantes de Propagation : Atténuation ( $\alpha$ ) et Phase ( $\beta$ ).....                        | 15       |

|          |                                                                     |           |
|----------|---------------------------------------------------------------------|-----------|
| 2.1.5    | La Constante d'Atténuation ( $\alpha$ ).....                        | 16        |
| 2.1.6    | La constante de Phase ( $\beta$ ) .....                             | 16        |
| 2.1.7    | Pertes d'Insertion et de Retour .....                               | 17        |
| 2.2      | Microruban .....                                                    | 19        |
| 2.2.1    | Structure et Principe de Fonctionnement.....                        | 19        |
| 2.2.2    | Modélisation Mathématique.....                                      | 20        |
| 2.3      | Stripline .....                                                     | 25        |
| 2.3.1    | Architecture et Confinement Électromagnétique de la Stripline       | 25        |
| 2.3.2    | Modélisation et Paramètres de Conception .....                      | 27        |
| 2.4      | Guide d'ondes coplanaire (CPW).....                                 | 31        |
| 2.4.1    | Spécificités de la Structure Guide d'ondes coplanaire (CPW)         | 31        |
| 2.4.2    | Modélisation et Comportement HF .....                               | 33        |
| 2.5      | Substrats .....                                                     | 37        |
| 2.5.1    | Définition :.....                                                   | 37        |
| 2.5.2    | Les role de substrats :.....                                        | 37        |
| 2.5.3    | les types de substrats :.....                                       | 37        |
| 2.5.4    | Tableau comparatif des substrats :.....                             | 41        |
| 2.5.5    | Critères de Choix :.....                                            | 41        |
| <b>3</b> | <b>Simulation les lignes de transmission planaires</b>              | <b>42</b> |
| 3.1      | ANSYS HFSS 2024 :.....                                              | 43        |
| 3.1.1    | Définition :.....                                                   | 43        |
| 3.1.2    | Fonctionnement .....                                                | 43        |
| 3.1.3    | Avantages :.....                                                    | 43        |
| 3.1.4    | Contraintes :.....                                                  | 43        |
| 3.1.5    | Mesures Fondamentales de Performance Haute Fréquence :.....         | 44        |
| 3.2      | Conception et simulation des lignes de transmission planaires ..... | 45        |
| 3.2.1    | microruban :.....                                                   | 45        |
| 3.2.2    | CPW :.....                                                          | 53        |
| 3.2.3    | Stripline :.....                                                    | 60        |

# Table des figures

|      |                                                     |    |
|------|-----------------------------------------------------|----|
| 2.1  | Structure de Microruban.....                        | 19 |
| 2.2  | Distribution du Champ Électromagnétique.....        | 20 |
| 2.3  | Structure de stripline.....                         | 26 |
| 2.4  | Distribution du Champ Électromagnétique.....        | 27 |
| 2.5  | Structure de la Guide d'ondes coplanaire (CPW)..... | 31 |
| 2.6  | Distribution du Champ Électromagnétique.....        | 33 |
| 2.7  | Substrat de FR4 .....                               | 38 |
| 2.8  | Substrat de Roger .....                             | 39 |
| 2.9  | Substrat de Duroid.....                             | 40 |
| 3.1  | Structure d'une ligne microruban.....               | 45 |
| 3.2  | Distribution du champ électrique .....              | 46 |
| 3.3  | Distribution du champ magnétique .....              | 47 |
| 3.4  | Courbe (S-Parameters).....                          | 48 |
| 3.5  | Courbe VSWR.....                                    | 50 |
| 3.6  | Structure d'une ligne CPW.....                      | 53 |
| 3.7  | Distribution du champ électrique .....              | 53 |
| 3.8  | Distribution du Champ magnétique .....              | 54 |
| 3.9  | Courbe (S-Parameters).....                          | 55 |
| 3.10 | Courbe VSWR.....                                    | 57 |
| 3.11 | Structure d'une ligne stripline .....               | 60 |
| 3.12 | Distribution du champ électrique .....              | 60 |
| 3.13 | Distribution du champ magnétique .....              | 61 |
| 3.14 | Courbe (S-Parameters).....                          | 62 |
| 3.15 | Courbe VSWR.....                                    | 64 |

# Liste des tableaux

|      |                                                                      |    |
|------|----------------------------------------------------------------------|----|
| 2.1  | Les paramètres de la ligne de transmission.....                      | 11 |
| 2.2  | Variables dépendantes .....                                          | 11 |
| 2.3  | Le rôle de les paramètre S .....                                     | 17 |
| 2.4  | Formules clés de les paramètres S .....                              | 17 |
| 2.5  | Impact de l'Adaptation d'Impédance sur le RL et l'IL .....           | 18 |
| 2.6  | Effet de la variation de S.....                                      | 36 |
| 2.7  | Tableau comparatif des substrats(FR4 vs RO4003C vs Duroid 5880)..... | 41 |
| 3.1  | composant d'une ligne microruban.....                                | 45 |
| 3.2  | Résultats des paramètres S à 2.4 GHz .....                           | 49 |
| 3.3  | Résultats VSWR à 2.4 GHz.....                                        | 50 |
| 3.4  | Valeurs théoriques (calculs analytiques).....                        | 51 |
| 3.5  | Valeurs simulées (HFSS).....                                         | 51 |
| 3.6  | Comparaison théorie vs simulation.....                               | 51 |
| 3.7  | Raisons des différences entre simulation et théorie .....            | 52 |
| 3.8  | Composants d'une ligne CPW.....                                      | 53 |
| 3.9  | Résultats des paramètres S pour ligne visée CPW à 35 GHz .....       | 55 |
| 3.10 | Résultats VSWR.....                                                  | 57 |
| 3.11 | Valeurs théoriques .....                                             | 58 |
| 3.12 | Valeurs simulées (HFSS).....                                         | 58 |
| 3.13 | Comparaison théorie vs simulation.....                               | 58 |
| 3.14 | Raisons des différences entre simulation et théorie .....            | 59 |
| 3.15 | Composants d'une ligne Stripline .....                               | 60 |
| 3.16 | Résultats des paramètres S à 20 GHz .....                            | 63 |
| 3.17 | Résultats VSWR à 20.025 GHz .....                                    | 64 |
| 3.18 | Valeurs théoriques .....                                             | 65 |
| 3.19 | Valeurs simulées (HFSS).....                                         | 65 |
| 3.20 | Comparaison théorie vs simulation.....                               | 65 |
| 3.21 | Raisons des différences entre simulation et théorie .....            | 66 |

# Introduction Générale

Dans un monde de plus en plus connecté, les technologies de communication jouent un rôle central dans le développement économique, scientifique et social. Les progrès rapides dans les domaines de la téléphonie mobile, de l'Internet des objets (IoT), des systèmes satellitaires et des réseaux à haut débit, ont conduit à une demande croissante en performances, miniaturisation, et intégration des composants électroniques. Au cœur de ces avancées se trouvent les lignes de transmission, éléments fondamentaux assurant le transport efficace des signaux électromagnétiques à haute fréquence.

Traditionnellement, les lignes de transmission comme les câbles coaxiaux, les lignes bifilaires ou encore les guides d'ondes métalliques ont dominé les architectures de communication. Toutefois, face aux exigences de compacité, de faible coût, et de compatibilité avec les technologies de fabrication sur circuits imprimés, les lignes de transmission planaires, telles que les microrubans, les striplines et les guides d'ondes coplanaires (CPW), se sont imposées comme des solutions de référence dans les systèmes de communication modernes.

Ces structures planaires offrent non seulement des performances adéquates pour les applications en radiofréquences (RF) et hyperfréquences, mais permettent aussi une intégration facilitée dans les circuits monolithiques et les dispositifs portables. Le développement de ces lignes est indissociable des progrès en simulation électromagnétique, en ingénierie des matériaux et en conception assistée par ordinateur, qui permettent aujourd'hui de concevoir des circuits de plus en plus performants, optimisés pour des bandes passantes étendues, des pertes réduites, et une robustesse accrue face aux interférences.

La présente étude s'inscrit dans ce contexte technologique en pleine évolution. Elle vise à analyser, modéliser et simuler les lignes de transmission planaires, avec un accent particulier sur leur rôle dans les systèmes de communication haute fréquence. En s'appuyant sur les outils modernes de simulation (notamment ANSYS HFSS), ce travail explore les différentes structures planaires, compare leurs performances, et discute des critères de choix en fonction des applications ciblées.

---

Ainsi, ce mémoire se propose de répondre aux enjeux actuels liés à la conception de lignes efficaces, en tenant compte à la fois des impératifs physiques (impédance, pertes, dispersion) et des contraintes pratiques (fabrication, intégration, coût). Il ambitionne également de fournir une base solide pour les futures recherches dans ce domaine en constante mutation.

# **Chapitre 1**

## **Généralité sur les lignes planaires**

### 1.1 Introduction

Les lignes de transmission sont des éléments clés dans les systèmes de communication, permettant le transfert de signaux électromagnétiques entre un émetteur et un récepteur. Avec l'évolution des technologies sans fil (5G, IoT, satellites), les lignes planaires se sont imposées comme une solution optimale pour répondre aux exigences de compacité, de coût et de performance haute fréquence. Ce chapitre présente les concepts fondamentaux, les types, les défis, et les innovations récentes dans ce domaine.[1]

### 1.2 Définition des lignes de transmission traditionnelle

#### 1.2.1 Définition

Une ligne de transmission traditionnelle est un dispositif physique conçu pour transporter des signaux électromagnétiques d'un point à un autre avec le moins de pertes possibles. Ces lignes sont typiquement constituées de conducteurs métalliques disposés de manière à guider les ondes, tout en contrôlant l'impédance, l'atténuation et la dispersion. Leur fonctionnement repose principalement sur le mode TEM (Transverse ElectroMagnetic), où les champs électrique et magnétique sont perpendiculaires à la direction de propagation.[1]

#### 1.2.2 Exemples de lignes de transmission traditionnelles

##### a) Ligne bifilaire (ou ligne parallèle)

- conducteurs parallèles séparés par un isolant.
- Utilisée en télégraphie, radioamateurisme ou pour les antennes dipôles.
- Avantage : simplicité et faible coût.
- Inconvénient : forte susceptibilité aux interférences électromagnétiques.[2]

##### b) Câble coaxial (ou coaxial)

- Un conducteur central entouré d'un isolant, puis d'un conducteur cylindrique externe (blindage), et souvent une gaine protectrice.
- Très utilisé en télécommunications, TV, et réseaux informatiques (type RG-58, RG-6).
- Fournit un excellent confinement du champ électromagnétique.
- Supporte des fréquences jusqu'à plusieurs GHz. [2]

### c) Ligne ruban (twin-lead)

- Variante de la ligne bifilaire avec un isolant plat qui maintient l'espacement constant.
- Utilisée pour les connexions d'antennes TV dans les années 1950–70.[2]

### d) Guide d'ondes métalliques (rectangulaire ou circulaire)

- Structures creuses métalliques dans lesquelles les ondes se propagent en modes TE ou TM.
- Utilisés pour les très hautes fréquences (GHz), dans les radars, satellites, etc.
- Très faibles pertes, mais encombrants et coûteux.[2]

## 1.3 système communication

### 1.3.1 Définition

un système de communication est un ensemble de dispositifs et de techniques permettant le transfert d'une information d'un point à un autre. Il comprend généralement une source, un émetteur, un canal de transmission, un récepteur et un destinataire. Ces systèmes peuvent être analogiques ou numériques, et utilisent différents supports de transmission (câble, fibre optique, ondes radio). Ils sont essentiels dans les domaines des télécommunications, de la radiodiffusion, de l'informatique et des réseaux modernes.[3]

### 1.3.2 Types

Les systèmes de communication peuvent être classés selon plusieurs critères :

#### a) Selon la direction du flux d'information

- Simplex : la communication va dans un seul sens (ex : téléviseur)
- Half-duplex : la communication va dans les deux sens, mais alternativement (ex : talkie-walkie)
- Full-duplex : la communication est bidirectionnelle simultanée (ex : téléphone)

#### b) Selon la nature du signal

- Systèmes analogiques : basés sur des signaux continus
- Systèmes numériques : utilisant des signaux discrets (0 et 1), plus robustes au bruit

### c) Selon le support physique

- Câblé (cuivre, fibre optique)
- Sans fil (ondes électromagnétiques : radio, satellite, infrarouge)

Ces classifications permettent de mieux comprendre l'adaptation des systèmes aux contraintes d'environnement, de débit ou de distance .[4]

## 1.4 Lignes de transmission planaires

### 1.4.1 Microruban

La Microruban est une ligne de transmission planaire très répandue en radiofréquence. Elle se compose d'une fine piste conductrice déposée à la surface d'un substrat diélectrique, avec un plan de masse continu sur la face opposée du substrat. Le conducteur supérieur et le plan de masse inférieure forment un guide d'onde quasi-TEM, la partie du champ électromagnétique étant concentrée dans le substrat et le reste dans l'air. Cette structure simple est facile à fabriquer et à raccorder sur circuit imprimé, ce qui explique la grande popularité de la Microruban. L'impédance caractéristique typique est de l'ordre de  $50 \Omega$ , ajustée en modulant la largeur de la piste, l'épaisseur et la permittivité du substrat.[1],[5],[6],[7].

### 1.4.2 Stripline

La stripline (ou ligne triplate) est constituée d'un conducteur central enfoui dans l'épaisseur d'un substrat diélectrique, pris en sandwich entre deux plans de masse métalliques parallèles. Autrement dit, c'est l'équivalent aplati d'une ligne coaxiale : le conducteur de signal est entouré sur tous les côtés par le diélectrique, avec les plans de masse au-dessus et au-dessous. Cette configuration symétrique confine fortement le champ électromagnétique dans le matériau du substrat, réduisant les pertes par rayonnement. Contrairement à la Microruban, la stripline supporte une onde TEM pure (le champ est entièrement dans le diélectrique), ce qui rend ses caractéristiques dépendantes uniquement de la constante diélectrique du substrat.[1],[5],[6],[7].

### 1.4.3 Guide d'onde coplanaire (CPW)

Le guide d'onde coplanaire est une ligne de transmission où la piste de signal et les conducteurs de masse se trouvent sur le même plan du substrat. La piste centrale est flanquée de deux plots de masse parallèles, le tout reposant sur le substrat diélectrique. (On parle de CPW ancré (grounded CPW) quand on ajoute en plus un plan de masse

sur la face inférieure du substrat.) Cette géométrie coplanaire permet de régler l'impédance caractéristique en modulant la largeur de la piste et l'écartement avec les masses. Elle facilite aussi l'intégration de composants actifs/soudés sur la surface. Le CPW est apprécié pour ses bonnes performances en très haute fréquence et sa grande isolation (grâce aux masses de chaque côté), tout en restant relativement simple à mettre en œuvre.[1],[5],[6],[7].

### **1.5 Importance des lignes de transmission planaires dans les systèmes de communication modernes**

#### **1.5.1 Applications RF et hyperfréquences**

Les lignes de transmission planaires, telles que les Microrubans, striplines et guides d'ondes coplanaires (CPW), sont largement utilisées dans les systèmes de communication RF et hyperfréquences. Elles servent à la réalisation de composants passifs comme les filtres, les coupleurs et les diviseurs de puissance, ainsi que d'antennes planaires. Leur capacité à être intégrées sur des circuits imprimés les rend indispensables dans les applications telles que les téléphones mobiles, les radars, les satellites et les réseaux sans fil[8].

#### **1.5.2 Systèmes à signaux mixtes et hautes fréquences**

Dans les systèmes à signaux mixtes, combinant des signaux analogiques et numériques, les lignes de transmission planaires offrent une solution efficace pour gérer les interconnexions à haute fréquence. Elles permettent de minimiser les interférences électromagnétiques et les pertes de signal, tout en assurant une intégration compacte des composants. Cette caractéristique est particulièrement avantageuse dans les circuits intégrés et les modules RF, où l'espace est limité et la performance critique[4].

#### **1.5.3 Circuits à éléments distribués**

Les lignes de transmission planaires sont fondamentales dans la conception des circuits à éléments distribués, où les paramètres électriques sont répartis le long de la ligne plutôt que concentrés en composants discrets. Ce modèle est essentiel pour les applications à haute fréquence, où les longueurs d'onde sont comparables aux dimensions physiques des circuits. Il permet une modélisation précise des comportements électromagnétiques, facilitant la conception de filtres, résonateurs et autres dispositifs RF[9].

### 1.5.4 Avantages économiques et d'intégration

L'utilisation des lignes de transmission planaires présente des avantages économiques significatifs. Elles permettent une fabrication à faible coût grâce à des procédés standard de photolithographie sur circuits imprimés. De plus, leur conception favorise une intégration élevée des composants, réduisant ainsi la taille et le poids des systèmes. Cette intégration facilite également la production en masse et améliore la fiabilité des dispositifs, ce qui est crucial dans les industries des télécommunications et de l'électronique grand public.[4].

