République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI TIZI OUZOU

FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQE

Mémoire
De fin d'étude

En vue de l'obtention du diplôme
D'ingénieur d'état en électronique
Option: communication

Thème

Conception de filtre micro-ondes à l'aide des structures planaires périodiques

Réalisé par :

-M$^{r.}$ SIDER Takfarinas

-M$^{r.}$ MOUNGAD Hacene

Proposé et dirigé par :

-M^{r} EL KECHAI.H

Promotion 2009/2010

Remerciement

Nous tenons à témoigner notre gratitude et nos remerciements à notre promoteur Mr EL KECHAI pour sa disponibilité tout au long de ce travail, ses conseils enrichissants et l'aide sans réserve qu'il nous a apporté pour pouvoir réaliser et mener à bien notre travail.

Que tous ceux qui ont contribué à notre formation trouvent ici l'expression de notre reconnaissance et de nos remerciements les plus profonds.

Nos remerciements vont aussi à l'adresse de tous ceux qui nous ont aidés à réaliser ce travail.

Enfin, nous ne pouvons terminer sans avoir à remercier les jurys qui nous honoreront de leur présence afin de juger notre travail.

Dédicaces

Je dédie ce travail à :

Toute ma grande famille, mes parents, mon frère, mes deux sœurs, ma tente et ma regretté grand-mère. Spécifiquement à ma très chère mère et à mon guide, mon exemple dans la vie: " mon très cher père", qui a toujours était derrière moi dans tous les moments.

A tous mes amis de fac Mansour, Mahdi, Rafik, Hacene, Mounir,Akli (Blote), Yacin, Adel, Toufik, Ahmed, hassen, sofian.

Et aussi mes amis de toujours Mouh, sedik, Massinissa, Rafik,

Amar et Zhir.

S. Takfarinas

DEDICACES

Je dédie ce modeste travail à :

- *Ma très chère mère, et mon très cher père, à leur grand sacrifice et le dévouement pour mon bonheur.*
- *Mon frère, mes sœurs et toute ma famille.*
- *Mes amis et toute personne qui ma aidée de loin ou de prés.*

Hacene.M.

Sommaire

Introduction Générale

Introduction générale

Le domaine des micro-ondes et des radios fréquences, a connu depuis ces dernières années une forte demande et de très grands progrès technologique. Le domaine d'application touche aujourd'hui différents domaines allant des applications professionnelles de haute précision comme les systèmes de navigation de télécommunications terrestres et spatiale, la télédétection, la radiométrie, la médecine et santé à des applications grand public comme la télévision, la téléphonie mobile, radiodiffusion, les systèmes d'alarmes et de sécurité. Ces évolutions se sont naturellement confrontées à différentes contraintes, à savoir :

- Contrainte de minimisation des circuits électroniques qui se traduit par la conception de circuits les plus compacts possibles avec les problèmes de compatibilité électromagnétique associés .

- Contrainte d'optimisation des bandes de fréquences utiles, en effet, pour éviter tout problème d'interférence, il est nécessaire de choisir et d'organiser les bandes de fréquences avec une précision maximale.

- Contrainte de minimisation des coûts de production, certains produit sont destinés à une large diffusion ce qui impose l'utilisation des matériaux et de ^procédés de fabrication les mois coûteux possibles.

La combinaison de ces différentes contraintes dirige les chercheurs vers une intégration du plus grand nombre de fonctions. La méthode la plus connue est l'utilisation des lignes de transmissions uniformes mises en cascade. L'inconvénient est que ces structures de transmission présentent des discontinuités difficiles à modéliser.

Une autre orientation a conduit les chercheurs à l'introduction de structures de transmission non uniformes ou encore de lignes de transmissions non uniformes (LNUT).

En effet, ces types de structures présentent un grand avantage puisque leur comportement fréquentiel dépend étroitement de leur géométrie ce qui rendra possible d'optimiser le profile de la ligne pour avoir le comportement fréquentiel qui convient le mieux. Cela peut avoir un impact considérable dans la conception des circuits actifs et passifs micro-ondes, en général et le filtre en particulier.

C'est dans ce contexte que ce mémoire prend place. Il concerne l'étude, et l'application des lignes de transmissions non uniformes avec l'objectif de dégager un comportement fréquentiel différent de celui présenté par des structures classiques.

L'apport de ces lignes de transmissions non uniformes(LNUT) pour l'amélioration des performances des circuits sera aussi exposé.

Ainsi, dans le premier chapitre, nous donnerons une interprétation des propriétés dispersives de matériaux diélectriques périodiques. Nous montrons, à l’aide de la résolution de l’équation de propagation dans un milieu diélectrique périodique, que ces propriétés dispersives se traduisent sous forme de filtrage fréquentiel.

Dans le deuxième chapitre, nous exposerons la modélisation des LNUT, faite grâce à un formalisme mathématique basé sur la résolution d’une équation différentielle du second ordre avec variation du courant et de tension le long de la structure.

Le troisième chapitre, décrira le comportement fréquentiel des lignes de transmission à saut d’impédance périodique notamment leur aptitude au filtrage micro-ondes.

Le quatrième chapitre sera consacré aux applications des lignes de transmissions non uniformes dans la conception et l’amélioration du comportement des circuits passifs et précisément dans la conception d’un filtre coupe bande. L’amélioration envisagée porte sur la réduction des harmoniques parasites générées.

Enfin, la conclusion de ce manuscrit présentera quelques recommandations concernant la synthèse d’un filtre répondant à cahier des charges précis.

Chapitre I

Mise en évidence de la fonction de filtrage dans les structures périodiques

Introduction

Le principe des semi-conducteurs décrit par la physique quantique repose sur le fait qu'un électron voit son énergie quantifiée lorsqu'il se déplace au sein d'un arrangement d'atomes. Il apparait alors des bandes d'énergie interdites.

C'est ainsi que des structures périodiques à bandes interdites sont apparues. Elles sont composées d'un assemblage périodique de deux ou plusieurs matériaux diélectriques et présentent des bandes de fréquences pour lesquelles la propagation des ondes électromagnétiques est interdite.

Pour mettre en évidence les propriétés dispersives de telles structures, on considère un matériau formé à partir d'une répétition périodique de lame de deux diélectriques différents.

