



# Mémoire de fin d'études

PRESENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION  
DU DIPLOME DE : Master

**Filière : Physique**  
**Option : Physique des Matériaux**

**THÈME :**  
Technique de transmission dans une ligne de  
transmission

**Préparé par : Boudrouaz Atika**

**Soutenu le : 26/06/2023**

**Devant le jury :**

<b>Président :</b>	Dr	Mameri Samir	MCB	Université de BBA
<b>Rapporteur :</b>	Mr	Regaigui Elgasmi	MAA	Université de BBA
<b>Examineur :</b>	Dr	Kebir Hadda	MCA	Université de BBA

**Année Universitaire 2022-2023**

## Dédicace

*A ma mère, la personne la plus chère au monde, la personne qui m'a donné la vie, source de tendresse et symbole d'espoir tu n'as pas cessé de m'encourager et de me conseiller, et tes sacrifices, ta présence seule me suffit, et ton sourire seul me comble à toi.*

*A mon père, tu nous as grandis protégé des tempêtes de la vie, tu étais toujours avec moi dans toute ma carrière, je brisais ton sommeil avant le lever du soleil tu étais notre lumière dans les chemins obscurs, la confiance qu'il m'a accordée, je vous dois ce que je suis aujourd'hui et ce que je serai demain.*

*A mes deux chères sœurs, Djamilia et Ward qui ont toujours été une source de ma force et de mon bonheur, tout mon amour, mes remerciements et ma gratitude à vous, car vous êtes toujours là pour moi. Et sans oublier leurs maris et surtout tout l'amour pour vos enfants. Taha, Lokman, Qusai et Razan.*

*A mes chers frères, Mourad, Yakoub, Djafal, Asaad, Rezki et Mounir mon soutien après dieu et après mon père, vous avez toujours été mon épaule qui ne penche pas et mon exemple dans la vie. Et sans oublier leurs femmes et mes enfants.*

*A mon cher mari, qui a toujours été à mes côtés et m'a soutenu, que dieu le garde comme soutien dans la vie. Hassene abada.*

*A la famille de mon mari, et surtout mon beau-père et ma belle-mère, que dieu le garde pour nous.*

*A tous mes amis Zahoua, Yasmine, Samia et Lilia. A toute personne qui occupé une place dans ma vie.*

*A tous ma famille Boudrouaz*

## Remerciements

*Nous tenons tout d'abord à remercier (ALLAH) le tout puissant et miséricordieux, qui nous a donné la force et la patience d'accomplir ce modeste travail.*

*Nos sincères remerciements vont à Mr. **Regaigui Elgasmi** pour son encadrement, ses conseils et sa disponibilité qui nous ont témoignés pour nous permettre de mener à bien ce travail.*

*J'exprime toute mon reconnaissance à Dr. **Mameri Samir** de bien vouloir nous fait l'honneur de présider le jury de ce mémoire.*

*J'adresse mes sincères remerciements aux Dr. **Kebir hadda**  
Membres de jury, pour avoir accepté de juger ce travail.*

*Nous remercions s'adressent aussi à nos enseignants du département sciences de la matière en particulier, et aux enseignants de l'université Mohamed El Bachir Elibrahimi de bba en général.*

<b>Sommaire</b> .....	i
<b>Liste des figures</b> .....	ii
<b>Liste des abréviations et symboles</b> .....	iv
<b>Introduction générale</b> .....	1
<b>Chapitre I : ligne de transmission</b>	
I.1 Introduction.....	3
I.2 Types de ligne de transmission .....	3
I.3 Paramètre de ligne de transmission .....	5
I.4 Ondes sur la ligne de transmission.....	6
I.4.1 Ondes incidentes et réfléchies .....	6
I.4.2 Modes de transmission.....	7
I.5 Propagation dans une ligne de transmission .....	9
I.5.1 Différente modes.....	9
I.5.2 Discontinuités.....	10
I.6 Réflexions sur les lignes de transmission.....	11
I.6.1 Coefficient de réflexion .....	11
I.6.2 Ondes stationnaires.....	13
<b>Chapitre II : ligne de transmission coaxiale</b>	
II.1 Introduction.....	17
II.2 Définition des composants équivalents du circuit.....	17
II.2.1 Impédance caractéristique des lignes de transmission coaxiales.....	18
II.3 Caractéristique de propagation des lignes de transmission coaxiales.....	18
II.3.1 Atténuation dans la ligne de transmission.....	20
I.4 Atténuation dans les lignes de transmission coaxiale.....	21
I.4.1 Exemple sur l'atténuation .....	21
II.5 configurations de terrain .....	21
II.6 Obstacles dans les lignes de transmission coaxiales.....	22
I.7 Différents type de manchons.....	25
<b>Chapitre III : Ligne de Transmission sous l'action d'un électron</b>	
III.1 La loi de Beer Lambert.....	27
III.2 La perte d'intensité.....	27
III.3 Variation de la longueur moyenne de chaque grain.....	29
<b>Conclusion générale</b> .....	34
<b>Référence</b> .....	35

## Chapitre I :

Figure (I.1) : câble coaxial.....	3
Figure (I.2) : deux fils.....	4
Figure (I.3) : plaques parallèles.....	4
Figure (I.4) : ligne micro ruban.....	5
Figure (I.5) : ligne coplanaire.....	5
Figure (I.6). Ligne de transmission terminée par une impédance non égale à l'impédance caractéristique .....	6
Figure (I.7) : propagation du riz à la sarbacane.....	8
Figure (I.8) : propagation du riz dans une soufflette lorsque la taille des particules de riz est petite par rapport à la géométrie de la section transversale du tube.....	8
Figure (I.9) : Configuration des champs électriques et magnétiques de la ligne de transmission à fils parallèles.....	9
Figure (I.10) : discontinuité sur une ligne de transmission.....	10
Figure (I.11) : discontinuité multiples (a) interférant (b) n'interférant pas les unes avec les autres.....	11
Figure (I.12) une ligne de transmission terminée par une impédance non égale à l'impédance caractéristique reflétera une partie du signal incident.....	11
Figure (I.13) : Formation d'onde stationnaire.....	13
Figure (I.14) : modèle d'onde stationnaire détecté de la réflexion totale.....	14
Figure (I.15) : Forme d'onde stationnaire d'une charge ne formant pas une réflexion totale.....	14

## Chapitre II :

Figure (II.1) : Construction de la ligne coaxiale (a) ligne flexible (b) ligne rigide.....	19
Figure (II.2) : Distribution de champ pour le mode principal dans une ligne coaxiale.....	22
Figure (II.3) : Dimensions du conduit d'air coaxial de 7 mm.....	22
Figure (II.4) : Coupe transversale d'un tronçon quart de longueur d'onde.....	23
Figure (II.5) : Perle d'un quart de longueur d'onde.....	23
Figure (II.6) : Billes étroites espacées d'un quart de longueur d'onde à part.....	24
Figure (II.7) : Perle diélectrique étroite assortie à large bande.....	24
Figure (II.8) : Circuit équivalent pour la moitié du cordon en contre-dépouille.....	24
Figure (II.9) : Manches quart d'onde.....	25

## **Chapitre III :**

<i>Figure (III.1) : ligne de transmission sous l'action d'un électron.....</i>	<i>27</i>
<i>Figure (III.2) : variation de la perte d'intensité en fonction de <math>az_0</math> pour <math>p=5</math>.....</i>	<i>29</i>
<i>Figure (III.3) : variation de la perte d'intensité en fonction de <math>az_0</math> pour <math>p=10</math>.....</i>	<i>30</i>
<i>Figure (III.4) : variation de la perte d'intensité en fonction de <math>az_0</math> pour <math>p=20</math>.....</i>	<i>30</i>
<i>Figure (III.5) : variation de la perte d'intensité en fonction de <math>az_0</math> pour <math>p=50</math>.....</i>	<i>31</i>
<i>Figure (III.6) : variation de la perte d'intensité en fonction de <math>az_0</math> pour <math>p=5</math>.....</i>	<i>32</i>
<i>Figure (III.7) : variation de la perte d'intensité en fonction de <math>az_0</math> pour <math>p=10</math>.....</i>	<i>32</i>
<i>Figure (III.8) : variation de la perte d'intensité en fonction de <math>az_0</math> pour <math>p=20</math>.....</i>	<i>33</i>
<i>Figure (III.9) : variation de la perte d'intensité en fonction de <math>az_0</math> pour <math>p=50</math>.....</i>	<i>33</i>

### ***Abréviations***

**TEM** Transverse Electromagnétique

**EM** électrique transverse

**TM** magnétique transversal

### ***Symboles***

$\gamma$  : Constante de propagation

$r$  : Résistance par unité de longueur ( $\Omega/m$ )

$l$  : Inductance par unité de longueur ( $H/m$ )

$g$  : Conductance par unité de longueur ( $S/m$ )

$c$  : Capacité par unité de longueur ( $F/m$ )

$\alpha$  : Constante d'atténuation ( $Np/m$ )

$\beta$  : Constante de phase ( $rd/m$ )

$Z_0$  : L'impédance caractéristique

$Z_L$  : L'impédance de charge

$V_1$  : La tension

$I_1$  : Le courant

$p$  : La valeur maximale

$v_g$  : vitesse de groupe

$v_p$  : vitesse de phase

$E_i$  : Le signale incident

$E_r$  : Le signale réfléchi

$r$  : Le coefficient de réflexion

$\rho$  : La lettre grecque

$\mu_r$  : Le facteur de perméabilité relative

$\epsilon_r$  : La constant diélectrique relative

$\delta$  : La profondeur de peau en centimètres

$f$  : La fréquence de hertz

$\alpha_C$  : L'atténuation due aux pertes dans le conducteur

$\alpha_D$  : L'atténuation due aux pertes dans diélectriques

$T$  : Coefficient de transmission

$R$  : Coefficient réfléchi

$L$  : Coefficient de perte

$G$  : Coefficient de gain

$a$  : Le coefficient d'absorption

$Z_0$  : La longueur moyenne de chaque grain de la ligne de transmission

$p$  : Nombre de grains

## **Introduction générale**

**L**es lignes de transmission permettent le transfert des informations à distances. Les lignes utilisées pour les liaisons téléphoniques transatlantiques sont des fibres optiques et des câbles conducteurs de plusieurs milliers de kilomètres de longueur qui sont propagent des ondes lumineuses à des fréquences très élevées. Alors que celles reliant les composants électroniques dans un circuit intégré sont des pistes de quelque micromètre de long propageant des ondes électriques et électromagnétiques à des fréquences allant de quelques centaines de MHz à quelque dizaines de GHz.

Elles ont toutes pour but de guider l'information sans perturbation, c'est-à-dire sans trop d'atténuation ou de déformation. Une ligne de transmission est une structure à deux conducteurs parallèle dont la géométrie transversale est uniforme sur toute la longueur de la ligne.

Notre travail est basé sur le coefficient de transmission, réflexion, et le coefficient de la perte, par contre le gain est négligeable par ce que la longueur est plus grand. On peut remarquer que si l'un de celle-ci est négatif, on utilise le module carrée.

Dans le premier chapitre nous parlerons sur les lignes de transmission de façon générale dont on peut conclure que la recherche est plus développée. Concernant deuxième chapitre nous avons abordé les lignes de transmission coaxiale. On va voir l'intérêt de la technologie coaxial. Dans le troisième chapitre nous avons traité et faire une approximation pour lever la difficulté sur la transmission. Et finalement on va faire une conclusion et perspective de notre développement.

# Chapitre I

## Ligne de Transmission



## I.1 Introduction

Une ligne de transmission est un ensemble de deux ou plusieurs conducteurs acheminant un signal électrique d'une source (ou émetteur) vers une charge (ou récepteur).

On s'intéresse aux phénomènes de propagation prenant naissance dans les câbles ou des structures de propagation en mode TEM lors de leur utilisation pour le transport des signaux sur une distance grande devant la longueur d'onde.

Les lignes de transmission les plus courantes sont : ligne coaxiale, ligne bifilaire, ligne microruban et la fibre optique.

Les différents types de supports physiques se distinguent par des caractéristiques comme : la bande passante, le délai de transmission, le coût, la simplicité d'installation ou d'exploitation, la maintenance,...etc.

Ils se répartissent, grossièrement, en 2 groupes : les supports guidés (fils de cuivre et fibre optique) et les supports non guidés (les ondes radios, les faisceaux lasers).

## I.2 Types de ligne de transmission

On présente ici les types les plus communs de ligne de transmission.

### ❖ Câble coaxial

Le câble coaxial est le type de ligne de transmission le plus commun. Ce type permet de transporter des signaux de toutes les fréquences, selon leurs dimensions. Un exemple est donné à la figure (I.1) [9].