## 1.6 Différents types de lignes de transmission planaires

### 1.6.1 Microruban

La ligne Microruban est constituée d'un conducteur métallique placé sur un substrat diélectrique, avec un plan de masse situé sur la face opposée du substrat. Ce type de ligne est largement utilisé en raison de sa simplicité de fabrication et de son intégration aisée sur les circuits imprimés. Cependant, elle présente des pertes par rayonnement plus élevées et une dispersion plus importante comparée à d'autres structures, ce qui peut limiter ses performances à très haute fréquence[10].

### 1.6.2 Stripline

La ligne stripline est formée par un conducteur central encadré par deux plans de masse, le tout étant immergé dans un matériau diélectrique homogène. Cette configuration offre une excellente isolation électromagnétique et une faible dispersion, ce qui la rend adaptée aux applications nécessitant une grande pureté de signal. Cependant, sa fabrication est plus complexe et coûteuse, et elle nécessite des vias pour connecter les composants aux plans de masse[11].

### 1.6.3 Guide d'ondes coplanaire (CPW)

Le guide d'ondes coplanaire (CPW) se compose d'un conducteur central flanqué de deux plans de masse situés sur le même plan que le conducteur, séparés par des fentes. Cette structure permet une intégration facile des composants en surface et offre une flexibilité de conception supérieure. Elle présente également une dispersion plus faible que la ligne Microruban. Cependant, le CPW peut être plus sensible aux pertes par conduction et nécessite une attention particulière lors de la conception pour éviter les modes indésirables[12].

### 1.7 État de l’art et défis des lignes planaire

#### 1.7.1 État de l’art des lignes planaires

Les lignes de transmission planaires, telles que les lignes Microruban, les guides d’ondes coplanaires (CPW) et les lignes intégrées au substrat (SIW), sont largement utilisées dans les systèmes de communication RF et micro-ondes en raison de leur compacité, de leur intégration aisée et de leur compatibilité avec les technologies de circuits imprimés. Des recherches récentes ont exploré des substrats avancés, comme la céramique ruban d’alumine, pour améliorer les performances jusqu’à 170 GHz, répondant ainsi aux exigences des applications 5G et sub-THz .[13]

#### 1.7.2 Défis technologiques actuels

Malgré les avantages des lignes planaires, plusieurs défis persistent :

- Pertes d’insertion élevées à des fréquences millimétriques, nécessitant des matériaux à faibles pertes diélectriques.
- Effets de dispersion et de couplage parasite affectant la fidélité du signal.
- Complexité de fabrication des structures multicouches et des géométries complexes.

Des études ont mis en évidence l’importance de la caractérisation précise des lignes de transmission sur divers substrats pour surmonter ces défis .[14]

### 1.8 Conclusion

Les lignes de transmission planaires jouent un rôle fondamental dans la conception des systèmes de communication modernes, en particulier dans les domaines des fréquences radio, des hyperfréquences et des technologies de télécommunication avancées. À travers cette étude, nous avons d’abord défini les principaux types de lignes planaires, à savoir le Microruban, le stripline et le guide d’onde coplaire (CPW), chacun possédant des caractéristiques structurelles et électromagnétiques spécifiques qui répondent à divers besoins d’intégration et de performance.

Nous avons ensuite examiné leur importance dans les systèmes de communication, en mettant en évidence leur rôle dans les applications RF, les systèmes à signaux mixtes, ainsi que les circuits à éléments distribués. Leur simplicité de fabrication, leur faible coût et leur compatibilité avec les technologies de circuits imprimés les rendent particulièrement attractives dans l’industrie.

Sur le plan technique, les caractéristiques distinctes de chaque type de ligne — comme la dispersion, les pertes, et la sensibilité aux paramètres géométriques — in-

fluencent fortement leur comportement, ce qui exige une conception rigoureuse selon l'application ciblée. La maîtrise de ces paramètres est essentielle pour optimiser la performance globale du circuit.

Enfin, nous avons présenté un aperçu des approches modernes de conception et d'optimisation, ainsi que les tendances émergentes telles que l'intégration de nouveaux matériaux, la co-conception thermique, et l'exploitation de l'intelligence artificielle. Ces évolutions permettent non seulement d'améliorer la performance des lignes planaires, mais aussi de relever les défis liés à la miniaturisation et aux fréquences élevées.

Ainsi, les lignes de transmission planaires continuent de représenter un domaine de recherche et d'innovation dynamique, au cœur des défis technologiques actuels et futurs des systèmes de communication à haute performance.

## **Chapitre 2**

### **Étude les lignes de transmission planaires**

## 2.1 Théorie des lignes de transmission et fondements électromagnétiques

### 2.1.1 Équations de Maxwell

#### a) Forme Différentielle

1. Loi de Gauss électrique (Maxwell-Gauss)

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon} \quad (2.1)$$

- Relie le champ électrique  $\vec{E}$  à la densité de charge électrique  $\rho$ .

2. En l'absence de charges libres ( $\rho=0$ ) :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = 0 \quad (2.2)$$

3. Loi de Gauss magnétique

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.3)$$

- Indique qu'il n'existe pas de monopôles magnétiques.
- Les lignes de champ magnétique  $\vec{B}$  sont fermées.

4. Loi de Faraday (induction électromagnétique)

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.4)$$

5. Loi d'Ampère-Maxwell

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (2.5)$$

- Un courant électrique ( $\vec{J}$ ) ou un champ électrique variable dans le temps ( $\partial \vec{D} / \partial t$ ) génère un champ magnétique rotationnel.

#### b) Relations constitutives :

1. Déplacement électrique :

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (2.6)$$

2. Induction magnétique :

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (2.7)$$

## 2.1.2 Equations de télégraphie : formulation générale

### a) Définition des paramètres de la ligne de transmission

Définition des paramètres de la ligne de transmission : Une ligne de transmission est modélisée comme un système distribué comportant des éléments par unité de longueur. Elle est décrite par les paramètres suivants [16] :

TABLE 2.1 – Les paramètres de la ligne de transmission

| Symbole | Nom                   | Unité | Description                                                                                                       |
|---------|-----------------------|-------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| R       | Résistance série      | [Ω/m] | Représente les pertes ohmiques dans les conducteurs. Provoque une dissipation d'énergie sous forme de chaleur.    |
| L       | Inductance série      | [H/m] | Modélise l'effet de stockage de l'énergie magnétique dû aux courants. Affecte la propagation du champ magnétique. |
| G       | Conductance parallèle | [S/m] | Représente les fuites à travers le diélectrique (imperfections ou pertes). Faible dans les bons isolants.         |
| C       | Capacité parallèle    | [F/m] | Représente le stockage d'énergie électrique entre le conducteur et le plan de masse (ou l'autre conducteur).      |

TABLE 2.2 – Variables dépendantes

| Symbole   | Unité | Signification                                                                    |
|-----------|-------|----------------------------------------------------------------------------------|
| $v(z, t)$ | [V]   | Tension instantanée entre les conducteurs à une position $z$ et un instant $t$ . |
| $i(z, t)$ | [A]   | Courant instantané dans la ligne en un point $z$ et à l'instant $t$ .            |

### b) Loi des mailles (équation en tension)

Imaginons un petit morceau de ligne de longueur infinitésimale  $\Delta z$ . En appliquant la loi des mailles de Kirchhoff :

$$v(z, t) - v(z + \Delta z, t) = R \Delta z \cdot i(z, t) + L \Delta z \cdot \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \quad (2.8)$$

En divisant par  $\Delta z$  et en faisant tendre vers 0 :

$$\frac{\partial v(z, t)}{\partial z} = -R \cdot i(z, t) - L \cdot \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \quad (2.9)$$

### c) Loi des nœuds (équation en courant)

De même, en regardant le courant qui entre et sort d'un segment  $\Delta z$ , avec la loi des nœuds de Kirchhoff :

$$i(z, t) - i(z + \Delta z, t) = G \Delta z \cdot v(z + \Delta z, t) + C \Delta z \cdot \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} \quad (2.10)$$

En divisant par  $\Delta z$  et en passant à la limite :

$$\frac{\partial v(z, t)}{\partial z} = -R \cdot i(z, t) - L \cdot \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \quad (2.11)$$

$$\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = -G \cdot v(z, t) - C \cdot \frac{\partial v(z, t)}{\partial t} \quad (2.12)$$

### d) Passage au régime sinusoïdal (phasors)

Si les signaux sont sinusoïdaux (comme souvent en radio ou en AC), on utilise une notation complexe (phasorielle) :

$$v(z, t) = \text{Re} \{ V(z) e^{j\omega t} \} \quad (2.13)$$

$$i(z, t) = \text{Re} \{ I(z) e^{j\omega t} \} \quad (2.14)$$

Les dérivées temporelles deviennent des multiplications par  $j\omega$ , et les équations deviennent :

1. Equation de la tension

$$\frac{dv(z)}{dz} = - (R + j\omega L) i(z) \quad (2.15)$$

2. Equation du courant

$$\frac{dV(z)}{dz} = - (R + j\omega L) I(z) \quad (2.16)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = - (G + j\omega C) V(z) \quad (2.17)$$

### e) Equations d'onde et propagation

En dérivant encore, on obtient les équations d'onde :

$$\frac{d^2 v(z)}{dz^2} = \gamma^2 v(z) \quad (2.18)$$

$$\frac{d^2 i(z)}{dz^2} = \gamma^2 i(z) \quad (2.19)$$

Avec :

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta \quad (2.20)$$

1.  $\gamma$  : constante de propagation
2.  $\alpha$  : atténuation (pertes, en Np/m)
3.  $\beta$  : constante de phase (décalage, en rad/m)

## f) Solutions générales

Les solutions sont des ondes qui voyagent dans les deux sens :

$$v(z) = v_0^+ e^{-\gamma z} + v_0^- e^{\gamma z} \quad (2.21)$$

$$i(z) = \frac{v_0^+}{Z_0} e^{-\gamma z} - \frac{v_0^-}{Z_0} e^{\gamma z} \quad (2.22)$$

1.  $V_0^+$  : onde incidente (vers +z)
2.  $V_0^-$  : onde réfléchie (vers -z)
3.  $Z_0$  : impédance caractéristique :

$$Z_0 = \frac{R + j\omega L}{G + j\omega C} \quad (2.23)$$

Cas idéal sans pertes :  $R=0, G=0$

Alors :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.24)$$

$$\gamma = j\beta = j\omega \sqrt{LC} \quad (2.25)$$

La vitesse de propagation devient :

$$v_p = \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (2.26)$$

### 2.1.3 Impédance Caractéristique $Z_0$

#### a) Définition et Rôle

L'impédance caractéristique  $Z_0$  représente une propriété fondamentale d'une ligne de transmission idéale et infinie. Elle peut être interprétée comme :

1. Le rapport tension/courant pour une onde progressive qui se propage sans réflexion ;

2. Une caractéristique propre à la ligne, déterminée par ses paramètres de construction (et non par sa longueur) ;
3. Un paramètre essentiel pour l'adaptation d'impédance : si la charge en bout de ligne est égale à  $Z_0$ , il n'y a pas de réflexion.[1]

### b) Origine Physique

L'impédance caractéristique découle directement des équations différentielles décrivant le comportement d'une ligne électrique (équations des télégraphistes) [1] :

$$\frac{\partial v}{\partial z} = -L \frac{\partial i}{\partial t} \text{ (loi de Faraday)} \quad (2.27)$$

$$\frac{\partial i}{\partial z} = -C \frac{\partial v}{\partial t} \text{ (loi d'Ampere généralisée)} \quad (2.28)$$

En régime sinusoïdal on en déduit :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

### c) Interprétations et Applications

#### c.1) En régime sinusoïdal :

1. Champ électromagnétique :

$$Z_0 = \frac{E_t}{H_t} \quad (2.29)$$

- où  $E_t$  et  $H_t$  sont les composantes transverses du champ électrique et du champ magnétique.

2. Puissance transmise :

$$P = \frac{|V|^2}{2Z_0} \quad (2.30)$$

- Cela donne la puissance moyenne transportée sur la ligne.

#### c.2) En régime transitoire :

1. Coefficient de réflexion (au point de charge) :

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.31)$$

- où  $Z_L$  est l'impédance de la charge en bout de ligne.

2. Taux d'onde stationnaire (ROS) :

$$\text{ROS} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (2.32)$$

- Mesure le niveau de désadaptation de la ligne. Un ROS = 1 signifie une adaptation parfaite.[1]

### 2.1.4 Constantes de Propagation : Atténuation ( $\alpha$ ) et Phase ( $\beta$ )

#### a) De quoi parle-t-on ?

Quand un signal voyage dans une ligne de transmission (comme un câble coaxial, une microbande ou une paire torsadée), il ne se propage pas toujours parfaitement. Il s'atténue et change de phase au fil de sa progression.

Pour modéliser cela, on introduit une constante complexe :

$$\gamma = \alpha + j\beta$$

1.  $\alpha$  : mesure combien le signal diminue en amplitude (atténuation), en Np/m ou dB/m.
2.  $\beta$  : indique à quelle vitesse sa phase évolue (rotation de l'onde), en rad/m [1].

#### b) D'où viennent $\alpha$ et $\beta$ ?

Ces deux constantes viennent directement des équations des télégraphistes, qui décrivent la ligne comme un enchaînement de petites cellules RLCC :

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$$

1. R : résistance du conducteur → pertes par effet Joule
2. L : inductance → stockage magnétique
3. G : conductance du diélectrique → pertes dans l'isolant
4. C : capacité → stockage électrique

Ces paramètres varient par unité de longueur, ce qui donne à  $\gamma$  sa signification locale[1].

### 2.1.5 La Constante d'Atténuation ( $\alpha$ )

#### a) D'où vient l'atténuation ?

L'atténuation est causée par :

1. Les pertes dans les conducteurs (résistance)

$$\alpha_c \approx \frac{R}{2Z_0} \quad (2.33)$$

2. Les pertes dans le diélectrique (isolation imparfaite)

$$\alpha_d \approx \frac{GZ_0}{2} \quad (2.34)$$

3. Les pertes par rayonnement, surtout à hautes fréquences, mais souvent négligeables en pratique[1].

### 2.1.6 La constante de Phase ( $\beta$ )

#### a) Que fait-elle ?

La constante de Phase ( $\beta$ ) indique comment évolue la phase du signal lorsqu'il avance. Elle est liée à la longueur d'onde guidée  $\lambda_g$  et à la vitesse de propagation  $v_p$  :

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} = \frac{\omega}{v_p} \quad (2.35)$$

#### b) Exemples courants

1. Ligne idéale (sans perte) :

$$\beta = \omega \sqrt{LC} \quad (2.36)$$

2. Ligne réelle (avec faibles pertes) :

$$\beta \approx \omega \sqrt{LC} \left[ 1 + \frac{1}{8} \left( \frac{R}{\omega L} - \frac{G}{\omega C} \right)^2 \right] \quad (2.37)$$

- L'effet des pertes est alors léger mais non négligeable[1].

## 2.1.7 Pertes d'Insertion et de Retour

### a) Que Mesurent IL et RL ?

Quand on connecte un signal RF à un système (comme un filtre, une antenne ou une ligne de transmission), deux phénomènes clés apparaissent :

1. Pertes d'insertion (IL) : combien de signal est réellement transmis ?
2. Pertes de retour (RL) : combien de signal est renvoyé à l'entrée, faute d'adaptation ?

Ces deux indicateurs sont liés aux paramètres S (ou paramètres de diffusion) du système[1] :

TABLE 2.3 – Le rôle de les paramètre S

| Paramètre | Rôle                                         |
|-----------|----------------------------------------------|
| S11       | Portion du signal réfléchi à l'entrée → RL   |
| S21       | Portion du signal transmise à la sortie → IL |

### b) Formules Clés (mais simples) :

TABLE 2.4 – Formules clés de les paramètres S

| Nom                     | Formule                         | Ce que ça signifie |
|-------------------------|---------------------------------|--------------------|
| Pertes d'insertion (IL) | $(IL = -20 \log_{10}  S_{21} )$ | $ S_{21} $         |
| Pertes de retour (RL)   | $(RL = -20 \log_{10}  S_{11} )$ | $ S_{11} $         |

Plus IL est faible (en dB), mieux le signal passe. Plus RL est élevé, moins il y a de réflexion : c'est bon signe ! [1]

### c) D'où viennent ces pertes ?

#### c.1) IL – Pourquoi perd-on du signal ?

$$IL_{total} = \alpha_c + \alpha_d + IL_{mismatch} \quad (2.38)$$

1.  $\alpha_c$  : pertes par effet Joule (résistance des conducteurs)
2.  $\alpha_d$  : pertes dans le diélectrique (échauffement du substrat)
3.  $IL_{mismatch}$  : pertes dues à une mauvaise adaptation d'impédance

La dernière partie dépend du coefficient de réflexion  $\Gamma$  :

$$IL_{mismatch} = -10 \log_{10} (1 - |\Gamma|^2) \quad (2.39)$$

### c.2) RL – Pourquoi le signal est-il réfléchi ?

$$RL = -20 \log_{10} |\Gamma| \quad (2.40)$$

avec :

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

1. Si  $Z_L = Z_0$  , alors  $\Gamma = 0 \Rightarrow$  aucune réflexion
2. Idéalement :  $RL = \infty$  dB , mais en pratique, on vise souvent  $>15$  dB[1]

### d) Comment IL et RL sont-ils liés ?

Ils ne sont pas indépendants ! Par exemple, dans un système passif, on a :

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 \leq 1 \quad (2.41)$$

Et donc :

$$IL = -10 \log_{10} \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2} \quad ! \quad (2.42)$$

Une mauvaise adaptation (RL bas) aggrave IL, même si le système n'est pas très "perdant" intrinsèquement[1].