I. Étude de la dispersion électromagnétique d'un matériau diélectrique périodique unidimensionnel

I.1 Equation de propagation d'une onde électromagnétique dans un matériau diélectrique

Dans un matériau diélectrique parfait où il n'y a ni charges, ni courant, les équations de MAXWELL se simplifient et s'écrivent, sous forme locale, dans le domaine temporel :

$$r\vec{o}t\vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t}$$

$$r\vec{o}t\overrightarrow{H} = \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}$$

$$div\vec{E} = 0$$

$$div\vec{B} = 0$$

Pour établir l'équation de propagation du champ électrique $\vec{E}$, on peut écrire successivement :

$$r\vec{o}t\ r\vec{o}t\vec{E} = -\mu \frac{\partial r\vec{o}t\vec{H}}{\partial t}$$

$$\overrightarrow{grad}(div\vec{E}) - \Delta\vec{E} = -\mu\varepsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2}$$

D'où: $\Delta\vec{E} - \varepsilon\mu \dfrac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = 0$ (I.1)

Le champ électrique $\vec{E}$ qui se propage sur l'axe des (z), peut s'écrire sous la forme suivante :

$\vec{E}(z,t) = \vec{E}(z)e^{j\omega t}$ ω: pulsation

En remplaçant E(t) (1.1), on trouvera :

$$\Delta\vec{E} + \omega^2\mu\varepsilon\vec{E} = 0$$

et $\vec{E} = \vec{E}_z$

Où : $\vec{E}_z$: le champ suivant l'axe (z)

Donc : $\Delta\vec{E} + \dfrac{\omega^2}{c^2}\varepsilon_r\vec{E} = 0$ (I.2)

Avec $\vec{E}$: le champ électrique

c : célérité da la lumière dans le vide

ε_r : permittivité du milieu diélectrique

Dans un système unidimensionnel (1.2) devient:

$$\frac{\partial^2 E(z)}{\partial z^2} + \frac{\omega^2}{c^2}\varepsilon_r E(z) = 0 \quad \text{(I.3)}$$

I.2 Résolution de l'équation de propagation dans un milieu diélectrique périodique

Considérons le cas d'un milieu périodique diélectrique ayant la forme suivante :

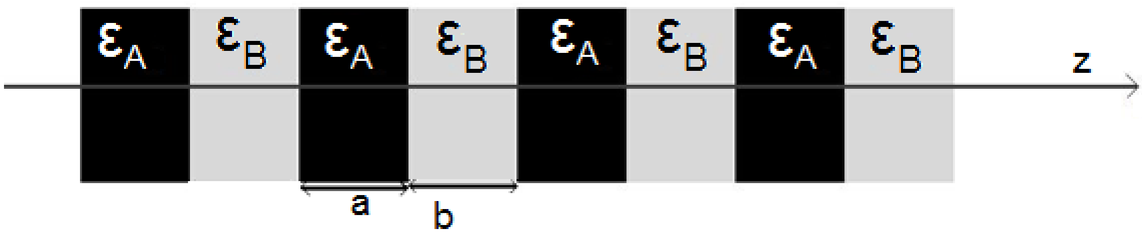


Figure I-1

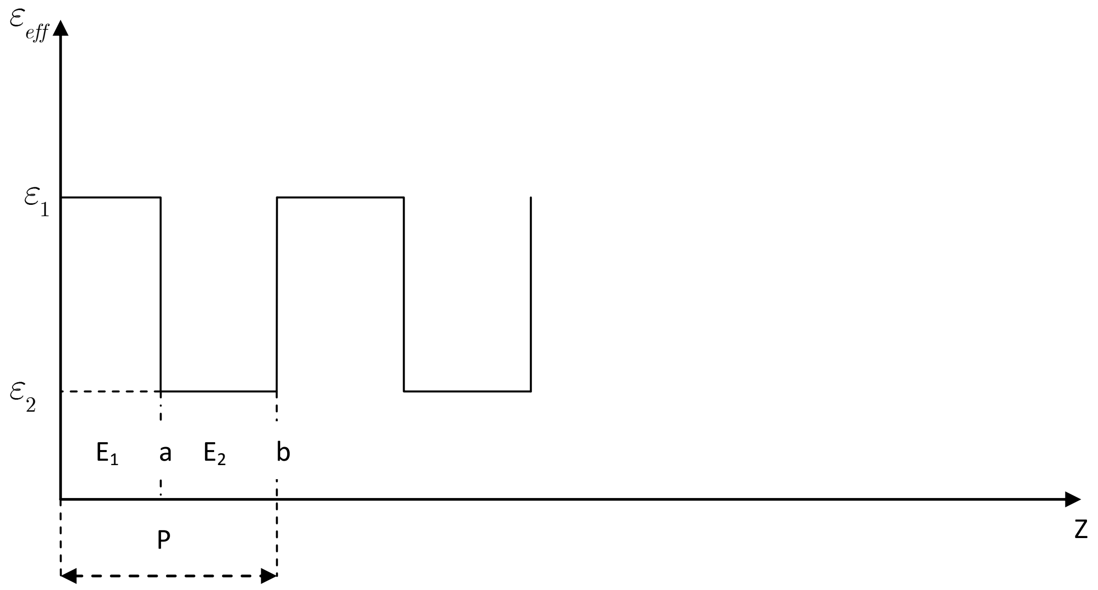


Figure I-2

En prenant comme hypothèse que la permittivité ε_r est périodique de période P, (dans le segment a : $\varepsilon_r = \varepsilon_1$ et dans le b : $\varepsilon_r = \varepsilon_2$), il est possible de résoudre l'équation (1.3) dans chacune des régions :

$$z \in [0, a] \rightarrow \varepsilon_r = \varepsilon_1 \quad \rightarrow \quad \frac{\partial^2 E_1(z)}{\partial z^2} + \frac{\omega^2}{c^2}\varepsilon_1(z)E_1(z) = 0 \qquad \text{(I.4)}$$

$$z \in [a, b] \rightarrow \varepsilon_r = \varepsilon_2 \quad \rightarrow \quad \frac{\partial^2 E_2(z)}{\partial z^2} + \frac{\omega^2}{c^2}\varepsilon_2(z)E_2(z) = 0 \qquad \text{(I.5)}$$

L'équation (1.4) admet une solution de la forme :

$$E_1(z) = A\sin(\alpha z) + B\cos(az) \qquad \text{(I.6)}$$

Et l'équation (1.5)

$$E_2(z) = C\sin(\beta z) + D\cos(\beta z) \qquad \text{(I.7)}$$

Avec : A, B, C et D : sont des constantes d'intégration

et $\alpha^2 = \frac{\omega^2}{C^2}\varepsilon_1$ et $\beta^2 = \frac{\omega^2}{C^2}\varepsilon_2$

Des conditions de continuité du champ E dans la structure on a au point z=a :

$E_1(a) = E_2(a)$ et $E'_1(a) = E'_2(a)$

E'_1 et E'_2 sont les dérivées de E_1 et E_2 respectivement

Détermination des constantes A, B, C, et D :

1. Pour le segment a :

$$E_1(z) = A\sin(\alpha z) + B\cos(az)$$

$$E_1'(z) = A\alpha\cos(\alpha z) - B\alpha\sin(az)$$

Au point z=0 on a :