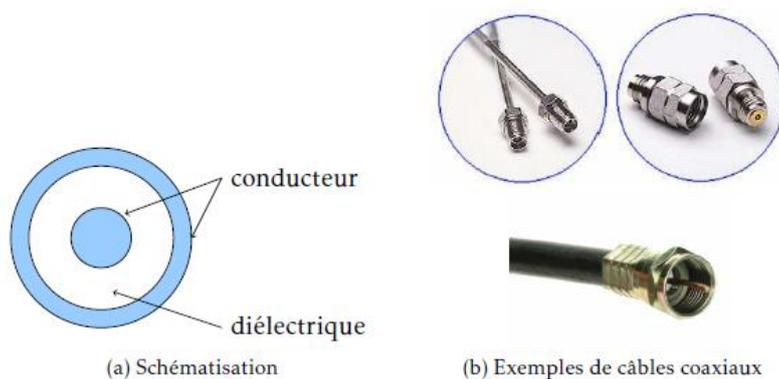


Figure (I.1) : Câble coaxial [9]

### ❖ Deux fils

Les deux fils sont de moins en moins utilisés. On s'en servait principalement pour raccorder une antenne à une télévision. Un exemple est donné à la figure (I.2) [9].

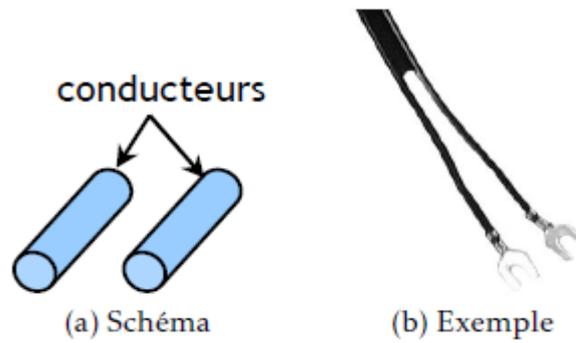


Figure (I.2) : deux fils

### ❖ Plaques parallèles

Les plaques parallèles sont peu utilisées en pratique, mais elles peuvent servir à simplifier l'analyse de guides d'ondes plus complexes. Comme utilisé l'exemple est montré à la figure (I.3) [9].

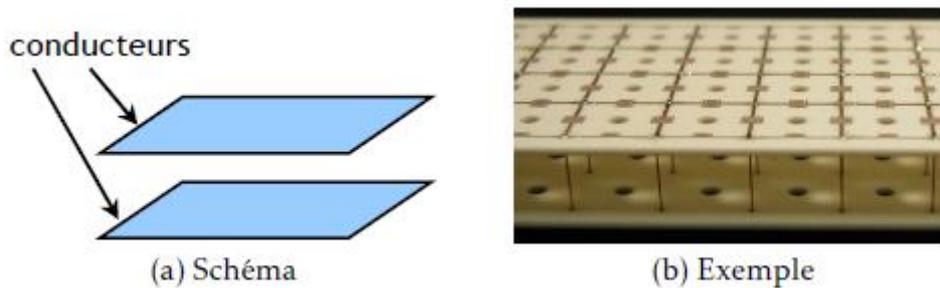


Figure (I.3) : plaques parallèles

### ❖ Ligne microruban

La ligne microruban (*micros trip* en anglais) est le type de guide d'onde le plus utilisé pour les circuits intégrés à haute fréquence. La ligne microruban est composée d'un substrat (en Si, ou GaAs, ou InP, etc.) dont le dessus comporte une ligne de métal. Le dessous du substrat est plaqué en métal et fournit la mise à terre [16]. La figure (I.4) montre un exemple.

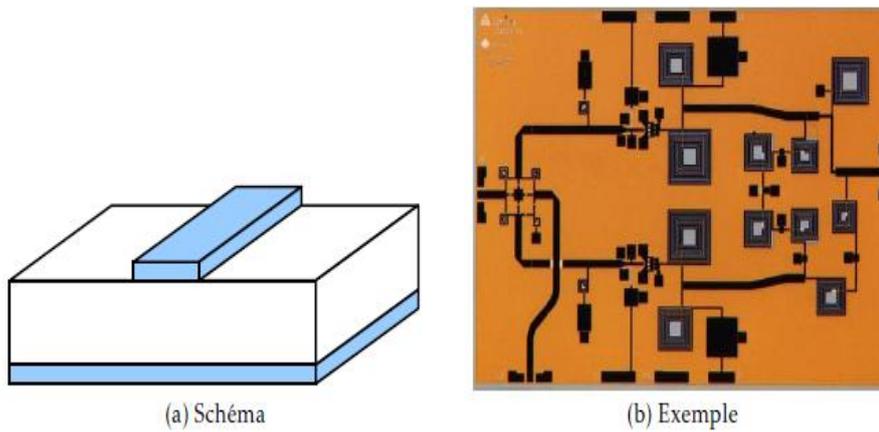


Figure (I.4) : ligne microruban [9]

### ❖ Ligne coplanaire

La ligne coplanaire est un guide d'onde souvent utilisé dans les circuits intégrés. Elle ressemble à la ligne microruban, sauf que les mises à terre sont placées de chaque côté du conducteur, comme à la figure (I.5) [9].

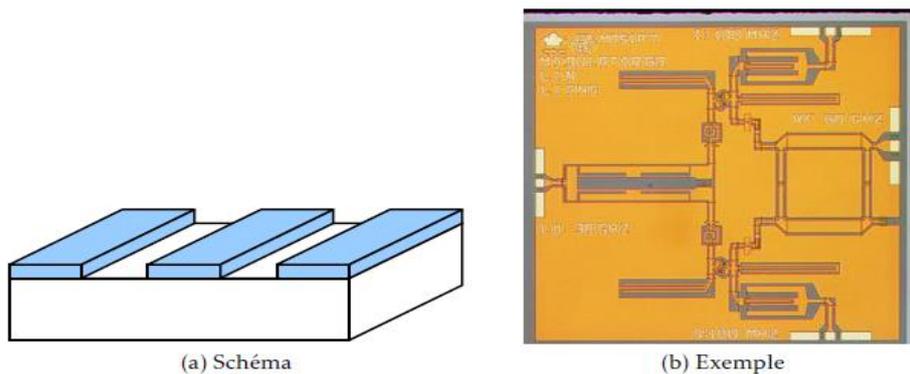


Figure (I.5) : ligne coplanaire

## I.3 Paramètre de ligne de transmission

Les quatre composants du circuit équivalent d'une ligne de transmission uniforme sont divisés en groupe série et parallèle définissant respectivement l'impédance et l'admittance de la ligne de transmission. Deux paramètres peuvent être dérivés à l'aide des expressions d'impédance et d'admittance. Il est commode de définir la constante de propagation comme [6]

$$\gamma = \sqrt{ZY} = \sqrt{(r + j\omega l)(g + j\omega c)} \quad (I.1)$$

Puisque la racine carrée du produit de deux nombres complexes est également complexe, la constante de propagation est généralement exprimée par

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (I.2)$$

$\alpha$  est la constante d'atténuation en Neper / unité de longueur (si les composants du circuit sont donnés dans le système MKSA comme décrit ci-dessus) et  $\beta$  est la constante en termes de radians/unité de longueur. Par définition, l'autre paramètre est l'impédance caractéristique :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{r+j\omega l}{g+j\omega c}} \quad (I.3)$$

Si R et G sont de taille négligeable, c'est-à-dire s'il n'y a pas de perte d'absorption sur la ligne de transmission, alors

$$Z_0 = \sqrt{\frac{l}{c}} \text{ ohms} \quad (I.4)$$

L'impédance caractéristique devient un nombre réel indépendant des changements de fréquence (si  $r=g=0$ ,  $j\omega$  s'annulera). L'inverse de l'impédance caractéristique est définie l'admittance caractéristique :

$$Y_0 = \frac{1}{Z_0} \text{ mho} \quad (I.5)$$

## I.4 Ondes sur la ligne de transmission

### I.4.1 Ondes incidentes et réfléchies

La tension appliquée à une ligne de transmission peut s'écrire sous forme exponentielle :

$$V_1 = V_1 p e^{j\omega t} \quad (I.6)$$

Tel que  $p$  représente la valeur maximale. Le courant résultant de la tension appliquée à la ligne de transmission s'écrit alors :

$$I_1 = I_1 p e^{j\omega t} \quad (I.7)$$

Ces tension et courants sont des ondes périodiques. Si cette tension est appliquée à une ligne de transmission, une onde de tension se propagera le long de cette ligne. L'onde de tension peut s'écrire en termes exponentiels :

$$V = V_1 e^{\gamma l} \quad (I.8)$$

L'onde de courant associée circulant dans la ligne est :

$$I = I_1 e^{\gamma l} \quad (I.9)$$

Si la ligne de transmission n'est pas infiniment longue, elle se termine par une impédance  $Z_l$ , comme le montre la figure (I.6).

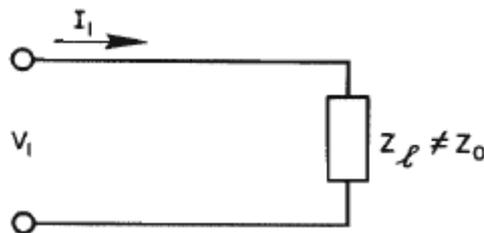


Figure (I.6). Ligne de transmission terminée par une impédance non égale à l'impédance caractéristique.

Cette impédance de charge n'est pas égale à l'impédance caractéristique, toute l'énergie propagée le long de la ligne de transmission ne sera pas absorbée et une partie du signal est réfléchi parce

qu'elle est désadaptée. Ce signal voyage dans la direction opposée au signal « incident ». Les ondes de tension de courant sont :

$$V = V_1 e^{\gamma l} + V_2 e^{-\gamma l} \quad (\text{I.10})$$

$$I = I_1 e^{\gamma l} - I_2 e^{-\gamma l} \quad (\text{I.11})$$

$V_1$  et  $V_2$  et ;  $I_1$  et  $I_2$  sont des ondes de périodique. La tension aux bornes de l'impédance de charge deviendra

$$V_L = V_1 + V_2 \quad (\text{I.12})$$

Le courant traversant la charge est

$$I_L = I_1 - I_2 = \frac{V_1}{Z_0} - \frac{V_2}{Z_0} \quad (\text{I.13})$$

Alors l'impédance de charge est

$$Z_L = \frac{V_L}{I_L} \quad (\text{I.14})$$

Deux trains d'ondes se déplacent en face l'un de l'autre : l'onde incidente et réfléchi les deux se voyagent vraiment sur la même ligne, qui a une impédance caractéristique de  $Z_0$ , l'équation peut être écrit comme

$$\frac{V_1}{I_1} = \frac{V_2}{I_2} = Z_0 \quad (\text{I.15})$$

L'équation suivante peut être dérivée des équations précédentes :

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (\text{I.16})$$

Équation montre que les amplitudes et phases relatives des deux ondes sont déterminées uniquement par l'impédance de terminaison. Les amplitudes absolues des ondes dépendent de l'impédance de la source [15].

### **I.4.2 Modes de transmission**

Des champs électrique et magnétique associés se forment lorsque les ondes de tension et de courant se propagent le long d'une ligne de transmission. Comme ces champs sont le résultat d'ondes de tension et de courant, qui sont périodique, les ondes électrique et magnétique varient également de manière périodique. Lorsque la fréquence de propagation augmente, une partie appréciable de la longueur d'onde de ce signal de propagation devient comparable à la géométrie de la section transversale de la ligne de transmission. Plus d'un type de configuration de champ électromagnétique peut être imaginé. Au fur et à mesure que la fréquence augmente, de plus en plus de types de modes de propagation différents peuvent exister sur une certaine ligne de transmission. Si la fréquence de propagation augmente à l'infini, un nombre infini, de modes de propagation peut exister. Ces modes sont les modes de propagation dits d'ordre élevé. Le mode principal est celui qui peut transporter de l'énergie à toutes les fréquences. Les modes d'ordre supérieur sont ceux qui se

propagent uniquement au-dessus d'une plage de fréquence définie. Le point auquel ces fréquences commencent à se propager est appelé la fréquence de coupure pour ce mode particulier [14].

L'analogie suivante est présentée pour montrer comment ces modes d'ordre élevé sont établis. La figure (I.7) montre le soufflé à l'intérieur d'une sarbacane. Comme le montre clairement la figure, qui ne peut tenir dans la sarbacane qu'un sens unique.

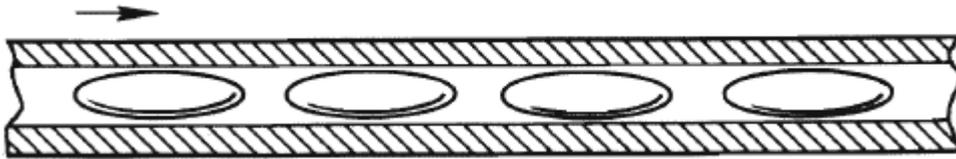


Figure (I.7) : propagation du riz à la sarbacane.

Si l'on augmente le diamètre intérieur de la soufflette ou diminue la taille des particules de riz pourrait se propager dans le tube dans différents modes, illustré à la figure (I.8).