### e) Cas Typiques

TABLE 2.5 – Impact de l'Adaptation d'Impédance sur le RL et l'IL

| Situation                                  | RL          | IL                               |
|--------------------------------------------|-------------|----------------------------------|
| Ligne parfaitement adaptée ( $Z_L = Z_0$ ) | $\infty$ dB | Limité à $\alpha_c + \alpha_d$   |
| Ligne désadaptée ( $Z_L \neq Z_0$ )        | $< 15$ dB   | Augmenté à cause de la réflexion |

[1]

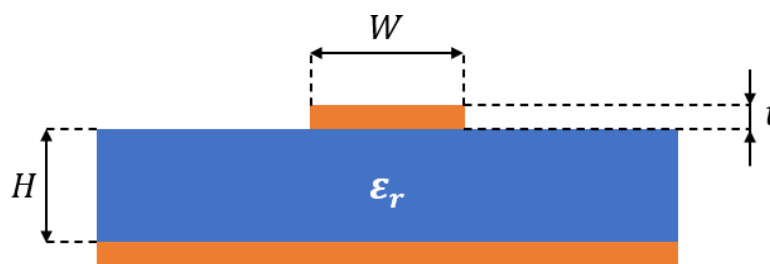
## 2.2 Microruban

### 2.2.1 Structure et Principe de Fonctionnement

#### a) Géométrie et Matériaux

La ligne Microruban est une structure de transmission imprimée largement utilisée en électronique haute fréquence (HF) et hyperfréquences. Elle est constituée des éléments suivants :

1. Conducteur supérieur : Une bande métallique (généralement en cuivre) de largeur  $W$ , d'épaisseur  $t$ , et de longueur  $L$ . La résistivité du conducteur ( $\rho$ ) influence les pertes par conduction.
2. Substrat diélectrique : Matériau isolant d'épaisseur  $h$ , placé entre le conducteur supérieur et le plan de masse. Propriétés critiques :
  - Permittivité relative ( $\epsilon_r$ ) : détermine la vitesse de propagation et l'impédance caractéristique.
  - Tangente de perte ( $\tan\delta$ ) : influence les pertes diélectriques.
3. Plan de masse : Couche conductrice continue située sous le substrat, généralement réalisée en cuivre.
4. Fabrication : Réalisée par gravure chimique sur circuit imprimé (PCB). Une grande précision est requise pour les applications HF (tolérance typique :  $\pm 0,1\text{mm}$ )[1].



*Based on Hammerstadt – Jensen Calculations*

FIGURE 2.1 – Structure de Microruban

[17]

## b) Distribution du Champ Électromagnétique

Le fonctionnement de la ligne Microruban repose sur un mode quasi-TEM (Transverse ÉlectroMagnétique), dans lequel le champ électromagnétique est partiellement confiné dans le substrat et partiellement dans l'air .

1. Champ électrique : Majoritairement concentré entre le conducteur supérieur et le plan de masse. Composante verticale dominante ( $E_z$ ) dans le substrat. Effet de frange : extension latérale du champ dans l'air, notable lorsque  $W/h < 3$ .
2. Champ magnétique : Circulaire autour du conducteur supérieur. Densité maximale sous la bande conductrice.
3. Impact de la fréquence :
  - (a) Basses fréquences ( $f < 1\text{GHz}$ ) : propagation quasi-TEM.
  - (b) Hautes fréquences ( $f > 10\text{GHz}$ ) :
    - i. Apparition de modes parasites (ex. modes de surface).
    - ii. Augmentation des pertes par rayonnement, en raison de l'intensification de l'effet de frange [18].

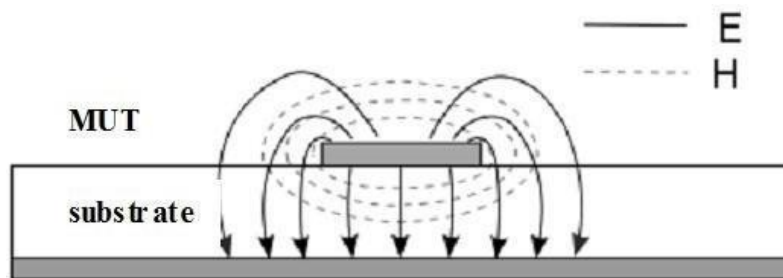


FIGURE 2.2 – Distribution du Champ Électromagnétique [19]

## 2.2.2 Modélisation Mathématique

### a) calcule Impédance Caractéristique $Z_0$

#### a.1) Facteurs influençant $Z_0$ :

1. Largeur du strip  $W$  : Plus  $W$  est grand, plus  $Z_0$  est faible.
2. Épaisseur du substrat  $h$  : Plus  $h$  est grand, plus  $Z_0$  est élevé.
3. Permittivité relative  $\epsilon_r$  : Un  $\epsilon_r$  plus élevé diminue  $Z_0$ .

**a.2) Formule approchée pour  $\frac{W}{h} < 1$  :**

:

$$Z_0 \approx \sqrt{\frac{87}{\epsilon_r + 1.41}} \cdot \ln \frac{5.98h}{0.8W + t} \quad [\Omega] \quad (2.43)$$

Où :

1.  $t$  = épaisseur du conducteur
2.  $\ln$  = logarithme népérien

**a.3) Formule pour  $\frac{W}{h} > 1$  :**

:

$$Z_0 \approx \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln \frac{8h}{W + t} \quad [\Omega] \quad (2.44)$$

**a.4) Applications :**

1. Conception de lignes 50  $\Omega$  ou 75  $\Omega$ .
2. Réduction du TOS (ROS).
3. Interface entre composants RF/micro-ondes[20].

**b) Pertes (Atténuation  $\alpha$ ) :**

Les pertes totales sont exprimées en dB/m et se divisent en trois contributions :

**b.1) Pertes conductrices  $\alpha_c$  :**

- **Cause** : Résistance ohmique du conducteur (strip + plan de masse).
- **Fréquence** : Augmente avec  $f$  (effet de peau).

**1. Formule avancée (Modèle Hammerstad ou Schneider) :**

$$\alpha_c \approx \frac{Z_0 W}{8,68} R_s \left( 1 + \frac{\pi W}{h} \ln \frac{t}{2h} \right) \quad (\text{en dB/m}) \quad (2.45)$$

**Caractéristiques :**

- Effets de bord (Edge Effects) : Intègre l'effet des bords du conducteur, où la densité de courant augmente à cause de l'effet de peau (Skin Effect).
- Épaisseur ( $t$ ) : Prend en compte l'épaisseur du conducteur ( $tt$ ), cruciale si  $tt$  est comparable à l'épaisseur du substrat ( $h$ ).
- Précision : Plus précise pour les hautes fréquences ( $f > 1$  GHz) ou lorsque  $W/h < 3$ .

## 2. Formule simple (Équation classique) :

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 \cdot W} \quad (\text{dB/m}) \quad (2.46)$$

Où :

1.  $R_s$  — Résistance de surface ( $\Omega$ ) :

$$R_s = \frac{\sqrt{\pi f \mu}}{\sigma} \quad (2.47)$$

2.  $f$  : Fréquence du signal (Hz)
3.  $\mu$  : Perméabilité magnétique (souvent  $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ )
4.  $\sigma$  : Conductivité électrique du métal (ex : cuivre  $\sigma \approx 5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$ )
5.  $Z_0$  — Impédance caractéristique ( $\Omega$ ) .
6.  $w$  — Largeur de la piste conductrice (m).
7.  $h$  — Épaisseur du substrat (m).
8.  $t$  — Épaisseur du conducteur (m).

## 3. Caractéristiques :

### I. Hypothèses simplifiées :

- Distribution uniforme du courant sur la surface du conducteur (ignore les effets de bord).
- Néglige l'épaisseur du conducteur ( $t$ ).

- II. **Précision** : Utilisée comme approximation pour les basses fréquences ( $f < 1 \text{ GHz}$ ) ou lorsque  $W \gg h$ .

## 4. Quand utiliser chaque équation ?

### I. Première équation :

- Pour les conceptions précises en hautes fréquences (ex. 5G, radars).
- Si  $W/h < 3$  ou  $t$  est grand (ex.  $t > 35 \mu\text{m}$ ).

### II. Deuxième équation :

- Pour des conceptions préliminaires ou en basses fréquences (ex. RFID).
- Si  $W/h > 3$  et  $t$  est petit (ex.  $t < 10 \mu\text{m}$ ).

### b.2) Pertes diélectriques $\alpha_d$

- Cause : Absorption d'énergie par le substrat (liée à  $\tan\delta$ ).

#### 1. Formule complet :

$$\alpha_d = \frac{c \epsilon_{eff} (\epsilon_r - 1)}{\pi f \epsilon_r (\epsilon_{eff} - 1)} \cdot \tan\delta \quad (2.48)$$

##### I. Origine :

- Dérivée de la théorie quasi-TEM, prenant en compte la distribution non uniforme du champ électrique entre le substrat et l'air.
- Intègre explicitement l'effet de la permittivité effective ( $\epsilon_{eff}$ ) et la dépendance en fréquence.

##### II. Cas d'utilisation :

- Conception précise en hautes fréquences ( $f > 1$  GHz).
- Substrats avec  $\epsilon_r$  élevé

#### 2. Formule simplifié :

$$\alpha_d = \frac{\lambda_0 \cdot \epsilon_{eff}}{\pi \cdot \epsilon_r} \cdot \tan\delta \quad (\text{en dB/m}) \quad (2.49)$$

1.  $\epsilon_r$  : Permittivité relative du substrat .
2.  $\epsilon_{eff}$  : Permittivité effective .
3.  $\tan\delta$  : Tangente de pertes du substrat .
4.  $c$  : Vitesse de la lumière ( $3 \times 10^8$  m/s) .
5.  $f$  : Fréquence du signal.
6.  $\lambda_0$  : longueur d'onde dans le vide, donnée par :  $\lambda_0 = \frac{c}{f}$

##### I. Origine et hypothèses :

- Cette expression découle d'une approximation TEM pure, supposant que le champ électrique est entièrement confiné dans le substrat.
- Elle néglige la variation de la permittivité effective ( $\epsilon_{eff}$ ) avec la fréquence.
- Elle est valable pour les basses fréquences ( $f < 1$  GHz), où les effets de dispersion et de modes parasites sont négligeables.

##### II. Cas d'application :

- Utilisation courante avec des substrats à faible permittivité relative, tels que le FR4.
- Approche utile pour des estimations rapides des pertes diélectriques en phase de conception préliminaire [21].

### b.3) Pertes par rayonnement

- **Cause** : Émission d'ondes dans l'espace, surtout à hautes fréquences.
- **Importance** : Faibles <10 GHz, mais significatives >30 GHz (ondes millimétriques).

### c) La permittivité effective

#### c.1) l'approximation de Wheeler :

Deux expressions empiriques sont couramment utilisées, en fonction du rapport  $W/h$  :

1. Si  $\frac{W}{h} \leq 1$  :

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-0,5} \quad (2.50)$$

2. Si  $\frac{W}{h} \geq 1$  :

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{W}{10h}\right)^{-0,5} \quad (2.51)$$

#### c.2) Dispersion :

##### I. Définition :

La dispersion correspond à la variation de la vitesse de phase  $v_p$  avec la fréquence. Cela engendre une distorsion des signaux large bande (ex. signaux numériques, impulsions).

##### II. Origine :

- Le mode n'est pas parfaitement TEM (quasi-TEM), les champs sont répartis entre air et substrat.
- La permittivité effective  $\epsilon_{\text{eff}}$  dépend de la fréquence.

### III. Modèle fréquentiel (simplifié) :

$$\varepsilon_{\text{eff}}(f) \approx \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{\text{eff}}(0)}{1 + \frac{f^2}{f_p^2}} \quad (2.52)$$

- Où  $f_p$  est une fréquence de transition dépendant des dimensions (substrat, largeur), typiquement plusieurs GHz[1][22][23].

## 2.3 Stripline

### 2.3.1 Architecture et Confinement Électromagnétique de la Stripline

#### a) Comparaison avec la Microruban (Avantages du Blindage) :

La principale distinction entre une ligne stripline et une ligne Microruban réside dans la **topologie d'implantation du conducteur** et la manière dont le champ électromagnétique est confiné. La Microruban possède un conducteur placé sur une couche diélectrique au-dessus d'un plan de masse, laissant le champ en grande partie non confiné dans l'air au-dessus du substrat. En revanche, la stripline est une structure **entièrement confinée**, où le conducteur est **pris en sandwich entre deux plans de masse**, encapsulé dans un matériau diélectrique homogène.

Cette configuration présente **des avantages majeurs en matière de blindage électromagnétique** :

- **Moins de rayonnement** : le champ est contenu entre les plans de masse, limitant les pertes par rayonnement et les émissions électromagnétiques parasites.
- **Immunité aux interférences extérieures** : le blindage naturel de la stripline réduit significativement l'impact des perturbations électromagnétiques externes (EMI).
- **Couplage réduit entre lignes adjacentes**, lorsque la distance est adéquate, ce qui améliore les performances en haute densité de routage[1][7][23].

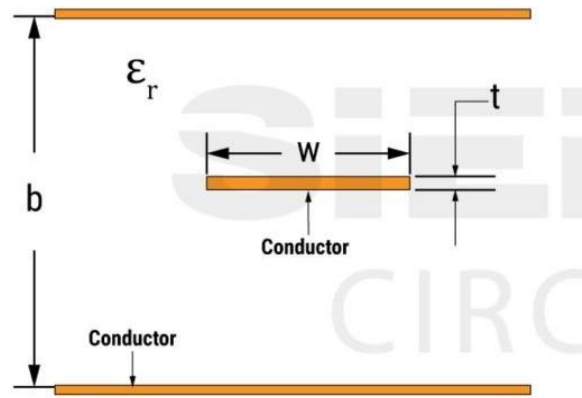


FIGURE 2.3 – Structure de stripline

[24]

### b) Mode TEM Pur : Implications sur la Bande Passante

Contrairement à la Microruban, qui supporte un mode quasi-TEM en raison du champ partiellement dans l'air, la stripline opère dans un **mode TEM pur** (Transverse ElectroMagnetic), avec les lignes de champ électrique et magnétique entièrement transverses à la direction de propagation.

Ce mode **TEM pur** présente plusieurs implications favorables :

- **Large bande passante** : l'absence de mode supérieur (au moins jusqu'à des fréquences très élevées) permet un comportement prévisible sur une large gamme de fréquences.
- **Dispersion minimale** : les vitesses de phase et de groupe sont constantes, ce qui est particulièrement utile pour le transport de signaux numériques à haute vitesse.
- **Simplicité de modélisation** : le modèle TEM permet l'utilisation d'équations analytiques fiables pour les calculs d'impédance et de propagation[21][20].

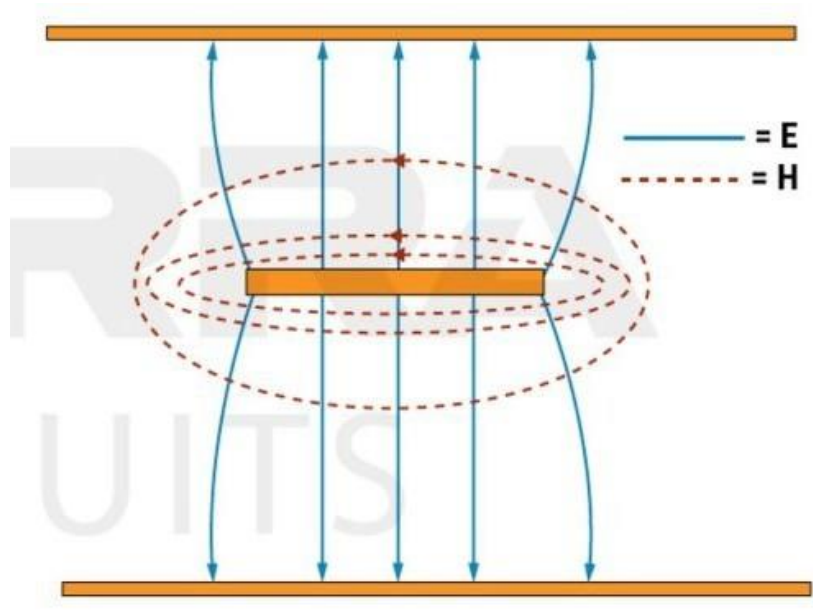


FIGURE 2.4 – Distribution du Champ Électromagnétique

[25]

### 2.3.2 Modélisation et Paramètres de Conception

#### a) Formules d'Impédance et Optimisation des Dimensions :

L'impédance caractéristique  $Z_0$  d'une stripline dépend de plusieurs paramètres géométriques et diélectriques :

1.  $w$  : largeur du conducteur central
2.  $h$  : distance entre le conducteur et chacun des plans de masse (symétrie supposée)
3.  $t$  : épaisseur du conducteur
4.  $\epsilon_r$  : permittivité relative du matériau diélectrique

##### a.1) Formule simplifiée (conducteur infiniment mince) :

Valide pour une stripline **symétrique**, avec un conducteur très mince par rapport à  $h$  (donc  $t \ll h$ ) :

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \frac{1}{\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{w}{h} + 1.444 \right)} \quad (2.53)$$

- **Valide pour** : fréquence jusqu'à quelques GHz, géométrie régulière, conducteur mince[7].