$E_1(0)$ =Asin(0) + Bcos(0) = B

$E'_1(0)$ = Aα

Au point z=a on a :

$$E_1(z) = A\sin(\alpha z) + B\cos(az) \rightarrow \qquad E_1(a) = \frac{E_1'(0)}{\alpha}\sin(\alpha a) + E_1(0)\cos(\alpha a)$$

$$E_1'(z) = A\alpha\cos(\alpha z) - B\alpha\sin(az) \rightarrow E_1'(a) = E_1{}'(0)\cos(\alpha z) - E_1(0)\alpha\sin(\alpha z)$$

$$\begin{pmatrix} E_1(a) \\ E_1'(a) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\alpha a) & \dfrac{\sin(\alpha a)}{\alpha} \\ -\alpha\sin(\alpha a) & \cos(\alpha a) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_1(0) \\ E_1'(0) \end{pmatrix} \qquad \text{(I.8)}$$

2. pour le segment b :

$$E_2(z) = C\sin(\beta z) + D\cos(\beta z)$$

$$E_2'(z) = C\beta\cos(\beta z) - D\beta\sin(\beta z)$$

Au point z=a on a :

$$\begin{cases} E_2(a) = C\sin(\beta a) + D\cos(\beta a) = E_1(a) \\ E_2'(a) = C\beta\cos(\beta a) - D\beta\sin(\beta a) = E_1{}'(a) \end{cases}$$

Donc on aura la matrice suivante :

$$\begin{pmatrix} E_1(a) \\ E_1'(a) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin(\beta a) & \cos(\beta a) \\ \beta\cos(\beta a) & -\beta\sin(\beta a) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} C \\ D \end{pmatrix}$$

$$\Rightarrow \begin{pmatrix} C \\ D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin(\beta a) & \cos(\beta a) \\ \beta\cos(\beta a) & -\beta\sin(\beta a) \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} E_1(a) \\ E_1'(a) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin(\beta a) & \dfrac{\cos(\beta a)}{\beta} \\ \cos(\beta a) & -\dfrac{\sin(\beta a)}{\beta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_1(a) \\ E_1'(a) \end{pmatrix}$$

Au point z=a+b on a :

$$E_2(a+b) = C\sin(\beta(a+b)) + D\cos(\beta(a+b))$$

$$E_2'(a+b) = C\beta\cos(\beta(a+b)) - D\beta\sin(\beta(a+b))$$

$$\begin{pmatrix} E_2(a+b) \\ E_2'(a+b) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin\beta(a+b) & \cos\beta(a+b) \\ \beta\cos\beta(a+b) & -\beta\sin\beta(a+b) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} C \\ D \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} E_2(a+b) \\ E_2'(a+b) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin\beta(a+b) & \cos\beta(a+b) \\ \beta\cos\beta(a+b) & -\beta\sin\beta(a+b) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \sin(\beta a) & \dfrac{\cos(\beta a)}{\beta} \\ \cos(\beta a) & -\dfrac{\sin(\beta a)}{\beta} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_1(a) \\ E_1'(a) \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \sin\beta(a+b) & \cos\beta(a+b) \\ \beta\cos\beta(a+b) & -\beta\sin\beta(a+b) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \sin(\beta a) & \dfrac{\cos(\beta a)}{\beta} \\ \cos(\beta a) & -\dfrac{\sin(\beta a)}{\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\beta b) & \dfrac{\sin(\beta b)}{\beta} \\ -\beta\sin(\beta b) & \cos(\beta b) \end{pmatrix}$$

Donc on aura :

$$\begin{pmatrix} E_2(a+b) \\ E_2'(a+b) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\beta b) & \dfrac{\sin(\beta b)}{\beta} \\ -\beta\sin(\beta b) & \cos(\beta b) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_1(a) \\ E_1'(a) \end{pmatrix} \tag{I.9}$$

Et en remplaçant (1.8) dans (1.9) on aura :

$$\begin{pmatrix} \cos(\beta b) & \dfrac{\sin(\beta b)}{\beta} \\ -\beta\sin(\beta b) & \cos(\beta b) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos(\alpha a) & \dfrac{\sin(\alpha a)}{\alpha} \\ -\alpha\sin(\alpha a) & \cos(\alpha a) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix}$$

$$\begin{aligned} A_{11} &= \cos(\alpha a)\cos(\beta b) - \frac{\alpha}{\beta}\sin(\alpha a)\sin(\beta b) \\ A_{12} &= \frac{1}{\alpha}\sin(\alpha a)\cos(\beta b) + \frac{1}{\beta}\cos(\alpha a)\sin(\beta b) \\ A_{21} &= -\beta\cos(\alpha a)\sin(\beta b) - \alpha\sin(\alpha a)\cos(\beta b) \\ A_{22} &= -\frac{\beta}{\alpha}\sin(\alpha a)\sin(\beta b) + \cos(\alpha a)\cos(\beta b) \end{aligned}$$

$$\begin{pmatrix} E_2(a+b) \\ E_2{}'(a+b) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\alpha a)\cos(\beta b) - \dfrac{\alpha}{\beta}\sin(\alpha a)\sin(\beta b) & \dfrac{1}{\alpha}\sin(\alpha a)\cos(\beta b) + \dfrac{1}{\beta}\cos(\alpha a)\sin(\beta b) \\ -\beta\cos(\alpha a)\sin(\beta b) - \alpha\sin(\alpha a)\cos(\beta b) & -\dfrac{\beta}{\alpha}\sin(\alpha a)\sin(\beta b) + \cos(\alpha a)\cos(\beta b) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_1(0) \\ E_1'(0) \end{pmatrix}$$

(I.10)

$$E(z) = u(z)e^{+jkz} \Rightarrow u(z) = E(z)e^{-jkz}$$

$$u'(z) = E'(z)e^{-jkz} - jkE(z)e^{-jkz} = \left[E'(z) - jkE(z)\right]e^{-jkz}$$

Où: k est le vecteur d'onde qui traduit le déplacement dans la structure périodique

u(z) : fonction de Bloch périodique de même période que la permittivité ε

E(z) : est le champ électrique dans la structure périodique

$$(1)\quad \begin{cases} \mathrm{u}\ 0 = \mathrm{E}_1\ 0 \\ \mathrm{u}'\ 0 = \mathrm{E}_1'\ 0 - \mathrm{jkE}_1\ 0 \Rightarrow \mathrm{E}_1'\ 0 = \mathrm{u}'\ 0 + \mathrm{jku}\ 0 \end{cases}$$

$$(2)\quad \begin{cases} \mathrm{u}\ \ \mathrm{a+b} = \mathrm{E}_2\ \mathrm{a+b}\ \ \mathrm{e}^{-\mathrm{jk}\ \mathrm{a+b}} \\ \mathrm{u}'\ \mathrm{a+b} = \left[\ \mathrm{E}_2'\ \mathrm{a+b} - \mathrm{jkE}_2\ \mathrm{a+b}\ \right]\ \mathrm{e}^{-\mathrm{jk(a+b)}} \end{cases}$$