Figure (I.8) : propagation du riz dans une soufflette lorsque la taille des particules de riz est petite par rapport à la géométrie de la section transversale du tube.

La granulométrie du riz est petite par rapport à la géométrie de la section transversale du tube. Par conséquent le riz ne sera pas obligé de descendre dans le tube d'une manière prédéterminée. Il peut se déplacer partout à l'intérieur du tube, et ralentissant la propagation de chaque particule. En même temps il augmente dans une certaine mesure car la vitesse de rotation peut s'ajouter au mouvement. Ceci est analogue à certains modes de propagation d'ordre élevé sur les lignes de transmission.

La ligne de transmission de la Figure (I.9) montre le principal mode de propagation. La configuration des champs électrique et magnétique du motif sur le fil parallèle. Comme il existe une différence de potentiel entre les fils, un champ électrique s'établit entre eux. Les lignes pleines sur la figure montrent la configuration du champ électrique. Le courant circulant dans les conducteurs, et les champs magnétiques s'établissent autour d'eux.

En tout point de l'espace, les lignes de champ électrique et magnétique sont perpendiculaires l'une à l'autre. La figure montre aussi clairement que ces champs sont tous transversaux à la direction de propagation. En d'autres termes, aucune composante du champ électrique ou magnétique ne s'aligne dans la direction de propagation. C'est pourquoi ces ondes, dans le mode principal, sont appelées ondes électromagnétiques transverses qui sont abrégées TEM [4].

## I.5 Propagation dans une ligne de transmission

Maintenant, si la fréquence de propagation augmente tellement que la longueur de l'onde qui se déplace le long de la ligne de transmission est de taille comparable à la géométrie de la section transversale de cette ligne de transmission. Des modes d'ordre supérieur peuvent se propager. Ces modes supérieurs auront au moins une de leurs composantes de champ montrant dans la direction de propagation. Selon la composante qui apparaît dans la direction de propagation, on la appelle au moins une composante du champ magnétique apparaît dans le schéma [13].

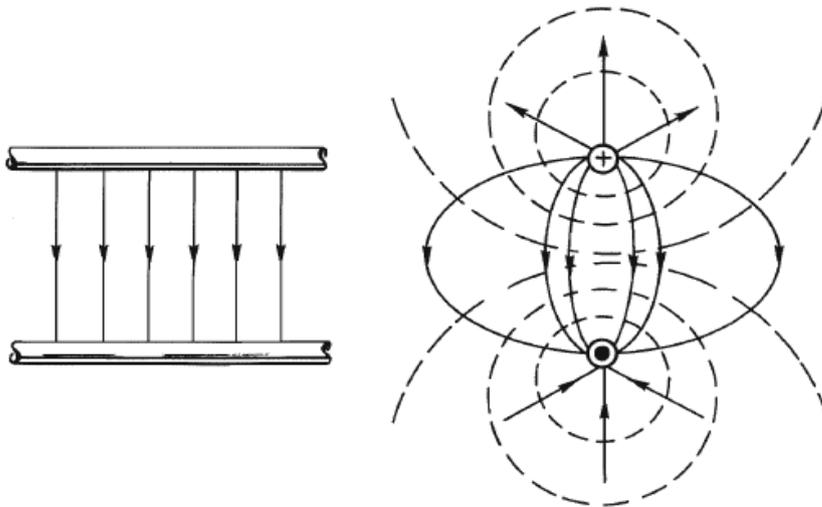


Figure (I.9) : Configuration des champs électriques et magnétiques de la ligne de transmission à fils parallèles.

### I.5.1 Différents modes

Ce mode est appelé le mode électrique transverse, abrégé en mode TE. L'onde E est celle dans laquelle le champ électrique aura au moins une composante montrant dans la direction de propagation. C'est ce qu'on appelle le mode magnétique transversal ou TM. Le nombre sur une ligne de transmission est infini. Bien que chaque mode TE et TM puisse être en nombre infini, à une certaine fréquence, il ne peut y avoir qu'un nombre fini de modes d'ordre supérieur. Le nombre de ces modes dépend entièrement de la géométrie de la ligne de transmission.

Comme cela a été mentionné dans l'analogie de l'électromagnétisme, la vitesse de propagation des modes TE et TM est différente de celle du mode TEM. En fait, deux sortes de vitesses peuvent être imaginées : la vitesse de groupe et la vitesse de phase. La vitesse de groupe signifie la vitesse de l'ensemble du groupe se déplaçant vers le bas dans la ligne de transmission. Et la vitesse de phase comprend toutes les rotations et tous les tours des particules individuelles en mouvement [14].

Généralement, dans le mode TEM ou mode principal, les vitesses de phase et de groupe sont identiques l'une à l'autre. Dans une ligne de transmission standard sans matériau diélectrique autour, ils se déplacent exactement à la vitesse de la lumière,

$$C=300\ 000\ \text{km /s}$$

Dans les modes d'ordre supérieur, la vitesse de groupe et la vitesse de phase sont liées l'une à l'autre par l'équation suivante :

$$c = \sqrt{v_g v_p} \quad (\text{I.17})$$

Où :  $v_g$  = vitesse de groupe

$v_p$  = vitesse de phase

Les moyennes géométriques de la vitesse de phase et de la vitesse de groupe sont égales à la vitesse de la lumière.

### **I.5.2 Discontinuités**

Lorsqu'un changement soudain de géométrie se produit sur une ligne de transmission et lorsque des lignes de transmission uniformes existent avant et après le plan de cette discontinuité, le problème peut être traité comme deux lignes de transmission uniformes réunies. La seule question est de savoir ce qui se passe dans le plan ou près du plan de la discontinuité. La figure (I.10) montre une discontinuité formée au plan où se rejoignent deux lignes de transmission uniformes.

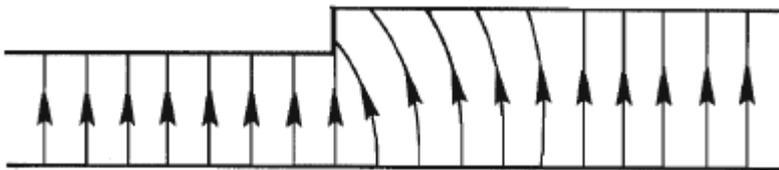


Figure (I.10) : discontinuité sur une ligne de transmission.

Un autre effet peut être observé à partir de la figure. La distorsion du champ électrique se produit uniquement du côté droit (le plus large) de la discontinuité. Aucune distorsion de champ ne se produit immédiatement à gauche du plan de discontinuité. La discontinuité courbe le champ électrique ou magnétique et détermine le circuit équivalent. S'il y a plus de discontinuité, il y a plus d'étapes des unes après des autres sur la ligne de transmission. S'ils sont suffisamment proches les uns des autres, ils peuvent interagir (voir la figure (I.11)). Comme on peut le voir, des interférences se produiront lorsque les lignes de champ dues à une discontinuité [12].

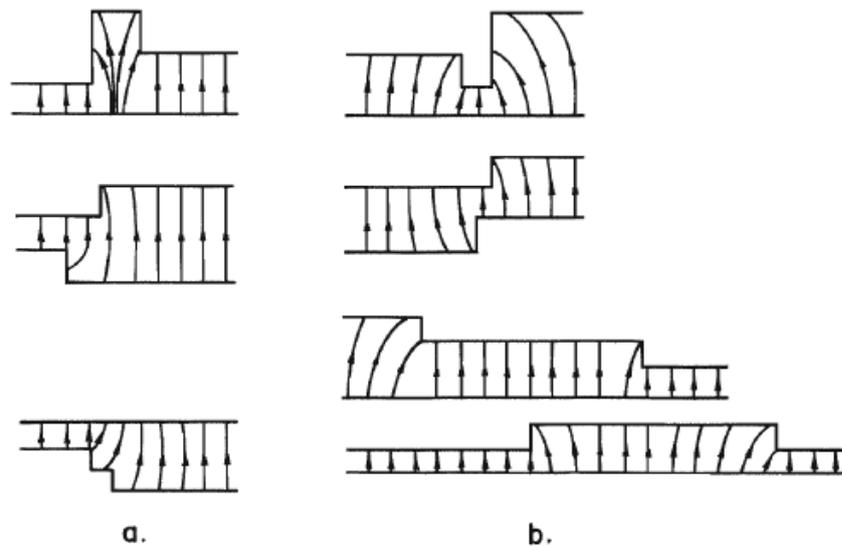


Figure (I.11) : discontinuité multiples (a) interférant (b) n'interférant pas les unes avec les autres.

Elles ne sont pas redressées avant qu'une autre discontinuité ne se produise. Certaines discontinuités (comme le montre la figure (I.11.b)) sont proches les unes des autres, mais, comme elles ne déforment pas le champ dans une direction commune, elles n'interfèrent pas les unes avec les autres. S'ils interfèrent, un troisième effet se produira. Ceci modifie leur effet unique et simple par un effet couplé naturel. Cette distorsion de champ est très similaire à l'effet dans les condensateurs dû aux effets de champ frangeant. En fait, le même terme est utilisé pour ces distorsions de champ dans la littérature [12].

## I.6 Réflexions sur les lignes de transmission

### I.6.1 Coefficient de réflexion

Si un signal est appliqué à une ligne de transmission uniforme, pratiquement sans perte, et si cette ligne de transmission se termine par une impédance non égale à l'impédance caractéristique de la ligne, elle ne pourra pas absorber toute l'énergie. Une partie du signal sera réfléchi.

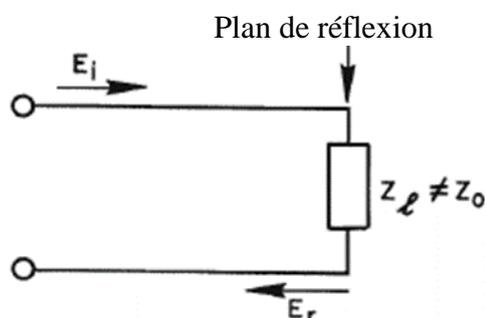


Figure (I.12) une ligne de transmission terminée par une impédance non égale à l'impédance caractéristique reflétera une partie du signal incident.

La figure (I.12) montre une ligne de transmission non terminée dans son impédance caractéristique.  $E_i$  est le signal incident qui se déplaçant vers la terminaison.  $E_r$  est le signal réfléchi aussi qui se déplaçant dans la direction opposée. Le rapport de ces deux tensions, le signal réfléchi sur le signal incident, donne ce que l'on appelle le coefficient de réflexion [1].

$$\frac{E_r}{E_i} = \Gamma \quad (\text{I.18})$$

Le coefficient de réflexion,  $\Gamma$  est un vecteur, puisqu'il possède une information de magnitude ainsi qu'une information de phase. Les ondes incidentes et les ondes réfléchies voyagent sur la même ligne de transmission mais dans des directions opposées. Leur phase relative dépend de l'impédance de terminaison et uniquement de l'impédance de terminaison et de distance entre la terminaison et le point de la mesure. L'amplitude de la tension réfléchie dépend du degré de désadaptation de l'impédance de terminaison. C'est pourquoi le coefficient de réflexion sert de facteur de mérite pour la terminaison à l'extrémité de toute la ligne particulière. La valeur absolue du coefficient de réflexion,

$$\left| \frac{E_r}{E_i} \right| = |\Gamma| = \rho \quad (\text{I.19})$$

Avec la lettre grecque  $\rho$ .