**a.2) Formule avancée (prise en compte de l'épaisseur du conducteur) :**

Valide lorsque le conducteur a une **épaisseur non négligeable**  $t$ , avec corrections :

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln \frac{4h}{0.67\pi (t+0.8w)} \quad (2.54)$$

- **Valide pour** : structures avec  $t/h > 0.1$ , nécessaire pour les fréquences élevées ou PCB haute densité[26].

I. **Stripline symétrique** (conducteur centré) :

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{4b}{\pi W} \quad [\Omega] \quad (2.55)$$

II. **Stripline asymétrique** (conducteur décentré) :

Pour une stripline asymétrique avec des distances **h1** et **h2** entre le conducteur et chaque plan de masse :

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{2h_1}{W} + \ln \frac{2h_2}{W}^{-1} \quad [\Omega] \quad (2.56)$$

1. **h1 + h2 = b** : Distance totale entre les plans de masse.
2. **W** : Largeur du conducteur.
3. **b** : Distance entre les deux plans de masse.
4. **εr** : Permittivité relative du diélectrique. [27]

**b) Permittivité effective  $\epsilon_{eff}$  :**

Pour la stripline, le champ est **entièrement confiné dans le diélectrique**, donc :

$$\epsilon_{eff} = \epsilon_r \quad (2.57)$$

- **Valide pour** : mode TEM pur (cas d'une stripline réelle), car il n'y a pas de portion du champ dans l'air. [1], [28].

**c) Pertes par conduction ( $\alpha_c$ ) :**

**c.1) Pertes par conduction en régime fréquence :**

**I. haute fréquence :**

Les pertes ohmiques dans les conducteurs s'expriment (en Np/m) comme :

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 W}$$

où

$$R_s = \frac{r}{\sigma} = \frac{\pi f \mu_0}{\sigma}$$

1.  $f$  : fréquence (Hz)
2.  $\mu_0$  : perméabilité du vide ( $4\pi \cdot 10^{-7}$ )
3.  $\sigma$  : conductivité du cuivre ( $\sim 5.8 \times 10^7$  S/m)

• **Valide pour** : régime haute fréquence, effet de peau dominant.

**II. basse fréquence**

Lorsque la fréquence est suffisamment basse pour que **l'effet de peau soit négligeable**, le courant traverse l'ensemble de la section du conducteur, et **la résistance** s'exprime simplement par :

$$R = \frac{\rho \cdot \ell}{A} \quad (2.58)$$

avec :

1.  $\rho$  : résistivité du conducteur ( $\rho_{Cu} \approx 1.7 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$ )
2.  $\ell$  : longueur du conducteur
3.  $A = w \cdot t$  : section transversale du conducteur
4.  $R$  : résistance totale (en ohms)

**c.2) constante d'atténuation  $\alpha_c$  :**

en Np/m peut alors être calculée par :

$$\alpha_c = \frac{R}{2Z_0 \ell} \quad (2.59)$$

• **Valide pour** : très basses fréquences (kHz à quelques MHz), trace courte, cuivre épais.

**I. Stripline symétrique :**

$$\alpha_c = \frac{8.686 \cdot R_s}{2Z_0 W} \left( 1 + \frac{2b}{\pi W} \ln \frac{2b}{\pi t} \right) \quad [dB/m] \quad (2.60)$$

## II. *Stripline asymétrique* :

$$\alpha_c = \frac{8.686 \cdot R_s}{2Z_0 W} \left( \frac{1}{h_1} + \frac{1}{h_2} \right) \quad [\text{dB/m}]$$

1.  $R_s$  : Résistance de surface.
2.  $t$  : Épaisseur du conducteur. [29], [30]

### d) Pertes diélectriques ( $\alpha_d$ ) :

Les pertes dans le diélectrique sont exprimées par :

$$\alpha_d = \frac{\pi f \sqrt{\epsilon_r} \tan \delta}{c} \quad (2.61)$$

où

1.  $\tan \delta$  : tangente de perte du diélectrique
  2.  $c$  : vitesse de la lumière dans le vide ( $\sim 3 \times 10^8$  m/s)
- **Valide pour** : fréquence jusqu'à quelques dizaines de GHz, diélectriques homogènes.

### e) Remarques sur l'Optimisation :

- **Baisse des pertes** : préférer un diélectrique à faible  $\tan \delta$  et haute pureté.
- **Rendement haute fréquence** : prendre en compte l'effet de peau dans  $\alpha_c$  au-delà de quelques centaines de MHz.
- **Impédance cible** : typiquement 50  $\Omega$ , atteinte par ajustement du rapport  $w/h$  selon la formule choisie.

[31], [32]

### f) Gestion des Interférences et Couplages :

Malgré l'avantage du blindage, certaines **interactions électromagnétiques internes** peuvent survenir dans des environnements complexes (ex. : PCB multicouches avec densité élevée). Les sources de couplage comprennent :

- **Couplage capacitif et inductif** entre lignes parallèles proches.
- **Réflexions dues à des discontinuités d'impédance** (vias, transitions, etc.).
- **Effets de diaphonie** sur les lignes adjacentes.

**g) Méthodes de réduction :**

- **Espacement adéquat** (généralement  $\geq 3h$  entre les conducteurs parallèles).
- **Utilisation de plans de masse continus** pour assurer un bon retour du courant.
- **Via stitching** pour maintenir le confinement du champ.
- **Analyse électromagnétique 3D** pour les cas complexes ou les fréquences très élevées (plusieurs GHz).

[33]-[35]

## 2.4 Guide d'ondes coplanaire (CPW)

### 2.4.1 Spécificités de la Structure Guide d'ondes coplanaire (CPW)

**a) Définition de la Guide d'ondes coplanaire (CPW) :**

La CPW est une ligne de transmission planaire constituée :

- **Conducteur central** : Une bande métallique de largeur  $W$ .
- **Plans de masse coplanaires** : Deux plans de masse parallèles au conducteur central, séparés par des fentes de largeur  $s$ .
- **Substrat diélectrique** : Matériau isolant d'épaisseur  $h$  et de permittivité relative  $\epsilon_r$ . [28], [36], [37]

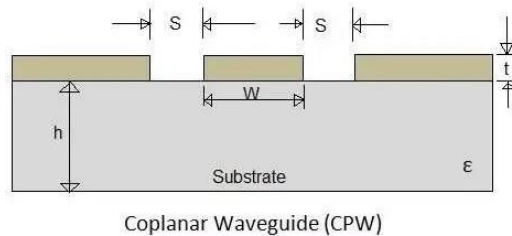


FIGURE 2.5 – Structure de la Guide d'ondes coplanaire (CPW)  
[38]

### b) Avantages :

- Intégration facile avec les composants montés en surface (pas de via nécessaire).
- Faible dispersion à haute fréquence.
- Contrôle précis de l'impédance caractéristique via  $W$  et  $s$ . [1], [7], [39]

### c) Variante :

**I. Définition :** Le guide d'ondes coplanaire avec masse (CPWG) est une amélioration du CPW classique, destinée à améliorer les performances haute fréquence et le confinement du champ électromagnétique.

**II. Structure du CPWG :** Il reprend la configuration de base du CPW (ligne centrale flanquée de deux plans de masse latéraux), mais ajoute un plan de masse métallique sur la face inférieure du substrat. Pour assurer une continuité électrique entre les plans de masse supérieurs et le plan inférieur, on utilise des vias métallisés (vias de masse).  
Plan de masse inférieur (masse de fond)

Vias reliant les plans de masse supérieurs au plan inférieur

### III. Avantages techniques du CPWG :

1. Confinement amélioré des champs électromagnétiques :
  - Le plan de masse inférieur limite la dispersion des champs dans l'air.
  - Meilleur contrôle du mode quasi-TEM.
2. Réduction des pertes par rayonnement :
  - Moins de dissipation d'énergie électromagnétique hors du guide.
  - Amélioration des performances en haute fréquence (GHz et au-delà).
3. Réduction du couplage entre lignes adjacentes :
  - Diminution des interférences entre lignes proches (diaphonie).
  - Idéal pour les circuits à haute densité de routage.
4. Stabilité de l'impédance caractéristique :
  - Le plan inférieur stabilise la structure électriquement.
  - Moins sensible aux variations du support mécanique ou des couches de recouvrement.
5. Compatibilité avec les couches multi-substrats :
  - Adapté aux circuits multicouches avec transitions par vias.

[28], [40], [41]

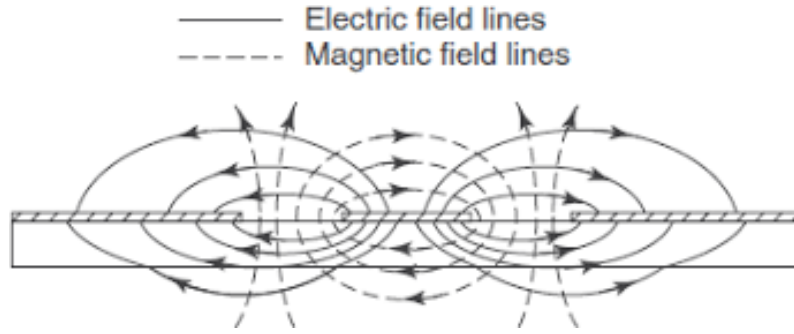


FIGURE 2.6 – Distribution du Champ Électromagnétique

[42]

## 2.4.2 Modélisation et Comportement HF

### a) Impédance caractéristique ( $Z_0$ ) :

#### a.1) Formule simplifiée (CPW standard) :

Pour  $0.2 \leq \frac{W}{W+2s} \leq 0.8$  :

$$Z_0 \approx \sqrt{\frac{60\pi}{\epsilon_{\text{eff}}}} \cdot \ln^4 \frac{s+W/2}{W/2} \quad (2.62)$$

#### Hypothèses :

1. Substrat infiniment épais ( $h \rightarrow \infty$ ).
2. Néglige les effets de bord et le plan de masse inférieur (CPW standard).

#### a.2) Formule avancée (CPW/CPWG) :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{30\pi}{\epsilon_{\text{eff}}}} \cdot \frac{K'(k)}{K(k)} \quad (2.63)$$

#### Variables :

- $K(k)$  : Intégrale elliptique complète de première espèce.

$$1) k = \frac{W}{W+2s} \text{ (CPW standard).}$$

$$2) k = \frac{\sinh \frac{\pi W}{4h}}{\sinh \frac{\pi(W+2s)}{4h}} \text{ (CPW G).}$$

[7], [21], [37]

**b) Permittivité effective ( $\epsilon_{\text{eff}}$ ) :**

**b.1) Formule simplifiée (CPW standard) :**

Approximation pour substrats épais ( $h \gg W + 2s$ ) :

$$\epsilon_{\text{eff}} \approx \frac{\epsilon_r + 1}{2} \quad (2.64)$$

**b.2) Formule avancée (CPWG) :**

$$\epsilon_{\text{eff}} = 1 + q \cdot (\epsilon_r - 1) \quad (2.65)$$

où  $q$  est le facteur de remplissage :

$$q = \frac{1}{2} \frac{K(k') K(k_1)}{K(k) K'(k_1)}$$

**Variables :**

$$1) k' = \sqrt{1 - k^2}$$

$$2) k_1 = \frac{\tanh \frac{\pi W}{4h}}{\tanh \frac{\pi(W+2s)}{4h}}$$

[28], [29], [43].

**c) Pertes par conduction ( $\alpha_c$ ) :**

**c.1) Formule simplifiée :**

$$\alpha_c \approx \frac{8.686 \cdot R_s}{2Z_0} \left( \frac{1}{W} + \frac{1}{2s} \right) \quad [\text{dB/m}] \quad (2.66)$$

**Hypothèses :**

1. Distribution uniforme du courant.
2. Néglige les effets de peau non linéaires.

**c.2) Formule avancée :**

$$\alpha = \frac{R_s \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}{c \cdot 480 \pi K(k) K'(k)} \left( \frac{1}{W} + \frac{1}{2s} \right) \cdot \left( 1 + \frac{W}{2s} \right) \quad (2.67)$$

**Variables :**

- $R_s$  est la résistance surfacique.

[7], [30], [31]

**d) Pertes diélectriques ( $\alpha_d$ ) :**

**d.1) Formule simplifiée :**

$$\alpha_d \approx 27.3 \cdot \frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \cdot \frac{\tan \delta}{\lambda_0} \quad [\text{dB/m}] \quad (2.68)$$

où

$$\lambda_0 = \frac{c}{f}$$

**d.2) Formule avancée :**

$$\alpha_d = \frac{\pi f \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} \cdot \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_{\text{eff}} - 1} \cdot \tan \delta}{c} \quad [\text{Np/m}] \quad (2.69)$$

**Conversion :** 1 Np/m = 8.686 dB/m. [1], [32], [43]

**e) Impact des fentes latérales (S) sur les performances :**

Dans une ligne Guide d'ondes coplanaire (CPW), les **fentes latérales** – désignées par la largeur  $S$  entre la ligne conductrice centrale et les plans de masse coplanaires – sont des **paramètres géométriques critiques** qui influencent directement les performances électromagnétiques de la ligne de transmission.

**e.1) Rôle physique des fentes latérales :**

- Les fentes définissent le **chemin de retour du courant** RF qui circule dans les plans de masse latéraux.
- Elles déterminent l'**intensité et la distribution du champ électromagnétique** autour de la ligne centrale.

- Elles participent activement à la définition de l'**impédance caractéristique** de la ligne.

TABLE 2.6 – Effet de la variation de S

| Variation de S      | Conséquence sur $Z_0$                               | Effet sur le champ EM                | Comportement HF                                  |
|---------------------|-----------------------------------------------------|--------------------------------------|--------------------------------------------------|
| ↗ Augmentation de S | ↗ Augmentation de l'impédance caractéristique $Z_0$ | ↘ Diminution du confinement du champ | ↗ Augmentation des pertes par rayonnement        |
| ↘ Réduction de S    | ↘ Diminution de $Z_0$                               | ↗ Meilleur confinement               | ↘ Réduction des pertes mais ↗ risque de couplage |

## c.2) Conséquences techniques majeures

### I. Impédance caractéristique :

- La largeur des fentes influence l'impédance :

$$Z_0 \propto \frac{K(k')}{K(k)} \quad k = \frac{W}{W + 2S}$$

- Plus S est grand, plus k diminue, donc  $Z_0$  augmente.

### II. Confinement du champ électromagnétique :

- Des fentes étroites limitent le champ entre la ligne centrale et les plans de masse → **moins de rayonnement**.
- Des fentes larges laissent le champ se disperser dans l'air → **plus de rayonnement et de pertes**.

### III. Rayonnement et diaphonie :

- Des fentes trop grandes peuvent provoquer une **augmentation des interférences croisées** avec les autres lignes proches (diaphonie).
- Ce phénomène est critique dans les circuits haute densité (circuits RF ou micro-ondes complexes).

### IV. Bande passante et pertes :

- Les fentes mal dimensionnées peuvent créer des **discontinuités d'impédance**, réduisant la bande passante utile.
- Les pertes ohmiques et diélectriques augmentent avec un mauvais confinement du champ.

### c.3) Considérations pour la conception

Le choix de  $S$  est un compromis entre :

- I. **Confinement du champ** (préférable pour des fentes étroites),
- II. **Adaptation d'impédance** ( $50\ \Omega$  généralement visé),
- III. **Facilité de fabrication** (les fentes très étroites sont plus difficiles à graver),
- IV. **Compatibilité avec les composants CMS** (il faut laisser de l'espace pour les pads).

**En résumé :** Les **fentes latérales ( $S$ )** jouent un rôle déterminant dans les performances électromagnétiques des structures CPW. Elles affectent **l'impédance caractéristique, le confinement des champs, le rayonnement, les pertes**, et donc la **qualité du signal transmis**. Leur dimensionnement doit être rigoureux, équilibrant contraintes électriques, mécaniques et technologiques.[23], [28], [34], [37].

## 2.5 Substrats

### 2.5.1 Définition :

Un substrat est un matériau diélectrique utilisé comme support physique et électrique pour les lignes de transmission, les composants passifs (filtres, antennes) et les circuits intégrés.

### 2.5.2 Les role de substrats :

- Il isole électriquement les conducteurs.
- Il détermine les propriétés de propagation du champ électromagnétique via sa permittivité relative  $\epsilon_r$ .
- Il influence les pertes diélectriques via le facteur de perte  $\tan \delta$ .
- Il assure une stabilité mécanique et thermique à l'ensemble du circuit.

[44]

### 2.5.3 les types de substrats :

#### a) FR4 (Flame Retardant 4) :

##### I. Composition :

- Matériau composite à base de résine époxy renforcée de tissu de verre.

- Standard industriel pour les circuits imprimés (PCB) basse et moyenne fréquence.