D'après le système (1.10) on a :

$$(3)\quad \begin{cases} E_2\ \ a+b &= A_{11}E_1\ \ 0 \ + A_{12}E'_1\ \ 0 \\ E'_2\ \ a+b &= A_{21}E_1\ \ 0 \ + \ A_{22}E'_1\ \ 0 \end{cases}$$

En remplaçant (3) et (1) dans (2) successivement on aura:

$$\begin{cases} u\ \ a+b &= \left[A_{11}E_1(0)+A_{12}E'_1\right]e^{-jk\ a+b} \\ u'\ \ a+b &= \left[\ A_{21}E_1(0)\ +\ A_{22}E'_1(0)\ \right]\ e^{-jk(a+b)} - jk\left[A_{11}E_1(0)+A_{12}E'_1(0)\right]e^{-jk(a+b)} \end{cases}$$

$$u(a+b)=\left[A_{11}u(0)+(u'(0)+jku(0)A_{12})\right]e^{-jk(a+b)}$$
$$u(a+b)=\left[A_{11}+jkA_{12}\right]u(0)e^{-jk(a+b)}+A_{12}u'(0)e^{-jk(a+b)}$$

$$u'\ \ a+b\ = \left[\ A_{21}u(0)+\ A_{22}(u'(0)+jku(0))\ \right]\ e^{-jk(a+b)}-jk\left[A_{11}u(0)+A_{12}(u'(0)+jku(0))\right]e^{-jk(a+b)}$$
$$u'(a+b)\ =\ \left[(A_{21}+k^2A_{12})+jk(A_{22}-A_{11})\right]u(0)e^{-jk(a+b)}+(A_{22}-jkA_{12})u'(0)e^{-jk(a+b)}$$

$$(I)\begin{cases} u(a+b)=\left[A_{11}+jkA_{12}\right]u(0)e^{-jk(a+b)}+A_{12}u'(0)e^{-jk(a+b)} \\ u'(a+b)\ =\ \left[(A_{21}+k^2A_{12})+jk(A_{22}-A_{11})\right]u(0)e^{-jk(a+b)}+(A_{22}-jkA_{12})u'(0)e^{-jk(a+b)} \end{cases}$$

Du fait que u(z) est périodique on a donc : $\begin{cases} u(z+p)=u(z) \\ u'(z+p)=u(z) \end{cases}$

$$(II)\begin{cases} u(a+b)=u(0) \\ u'(a+b)=u'(0) \end{cases}$$

En faisant l'égalité entre (I) et (II) on aura :

$$(III)\begin{cases} \left[\ \ A_{11}+jkA_{12}\ \ e^{-jk(a+b)}-1\right]u(0)+A_{12}e^{-jk(a+b)}u'(0)=0 \\ \left[(A_{21}+k^2A_{12})+jk(A_{22}-A_{11})\right]u(0)e^{-jk(a+b)}+\left[(A_{22}-jkA_{12})e^{-jk(a+b)}-1\right]u'(0)=0 \end{cases}$$

(III) admet de solutions seulement si le déterminant est égal à zéro

$$\det = \begin{vmatrix} \left[A_{11}+jkA_{12} \quad e^{-jk(a+b)}-1\right] & A_{12}e^{-jk(a+b)} \\ \left[(A_{21}+k^2A_{12})+jk(A_{22}-A_{11})\right]e^{-jk(a+b)} & \left[(A_{22}-jkA_{12})e^{-jk(a+b)}-1\right] \end{vmatrix} = 0$$

$$\det = 0 \Rightarrow \cos(\alpha a)\cos(\beta b) - \sin(\alpha a)\sin(\beta b)\frac{\alpha^2+\beta^2}{2\alpha\beta} = \cos\left[k \;\; a+b\;\right]$$

$$\cos(\alpha a)\cos(\beta b) - \sin(\alpha a)\sin(\beta b)\frac{\alpha^2+\beta^2}{2\alpha\beta} = \cos\left[k \;\; a+b\;\right] \qquad \text{(I.11)}$$

L'équation (1.11) c'est la relation de dispersion

Le membre de gauche de l'égalité (I-11) peut être supérieur à +1 ou inférieur à -1. Dans ce cas, il n'y a pas de vecteur d'onde *k* qui vérifie la relation de dispersion (I.11), donc aucune onde électromagnétique ne se propagera. Comme α et β dépendent tous deux de la pulsation ω, on parle alors de bandes de fréquences interdites.

I.3 Diagramme de dispersion

On va prendre le cas particulier où a = b =p/2

$$\left.\begin{aligned} \alpha &= \frac{\omega}{c}\sqrt{\varepsilon_1} \\ \beta &= \frac{\omega}{c}\sqrt{\varepsilon_2} \end{aligned}\right\} \Rightarrow \beta = \alpha\sqrt{\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}}$$

Et on pose : $\dfrac{\alpha^2+\beta^2}{2\alpha\beta} = \dfrac{\varepsilon_1+\varepsilon_2}{2\varepsilon_1\varepsilon_2} = A$

Par une transformation trigonométrique l'équation (I.11) devient :

$$A_1\cos\theta_1 + A_2\cos\theta_2 = \cos kp \quad \text{(I.12)}$$

tel que

$$A_1 = \frac{1+A}{2} \qquad \theta_1 = \alpha\left(1+\sqrt{\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}}\right)\frac{p}{2}$$

$$A_2 = \frac{1-A}{2} \qquad \theta_2 = \alpha\left(1-\sqrt{\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}}\right)\frac{p}{2}$$

En posant encore une fois

$$\theta_2 = \eta\theta_1 \qquad \text{avec } \eta = \frac{1-\sqrt{\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}}}{1+\sqrt{\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}}}$$

Donc l'équation (I.12) devient

$$A_1 \cos\theta_1 + A_2 \cos\eta\theta_1 = \cos kp \qquad \text{(I.13)}$$

On peut faire une représentation graphique, en prenant des valeurs arbitraires pour P, $\mathcal{E}_1$ et $\mathcal{E}_2$ (P=10 mm, $\mathcal{E}_1$ = 10$\mathcal{E}_2$ =20). Il est possible de montrer que le membre de gauche de la relation (I.13) admet des valeurs de cette fonction supérieures à 1 et inférieures à -1. Or l'équation (I.13) n'admettra des solutions que lorsque le membre de gauche sera compris entre +1 et -1.

Ce comportement met en évidence la notion de bandes interdites et de bandes permises décrites par la figure (I.3).