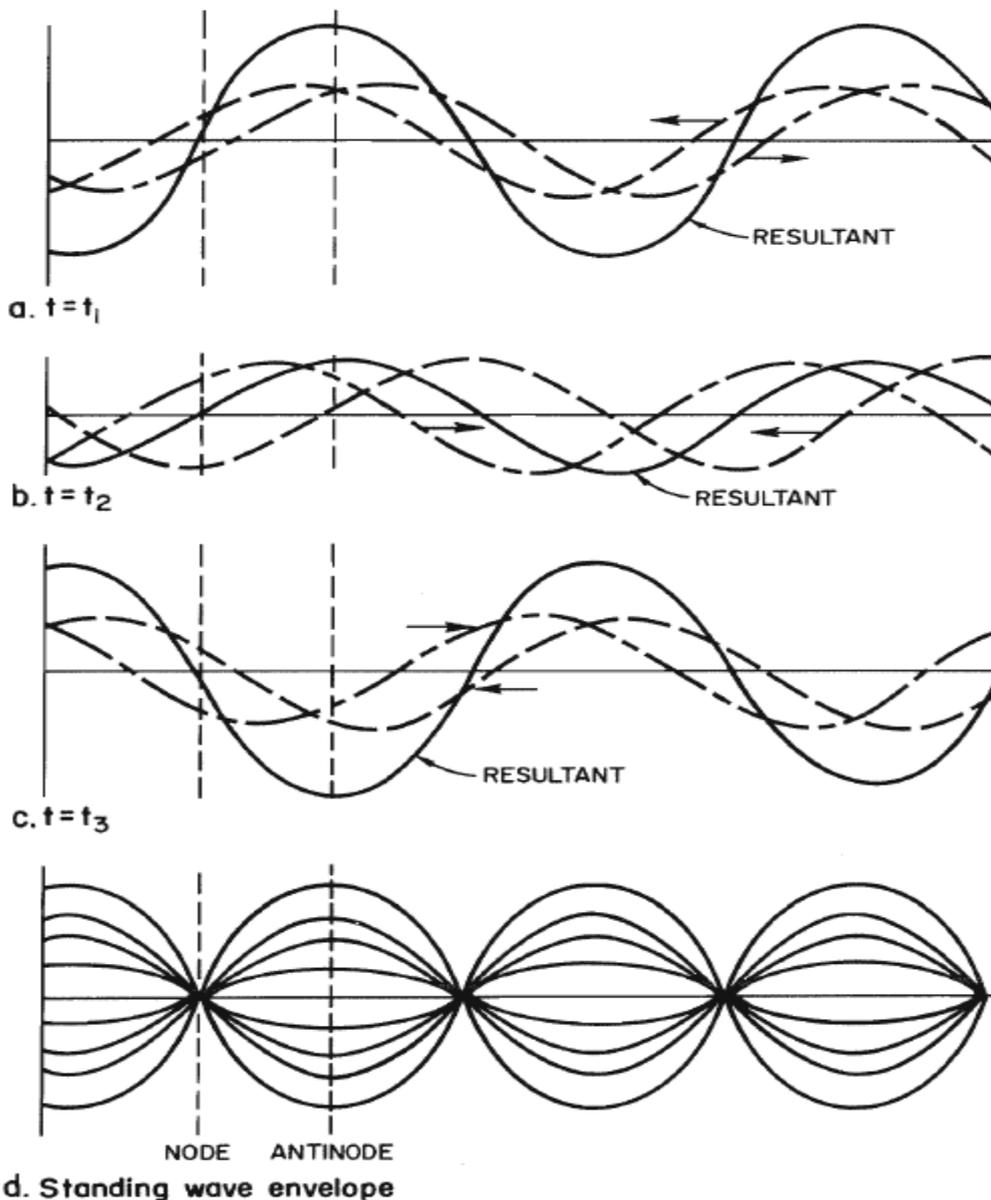


Figure (I. 13) : Formation d'onde stat [11].

## I.6.2 Ondes stationnaires

Si deux ondes de même amplitude et fréquence se déplacent sur une ligne de transmission dans des directions opposées, elles s'additionnent et se soustraient alternativement l'une de l'autre. Le résultat est connu sous le nom d'onde stationnaire. Voir la figure (I.13). Pour un diagramme montrant comment deux ondes progressives se combinent pour former des ondes stationnaires, (notez que les points de tension maximum et zéro ne se déplacent pas par rapport au temps. C'est la différence entre les ondes progressives et les ondes stationnaires.) Les passages par zéro sont appelées nœuds et les positions d'amplitude maximale sont appelées ventres. La discussion suivante décrira la manière dont les ondes stationnaires sont produites, détectées et supprimées, et elle discutera également de leur effet sur le signal transmis [1].

Des ondes ayant la même longueur mais pas nécessairement la même amplitude formeront un motif d'interférence. C'est ce qu'on appelle le modèle d'ondes stationnaires. La ligne inférieure de la Fig. montre le modèle d'ondes stationnaires tel qu'il se forme sur celle-ci. En pratique, ce motif doit être détekté pour permettre de le tracer. Seule l'enveloppe sera représentée telle qu'elle est dessinée sur la figure (I.14). Il est intéressant de mentionner que ces ondes stationnaires ont été construites en réflexion totale.

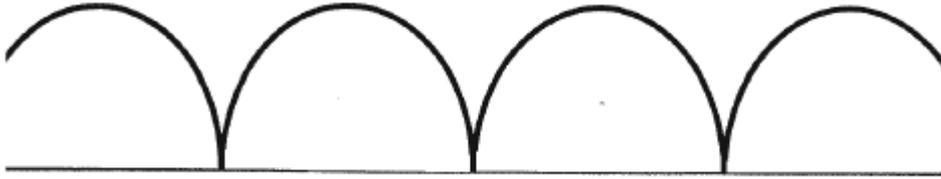


Figure (I.14) : modèle d'onde stationnaire détecté de la réflexion totale.

La figure (I.15) montre une onde stationnaire construite à partir d'une réflexion n'est pas totale. Le coefficient de réflexion sera inférieur à 1. La valeur de crête du modèle d'onde stationnaire sera appelée  $E_{max}$ . La plus petite valeur sera appelée  $E_{min}$ . Le taux d'onde stationnaire de la tension est défini comme le rapport de ces deux valeurs.

$$VSWR = \sigma = \frac{E_{max}}{E_{min}} \quad (I.20)$$

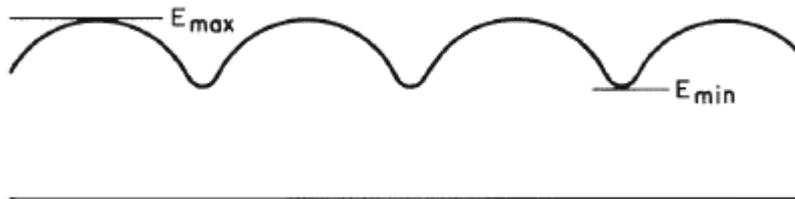


Figure (I.15) : Forme d'onde stationnaire d'une charge ne formant pas une réflexion totale.

$E_{max}$  Est réellement la somme des valeurs absolues des tensions incidentes et réfléchies,

$$E_{max} = |E_i| + |E_r| \quad (I.21)$$

Et  $E_{min}$  est la différence de la valeur absolue de la tension incidente et de la valeur absolue de la tension réfléchie :

$$E_{min} = |E_i| - |E_r| \quad (I.22)$$

En remplaçant ces équations dans l'équation du rapport d'ondes stationnaires,

$$VSWR = \sigma = \frac{E_{max}}{E_{min}} = \frac{|E_i| + |E_r|}{|E_i| - |E_r|} \quad (I.23)$$

Partageant avec  $|E_i|$ ,

$$\sigma = \frac{1 + \frac{|E_r|}{|E_i|}}{1 - \frac{|E_r|}{|E_i|}} \quad (I.24)$$

On donne l'expression du rapport d'onde stationnaire de la tension en fonction du coefficient de réflexion,

$$\sigma = \frac{1+\rho}{1-\rho} \quad (\text{I.26})$$

Cette équation peut être réécrite pour résoudre la valeur absolue du coefficient de réflexion en termes de rapport d'ondes stationnaires de tension :

$$\rho = \frac{\sigma-1}{\sigma+1} \quad (\text{I.27})$$

Comme le modèle d'onde stationnaire a été construit à partir d'ondes de tension, on peut imaginer qu'il peut également être construit à partir d'ondes de puissance. Le rapport d'onde stationnaire de puissance peut être défini. Par contre le rapport d'ondes stationnaires de puissance est réellement égal au carré du rapport d'ondes stationnaire de tension :

$$PSWR = \sigma^2 \quad (\text{I.28})$$

Si le rapport d'ondes stationnaires de tension doit être exprimé en termes réel, alors les grands rapports d'ondes stationnaires sont impliqués, donc

$$SWR(dB) = 20 \log \sigma \quad (\text{I.29})$$

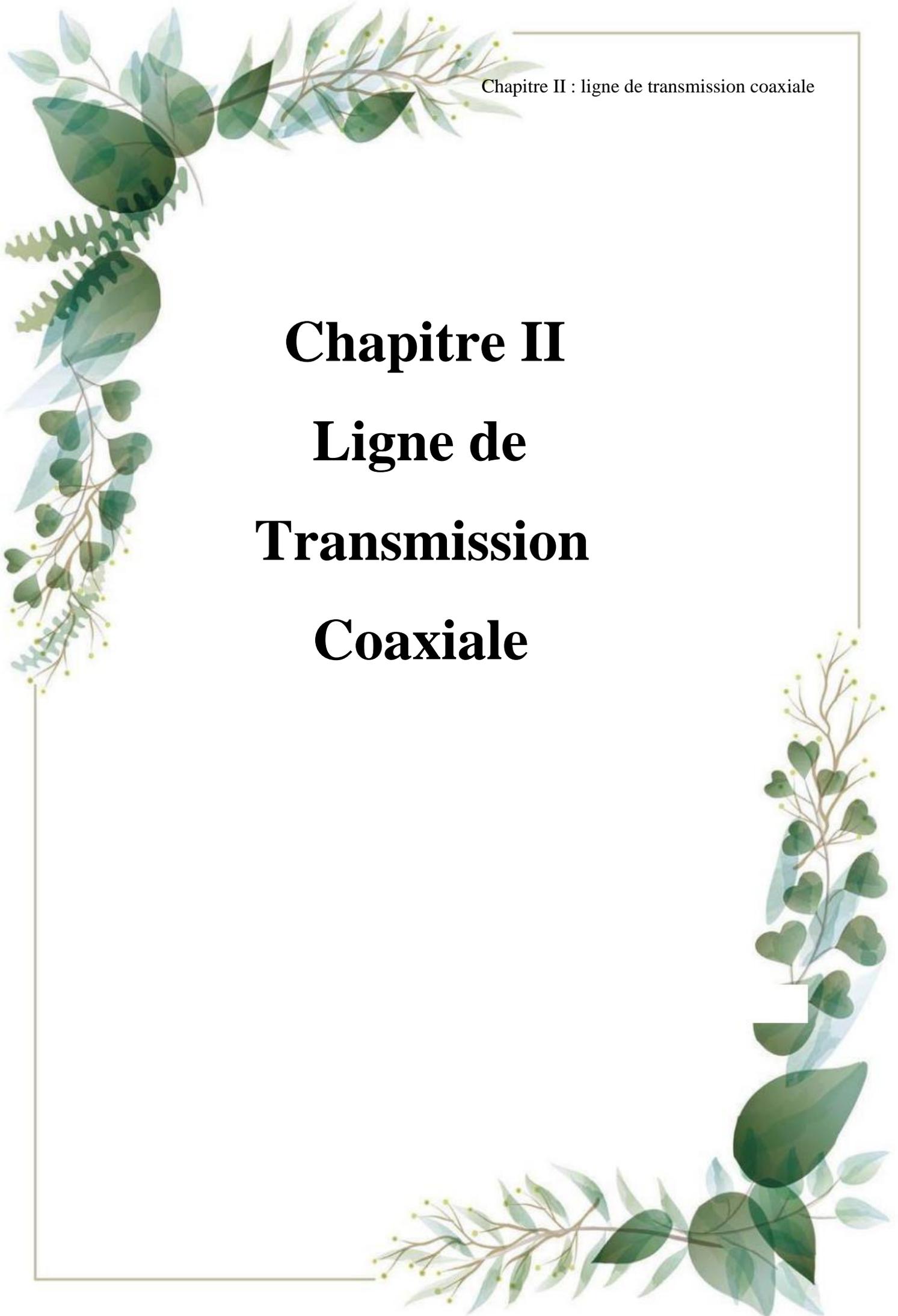
On pourrait vouloir savoir à quelle distance se trouve l'onde réfléchie de l'onde incidente en termes de décibels. Cette information est appelée *return loss* :

$$return\ loss(dB) = -20 \log \rho \quad (\text{I.30})$$

Le signe négatif sur la perte de retour indique simplement qu'il s'agit d'une perte et non d'un gain  
[1]

# Chapitre II

## Ligne de Transmission Coaxiale



## II.1 Introduction

Les discussions précédentes sont basées sur des transmissions à fils parallèles. Un autre nom pour cela est le fil de Lecher. Le fil de Lecher présente de très sérieuses limitations en ce qui concerne le rayonnement et les pertes. La ligne de transmission coaxiale est de loin supérieure au fil de Lecher et est préférée dans les fréquences plus élevées. Une ligne de transmission coaxiale se compose d'un conducteur central entouré d'un autre conducteur. Comme il s'agit d'un système à deux fils, il transporte l'onde de propagation TEM, principal mode de transmission. Le fonctionnement des lignes coaxiales est limité au mode principal. Les modes d'ordre supérieur ne sont pas recherchés. Par conséquent, la plage utile de transmission coaxial est restreinte au mode principal, qui sous la fréquence de coupure du premier mode d'ordre supérieur.