### II. Propriétés :

- Constante diélectrique ( $\epsilon_r$ ) : 4,3–4,7 (peut varier avec la fréquence).
- Facteur de dissipation ( $\tan \delta$ ) : 0,02–0,025 (perte élevée en haute fréquence).
- Résistance thermique : Température de transition vitreuse ( $T_g$ ) entre 130–180°C.
- Conductivité thermique : Faible (0,3–0,4 W/m·K).
- Absorption d'humidité : 0,1–0,2% (affecte les performances en RF).
- Coût : Économique (le substrat le moins cher).

### III. Applications :

- Circuits électroniques grand public (cartes mères, appareils ménagers).
- Prototypage et applications basse fréquence (< 1 GHz).

### IV. Avantages :

- Facilité de fabrication, compatible avec les procédés standards.
- Résistance mécanique élevée.

### V. Inconvénients :

- Performances médiocres en haute fréquence (pertes diélectriques élevées).
- Constante diélectrique peu stable avec la température et la fréquence.[45]



FIGURE 2.7 – Substrat de FR4

### b) Rogers (séries RO4000, RO3000, TMM, etc.) :

#### I. Composition :

- Matériaux haute performance à base de PTFE (téflon) chargé de céramique ou de verre.
- Optimisés pour les applications RF/micro-ondes.

#### II. Propriétés :

- Constante diélectrique ( $\epsilon_r$ ) : 2,2–10,2 (selon la série, ex. RO4350B :  $\epsilon_r=3,48$ ).
- Facteur de dissipation ( $\tan \delta$ ) : 0,001–0,004 (très faible, idéal pour les hautes fréquences).
- Stabilité thermique : Faible coefficient d'expansion thermique (CTE).
- Conductivité thermique : 0,6–1,5 W/m·K (meilleure que FR4).
- Absorption d'humidité : < 0,01% (excellente stabilité).
- Coût : Élevé (3 à 10 fois plus cher que FR4).

#### III. Applications :

- Circuits haute fréquence (5G, radars, antennes, satellites).
- Couches hybrides dans les PCB multichromes.

#### IV. Avantages :

- Faibles pertes diélectriques et constante  $\epsilon_r$  stable avec la fréquence.
- Compatible avec les procédés de fabrication standard (pour certaines séries).

#### V. Inconvénients :

- Coût élevé.
- Nécessite parfois des traitements de surface spécifiques.

[47].



FIGURE 2.8 – Substrat de Roger

[48]

### c) RT/Duroid (séries 5880, 6002, 6202) :

#### I. Composition :

- PTFE renforcé de fibres de verre ou chargé de céramique (marque déposée par Rogers).
- Spécialisé pour les applications micro-ondes et millimétriques.

#### II. Propriétés :

- Constante diélectrique ( $\epsilon_r$ ) : 2,2–10,8 (ex. RT/duroid 5880 :  $\epsilon_r=2,2$ ).
- Facteur de dissipation ( $\tan \delta$ ) : 0,0009–0,0025 (pertes ultra-faibles).
- Stabilité thermique : CTE très faible, adapté aux environnements extrêmes.
- Conductivité thermique : 0,2–0,7 W/m·K.
- Absorption d'humidité : < 0,02%.
- Coût : Très élevé (réservé aux applications critiques).

#### III. Applications :

- Systèmes radar, communications satellitaires, aérospace.
- Circuits millimétriques (60 GHz et plus).

#### IV. Avantages :

- Performance exceptionnelle en haute fréquence.
- Faible dispersion et stabilité dimensionnelle.

#### V. Inconvénients :

- Difficile à usiner (nécessite des outils spéciaux).
- Coût prohibitif pour les applications grand public.

[47], [49].



FIGURE 2.9 – Substrat de Duroid

[50]

### 2.5.4 Tableau comparatif des substrats :

TABLE 2.7 – Tableau comparatif des substrats(FR4 vs RO4003C vs Duroid 5880)

| Propriété                               | FR4                          | Rogers<br>RO4003C          | RT/Duroid<br>5880               |
|-----------------------------------------|------------------------------|----------------------------|---------------------------------|
| Constante diélectrique ( $\epsilon_r$ ) | 4,3 – 4,7                    | 3,38                       | 2,2                             |
| Facteur de pertes ( $\tan \delta$ )     | 0,020 – 0,025                | 0,0037                     | 0,0009                          |
| Plage de fréquence optimale             | < 1 GHz                      | Jusqu'à 30 GHz             | > 100 GHz                       |
| Stabilité thermique                     | Moyenne                      | Bonne                      | Excellente                      |
| Absorption d'humidité                   | 0,1 – 0,2 %                  | < 0,01 %                   | < 0,02 %                        |
| Conductivité thermique (W/m·K)          | 0,3 – 0,4                    | 0,6 – 0,8                  | 0,2 – 0,7                       |
| Coût                                    | Bas                          | Moyen                      | Élevé                           |
| Impédance plus stable ?                 | instable à haute fréquence   | stable                     | très stable                     |
| Utilisation typique                     | PCB génériques, prototypage  | RF, 5G, radar              | Aérospatial, militaire, 60+ GHz |
| Pertes d'insertion (IL)                 | Élevées à >1 GHz             | Faibles                    | Très faibles                    |
| Applications recommandées               | < 1 GHz, projets économiques | 1–30 GHz (télécoms, radar) | > 30 GHz, haute fiabilité       |

### 2.5.5 Critères de Choix :

#### I. Fréquence de travail :

- FR4 pour les applications économiques à basse fréquence (< 1 GHz).
- Rogers pour les systèmes RF/5G(1–30 GHz)
- Duroid idéal pour les applications critiques (> 30 GHz).

#### II. Budget :

- FR4 si coût est critique, Rogers/Duroid pour les performances.

#### III. Environnement :

- Duroid pour les températures extrêmes ou milieux humides.

[51]

## **Chapitre 3**

### **Simulation les lignes de transmission planaires**

## **3.1 ANSYS HFSS 2024 :**

### **3.1.1 Définition :**

ANSYS HFSS (High Frequency Structure Simulator) est un logiciel de simulation électromagnétique tridimensionnelle spécialisé dans les applications haute fréquence. Il permet d'analyser avec précision le comportement des champs électromagnétiques dans les structures telles que les antennes, les lignes de transmission, les circuits imprimés à haute vitesse et les composants RF et micro-ondes. Ce logiciel est couramment utilisé dans l'industrie des télécommunications, l'aéronautique, l'automobile et les dispositifs connectés.[52]

### **3.1.2 Fonctionnement :**

Le logiciel repose sur la méthode des éléments finis (FEM) pour résoudre les équations de Maxwell dans des structures complexes. L'utilisateur commence par modéliser la géométrie 3D du composant à simuler, définir les matériaux utilisés ainsi que les excitations (ports d'entrée, ondes incidentes, etc.). Ensuite, un maillage automatique adaptatif est généré afin de garantir la précision des résultats. Une fois le calcul terminé, HFSS fournit des résultats tels que les paramètres S, les distributions de champ, les impédances d'entrée ou les diagrammes de rayonnement. L'interface permet également de visualiser les champs électromagnétiques dans l'espace et de post-traiter les données pour l'analyse et l'optimisation.[52]

### **3.1.3 Avantages :**

ANSYS HFSS offre plusieurs avantages majeurs :

- Haute précision : grâce à son algorithme de maillage adaptatif, il garantit des résultats fiables sans nécessiter une configuration manuelle complexe.
- Interface intégrée : il s'intègre dans une plateforme unifiée avec d'autres outils de simulation (thermique, mécanique, circuit).
- Polyvalence : il est capable de simuler des structures de tailles et de natures très variées, allant des composants intégrés jusqu'aux systèmes d'antennes complets.
- Gain de temps : il permet de valider numériquement des conceptions complexes sans recourir systématiquement aux prototypes physiques.

### **3.1.4 Contraintes :**

Malgré ses atouts, HFSS présente aussi certaines limites :

- Coût élevé : l'accès au logiciel est onéreux, ce qui peut constituer un frein pour les petites structures ou les étudiants.
- Exigences matérielles importantes : les simulations nécessitent une puissance de calcul considérable, en particulier pour les structures volumineuses.
- Courbe d'apprentissage : la prise en main du logiciel peut être difficile pour les débutants, notamment en ce qui concerne la configuration des simulations complexes.[52]

### **3.1.5 Mesures Fondamentales de Performance Haute Fréquence :**

#### **a) paramètres S :**

Les paramètres S (ou paramètres de diffusion) sont des valeurs utilisées pour analyser le comportement des circuits haute fréquence, tels que les antennes, les lignes de transmission et les filtres. Ils sont basés sur la mesure de l'énergie réfléchie et transmise entre les ports, plutôt que sur les tensions et les courants.

#### **b) paramètres VSWR :**

Le VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) est un indicateur du degré d'adaptation d'impédance entre la source du signal et la charge dans les systèmes à haute fréquence (RF).

Il mesure le rapport entre l'amplitude de l'onde réfléchie et l'amplitude de l'onde transmise, et est utilisé pour évaluer la qualité de l'adaptation sur la ligne de transmission. [52]

## 3.2 Conception et simulation des lignes de transmission planaires

### 3.2.1 microruban :

#### a) Structure d'une ligne microruban

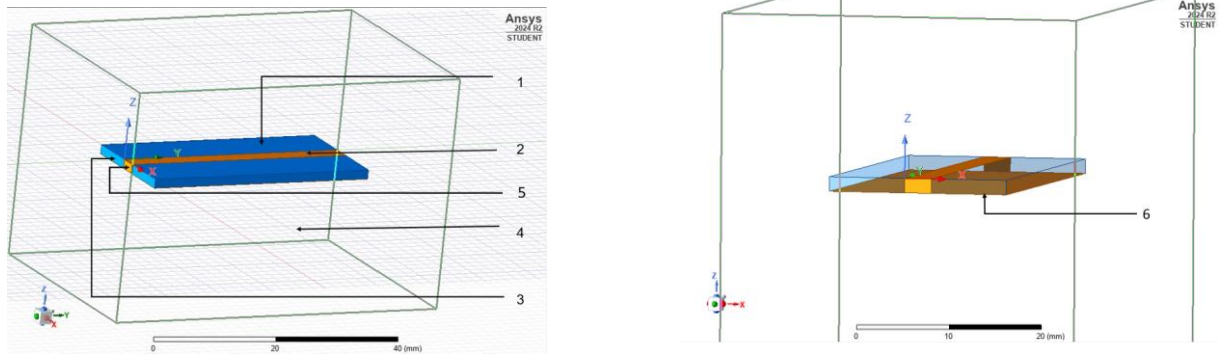


FIGURE 3.1 – Structure d'une ligne microruban

TABLE 3.1 – composant d'une ligne microruban

| N° | Nom du composant                 |
|----|----------------------------------|
| 1  | Substrat diélectrique            |
| 2  | Ligne de transmission (ou piste) |
| 3  | Substrat diélectrique            |
| 4  | La boîte d'air                   |
| 5  | Lumped port                      |
| 6  | Plan de masse                    |

#### b) Distribution du champ électromagnétique

##### b.1) Champ électrique :

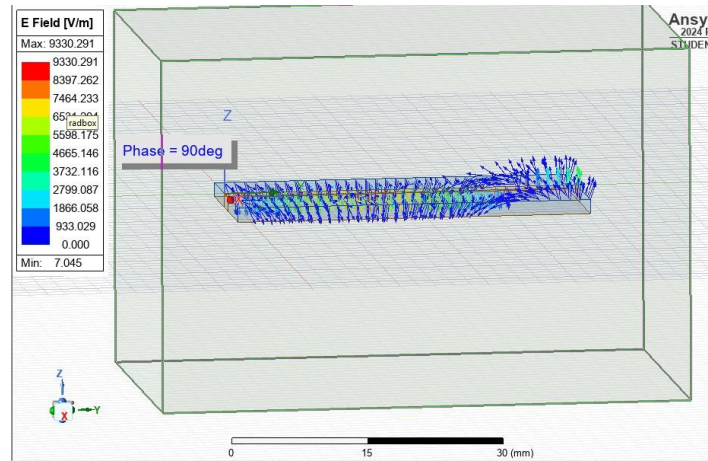


FIGURE 3.2 – Distribution du champ électrique

### I. Distribution du Champ Électrique :

- Intensité maximale : 9330.291 V/m (zones rouges)
- Intensité minimale : 7.045 V/m (zones bleues)
- Gradient important visible avec 11 niveaux de couleur

### II. Paramètres Clés :

- Phase simulée : 90 degrés
- Échelle spatiale : 0 à 30 mm selon l'axe Z
- Variation progressive du champ (933.029 V/m par niveau)

### III. Interprétation Physique : Les zones rouges indiquent des points chauds où :

- Concentration du champ électromagnétique
- Risque potentiel de claquage diélectrique
- Interaction maximale onde/matière

Les zones bleues représentent des nœuds de champ

### IV. Applications :

- Optimisation des circuits haute fréquence
- Analyse des pertes diélectriques
- Prédiction des points critiques dans la conception

## b.2) Champ magnétique :

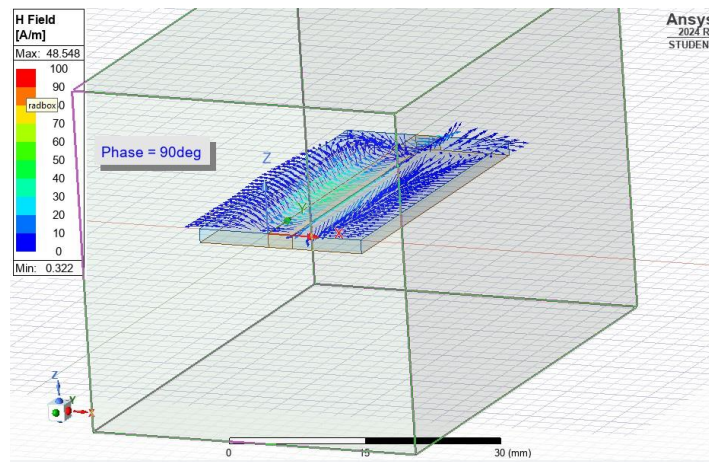


FIGURE 3.3 – Distribution du champ magnétique

**I. Quantité Physique Représentée :** La vue montre la distribution du Champ Magnétique (Champ H), dont l'unité est l'Ampère par mètre (A/m). Le champ H est une grandeur vectorielle qui décrit l'intensité et la direction du champ magnétique généré par les courants électriques.

### II. Représentation du Champ :

- **Flèches Vectorielles :** Le champ H est visualisé sous forme de "vecteurs de champ" (Field Vectors) représentés par des flèches bleues. La longueur et l'épaisseur de la flèche, ainsi que sa couleur (selon l'échelle chromatique), indiquent la magnitude (ou l'intensité) du champ à ce point, tandis que l'orientation de la flèche indique la direction instantanée du vecteur du champ magnétique.
- **Échelle Chromatique (Color Scale) :** La barre verticale située dans le coin supérieur gauche de l'image présente l'échelle de l'intensité du champ magnétique (H Field [A/m]). Les valeurs affichées s'étendent de 0 à 48.548 A/m (valeur maximale calculée), avec un dégradé de couleurs allant du bleu foncé (intensité minimale) au rouge (intensité maximale). La prédominance des flèches bleues suggère que la plupart des valeurs de champ se situent dans la plage inférieure à moyenne de l'échelle affichée.

### III. Contexte de la Simulation :

- **Structure Centrale :** Au centre de la zone de simulation se trouve une structure plate et rectangulaire. Celle-ci représente le dispositif étudié, qui pourrait être une antenne patch, une partie d'une ligne de transmission, ou tout autre composant résonant fonctionnant dans les bandes de fréquences radio/micro-ondes (RF/Microwave).

- Boîte de Radiation (Radbox) : La grille cubique transparente encadrant la structure est la "boîte de radiation" ou "limite de radiation". Ces limites sont définies dans la simulation pour absorber le rayonnement électromagnétique émanant du dispositif, simulant ainsi un environnement en espace libre et empêchant les réflexions artificielles qui pourraient fausser les résultats, notamment lors du calcul des diagrammes de rayonnement ou de l'efficacité de l'antenne.
- Axes de Coordonnées : Les axes X (rouge), Y (vert) et Z (bleu) sont affichés pour définir le système de coordonnées cartésien de la simulation, essentiel pour la définition de la géométrie et l'orientation des champs.
- "Phase = 90deg" : Ce texte indique que l'affichage du champ magnétique est une "capture instantanée" à un instant précis du cycle temporel de l'onde électromagnétique. Dans une simulation harmonique temporelle (Time-Harmonic Simulation), les champs varient sinusoidalement avec le temps. Leur visualisation à une phase de 90 degrés (qui correspond souvent à un pic de valeur pour un certain champ ou à une relation de phase spécifique) offre une information cruciale sur le comportement des champs

### c) simulation

#### c.1) S-Parameters :

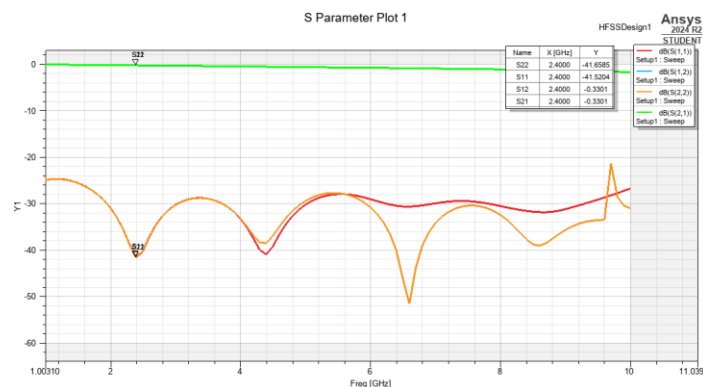


FIGURE 3.4 – Courbe (S-Parameters)

Le graphique présente les paramètres de diffusion (S-Parameters) d'un circuit haute fréquence simulé sous ANSYS HFSS 2024, qui était visée à une fréquence de 2.4 GHz. Les données clés incluent :

TABLE 3.2 – Résultats des paramètres S à 2.4 GHz

| Paramètre | Valeur (dB) | Interprétation                  |
|-----------|-------------|---------------------------------|
| S11       | -41.52      | Réflexion très faible au Port 1 |
| S22       | -41.66      | Réflexion très faible au Port 2 |
| S12/S21   | -0.33       | Bon isolation entre ports       |

**I. Performance de Réflexion (S11/S22) :**

- Des valeurs proches de -40 dB indiquent une excellente adaptation d'impédance.
- Seulement 0.007% de l'énergie est réfléchi (pertes négligeables).