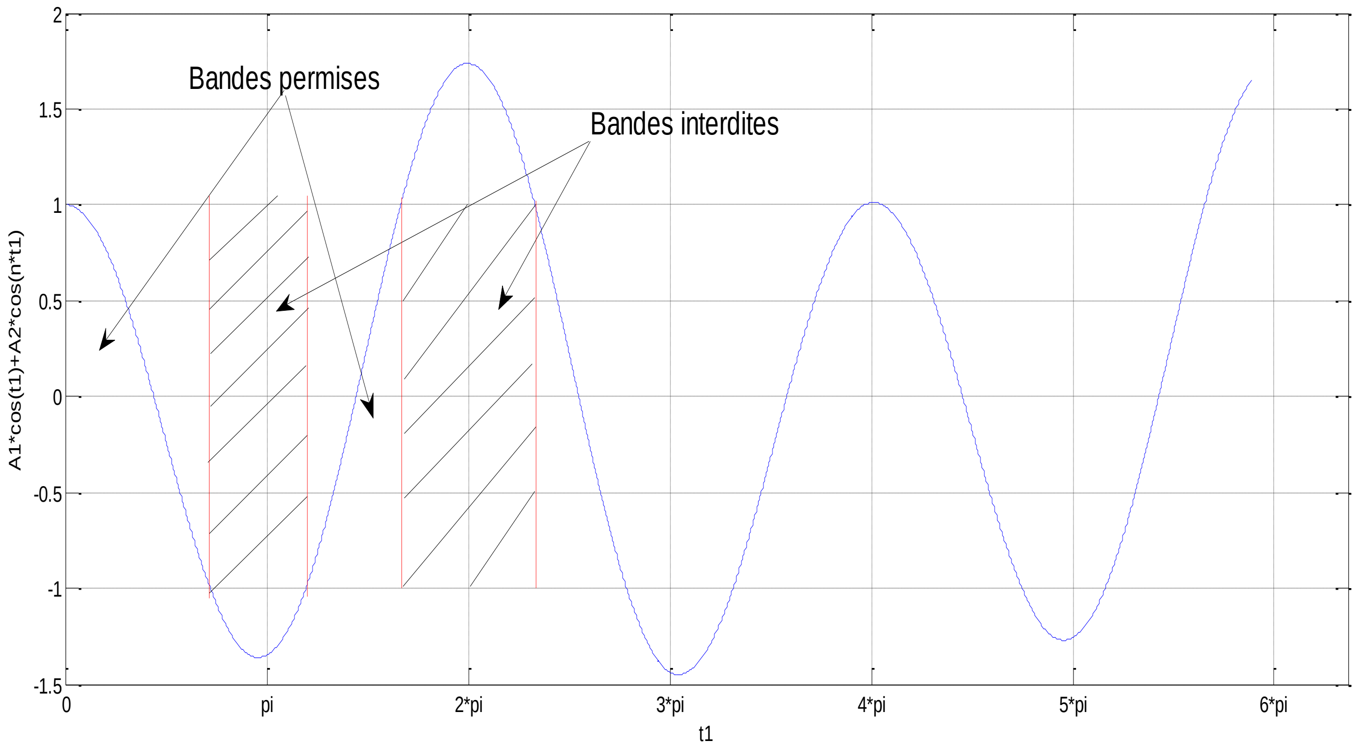


Figure I-3: Bandes permises et Bandes interdites

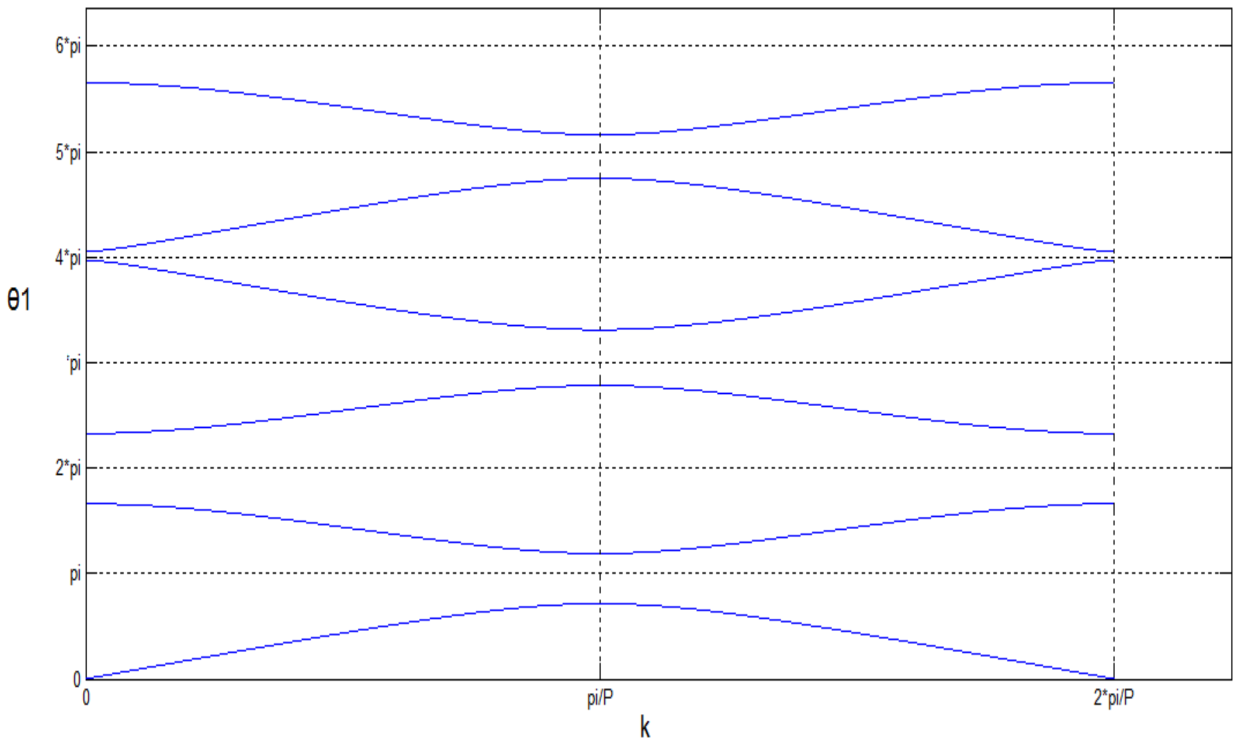


Figure I-4: diagramme de dispersion

I.4 Interprétation

Sur la figure I.3 on constate que pour les bandes rejetées cos(kp) est supérieur à +1 ou inférieur à -1, ce qui signifie qu'il n'y a pas de solutions réelles. Par contre dans la figure I.4 on voit que dans ces bandes k (nombre d'onde) est indéfini, autrement dit k n'existe pas. Donc il n'y a aucune onde qui se propage.

Pour le cas des bandes passantes cos(kp) est compris entre -1 et +1 dans ce cas l'équation admet des solutions, ce que confirme la figure I.4 (diagramme de dispersion), c'est-à-dire il y a propagation pour ces bandes.

Conclusion:

Ce chapitre met en évidence que la périodicité de la permittivité diélectrique peut interdire la propagation des ondes sur une certaine bande de fréquences. Cette notion de périodicité peut être étendue à d'autres paramètres d'autres structures.

Les matériaux périodiques unidimensionnels empêchent les ondes électromagnétiques de se propager à des fréquences considérées et les laissent se propager pour d'autres fréquences, ce qui donne une succession de bandes passantes et de bandes bloquées dont on tire profit pour réaliser divers types de filtres.