## II.2 Définition des composants équivalents du circuit

Pour analyser la ligne de transmission coaxiale, l'équivalence des paramètres doit être déterminée : l'inductance série en termes de henrys par unité de longueur, la résistance série en termes d'ohms par unité de longueur, la capacité parallèle en termes de farads par unité de longueur, et la conductance parallèle en termes d'unité de longueur. Les centimètres seront utilisés comme unité de longueur dans cette discussion. Les équations suivantes décrivent ces paramètres [3].

$$l = 0.4605\mu_r \left( \log \frac{b}{a} \right) \times 10^{-8} \text{henry/cm} \quad (\text{II.1})$$

Cette équation néglige la pénétration du courant dans le conducteur,  $\mu_r$  représente le facteur de perméabilité relative. Dans

$$c = \frac{0.241\epsilon_r}{\log \frac{b}{a}} \times 10^{-12} \text{farad/cm} \quad (\text{II.2})$$

$\epsilon_{relative}$  indique la constante diélectrique relative par rapport au vide ou à l'air, dans

$$r = \frac{\rho}{2\pi\delta} \left( \frac{1}{b} + \frac{1}{a} \right) = \sqrt{\frac{f\mu_r\rho}{10^9}} \left( \frac{1}{b} + \frac{1}{a} \right) \Omega/cm \quad (\text{II.3})$$

$\delta$  représente la profondeur de peau en centimètres,  $f$  est la fréquence en hertz,  $\rho$  est la résistivité en termes d'ohms/cm. On voit que la résistance est proportionnelle à la racine carrée de la fréquence. Cela est dû à la profondeur de la peau. Si seuls les conducteurs en cuivre sont pris en compte, cela peut être exprimé dans l'équation suivante :

$$r = 4.14 \times 10^{-8} \sqrt{f} \left( \frac{1}{b} + \frac{1}{a} \right) \Omega/cm \quad (\text{II.4})$$

Où  $a$  et  $b$  ne sont pas des diamètres mais des rayons en centimètres dans ces équations. L'équation suivante montre la résistance de ligne effective si les conducteurs intérieur et extérieur sont constitués de métaux différents.

$$r = \sqrt{\frac{f}{10^9}} \left( \frac{\sqrt{\rho_a\mu_a}}{a} + \frac{\sqrt{\rho_b\mu_b}}{b} \right) \Omega/cm \quad (\text{II.5})$$

$\rho_a$  et  $\mu_a$  sont respectivement la résistance spécifique et le facteur de perméabilité relative du conducteur,  $\rho_b$  et  $\mu_b$  sont les mêmes pour le conducteur extérieur. Comme c'est un facteur de perméabilité, il renseigne sur les pertes par hystérésis si des matériaux ferromagnétiques sont utilisés.

Si une ligne de transmission coaxiale est isolée sous vide et isolée à l'air, il n'y a pratiquement aucune conductance de perte parallèle impliquée. Mais dans la plupart des câbles utilisés pour les lignes de transmission coaxiales, les pertes diélectriques impliquées correspondent à la perte de conductance. L'équation suivante donne le circuit équivalent de conductance parallèle qui est équivalent pour les lignes de transmission coaxiales [3].

$$g = \omega c \tan \delta \text{ mho/cm} \quad (\text{II.6})$$

Où  $c$  est la capacité,  $\tan \delta$  représente la tangente de perte diélectrique et est égal à  $2\pi f$  ( $f$  est la fréquence de fonctionnement). Ces équations fournissent les paramètres de circuit équivalent en termes de dimension géométriques.

### II.2.1 Impédance caractéristique des lignes de transmission coaxiales

Il est bien connu de la théorie ordinaire des lignes de transmission que

$$Z_0 = \sqrt{\frac{r+j\omega l}{g+j\omega c}} \quad (\text{II.7})$$

Si les pertes sont faibles, et qu'elles peuvent être négligées. Alors l'équation devient

$$Z_0 = \sqrt{\frac{l}{c}} \quad (\text{II.8})$$

La substitution des valeurs de  $L$  et  $C$  à partir de l'équation ci-dessus donne

$$Z_0 = 138 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \log \frac{b}{a} = 60 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \ln \frac{b}{a} \Omega \quad (\text{II.9})$$

Où  $\mu_r$  est la perméabilité relative et  $\epsilon_r$  est la constante diélectrique relative. De plus,  $b$  représente le rayon intérieur du conducteur extérieur et  $a$  représente le rayon du conducteur intérieur (figure II.1).

Par exemple, si l'on a une ligne de transmission coaxiale isolée, l'impédance caractéristique sera

$$Z_0 = 138 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \log \frac{b}{a} = 138 \log \frac{0.15}{0.05} = 138 \times 0.477 = 66 \Omega \quad (\text{II.10})$$

Où  $\mu_r$  et  $\epsilon_r$  sont égaux à 1, comme décrit ci-dessus. Dans le cas où les pertes sont excessives et la formule simplifiée ne peut pas être utilisée, la formule complexe pour l'impédance caractéristique doit être utilisée et entraînera évidemment une valeur complexe pour l'impédance caractéristique. Cette valeur complexe deviendra dépendante de la variation de fréquence [11].

### II.3 Caractéristique de propagation des lignes de transmission coaxiales

Dans toute la théorie des lignes de transmission, la constante de propagation a été définie par

$$\gamma = \sqrt{(r + j\omega l)(g + j\omega c)} = \alpha + j\beta \quad (\text{II.11})$$

$\alpha$  est la constante d'atténuation en termes de Neper par unité de longueur et  $\beta$  est la constante de phase en termes de radians par unité de longueur. La constante de phase  $\beta$  est liée à la longueur d'onde. C'est l'information sur la longueur électrique

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda_1} \quad (\text{II.12})$$

Lorsque  $\lambda_1$  est la longueur d'onde sur le système de transmission est donnée par

$$v = \frac{\omega}{\beta} \quad (\text{II.13})$$

Si les pertes sont faibles, cette formule se réduira à

$$v = \frac{c}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \quad (\text{II.14})$$

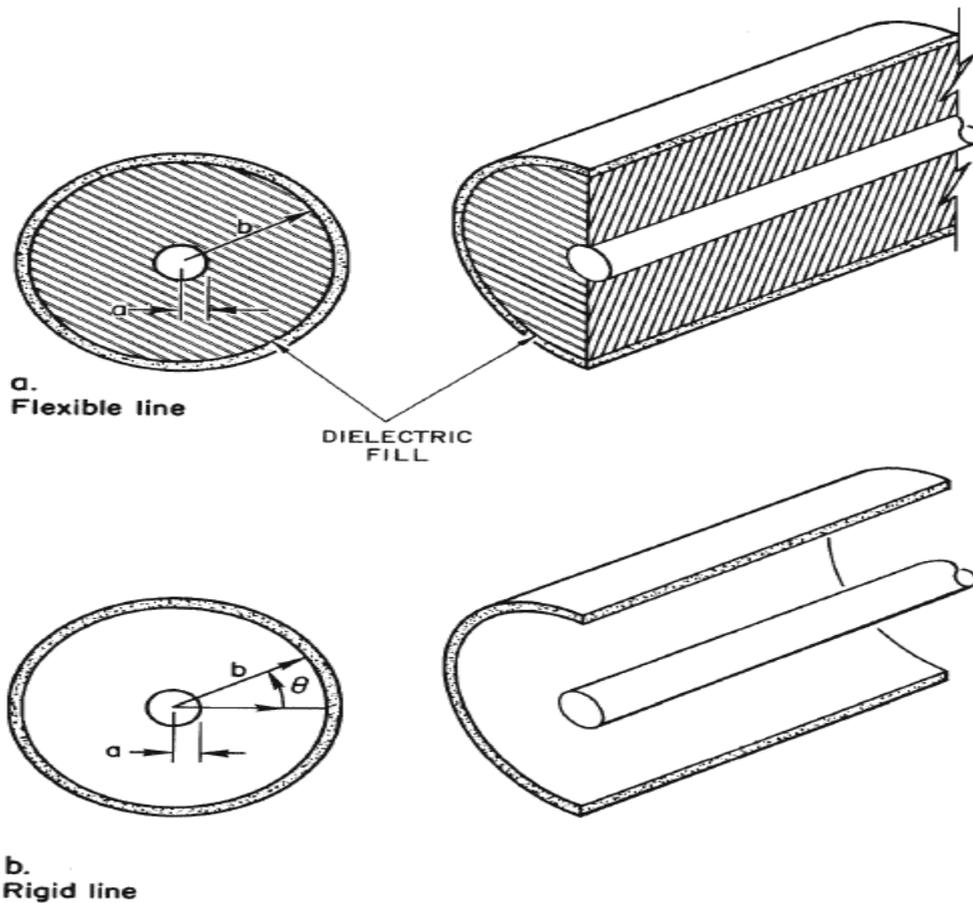


Figure (II.1) : Construction de la ligne coaxiale (a) ligne flexible (b) ligne rigide [6].

Où  $C$  est la vitesse de propagation dans le vide. À partir de là, on peut voir si  $\mu_r$  et  $\epsilon_r$  sont égaux à 1, ce qui signifie que la ligne de transmission coaxiale est isolée sous vide et que les conducteurs ne sont pas magnétiques.

Alors

$$v = c \quad (II.15)$$

De là, on peut dire que la longueur d'onde est

$$\lambda_1 = \frac{\lambda}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \quad (II.16)$$

Cela prouve clairement que sur une ligne de transmission coaxiale remplie d'air, la longueur d'onde sera exactement la même que dans l'espace libre ou sur un système de fils de Lacher. Par conséquent, les mesures de longueur d'onde peuvent être effectuées directement sur des lignes de transmission coaxiales remplies d'air [8].

### II.3.1 Atténuation dans la ligne de transmission

La partie réelle d'une constante de propagation fournit des informations sur l'atténuation en termes de Neper par unité de longueur. Si les pertes sont faibles, elles peuvent être négligées dans la plupart des cas. De plus, lorsque l'impédance caractéristique peut être une valeur réel n'ayant pas de composantes imaginaires indépendantes de la fréquence, l'atténuation due aux pertes dans le conducteur peut être calculée par [5]

$$\alpha_C = \frac{r}{2Z_0} \quad (II.17)$$

Et l'atténuation due aux pertes diélectriques par

$$\alpha_D = \frac{g}{2Y_0} \quad (II.18)$$

L'atténuation totale pour l'équation ci-dessus est

$$\alpha = \alpha_C + \alpha_D = \frac{r}{2Z_0} + \frac{g}{2Y_0} \frac{\text{népers}}{\text{unité de longueur}} \quad (II.19)$$

Les formules pour les composants de circuit équivalents devront être calculées pour obtenir les valeurs  $retg$ . L'impédance caractéristique doit également être calculée pour utiliser ces expressions.

Atténuation due aux pertes dans les conducteurs.

$$\alpha_C = 13.6 \frac{\delta \mu_r}{\lambda} \frac{1}{b} \left(1 + \frac{b}{a}\right) \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{\ln \frac{b}{a}} \text{dB/unit de longueur} \quad (II.20)$$

Où la longueur d'onde ( $\lambda$ ) et les rayons des conducteur intérieur ( $a$ ) et extérieur ( $b$ ) sont donnés en termes d'unité de longueur ;  $\delta$  est la profondeur de peau dans la même unité de longueur.

Pour les conducteurs en cuivre, l'expression est

$$\alpha_C = 2.98 \times 10^{-9} \sqrt{f} \frac{1}{b} \left(1 + \frac{b}{a}\right) \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{\ln \frac{b}{a}} \text{dB/cm} \quad (II.21)$$

Où  $b$  et  $a$  sont donnée en centimètres et  $f$  représente la fréquence en termes de hertz. Si les conducteurs intérieurs et extérieurs sont constitués des matériaux différents, ou s'ils sont plaqués de métaux différents, l'expression peut s'écrire

$$\alpha_C = \frac{13.6}{\lambda} \left( \frac{\delta_a \mu_a}{a} + \frac{\delta_b \mu_b}{b} \right) \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{\ln \frac{b}{a}} \quad (II.22)$$

Les indices font référence au conducteur particulier.

Si l'on souhaite réaliser la ligne de transmission coaxiale avec le moins de pertes (en ce qui concerne les pertes dans les conducteurs), pour une dimension de conducteur interne ou externe donnée, un rapport optimal des rayons peut être dérivé pour une ligne isolée à l'air [6].

Pour un exemple ce rapport est

$$\frac{b}{a} = 3.6 \quad (\text{II.23})$$

Ce qui donne une impédance caractéristique de  $77\Omega$  [5]

## II.4 Atténuation dans les lignes de transmission coaxiale

L'atténuation due aux pertes diélectrique dépend des propriétés du matériau diélectrique utilisé entre les conducteurs. Comme dans la théorie ordinaire des lignes de transmission, la constante diélectrique d'un matériau diélectrique est exprimé comme une quantité complexe, ou la

$$\epsilon = \epsilon' - j \epsilon'' \quad (\text{II.24})$$

Partie réelle de l'expression est la constante diélectrique relative  $\epsilon_r$ , et la partie imaginaire contient les informations sur les pertes shunt de ce matériau. La tangente de perte est manière habituelle dont les fabricants de matériau diélectriques fournissent des informations sur les pertes diélectriques [10]. La tangente de perte est

$$\tan \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \quad (\text{II.25})$$

D'une ligne coaxiale peuvent être calculées par

$$\alpha_D = 27.3 \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{\lambda} \tan \delta \text{ dB/unité de longueur} \quad (\text{II.26})$$

Où la longueur d'onde  $\lambda$  est donnée en termes d'unité de longueur.