**II. Isolation (S12/S21) :**

Une isolation de -0.33 dB suggère :

- Couplage minimal entre les ports.
- Conception optimisée pour les applications RF/micro Ondes.

**III. Fréquence Cible (2.4 GHz) :**

- Wi-Fi (IEEE 802.11)
- Bluetooth
- Dispositifs IoT

**IV. Visualisation des Données**

- Échelle : 0 à 30 mm (axe spatial)
- Phase : 90° (comportement quadratique attendu)
- Gamme Dynamique : -41.66 dB à -0.33 dB.

c.2) VSWR :

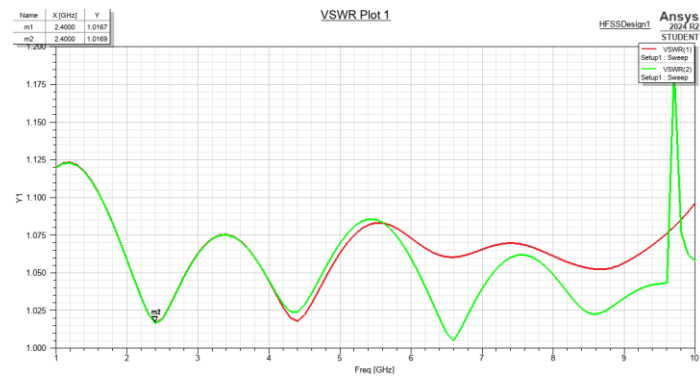


FIGURE 3.5 – Courbe VSWR

Le graphique présente les résultats du Taux d'Ondes Stationnaires (VSWR) pour une simulation ANSYS HFSS qui était visée à 2.4 GHz, démontrant l'efficacité de l'adaptation d'impédance.

TABLE 3.3 – Résultats VSWR à 2.4 GHz

| Paramètre | Valeur | Interprétation                   |
|-----------|--------|----------------------------------|
| VSWR(1)   | 1.0167 | Adaptation quasi-parfaite        |
| VSWR(2)   | 1.0169 | Pertes de réflexion négligeables |

I. Signification des Valeurs :

- VSWR = 1 : Adaptation parfaite (0 % réflexion).
- VSWR < 1.5 : Excellent pour les applications RF.
- Valeurs mesurées (~1.016) → 0.04 % d'énergie réfléchie.

II. Performance : Conception optimisée pour :

- Antennes imprimées
- Systèmes Wi-Fi/Bluetooth
- Dispositifs 5G IoT

III. Plage de Fréquences :

- Analyse complémentaire entre 1.025–1.100 GHz.

**d) Comparaison avec la théorie :**

Dans cette section, nous présentons une série de tableaux récapitulatifs qui regroupent, d'une part, les valeurs théoriques issues des calculs analytiques, et d'autre part, les résultats obtenus à partir des simulations HFSS. Une comparaison entre ces deux ensembles de données est également proposée afin d'évaluer la cohérence et la précision du modèle simulé par rapport aux prévisions théoriques :

TABLE 3.4 – Valeurs théoriques (calculs analytiques)

| Paramètre                                      | Valeur théorique                 |
|------------------------------------------------|----------------------------------|
| Longueur de la ligne                           | 30 mm                            |
| Impédance caractéristique $Z_0$                | 50 $\Omega$                      |
| Permittivité effective $\epsilon_{\text{eff}}$ | 3,29                             |
| Vitesse de propagation $v_p$                   | $\approx 1,05,8 \times 10^8$ m/s |
| Pertes diélectriques $\alpha_d$                | $\approx 0,65$ dB/m              |
| Pertes conductrices $\alpha_c$                 | $\approx 1,08$ dB/m              |
| Pertes totales $\alpha_t$                      | $\approx 1,73$ dB/m              |
| Pertes sur 30 mm                               | $\approx$ <b>0,0519</b> dB       |
| Taux d'onde stationnaire (VSWR)                | <b>1,02</b>                      |
| Réflexion S11 / S22                            | Théoriquement $\ll -20$ dB       |

TABLE 3.5 – Valeurs simulées (HFSS)

| Paramètre            | Valeur simulée HFSS |
|----------------------|---------------------|
| Longueur de la ligne | 30 mm               |
| Fréquence centrale   | 2,4 GHz             |
| S11                  | -41,52 dB           |
| S22                  | -41,66 dB           |
| S21 (gain ou perte)  | <b>-0,33 dB</b>     |
| S12                  | -0,33 dB            |
| VSWR(1)              | 1,0167              |
| VSWR(2)              | 1,0169              |

TABLE 3.6 – Comparaison théorie vs simulation

| Paramètre    | Théorie              | Simulation HFSS | Commentaire sur l'écart             |
|--------------|----------------------|-----------------|-------------------------------------|
| Pertes (S21) | -0,05 dB             | -0,33 dB        | $\Rightarrow$ Simulé plus élevé     |
| S11 / S22    | $\ll -20$ dB (idéal) | -41,5 dB        | $\Rightarrow$ Très bonne adaptation |
| VSWR         | 1,02                 | 1,0167          | $\Rightarrow$ Accord parfait        |

TABLE 3.7 – Raisons des différences entre simulation et théorie

| Cause possible                  | Détail                                                                                  |
|---------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------|
| <b>Discontinuités physiques</b> | Les transitions SMA, coins de ligne ou pads créent des réflexions faibles mais réelles. |
| <b>Rayonnement</b>              | Les champs EM rayonnent légèrement dans l'air.                                          |
| <b>Substrat réaliste</b>        | Modélisation de l'épaisseur, rugosité, pertes tangentes.                                |
| <b>Effets 3D</b>                | Comportement 3D réel vs formules 2D idéalisées.                                         |
| <b>Pertes supplémentaires</b>   | Connecteurs, discontinuités, pertes de confinement.                                     |

### e) Conclusion :

Les résultats des paramètres  $S(S_{11}, S_{22} \approx -41,5 \text{ dB})$  et du taux d'ondes stationnaires ( $VSWR \approx 1,016$ ) démontrent des performances exceptionnelles à 2,4 GHz. La faible réflexion du signal et l'adaptation d'impédance quasi-parfaite confirment l'efficacité énergétique du design pour les applications sans fil (Wi-Fi, Bluetooth).

Cependant, des tests complémentaires sont recommandés pour évaluer :

- La stabilité thermique
- Le comportement à long terme
- Les performances sous différentes conditions de charge

### 3.2.2 CPW :

#### a) Structure d'une ligne CPW :

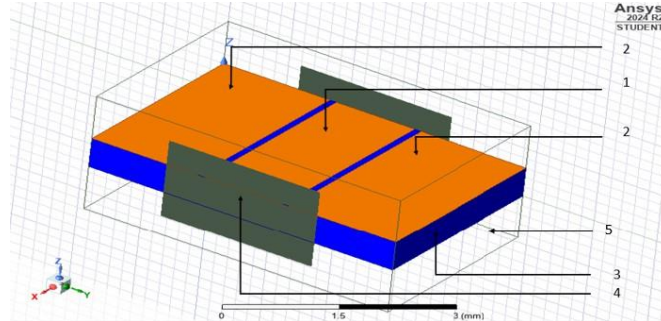


FIGURE 3.6 – Structure d'une ligne CPW

TABLE 3.8 – Composants d'une ligne CPW

| N° | Nom du composant           |
|----|----------------------------|
| 1  | Conducteur central         |
| 2  | Plans de masse coplanaires |
| 3  | Substrat diélectrique      |
| 4  | Port d'ondes               |
| 5  | boîte d'air                |

#### b) Distribution du champ électromagnétique :

##### b.1) Champ électrique :

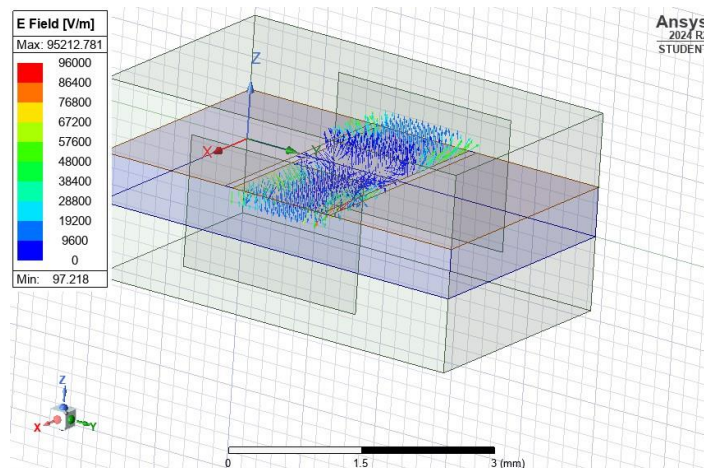


FIGURE 3.7 – Distribution du champ électrique

**I. Distribution du Champ Électrique :**

- Plage : 97.218  $\rightarrow$  95 212.781 V/m
- Gradient fort sur 3 mm
- Max (zones rouges) : Conducteurs/arêtes
- Min (zones bleues) : Nœuds de champ

**II. Paramètres Clés :**

- Max : 95 212 V/m
- Min : 97 V/m
- Gamme : 0-3 mm

**III. Interprétation Physique :**

- Pics : Risque claquage diélectrique
- Gradient : Forces électrostatiques importantes
- Minima : Zones isolées

**IV. Applications :**

- Circuits haute tension
- Antennes RF
- Dispositifs biomédicaux

**b.2) Champ magnétique :**

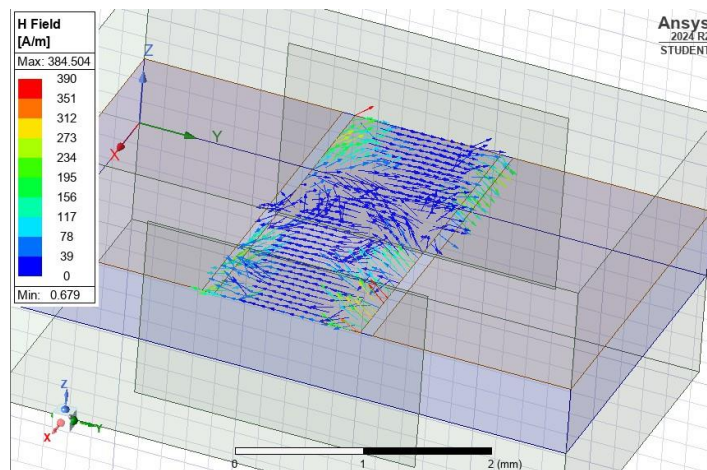


FIGURE 3.8 – Distribution du Champ magnétique

**I. Quantité Physique Représentée :** Distribution de l'intensité du champ magnétique (H-Field) en ampères par mètre (A/m), avec :

- Valeur max : 384.504 A/m
- Valeur min : 0.679 A/m

## II. Représentation du Champ :

- Échelle spatiale : 0 à 2 mm
- Tendance : Décroissance progressive ( $390 \rightarrow 0$  A/m)
- Visualisation : Zones chaudes (rouge/orange) :  $> 234$  A/m Zones froides (bleu) :  $< 39$  A/m

## III. Contexte de la Simulation :

- Applications typiques :
  - Composants RF (antennes, filtres)
  - Étude des pertes magnétiques
  - Dispositifs à couplage inductif
- Paramètres clés implicites :
  - Fréquence haute (HF)
  - Symétrie axiale/radiale suggérée

### c) simulation :

#### c.1) S-Parameters :

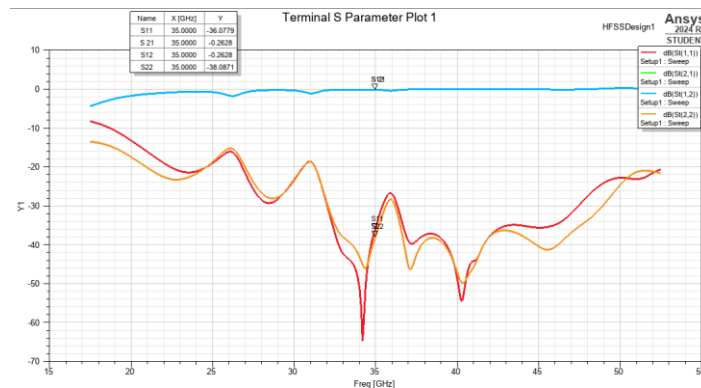


FIGURE 3.9 – Courbe (S-Parameters)

Ce graphique présente les paramètres de diffusion (S-Parameters) simulés et était visé à 35 GHz, avec une analyse détaillée des quatre paramètres clés :

TABLE 3.9 – Résultats des paramètres S pour ligne visée CPW à 35 GHz

| Paramètre | Valeur (dB) | Interprétation        |
|-----------|-------------|-----------------------|
| S11       | -36.08      | Réflexion très faible |
| S22       | -38.09      | Adaptation excellente |
| S12/S21   | -0.26       | Isolation excellent   |

**I. Performance de Réflexion ( $S_{11}/S_{22}$ ) :**

- $S_{11}$  : -36,08 dB → Adaptation excellente (0,025 % réflexion)
- $S_{22}$  : -38.09 dB → bonne performance que  $S_{11}$
- Implication : Conception asymétrique optimisée

**II. Isolation ( $S_{12}/S_{21}$ ) :**

- Valeur : -0,26 dB (couplage < 6 %)
- Avantage : Compatible full-duplex
- Limite : Sensible aux parasites à haute fréquence

**III. Fréquence Cible (35GHz) :**

- 35 GHz (Ka-band) pour :
  - Satellites (broadband)
  - Radars automobiles
  - 5G mmWave

**IV. Visualisation des Données :**

- Échelle : -10 à -70 dB
- Points clés :
  - Pic unique à 35 GHz
  - Atténuation progressive hors bande
- Artéfacts : Absence de résonances parasites

### c.2) VSWR :

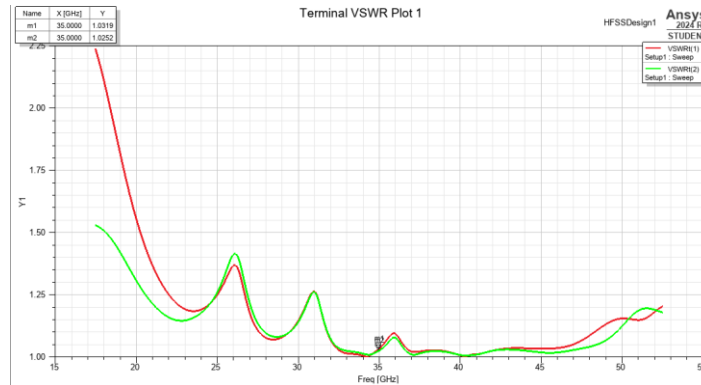


FIGURE 3.10 – Courbe VSWR

L'image montre une courbe VSWR en fonction de la fréquence pour deux ports (en rouge et vert), simulée sur HFSS. le VSWR visée sur 35 GHz indiquent une excellente adaptation d'impédance, idéale pour les applications en bande Ka.

TABLE 3.10 – Résultats VSWR

| Paramètre | Valeur | Évaluation                 |
|-----------|--------|----------------------------|
| VSWR(1)   | 1.0319 | Excellente adaptation      |
| VSWR(2)   | 1.0252 | Excellente adaptation      |
| Fréquence | 35 GHz | Bande millimétrique ciblée |

#### I. Signification des Valeurs :

- Un VSWR  $\approx 1.0$  indique une excellente adaptation d'impédance (presque pas de réflexion)
- Des valeurs proches de 1 (comme 1.03) signifient une perte minimale de puissance
- Plus VSWR s'éloigne de 1, plus il y a de réflexion et donc de pertes

#### II. Performance : Le système démontre :

- Une stabilité remarquable avec un écart de VSWR  $< 0.01$  entre les deux ports
- Des pertes minimales, ce qui est idéal pour les applications en très haute fréquence
- Des pertes minimales, ce qui est idéal pour les applications en très haute fréquence

#### III. Plage de Fréquences :

- Simulation réalisée de 15 GHz à 55 GHz

- Fréquence testée : 35 GHz
- Correspond à la bande Ka, utilisée pour les radars, satellites et communications haut débit.