Chapitre II

Modélisation des Lignes de Transmission Non Uniformes

Introduction

Une ligne de transmission est caractérisée par la constante de propagation (γ), et son impédance caractéristique (Z_C). Une ligne dont, un de ses paramètres secondaires n'est pas constant dans le sens de propagation, est dite inhomogène ou non uniforme.

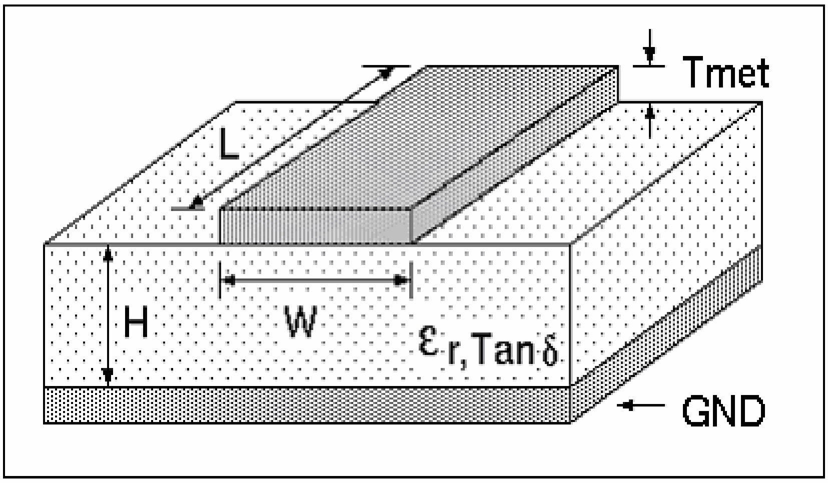
Nous présentons une modélisation électrique des lignes non uniformes qui permet d'extraire la matrice chaîne [A_{ij}] à partir de la résolution des équations de propagation dites équations des télégraphistes.

Après un aperçu général sur la ligne microruban, et les techniques de réalisation d'éléments de circuit (capacité et inductance), on expose la méthode d'extraction des paramètres [S_{ij}] d'une ligne non uniforme. La non uniformité est relative à un profil linéaire ou exponentiel.

I. Généralités sur le comportement fréquentiel des lignes de transmission microbande

I.1 Définition de la géométrie

La ligne microbande ou « microstrip » est constituée d'un ruban métallique déposé sur un substrat diélectrique entièrement métallisé sur l'autre face (Fig. II.1). La présence d'un ruban de largeur *w* placé au-dessus du plan de masse permet en basse fréquence de considérer que le mode fondamental de propagation est quasi-TEM. La ligne peut donc être définie par une impédance caractéristique *Zc* et une permittivité effective du milieu ε_{reff}. Ces deux grandeurs dépendent de la largeur *w* du ruban, de la hauteur *h* et de la permittivité relative ε_r du substrat, ainsi que de la fréquence (phénomène de dispersion).



- W : largeur de la ligne
- H : épaisseur du substrat
- L : longueur de la ligne
- T met : épaisseur du métal
- ε r : substrat
- tanδ: représente les pertes dans le diélectrique

Figure II.1 : ligne de transmission microbande

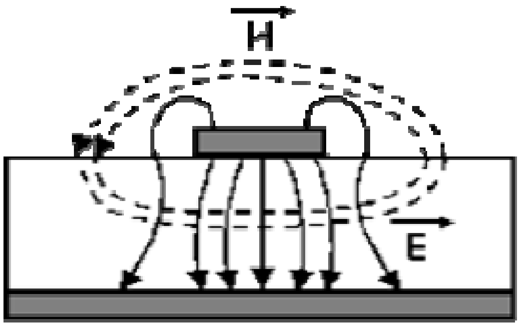


Figure II.2 : lignes du champ électrique et magnétique dans la ligne microbande

La propagation des ondes dans cette structure inhomogène s'effectue en partie dans le diélectrique et en partie dans l'air. La proportion dépendant de la valeur de la constante diélectrique ε du substrat

Cette propagation est décrite par les équations de Maxwell (II.1)

$$\begin{cases} r\vec{o}t\vec{E} = -\mu\dfrac{\partial\vec{H}}{\partial t} \\ r\vec{o}t\vec{H} = \sigma\vec{E} + \varepsilon\dfrac{\partial\vec{E}}{\partial t} \\ div\vec{E} = \dfrac{\rho}{\varepsilon} \\ div\vec{B} = 0 \end{cases} \qquad \text{(I.1)}$$

Où E est le champ électrique
H : est le champ magnétique
μ la perméabilité du milieu de propagation
ε la permittivité de ce milieu
σ la conductivité électrique
ρ la densité de charge électrique

En combinant ces équations deux à deux, on obtient les équations de propagation pour les champs électrique E et magnétique H.

Pour le champ électrique, par exemple, lorsqu'il se propage le long d'un conducteur parfait dans un diélectrique parfait (σ = 0, ρ = 0), on obtient :

$$\Delta\vec{E} - \varepsilon\mu\frac{\partial^2\vec{E}}{\partial t^2} = 0 \qquad \text{(I.1)}$$

Etant donné la constitution même de la ligne microruban, il y a propagation dans un milieu inhomogène. Donc, en toute rigueur il y a propagation des modes hybrides. C'est -à -dire propagation d'un champ électromagnétique pour lequel les six composantes (Ex, Ey, Ez, Hx, Hy, Hz) ne sont pas nulles. Cependant, lorsque la fréquence est de quelques Gigahertz et lorsque le substrat a une permittivité élevée avec peu de pertes, les champs sont essentiellement concentrés dans le substrat diélectrique : la composante suivant la direction de propagation est négligeable devant les composantes transverses.

$$|E_T| >> |E_z|$$
$$|H_T| >> |H_z|$$

Où z est la direction de propagation, l'indice T désignant les composantes transverses des champs.

Dans ce cas on peut adopter alors une approche quasi-statique (ou quasi-TEM) pour analyser la structure

a. Ligne λ/4 court-circuitée à une extrémité

La figure II.3 présente les schémas équivalents de résonateur série et parallèle. On rappelle que ces schémas équivalents de tels résonateurs, ne sont valables que dans une bande autour de la fréquence de résonance f_0 avec $\mathbf{f0} = \frac{\boldsymbol{\omega 0}}{\mathbf{2\pi}}$. Et leurs impédances sont caractérisées par la fréquence de résonance f_0 et du coefficient de qualité Q.