L'atténuation due à la fois par les pertes conductrices et diélectrique est trouvée en ajoutant simplement pour obtenir l'atténuation totale [5] :

$$\alpha_{totale} = \alpha_C + \alpha_D \quad (\text{II.27})$$

### II.4.1 Exemple sur l'atténuation

La tension maximale entre les conducteurs peut être

$$\frac{b}{a} = \epsilon \cong 2.718 \quad (\text{I.28})$$

Maintenu lorsque l'impédance caractéristique atteint  $60\Omega$ .

La puissance maximale peut être transportée sur une ligne de transmission coaxiale ayant une impédance caractéristique de  $30\Omega$ , ce qui correspond à un rapport  $b/a$  de 1.65.

## II.5 configurations de terrain

Etant donné que les lignes de transmission coaxiales ont deux conducteurs, selon la théorie des lignes de transmission, elles sont capables de transporter le mode TEM principal. TEM (mode électromagnétique transverse) signifie que ni le champ électrique ni le champ magnétique n'ont de composantes dans la direction de propagation. La théorie des lignes de transmission stipule que les

champs électriques et magnétiques ne peuvent être perpendiculaires à n'importe quel endroit l'un par rapport à l'autre. Par conséquent, il n'y a qu'une seule façon pour les champs électriques et magnétiques d'exister dans une structure coaxiale [7]. Ceci est illustré à la figure (II.2).

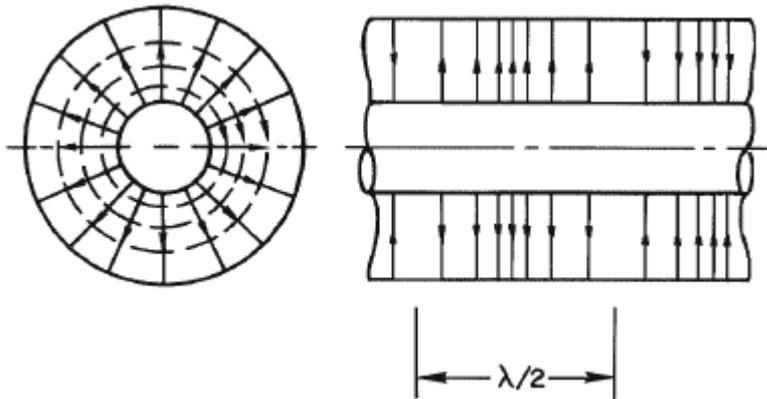


Figure (II.2) : Distribution de champ pour le mode principal dans une ligne coaxiale.

Lorsque l'intensité du champ électrique est faible, l'intensité du champ magnétique est par conséquent élevée.

### II.6 Obstacles dans les lignes de transmission coaxiales

Il a été montré que l'atténuation due aux pertes diélectrique est de plus en plus, importante aux hautes fréquences. Pour les lignes de transmission de précision à faibles pertes, des conduites d'air sont utilisées.

Étant donné que les conducteurs au centre de la ligne doivent être maintenus concentriques, des structures de maintien sont nécessaires. Plusieurs approches sont utilisées pour les lignes de transmission aériennes coaxiales [12].

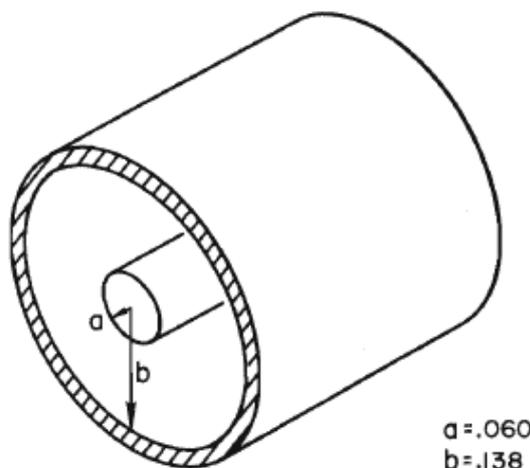


Figure (II.3) : Dimensions du conduit d'air coaxial de 7 mm.

Des pertes en plastique ou en céramique à faible constante diélectrique, à perte ont été développées pour s'adapter à une couverture de bande de fréquence très large. Ces billes représentent certes des discontinuités dans la ligne de transmission.

Cet effet est négligeable car la composante réactive à jonction ou début la bille correspond au signe opposé d'une même amplitude de composante réactive. La discontinuité se produit, l'énergie est stockée et certaines pertes se produiront. Dans les lignes de transmission à très haut puissance, cela se traduit par une chaleur excessive et les billes de plastique ne sont généralement pas utilisées car elles fondraient ou se déformeraient.

Les stubs à quatre d'onde sont souvent utilisés lorsque des systèmes de transmission à bande étroite ou à fréquence unique sont impliqués. Un tronçon quatre de longueur d'onde est une autre ligne de transmission qui est connectée en parallèle avec la ligne de transmission principale, comme illustré à la figure (II.4).

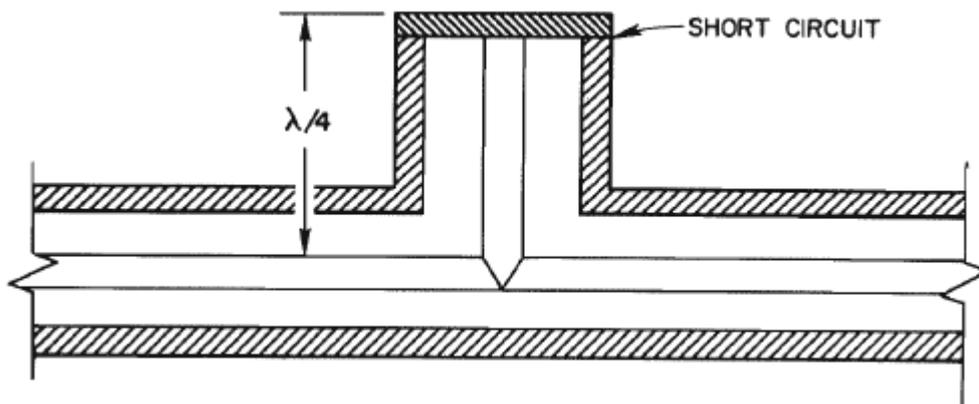


Figure (II.4) : Coupe transversale d'un tronçon quart de longueur d'onde

Et, en même temps, il donnera un support très rigide au conducteur central auquel il est relié. Plusieurs manières de la place des billes dans les lignes de transmission. Une approche est illustrée à la figure (II.5). Ou un quart de longueur d'onde,

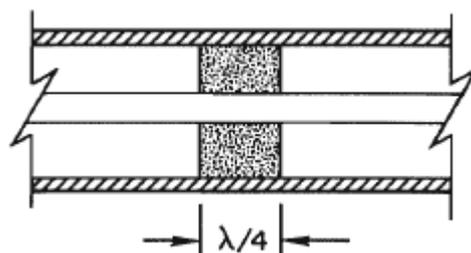


Figure (II.5) : Perle d'un quart de longueur d'onde.

Les perles d'un quart de longueur d'onde sont également des structures de type bande étroite ou mono fréquence, car si la fréquence change, il n'y aura pas d'annulation des discontinuités.

Etant donné que ces structures transforment de petites réflexions et non un court-circuit, le décalage ne sera pas aussi important que celui d'un tronçon quart d'onde. Les billes étroites peuvent être

utilisées par paires si elles sont espacées d'un quart de longueur d'onde l'une de l'autre, comme illustré à la figure (II.6). Ces structures, bien entendu, sont également des dispositifs à bande étroite.

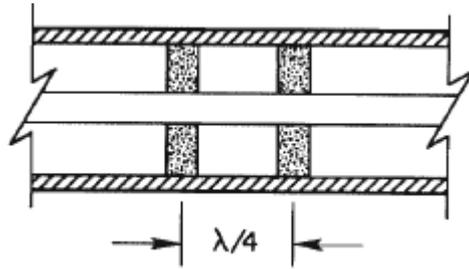


Figure (II.6) : Billes étroites espacées d'un quart de longueur d'onde à part.

La discontinuité due au bourrelet est généralement un échelon de capacité. Pour annuler l'effet de cette capacité, une inductance série doit être établie dans le même plan. Cela fournira une adaptation d'impédance à très large bande. Une telle conception est illustrée à la figure (II.7).

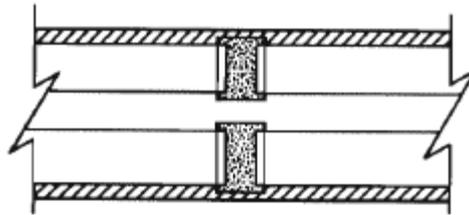


Figure (II.7) : Perle diélectrique étroite assortie à large bande.

La contre ligne sur le cordon agit comme une inductance série .le circuit équivalent de ce réseau d'adaptation est illustré à la figure (II.8). Cette structure a une réponse à très large bande et est utilisée dans la plupart des conceptions de perles modernes.

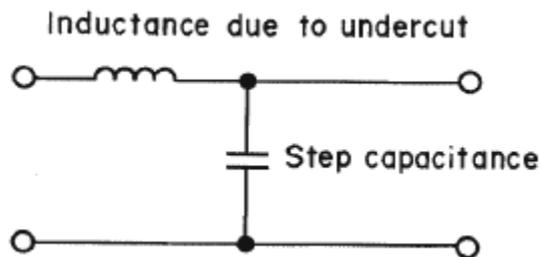


Figure (II.8) : Circuit équivalent pour la moitié du cordon en contre-dépouille.

Dans les réseaux de transmission coaxiaux plus complexes, il est nécessaire d'éliminer les réflexions par l'utilisation de réseaux d'adaptation. Le type le plus simple de réseau d'adaptation est un manchon dit quart d'onde. Celui-ci réagit comme un réseau d'adaptation d'impédance dans un system coaxial.

## II.7 Différents type de manchons

Il existe deux types de base de manchons quarts d'onde : l'un réalisé en augmentant le diamètre du conducteur central, l'autre réalisé en diminution le diamètre du conducteur extérieur. La figure (II.9) montre ces deux manchons quarts d'onde [12].

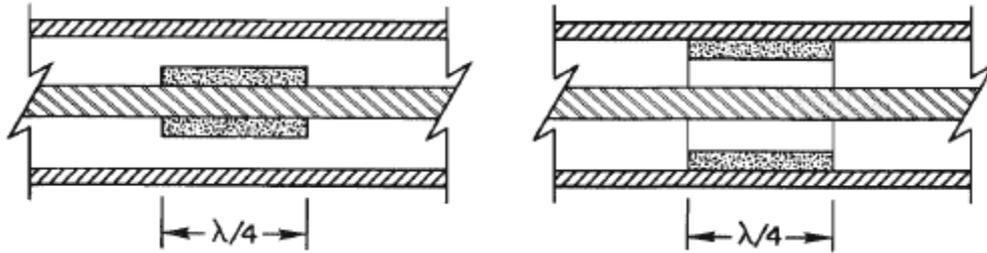
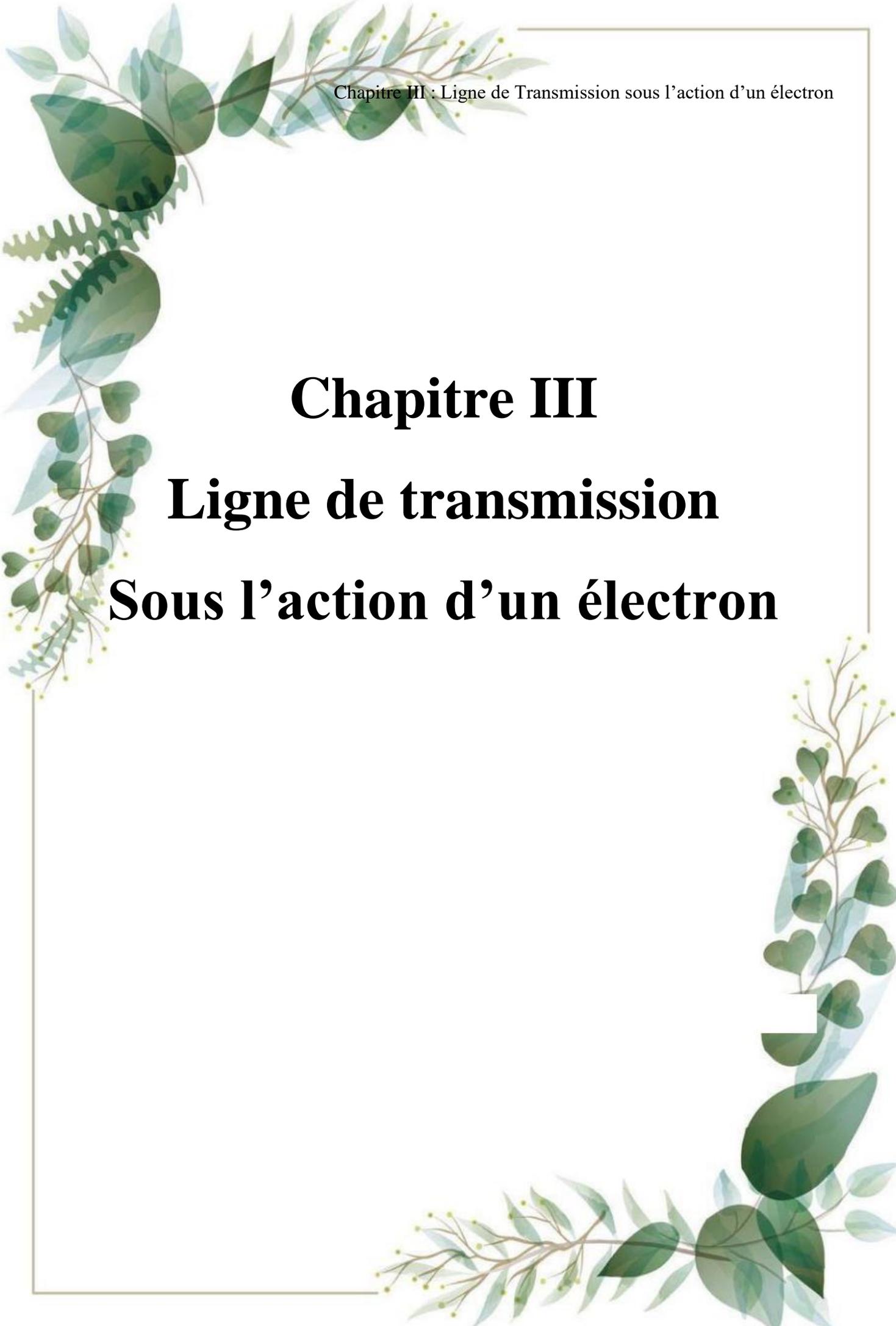