**d) Comparaison avec la théorie :**

TABLE 3.11 – Valeurs théoriques

| Paramètre                                      | Valeur théorique               |
|------------------------------------------------|--------------------------------|
| Longueur de la ligne                           | <b>20 mm</b>                   |
| Impédance caractéristique $Z_0$                | 50.256 $\Omega$                |
| Permittivité effective $\epsilon_{\text{eff}}$ | 1.466                          |
| Pertes diélectriques $\alpha_d$                | 0.0694 dB (sur 20 mm)          |
| Pertes conductrices $\alpha_c$                 | 0.1156 dB (sur 20 mm)          |
| Pertes totales $\alpha_t$                      | <b>0.185 dB</b>                |
| Taux d'onde stationnaire (VSWR)                | $\approx 1.005$ (idéal)        |
| Réflexion S11 / S22                            | $\approx -51.9$ dB (théorique) |

TABLE 3.12 – Valeurs simulées (HFSS)

| Paramètre            | Valeur simulée HFSS |
|----------------------|---------------------|
| Longueur de la ligne | 20 mm               |
| Fréquence centrale   | 35 GHz              |
| S11                  | -36.08 dB           |
| S22                  | -38.09 dB           |
| S21 (perte)          | <b>-0.263 dB</b>    |
| S12                  | -0.263 dB           |
| VSWR(1)              | 1.0319              |
| VSWR(2)              | 1.0252              |

TABLE 3.13 – Comparaison théorie vs simulation

| Paramètre    | Théorie   | Simulation HFSS | Écart            | Commentaire              |
|--------------|-----------|-----------------|------------------|--------------------------|
| Pertes (S21) | -0.185 dB | -0.263 dB       | <b>+0.078 dB</b> | → Simulé 42% plus élevé  |
| S11          | -51.9 dB  | -36.08 dB       | <b>+15.82 dB</b> | → Adaptation moins bonne |
| VSWR         | 1.005     | 1.0285 (moy)    | <b>+2.3%</b>     | → Écart significatif     |

TABLE 3.14 – Raisons des différences entre simulation et théorie

| Phénomène                                | Description/Impact                                                                             |
|------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------|
| <b>Effets haute fréquence (35 GHz)</b>   | Augmentation des pertes par rayonnement typiques des CPW (négligées en théorie).               |
| <b>Discontinuités aux ports</b>          | transitions CPW-connecteur créant des réflexions supplémentaires (explique $S_{11}$ dégradé).  |
| <b>Modèle de conducteur réaliste</b>     | Prise en compte de la rugosité de surface ( $\sigma = 5.8 \times 10^7$ S/m) et effets de peau. |
| <b>Confinement des champs</b>            | À 35 GHz, fuite énergétique dans le substrat ( $h = 1.6$ mm) et l'air.                         |
| <b>Paramètres géométriques critiques</b> | Sensibilité élevée aux dimensions ( $W = 1.25$ mm, $s = 0.105$ mm).                            |

#### e) Conclusion :

Les résultats obtenus à partir des courbes VSWR et des paramètres S montrent clairement que le système proposé présente une excellente performance en haute fréquence, notamment à 35 GHz, au sein de la bande Ka. Les valeurs de VSWR très proches de 1 indiquent une adaptation d'impédance quasi-parfaite, minimisant ainsi les réflexions et les pertes d'énergie. De plus, les paramètres S confirment cette performance, avec des valeurs  $S_{11}$  et  $S_{22}$  inférieures à -36 dB, traduisant une très faible réflexion sur les deux ports. Les coefficients de transmission  $S_{21}$  et  $S_{12}$ , quasiment identiques, montrent une symétrie et une stabilité du système, essentielles pour les applications RF critiques. En somme, ce dispositif est parfaitement adapté aux systèmes de communication à haute fréquence, tels que les radars, les satellites et les liaisons sans fil à large bande.

### 3.2.3 Stripline :

#### a) Structure d'une ligne stripline

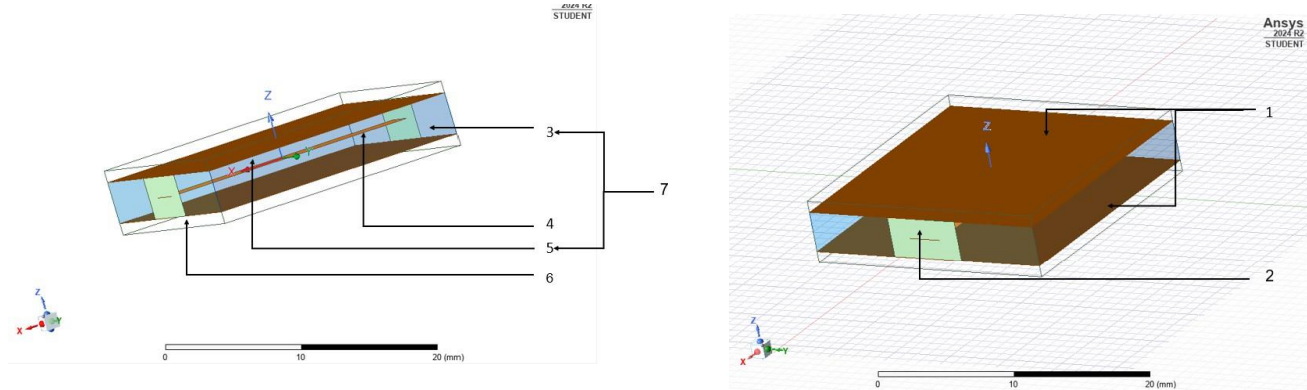


FIGURE 3.11 – Structure d'une ligne stripline

TABLE 3.15 – Composants d'une ligne Stripline

| N° | Nom du composant                  |
|----|-----------------------------------|
| 1  | plan de masse                     |
| 2  | Port de guide d'ondes             |
| 3  | Substrat diélectrique inférieur   |
| 4  | Conducteur central                |
| 5  | Substrat diélectrique supérieur   |
| 6  | Boîte d'air                       |
| 7  | Structure symétrique de substrats |

#### b) Distribution du champ électromagnétique

##### b.1) Champ électrique :

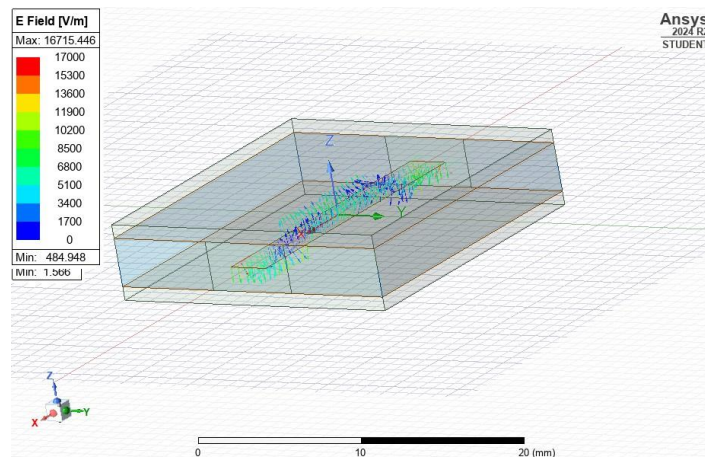


FIGURE 3.12 – Distribution du champ électrique

### I. Distribution du Champ Électrique :

- Intensité max : 16 715 V/m (zones de concentration)
- Intensité min : 485 V/m (zones isolées)
- Gradient : Décroissance rapide sur 10 mm

### II. Paramètres Clés :

- Plage dynamique : 485  $\rightarrow$  16 715 V/m
- Points chauds : Localisés aux interfaces conducteur/diélectrique
- Zones inertes : Champ  $< 1,700$  V/m (nœuds ou blindage)

### III. Interprétation Physique :

- Pic d'intensité dû aux :
  - Effets de pointe
  - Discontinuités matérielles
- Valeurs minimales :
  - Zones blindées/nœuds EM

### IV. Applications :

- Haute tension : Isolateurs, condensateurs
- RF : Antennes microstrip (optimisation du couplage)
- Biomédical : Dispositifs à focalisation EM

### b.2) Champ magnétique :

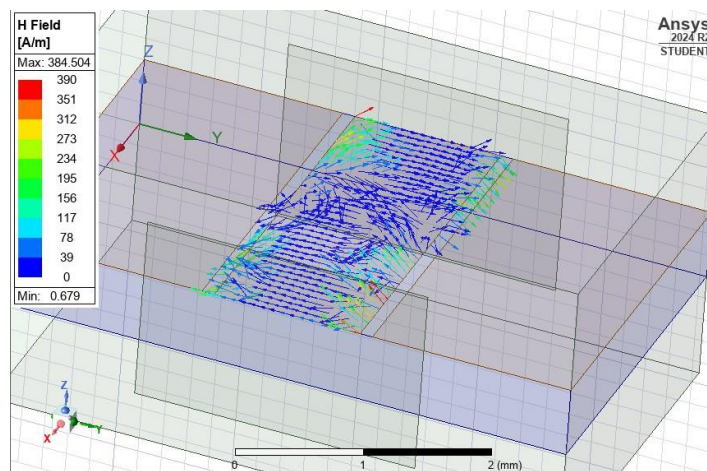


FIGURE 3.13 – Distribution du champ magnétique

### I. Quantité Physique Représentée :

- Grandeur : Intensité du champ magnétique (H-Field)
- Unité : Ampère par mètre (A/m)

- Plage de valeurs : 1.566 A/m (min)  $\rightarrow$  71.018 A/m (max)

### II. Représentation du Champ :

- Gradient spatial : Décroissance de 72  $\rightarrow$  1 A/m
- Zones critiques :
  - Points chauds ( $>50$  A/m) : Concentration de courant
  - Zones inertes ( $<10$  A/m) : Blindage magnétique/éloignement des sources
- Symétrie : Distribution suggérant une géométrie axisymétrique

### III. Contexte de la Simulation :

- Applications typiques :
  - Conception d'antennes RF
  - Optimisation de noyaux magnétiques
  - Étude de couplage inductif
- Paramètres implicites :
  - Fréquence de fonctionnement (non précisée)
  - Perméabilité des matériaux ( $\mu_r$ )

#### c) simulation :

##### c.1) S-Parameters :

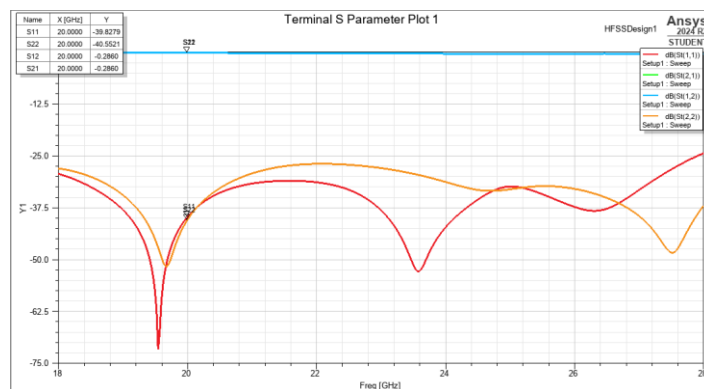


FIGURE 3.14 – Courbe (S-Parameters)

Le graphique montre les performances du système visée à une fréquence de 20 GHz, en mettant l'accent sur quatre paramètres principaux :

TABLE 3.16 – Résultats des paramètres S à 20 GHz

| Paramètre | Valeur (dB) | Interprétation                                        |
|-----------|-------------|-------------------------------------------------------|
| S11       | -39.83      | Réflexion extrêmement faible ( 0.001%)                |
| S22       | -40.55      | Adaptation d'impédance quasi-parfaite                 |
| S12       | -0.29       | Transmission quasi-totale (très faible perte inverse) |
| S21       | -0.29       | Pertes de transmission négligeables                   |

**I. Performance de Réflexion (S11/S22) :**

- Taux de réflexion : < 0.01% (valeurs mesurées  $\approx -40$  dB)
- Bande passante : Réflexion stable entre 18 et 28 GHz
- Implique : Conception très bien adaptée, pertes par réflexion négligeables

**II. Isolation (S12/S21) :**

- Niveau de couplage -0.29 dB :
  - Fuite inter-port : 6,5 % (très faible, acceptable pour la plupart des systèmes)
  - Idéal pour systèmes full-duplex, haute efficacité de transmission

**III. Fréquence Cible (20 GHz) :**

- Applications typiques :
  - Communications satellites (bande Ku)
  - Radars haute résolution
  - Liaisons sans fil à haut débit (point-à-point, 5G backhaul, etc.)

**IV. Visualisation des Données :**

- Échelle dB : de -12.5 à -50 dB (bonne plage dynamique)
- Points remarquables :
  - Minimum clair des S11/S22 à 20 GHz (fréquence centrale)
  - Réponse régulière dans toute la bande 18–28 GHz
- Comportement spectral :
  - Pas de résonances parasites
  - Atténuation douce hors bande utile

**c.2) VSWR :**

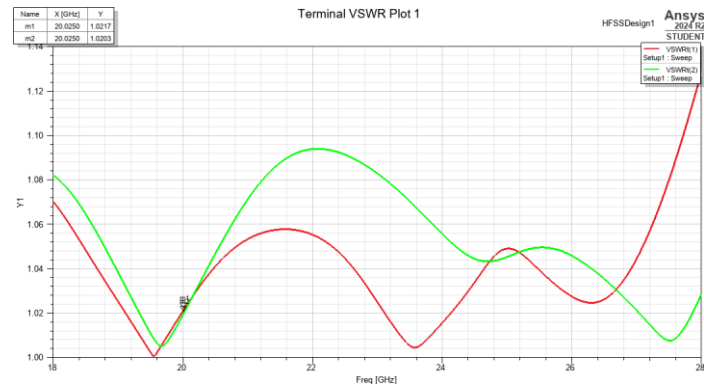


FIGURE 3.15 – Courbe VSWR

Le graphique montre la mesure du coefficient d’onde stationnaire (VSWR) d’une ligne stripline sur une bande de fréquences allant de 18 GHz à 28 GHz. Deux valeurs principales ont été identifiées à la fréquence de 20,025 GHz :

TABLE 3.17 – Résultats VSWR à 20.025 GHz

| Paramètre | Valeur     | Évaluation                        |
|-----------|------------|-----------------------------------|
| VSWR(1)   | 1.0217     | Performance excellente            |
| VSWR(2)   | 1.0203     | Performance excellente            |
| Fréquence | 20.025 GHz | Bande K (applications satellites) |

**I. Signification des Valeurs :**

- $VSWR \approx 1,04$  : Adaptation quasi-parfaite
- Valeurs proches de 1 : Réflexions d’énergie minimales ( < 0,2 %)

**II. Performance :**

- Excellente transmission du signal (pertes <0.1dB)
- Stabilité remarquable sur toute la plage de fréquences
- Compatible avec les applications haute précision (radars, satellites)

**III. Plage de Fréquences :**

- Bande large : 18-28 GHz
- Point optimal : 20.025 GHz (mesures les plus stables)
- Couvre les applications C, K et Ka band

TABLE 3.18 – Valeurs théoriques

| Paramètre                                      | Valeur théorique           |
|------------------------------------------------|----------------------------|
| Longueur de la ligne                           | <b>20 mm</b>               |
| Impédance caractéristique $Z_0$                | 50 $\Omega$                |
| Permittivité effective $\epsilon_{\text{eff}}$ | 3.55                       |
| Pertes diélectriques $\alpha_d$                | 0.185 dB (sur 20 mm)       |
| Pertes conductrices $\alpha_c$                 | 0.0432 dB (sur 20 mm)      |
| Pertes totales $\alpha_t$                      | <b>0.2282 dB</b>           |
| Taux d'onde stationnaire (VSWR)                | 1.00 (idéal)               |
| Réflexion S11 / S22                            | Théoriquement $-\infty$ dB |

#### d) Comparaison avec la théorie

TABLE 3.19 – Valeurs simulées (HFSS)

| Paramètre            | Valeur simulée HFSS |
|----------------------|---------------------|
| Longueur de la ligne | 20 mm               |
| Fréquence centrale   | 20 GHz              |
| S11                  | -39.83 dB           |
| S22                  | -40.55 dB           |
| S21 (perte)          | <b>-0.286 dB</b>    |
| S12                  | -0.286 dB           |
| VSWR(1)              | 1.0217              |
| VSWR(2)              | 1.0203              |

TABLE 3.20 – Comparaison théorie vs simulation

| Paramètre    | Théorie              | Simulation HFSS | Écart             | Commentaire                     |
|--------------|----------------------|-----------------|-------------------|---------------------------------|
| Pertes (S21) | -0.2282 dB           | -0.286 dB       | <b>+0.0578 dB</b> | → Simulé 25.3% plus élevé       |
| S11 / S22    | $-\infty$ dB (idéal) | -40.2 dB (moy)  | Non quantifiable  | → Adaptation excellente         |
| VSWR         | 1.00                 | 1.021           | <b>+2.1%</b>      | → Écart négligeable en pratique |

TABLE 3.21 – Raisons des différences entre simulation et théorie

| Phénomène                              | Description/Impact                                                                                                                       |
|----------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| <b>Effets haute fréquence (20 GHz)</b> | Augmentation des pertes par effet de peau et dispersion diélectrique non pleinement capturées par le modèle théorique.                   |
| <b>Rugosité de surface</b>             | La simulation HFSS intègre la rugosité réelle des conducteurs (Cu, $\sigma = 5.8 \times 10^7$ S/m), générant des pertes supplémentaires. |
| <b>Pertes de radiation</b>             | À 20 GHz, les effets de rayonnement aux discontinuités (bords, transitions) ajoutent $\approx 0.03$ - $0.05$ dB.                         |
| <b>Modèle diélectrique réaliste</b>    | Prise en compte de l'hétérogénéité du substrat et des pertes tangentes ( $\tan \delta = 0.0027$ ).                                       |

### e) Conclusion

Les résultats de simulation représentés par les courbes des paramètres S et du VSWR démontrent une performance remarquable du circuit conçu. Les valeurs très faibles de  $S_{11}$  et  $S_{22}$  (environ  $-40$  dB à 20 GHz) indiquent une réflexion quasi nulle, ce qui témoigne d'une adaptation d'impédance presque parfaite entre les ports et la ligne de transmission. Cette observation est renforcée par les valeurs de VSWR très proches de 1 (1.0217 et 1.0203), traduisant une excellente adéquation et une absence de réflexion significative.