- L'impédance d'un résonateur série vaut :

$$\mathrm{Zs} = \mathrm{R}\left(1 + \mathrm{j2Q}\,\frac{\Delta\omega}{\omega 0}\right)$$

Avec : $Q = \frac{L\omega 0}{R}$

- L'impédance d'un résonateur parallèle vaut :

$$\mathrm{Zp} = \frac{1}{\mathrm{R}}\left(1 + \mathrm{j2Q}\,\frac{\Delta\omega}{\omega 0}\right)$$

Avec : $Q = \frac{1}{RC\omega 0}$

Pour les deux topologies : $f0 = \frac{1}{2\pi}\frac{1}{\sqrt{LC}}$

Figure II.3 : les schémas équivalent de résonateur série et parallèle

Nous savons qu'un tronçon de ligne d'impédance caractéristique *Zc* fermé sur une charge *Zr* à une distance *l* de cette dernière présente une impédance *Z*(*l*) donnée par la relation suivante :

$$Z(l) = Z_C \frac{Z_r + jZ_C tg\beta l}{Z_C + jZ_r tg\beta l} \qquad \text{(I.1)}$$

Où $\gamma = j\beta$ est la constante de propagation,
α est le terme d'affaiblissement linéique
β est le déphasage linéique ou nombre d'onde, avec $\beta = \omega\sqrt{\varepsilon\mu} = \frac{\omega}{v_p} = \frac{2\pi}{\lambda_g}$

Où vp est la vitesse de propagation de l'onde dans le milieu de caractéristiques μ,ε.
et λg la longueur d'onde guidée dans ce milieu.

Pour une ligne court-circuitée (Z_r=0) l'équation précédente s'écrit :

$$Z(l) = jZ_C tg\beta l \qquad \text{(II.4)}$$

Avec les cas particuliers suivants :

$l = \lambda\ g/2 \qquad Z = 0$

$l = \lambda\ g/4 \qquad Z \rightarrow \text{infini}$

La ligne se comporte comme un résonateur à une fréquence f_0 ($\lambda/4$), et elle est inductive quand $f<f_0$ et capacitive pour les fréquences supérieur à f_0.

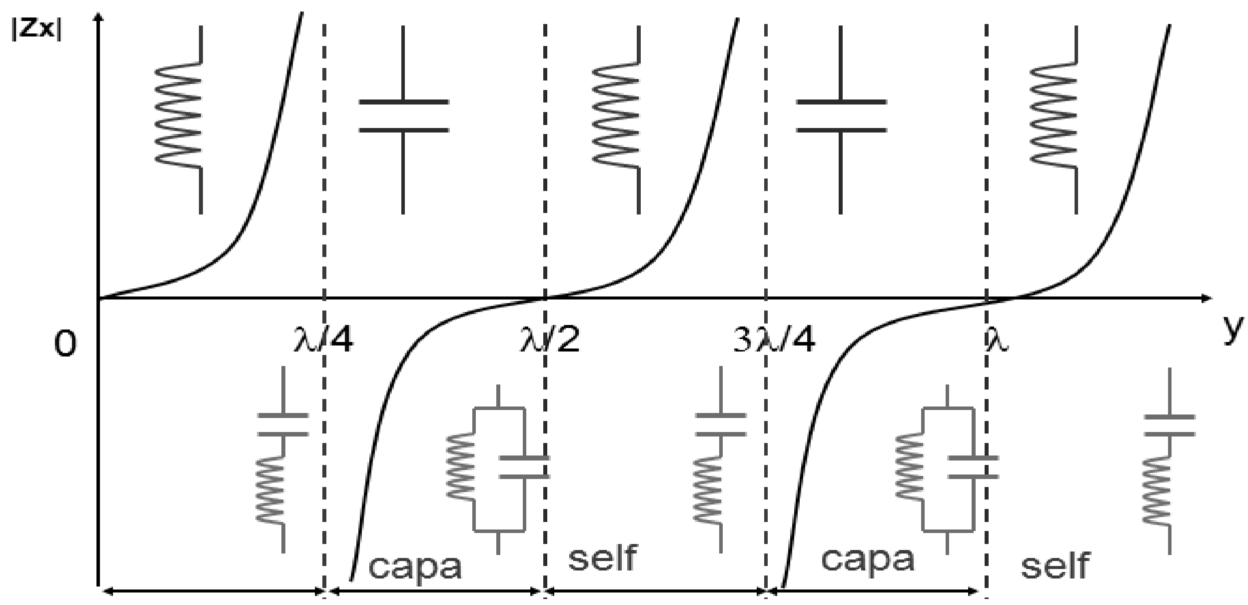


Figure II.4: le comportement d'une λ/4 court-circuité

I.2 Réalisation d'inductances et de capacités

I.2.1 Inductance série

Une inductance série s'obtient par un fort rétrécissement de la bande métallique ; en effet, le tronçon de faible largeur, qui présente donc une forte impédance caractéristique, se trouve chargé à ses extrémités par des lignes dont l'impédance caractéristique est plus faible

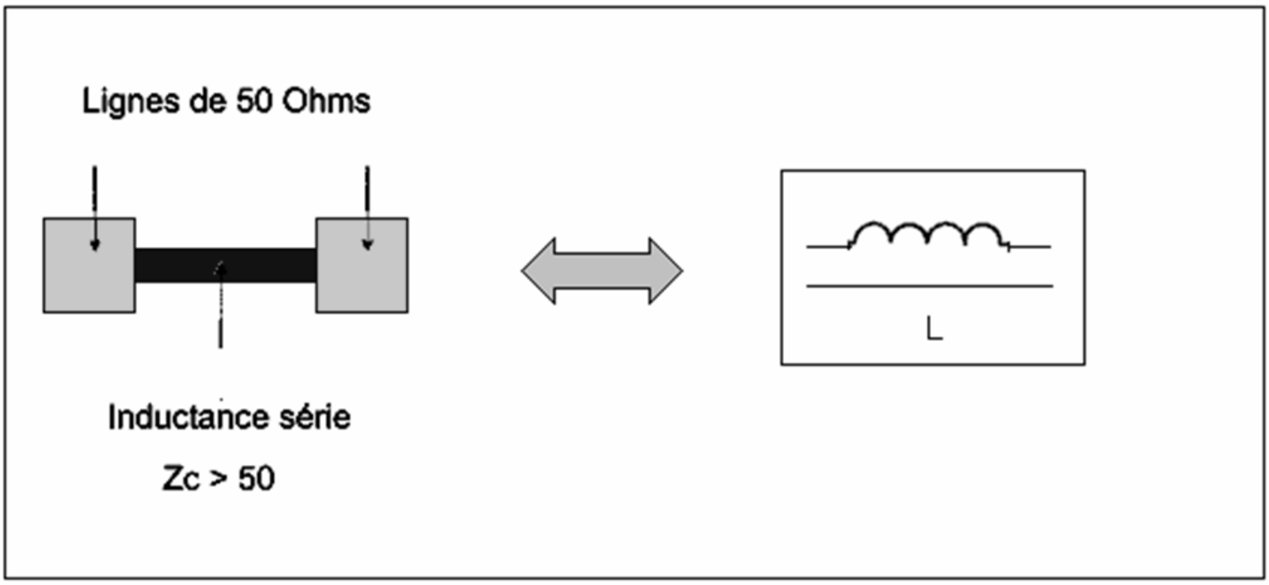


Figure II.5 Réalisation d'une inductance série en lignes microbandes

I.2.2 Inductance parallèle

Une inductance parallèle s'obtient en plaçant en dérivation sur la ligne principale un tronçon de ligne court-circuité.