Figure (II.9) : Manches quart d'onde.



Chapitre III : Ligne de Transmission sous l'action d'un électron

# **Chapitre III**

## **Ligne de transmission**

### **Sous l'action d'un électron**

### III.1 La loi de Beer Lambert

L'origine de cette loi remonte aux travaux du mathématicien français Lambert qui avait, au 18<sup>e</sup> siècle, défini les bases de la photométrie. Par la suite Beer, physicien allemand du 19<sup>e</sup> siècle, a posé une loi qui permet de calculer la quantité de lumière transmise après passage à travers une épaisseur donnée d'un composé en solution dans une matrice non absorbante. Il en est résulté la loi de Beer et Lambert présentée ici sous la forme actuelle :

$$A = \log \frac{I_{0\lambda}}{I_{t\lambda}} = \varepsilon_{\lambda} l C \quad (\text{III.1})$$

Où  $A$  désigné l'absorbance, paramètre optique sans dimension, accessible au moyen du spectrophotomètre,  $l$  est l'épaisseur (en cm) de la solution traversée,  $C$  la concentration molaire et  $\varepsilon$  le coefficient d'absorption molaire ( $L \cdot mol^{-1} \cdot cm^{-1}$ ) à la longueur d'onde à laquelle on fait la mesure.

La loi de Beer et Lambert est une loi additive. Si plusieurs espèces chimiques  $i$  de concentration  $C_i$  possédant des coefficients d'absorption molaire  $\varepsilon_{i\lambda}$ , absorbent à une longueur d'onde  $\lambda$ , l'absorbance totale de la solution s'écrit : [2]

$$A_{\lambda} = \sum \varepsilon_{\lambda} l C \quad (\text{III.2})$$

### III.2 La perte d'intensité

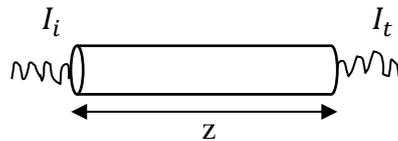


Figure (III.1) : ligne de transmission sous l'action d'un électron

On accepte que l'électron est un paquet d'onde dans l'approximation semi quantique, par conséquent l'ensemble des électrons pouvant être absorbé ou émit un certains intensité.

D'après la loi de la conservation d'intensité d'un électron

$$|T|^2 + |R|^2 + |L|^2 = 1 + |G|^2 \quad (\text{III.3})$$

Où  $T$  : Coefficient de transmission

$R$  : Coefficient réfléchié

$L$  : Coefficient de perte

$G$  : Coefficient de gain

Pour les lignes de haut longueur, on peut dire que

$$|G|^2 = 0 \quad (\text{III.4})$$

Alors

$$|L|^2 = 1 - |R|^2 - |T|^2 \quad (\text{III.6})$$

Telles que

$$|T|^2 = \frac{|I_t|^2}{|I_i|^2} \quad (\text{III.7})$$

Et

$$|R|^2 = \frac{|I_r|^2}{|I_i|^2} \quad (\text{III.8})$$

On applique la loi de Beer Lambert qui permet d'écrire

$$I_t = I_i e^{-az_0} \quad (\text{III.9})$$

Où  $a$  : le coefficient d'absorption

$z_0$  : La longueur moyenne de chaque grain de la ligne de transmission

D'après les relations (III.7) et (III.9)

$$|T_0|^2 = \frac{|I_t|^2}{|I_i|^2} = \frac{|I_i|^2 e^{-2az_0}}{|I_i|^2} \quad (\text{III.10})$$

Pour chaque grain on a

$$|T_0|^2 = e^{-2az_0} \quad (\text{III.11})$$

Et

$$|R|^2 + |T_0|^2 = 1 \Rightarrow |R|^2 = 1 - |T_0|^2 \quad (\text{III.12})$$

C'est-à-dire

$$|R|^2 = 1 - e^{-2az_0} \quad (\text{III.13})$$

Pour la transmittance, on peut appliquer la règle de la somme par ce que les grains sont de l'ordre de mm ou plus.

$$|T|^2 = |T_1|^2 + |T_2|^2 + \dots + |T_p|^2 \quad (\text{III.14})$$

$$|T_i|^2 = \alpha e^{-2iaz_0} \quad i = 1, 2, \dots, p \quad (\text{III.15})$$

Où  $p$  : nombre de grains

$$|T|^2 = \alpha [e^{-2az_0} + e^{-2 \times 2az_0} + \dots + e^{-2paz_0}] \quad (\text{III.16})$$

C'est une progression géométrique

$$|T|^2 = \alpha e^{-2az_0} \times \frac{1 - e^{-2paz_0}}{1 - e^{-2az_0}} \quad (\text{III.17})$$

Par contre

$$\alpha = \int_{pz_0}^{(p+1)z_0} \frac{dz}{z} = \ln \frac{(p+1)z_0}{pz_0} = \ln \left( \frac{p+1}{p} \right) \quad (\text{III.18})$$

Alors

$$|T|^2 = e^{-2az_0} \frac{1-e^{-2paz_0}}{1-e^{-2az_0}} \ln\left(\frac{p+1}{p}\right) \quad (\text{III.19})$$

On substitue on trouve la relation suivante :

$$|L|^2 = 1 - |T|^2 - |R|^2 \quad (\text{III.20})$$

$$|L|^2 = 1 - \left[ e^{-2az_0} \frac{1-e^{-2paz_0}}{1-e^{-2az_0}} \ln\left(\frac{p+1}{p}\right) \right] - [1 - e^{-2az_0}] \quad (\text{III.21})$$

$$|L|^2 = -e^{-2az_0} \frac{1-e^{-2paz_0}}{1-e^{-2az_0}} \ln\left(\frac{p+1}{p}\right) + e^{-2az_0} \quad (\text{III.22})$$

### III.3 Variation de la perte en fonction de $az_0$

#### Exemple 01

On va tracer le graphe de la perte en fonction de la quantité neutre  $az_0$  pour différentes nombre de grains.

C'est-à-dire

$$|L|^2 = f(az_0, p)$$

$$p = 5, 10, 20, 50$$

$$az_0 = [0.1, 1]$$

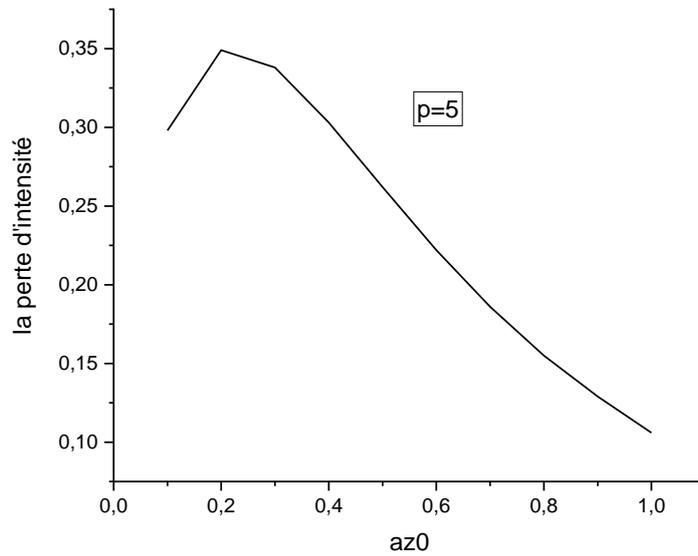


Figure (III.2) : variation de la perte d'intensité en fonction de  $az_0$  pour  $p=5$ .

Le graphe représente la variation de la perte d'intensité en fonction de  $az_0$ . On remarque que la perte d'intensité croissante de 0.1 à 0.2, puis elle a commencé à décroître de 0.2 à 0.3, puis elle a diminué progressivement.

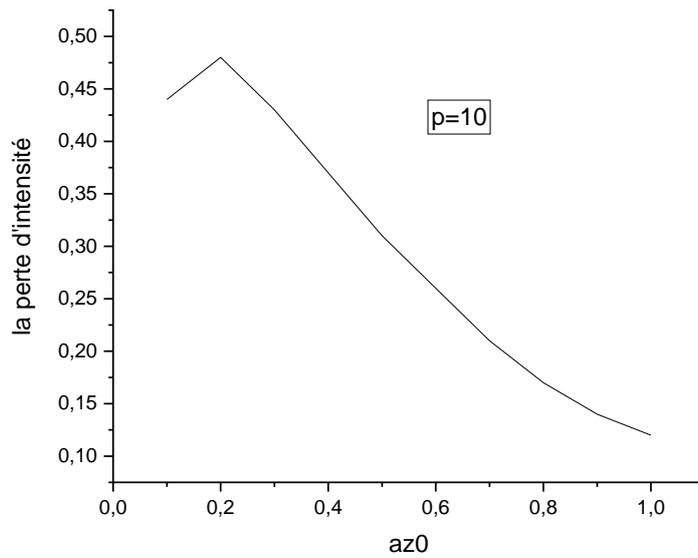


Figure (III.3) : variation de la perte d'intensité en fonction de  $az_0$  pour  $p=10$ .

Le graphe représente la variation de la perte d'intensité en fonction de  $az_0$ . On remarque que la perte d'intensité croît de 0.1 à 0.2, puis décroît progressivement.

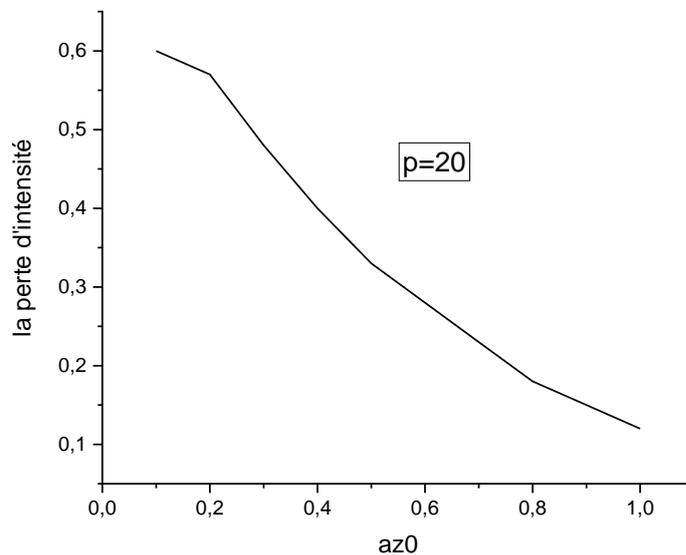


Figure (III.4) : variation de la perte d'intensité en fonction de  $az_0$  pour  $p=20$ .

Le graphe représente la variation de la perte d'intensité en fonction de  $az_0$ . Nous constatons que l'intensité de la perte décroît graduellement.