Concernant les paramètres  $S_{12}$  et  $S_{21}$ , les faibles pertes mesurées (environ  $-0.29$  dB) révèlent une isolation efficace et une transmission presque sans atténuation, ce qui est essentiel pour des applications hautes fréquences exigeant une transmission efficace et stable. Par ailleurs, la réponse en fréquence, stable entre 18 et 28 GHz sans résonances parasites, confirme la robustesse et la fiabilité du système dans la bande ciblée.

Ainsi, ce design s'avère optimal pour des applications telles que les radars haute résolution, les communications satellites (bande Ku), ou encore les liaisons sans fil à haut débit.

# Conclusion Générale

Dans un contexte technologique en constante évolution, où les exigences en matière de performance, de miniaturisation et de fiabilité ne cessent de croître, les lignes de transmission planaires s'imposent comme des éléments fondamentaux des systèmes de communication modernes. Ce travail de recherche a permis de mettre en lumière l'importance cruciale de ces structures dans la conception de circuits haute fréquence, en particulier dans les domaines des télécommunications, de l'électronique embarquée et des systèmes sans fil.

Tout au long de ce mémoire, nous avons d'abord exposé les principes théoriques régissant le comportement des lignes de transmission, en insistant sur les concepts clés tels que l'impédance caractéristique, les pertes, et la propagation des ondes électromagnétiques. Par la suite, une attention particulière a été portée à l'étude des principales configurations planaires — la ligne microruban, la stripline, et le guide d'ondes coplanaire — chacune présentant des caractéristiques distinctes adaptées à des contraintes spécifiques.

Grâce à l'utilisation d'outils de simulation performants, notamment ANSYS HFSS, nous avons pu modéliser et analyser le comportement de ces lignes dans des environnements réalistes, et observer l'influence des paramètres géométriques et diélectriques sur leurs performances globales. Ces simulations ont permis de valider les résultats théoriques et d'identifier les conditions optimales de fonctionnement pour chaque type de ligne.

En conclusion, les lignes de transmission planaires offrent un excellent compromis entre efficacité, intégration, et coût, ce qui en fait des composants incontournables pour les générations actuelles et futures de systèmes de communication. Toutefois, plusieurs défis restent à relever, notamment en ce qui concerne la réduction des pertes à très haute fréquence, l'intégration de nouveaux matériaux, et l'optimisation par intelligence artificielle. Ces perspectives ouvrent la voie à de nombreuses recherches et innovations dans le domaine de l'électromagnétisme appliqué et de la conception de circuits RF avancés.

# Bibliographie

- [1] D. M. POZAR, *Microwave Engineering*, 4<sup>e</sup> éd. John Wiley & Sons, 2011.
- [2] R. RAO, *Microwave Engineering*. PHI Learning Pvt. Ltd., 2006.
- [3] ÉdUSCOL, *Introduction aux systèmes de communications*, <https://eduscol.education.fr/sti/sites/eduscol.education.fr/sti/files/ressources/pedagogiques/15945/15945-chap1-introduction-aux-systemes-de-communications.pdf>, Consulté en mai 2025, 2023.
- [4] U. de M'SILA, "Étude et conception d'un filtre RF ULB pour des applications de télécommunications," Consulté en mai 2025, Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf - M'sila, 2019.
- [5] ANALOG DEVICES, *Introduction to Common Printed Circuit Transmission Lines*, Technical article, Analog Devices (Analog.com), 2022.
- [6] T. H. LEE, *Planar Microwave Engineering : A Practical Guide to Theory, Measurement, and Circuits*. Cambridge University Press, 2004.
- [7] B. C. WADDELL, *Transmission Line Design Handbook*, 2nd. Artech House, 1991.
- [8] M. TOUNSI, *Analyse de l'influence du blindage dans les lignes de transmission planaires par la méthode d'approche dans le domaine spectral*, <https://www.researchgate.net/publication/342013189>, Consulté en mai 2025, 2020.
- [9] H. MEGNAFI, "Contribution à l'étude des circuits planaires à éléments distribués," Consulté en mai 2025, Thèse de Doctorat, Université Ferhat Abbas - Sétif, 2018.
- [10] R. W. WORLD, *Microstrip vs. Coplanar Waveguide : A Comparison*, <https://www.rfwireless-world.com/terminology/rf-components/microstrip-vs-coplanar-waveguide>, Consulté en mai 2025, 2020.

- [11] E. FRANCE, *Différence entre guide d'onde coplanaire, microstrip, stripline et autres lignes de transmission planaires*, <https://www.es-france.com/blog/1464-difference-entre-guide-donde-coplanaire-microstrip-stripline-et-autres-lignes-de-transmission-planaires>, Consulté en mai 2025, 2024.
- [12] R. W. WORLD, *Planar Transmission Line Comparison : Microstrip, Stripline, CPW, and ...* <https://www.rfwireless-world.com/terminology/rf-components/planar-transmission-line-comparison>, Consulté en mai 2025, 2020.
- [13] C. INCORPORATED, "Transmission Lines on Alumina Ribbon Ceramic Substrate Material for 30 to 170 GHz Wireless Applications," in *2021 IEEE 71st Electronic Components and Technology Conference (ECTC)*, 2021, p. 2272-2277. doi : 10.1109/ECTC32696.2021.00356. adresse : [https://www.corning.com/media/worldwide/Innovation/documents/ribbonceramics/4\\_ IEEE % 20ECTC % 202021 \\_ Transmission % 20Lines % 20on % 20Alumina % 20Ribbon % 20Ceramic % 20Substrate % 20Material % 20for % 2030 % 20to % 20170%20GHz%20Wireless%20Applications.pdf](https://www.corning.com/media/worldwide/Innovation/documents/ribbonceramics/4_ IEEE % 20ECTC % 202021 _ Transmission % 20Lines % 20on % 20Alumina % 20Ribbon % 20Ceramic % 20Substrate % 20Material % 20for % 2030 % 20to % 20170%20GHz%20Wireless%20Applications.pdf).
- [14] A. SHARMA et B. KUMAR, "Transmission Lines in Modern Communication Systems : A Systematic Review," *International Journal of Research Publication and Reviews*, t. 5, n° 7, p. 724-735, 2024. adresse : <https://ijrpr.com/uploads/V5ISSUE7/IJRPR31292.pdf>.
- [15] D. J. GRIFFITHS, *Introduction à l'électrodynamique*, 4<sup>e</sup> éd. Cambridge University Press, 2017, Chapitres 7 (Équations de Maxwell) et 9 (Ondes électromagnétiques dans les milieux conducteurs et isolants).
- [16] S. RAMO, J. R. WHINNERY et T. VAN DUZER, *Champs et Ondes en Électronique de Communication*, 3<sup>e</sup> éd. John Wiley & Sons, 1994, Ouvrage de référence sur les lignes de transmission, les équations des télégraphistes, les constantes de propagation ( $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$ ) et la modélisation RLCG distribuée.
- [17] ELLIPTIKA. "Microstrip Line Calculator." Online calculator for microstrip transmission lines. (2023), adresse : [https://www.elliptika.com/en/microwave\\_calculators/microstrip-line-calculator/](https://www.elliptika.com/en/microwave_calculators/microstrip-line-calculator/) (visité le 01/12/2023).
- [18] T. C. EDWARDS et M. B. STEER, *Fondements de la Conception des Interconnexions et des Microbandes*, 3<sup>e</sup> éd. Wiley, 2000, Ouvrage de référence sur les lignes microbandes, la modélisation des interconnexions et la conception de circuits haute fréquence., ISBN : 978-0-471-60701-4.

- [19] RESEARCHGATE, *Electric (E) and magnetic (H) field lines in microstrip*, Field distribution visualization in microstrip transmission lines, 2020. adresse : [https://www.researchgate.net/figure/Electric-E-and-magnetic-H-field-lines-in-microstrip-are-stronger-within-the\\_fig1\\_340834561](https://www.researchgate.net/figure/Electric-E-and-magnetic-H-field-lines-in-microstrip-are-stronger-within-the_fig1_340834561) (visité le 24/02/2024).
- [20] K. C. GUPTA, R. GARG et I. J. BAHL, *Lignes Microbandes et Lignes Fentes*. Artech House, 1996, chap. 2, Modèles analytiques pour les pertes conductrices ( $\alpha_c$ ), validation expérimentale. Étude des lignes microbandes et lignes fentes., ISBN : 978-0-89006-766-6. adresse : <https://us.artechhouse.com/>.
- [21] R. E. COLLIN, *Foundations for Microwave Engineering*, 2nd. IEEE/Wiley, 2001.
- [22] C. R. PAUL, *Analysis of Multiconductor Transmission Lines*, anglais, 2<sup>e</sup> éd. Wiley-IEEE Press, 2007, Detailed analysis of crosstalk, impedance, and signal integrity in multiconductor transmission line systems., ISBN : 978-0-471-75555-9.
- [23] IPC, *IPC-2141A : Design Guide for High-Speed Controlled Impedance Circuit Boards*, anglais, Standard for impedance calculation and controlled impedance PCB design., IPC, 2004.
- [24] SIERRA CIRCUITS PROTOEXPRESS TEAM, “Difference Between Microstrip and Stripline in PCB Design,” *ProtoExpress Blog*, mars 2023, Comparative analysis of impedance characteristics and EMI performance, ISSN : 2767-3796. adresse : [https://www .protoexpress.com /blog/difference-between-microstrip-stripline-pcb/](https://www.protoexpress.com/blog/difference-between-microstrip-stripline-pcb/) (visité le 24/02/2024).
- [25] S. C. PROTOEXPRESS. “Microstrip vs. Stripline : PCB Transmission Line Differences.” Comparative analysis of field confinement, crosstalk, and impedance control, Sierra Circuits. (mai 2022), adresse : [https : / / www . protoexpress.com/blog/difference-between-microstrip-stripline-pcb/](https://www.protoexpress.com/blog/difference-between-microstrip-stripline-pcb/) (visité le 24/02/2024).
- [26] IPC, *IPC-D-317A : Design Guidelines for Printed Boards Using High-Speed Logic*, anglais, Provides guidelines for designing PCBs with high-speed logic, including signal integrity and impedance considerations., IPC, 1992.
- [27] INTERNATIONAL TELECOMMUNICATION UNION (ITU), *Handbook on Ground Wave Propagation*. ITU, 2009.
- [28] R. N. SIMONS, *Coplanar Waveguide Circuits, Components and Systems*. Wiley, 2001.

- [29] E. O. HAMMERSTAD et Ø. JENSEN, “Accurate Models for Microstrip Computer-Aided Design,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1980.
- [30] H. A. WHEELER, “Skin Effect in Conductors,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, t. 25, n° 11, p. 866-872, 1977.
- [31] G. GONZALEZ, *Microwave Transistor Amplifiers : Analysis and Design*. Prentice Hall, 1996.
- [32] *Understanding Loss Tangent (tan) and Its Effect on Signal Integrity*, Application Notes, Rogers Corporation.
- [33] H. JOHNSON et M. GRAHAM, *High-Speed Signal Propagation*. Prentice Hall, 2003.
- [34] E. BOGATIN, *Signal and Power Integrity—Simplified*, 2<sup>e</sup> éd. Prentice Hall, 2009.
- [35] T. H. LEE, *Planar Microwave Engineering : A Practical Guide to Theory, Measurement, and Circuits*. Cambridge University Press, 1992.
- [36] I. J. BAHL et P. BHARTIA, *Microwave Solid State Circuit Design*. Wiley-Interscience, 1980.
- [37] G. GHIONE et M. GOANO, *Microwave Electronics : Measurement and Materials Characterization*. Cambridge University Press, 2018.
- [38] RF WIRELESS WORLD. “Coplanar Waveguide : Advantages and Disadvantages.” Comparative analysis of CPW vs. microstrip propagation characteristics, RF Wireless World. (2023), adresse : <https://www.rfwireless-world.com/terminology/coplanar-waveguide-advantages-disadvantages> (visité le 24/02/2024).
- [39] L. RANZANI et L. SPIETZ, “Coplanar Waveguide Basics,” National Institute of Standards et Technology (NIST), Technical Note, 2016.
- [40] C. A. BALANIS, *Antenna Theory : Analysis and Design*, 4<sup>e</sup> éd. Wiley, 2016.
- [41] *Design Guidelines for Coplanar Waveguide with Ground Structures*, Application Notes, Rogers Corporation.
- [42] R. CONTRIBUTORS, *Coplanar Waveguide and Radiation Pattern*, Simulation Results, Finite-element simulation showing CPW surface current distribution and far-field radiation at 24 GHz, 2015. adresse : [https://www.researchgate.net/figure/Coplanar-waveguide-and-radiation-pattern-Coplanar-Waveguide-CPW-is-used-to-place-more\\_fig2\\_291339428](https://www.researchgate.net/figure/Coplanar-waveguide-and-radiation-pattern-Coplanar-Waveguide-CPW-is-used-to-place-more_fig2_291339428) (visité le 24/02/2024).

- [43] I. BAHL, *Lumped Elements for RF and Microwave Circuits*. Artech House, 2003.
- [44] M. GUPTA, R. GARG, I. BAHL et P. BHARTIA, "Microstrip Lines and Slotlines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, t. 65, n° 11, p. 4300-4313, 2017, Chapter 2 : Substrate Materials and Their Properties. doi : 10.1109/TMTT.2017.2690601.
- [45] J. J. ZARATE, V. SAHUQUILLO, J. HERRAIZ et A. RODRIGUEZ, "Comparative Analysis of Epoxy-Based Substrates for High-Frequency Applications," *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, t. 2, n° 9, p. 1520-1527, 2012. doi : 10.1109/TCPMT.2012.2198063.
- [46] PCBMAKE. "0.8mm FR4 Substrate Without Copper." Accessed : 2023-12-01. (2023), adresse : <https://pcbmake.com/fr/0.8mm-fr4-substrate-without-copper/> (visité le 01/12/2023).
- [47] M. OLYPHANT, "Teflon-Fiberglass Microwave Printed Circuit Boards," *IEEE Transactions on Component Parts*, t. 13, n° 3, p. 308-312, 1966. doi : 10.1109/TCP.1966.1135903.
- [48] JAMINDO PCBA. "10 Stratifiés de Matériaux pour Circuits Imprimés Rogers les Plus Couramment Utilisés." Accessed : 2023-12-01. (2023), adresse : <https://jamindopcba.com/fr/10-stratifi%C3%A9s-de-mat%C3%A9riaux-pour-circuits-imprim%C3%A9s-Rogers-les-plus-couramment-utilis%C3%A9s/> (visité le 01/12/2023).
- [49] C. R. VALENTA, M. J. HAVRILLA et D. R. NOVOTNY, "Millimeter-Wave Characterization of RT/Duroid 5880 and 6002 Substrates up to 170 GHz," in *2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting*, 2020, p. 1997-1998. doi : 10.1109/IEEECONF35879.2020.9329998.
- [50] POWERLAB ELECTRONICS. "Rogers RT/duroid 6010.8 Carte PCB Rogers." Accessed : 2023-12-01. (2023), adresse : <https://powerlab.dz/product/rogers-rt-duroid-6010-8-carte-pcb-rogers/> (visité le 01/12/2023).
- [51] Y. WANG, K. MAO, H. TANG et S. HU, "Comparative Analysis of FR4, RO4003C and RT/Duroid 5880 Substrates for High-Frequency PCB Applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, t. 68, n° 7, p. 2965-2974, 2020. doi : 10.1109/TMTT.2020.2989178.
- [52] F. LI et M. M. TENTZERIS, "A Practical Guide to HFSS Electromagnetic Simulation for RF and High-Speed Design," *IEEE Microwave Magazine*, t. 22, n° 8, p. 84-97, 2021. doi : 10.1109/MMM.2021.3085837.