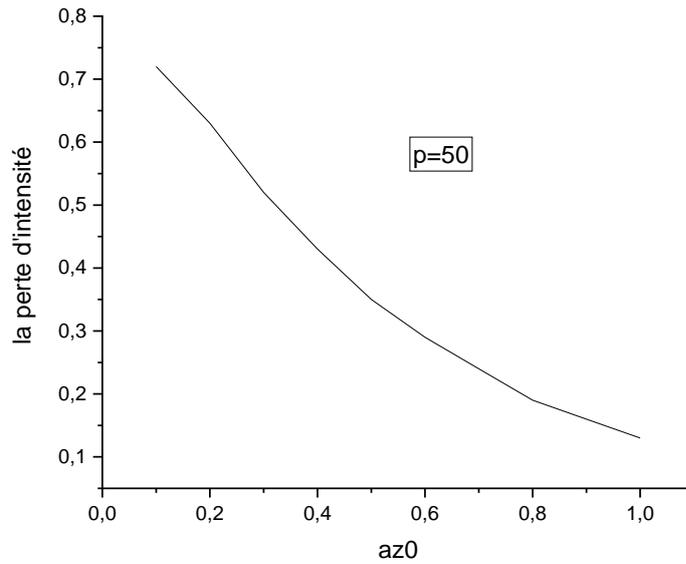


Figure (III.5) : variation de la perte d'intensité en fonction de  $az_0$  pour  $p=50$ .

Il représente la courbe de la variation de la perte d'intensité en fonction de  $az_0$ . Nous notons la perte d'intensité décroissante régulièrement.

### Exemple 2

On va tracer deuxième fois le graphe de la perte en fonction de la quantité neutre  $az_0$  (faible coefficient d'absorption) pour différentes nombre de grains.

C'est à dire

$$|L|^2 = f(az_0, p)$$

$$p = 5, 10, 20, 50$$

$$az_0 = [10^{-1}, 10^{-10}]$$

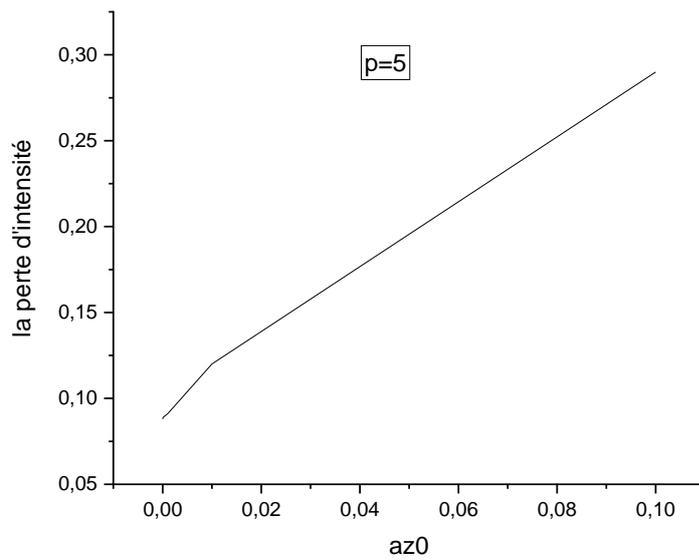


Figure (III.6) : variation de la perte d'intensité en fonction de  $az_0$  pour  $p=5$ .

Le graphe représente la variation de la perte d'intensité en fonction de  $az_0$ . On remarque que l'intensité de la perte augmente progressivement en fonction de  $az_0$ . Il y a une proportionnalité inverse entre ( $az_0$ ) et la perte.

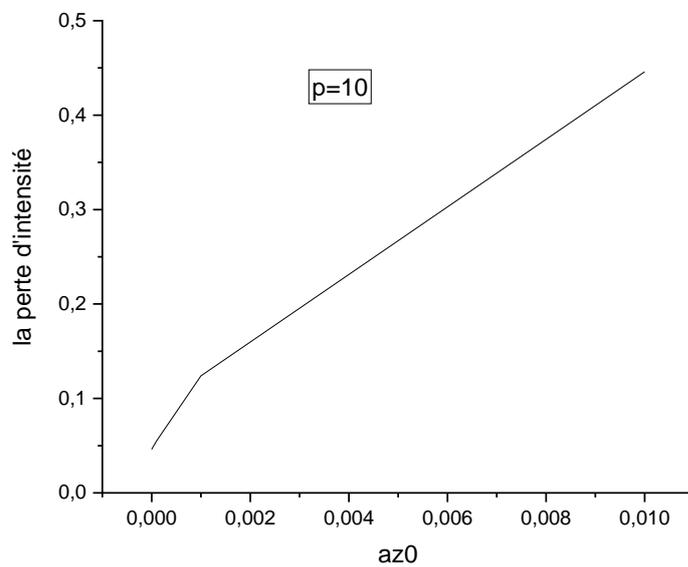


Figure (III.7) : variation de la perte d'intensité en fonction de  $az_0$  pour  $p=10$ .

Le graphe représente la variation de la perte d'intensité en fonction de  $az_0$ . On constate que l'intensité de la perte augmente graduellement en fonction de  $az_0$ .

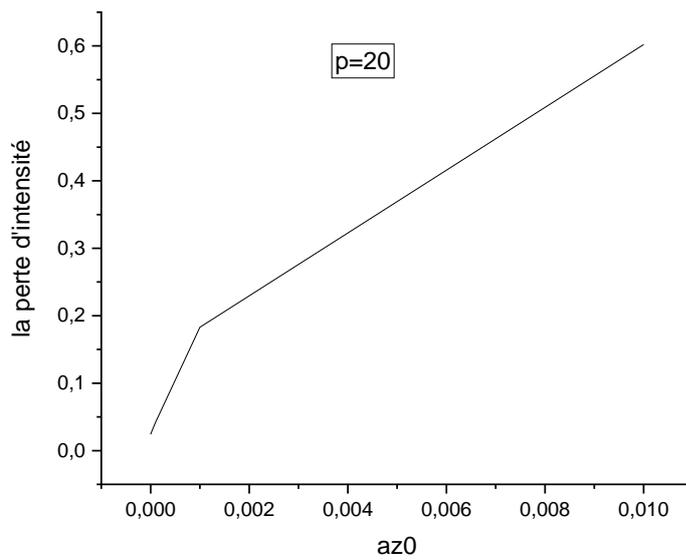


Figure (III.8) : variation de la perte d'intensité en fonction de  $az_0$  pour  $p=20$ .

Le graphe représente la variation de la perte d'intensité en fonction de  $az_0$ . Nous voyons que la perte d'intensité augmente constamment en fonction de  $az_0$ .

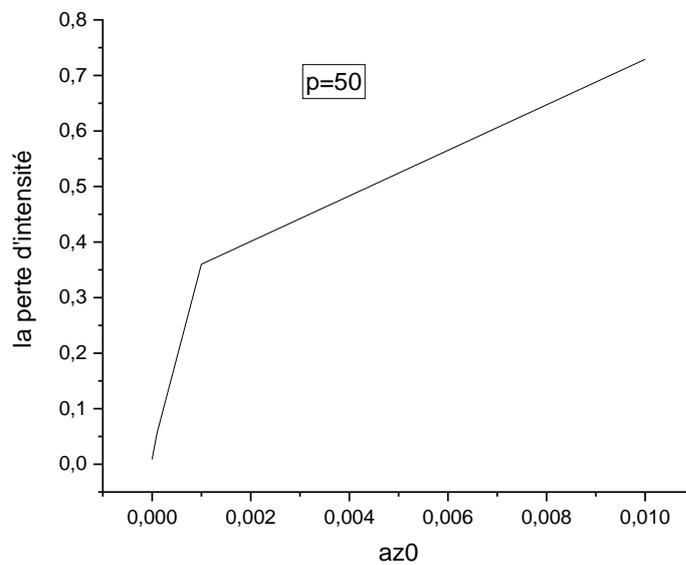


Figure (III.9) : variation de la perte d'intensité en fonction de  $az_0$  pour  $p=50$ .

Le graphe représente la variation de la perte d'intensité en fonction de  $az_0$ . Nous notons que la perte d'intensité augmente par étape en fonction de  $az_0$ .

## **Conclusion générale**

**D**ans le présent travail, nous avons étudié la technique de transmission dans une ligne de transmission. Nous avons calculé la perte d'intensité en fonction du coefficient d'absorption pour une valeur moyenne du gain. C'est ce que on trouve les calculs tant vers celle-ci pour le gain égale zéro. Pour les différent calcules nous avons basé sur la loi de Beer Lambert.

L'interaction d'électron avec la ligne de transmission permet d'avoir des résultats plus intéressants pour ce moment de calcul. On peut distinguer trois parties ; une partie transmis, l'autre réfléchi par contre la partie rester est absorbé. On remarque que la perte descente successivement en fonction de l'augmentation du coefficient d'absorption. Qui est tant vers zéro pour les grandes valeurs de celui-ci. Pour les faibles valeurs, on trouve une augmentation légère puis descente.

Comme perspective l'interaction d'un électron et une ligne de transmission est basé sur l'interaction rayonnement matière avec l'introduction de l'effet relativiste de l'électron.

- [1] A Alshehri, Novel ultra-wideband antennas for wireless systems. Concordia university. 2008.
- [2] BERNARD A, CLEDE S, EMOND M, MONIN-SOYER H, QUERRAD J. technique expérimentales en chimie. Paris : DUNOD. 2012.
- [3] Bozzi M, Pasian M & Perregrini L (2014). Modeling of losses in substrate integrated waveguide components. 2014 International Conference on Numerical Electromagnetic Modeling and Optimization for RF, Microwave, and Terahertz Applications, NEMO 2014.
- [4] Butterweck HJ & de Ronde FC (1967). Oversized rectangular waveguide components for mm waves.1967 G-MTT International Microwave Symposium Digest.
- [5] Cheng YJ, Wu K & Hong W (2008). Power handling capability of substrate integrated waveguide interconnects and related transmission line systems. IEEE Transactions on Advanced Packaging, 31(4) :900–909. DOI:10.1109/TADV.2008.927814.
- [6] C.kanoté, « Contribution à l'étude de la transmission de données par courants porteurs en ligne dans une association convertisseur machine », Thèse Doctorat, Université de Nantes, Décembre 2009.
- [7] F. Gardiol, *Microstrip Circuits*. New York : Wiley, **1994**.
- [8] Isabelle Sirote et Alain Fromentel. Cour : CANAUX DE TRANSMISSION I, PROPAGATION GUIDEE LIGNES DE TRANSMISSION FIBRES OPTIQUES. 3èmes Licence ,2008-09.
- [9] Gabriel Cormier ph.D, Ing., « Théorie des lignes de transmission », Ouvrage « Propagation d'onde », Université de Moncton, Automne2010.
- [10] Lescop Yves « Supports de transmission » [V2.1], 2002, pp 1-20
- [11] M. BELMENGUENAI, "Etude de la dynamique hyperfréquence de l'aimantation de nanostructures magnétiques à anisotropie perpendiculaire", Thèse de doctorat en sciences de l'université Paris XI Orsay, 14 décembre 2004.
- [12] moreno, T., Microwave Transmission Design Data (New York : Dover publications, Inc., 1958 ; 1948,Sperry Gyroscope Company).

## *Référence*

---

[13] Mostari Latifa. Cours : Support de transmission. Destiné aux étudiants 3èmes

Licence en Télécommunication, Université Hassiba Benbouali Chlef, 2019.

[14] Paul. F COMBES, "Micro-ondes, lignes, guides et cavités (cours et exercices)", Tome 1, Ed.

Dunod, Paris, 1996.ISBN 2 10 002840 5.

[15] PDF les lignes de transmission-Thierry Ditchi.

[16] Stéphane Lohier Dominique, « Transmission et réseaux » ; livre de Paris, 1994.

**Résumé :** Dans ce mémoire, nous avons examiné la façon dont une ligne de transmission transmette une intensité. Pour différentes valeurs de gain, nous avons calculé la perte d'intensité en fonction du coefficient d'absorption. Les calculs pour le gain égal à zéro sont basés sur cela. Nous avons utilisé la loi de Beer Lambert pour les différents calculs. Où nous avons utilisé un programme de calcul et de simulation, et nous avons trouvé différents résultats qui sont différents selon le coefficient d'absorption.

**Les mots clés :** coefficient d'absorption, la perte d'intensité, ligne de transmission

**Abstract :** In this memoir, we have examined how a transmission line transmits intensity. For different gain values, we calculated the intensity loss as a function the absorption coefficient. The calculations for the zero gain are based on this. We used Beer Lambert's law for the various calculations. Or we used a calculation and simulation program, and we found different results which differ according to the absorption coefficient.

**Key words :** absorption coefficient, intensity loss, transmission line.

التلخيص: في هذه المدكرة قمنا بفحص كيفية انتقال خط النقل للكثافة. لقيم كسب مختلفة، قمنا بحساب خسارة الكثافة كدالة لمعامل الامتصاص. تستند حسابات الكسب الصفري على هذا. استخدمنا قانون بير لامبارت للحسابات المختلفة. واستخدمنا برنامج للحساب والمحاكاة ووجدنا نتائج مختلفة تختلف باختلاف معامل الامتصاص. الكلمات المفتاحية معامل الامتصاص، فقدان الشدة، خط النقل.