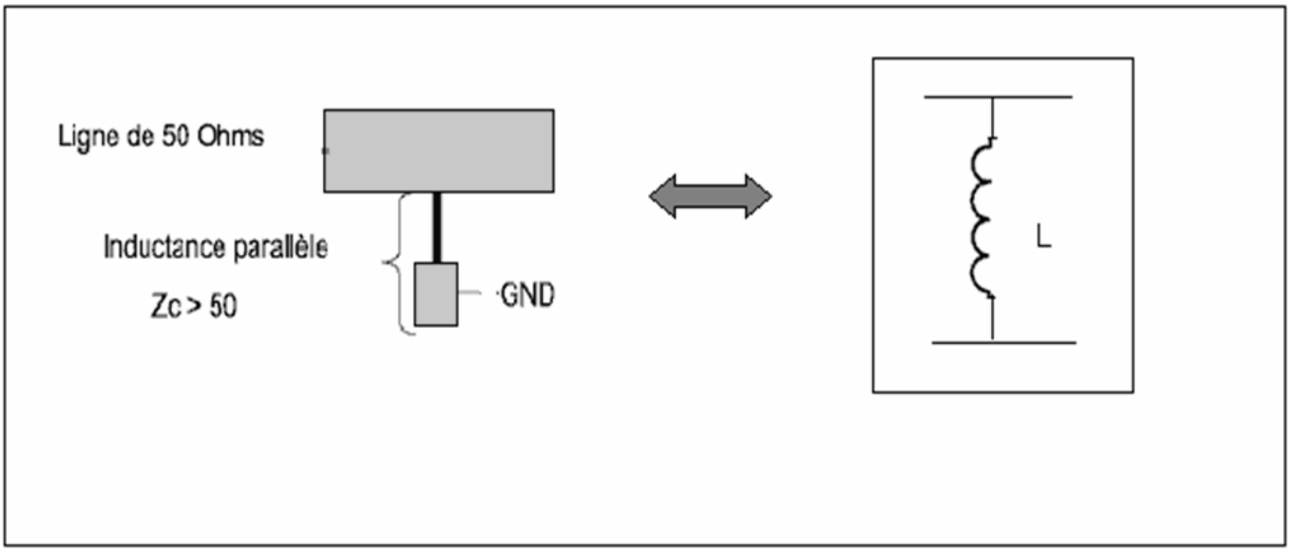


Figure II.6: Réalisation d'une inductance parallèle en lignes microbandes

I.2.3 Capacité parallèle

Une capacité s'obtient par un élargissement important de la bande métallique, ce tronçon, qui présente une faible impédance caractéristique se trouve chargé à ses extrémités par des lignes dont l'impédance caractéristique est plus forte.

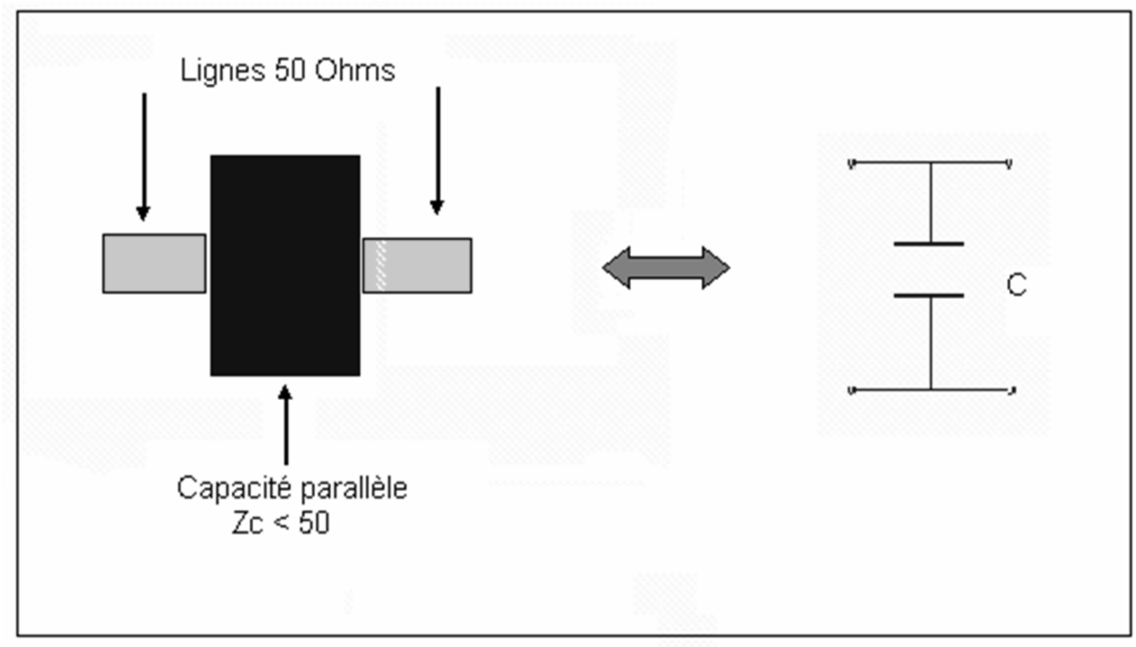


Figure II.7 : Réalisation d'une capacité parallèle en lignes microbandes

I.2.4 Capacité série

Une capacité série est plus délicate à réaliser car elle nécessite de couper la ligne sur une très petite longueur (quelque micromètres). Quantitativement, la valeur de la capacité ainsi obtenue ne peut se calculer qu'avec une approximation grossière et, qualitativement, le schéma équivalent d'une telle discontinuité comporte non seulement une capacité en série, mais aussi des capacités parasites en parallèle.
Mais, en pratique on contourne ce problème avec l'utilisation d'inverseur d'impédance $\lambda/4$, pour transformer une inductance parallèle en une capacité série.

II. Etude du comportement fréquentiel des lignes de transmission non uniformes

II.1 Introduction

Dans cette partie de ce chapitre, on présente une modélisation électrique d'une ligne de transmission non uniforme qui présente une impédance caractéristique dont le profil est non uniforme, en donnant les équations de propagation des ondes, de tension et de courant le long de cette ligne permettant de déterminer les éléments de la matrice chaîne et d'extraire ensuite à partir de cette dernière les éléments de la matrice de répartition afin de déduire le comportement fréquentiel de la ligne de transmission.

II.2 Définition de la non uniformité

La non uniformité, c'est la variation du profil géométrique (section droite) d'une ligne de transmission le long de sa section transversale.

La non uniformité peut se manifester par, la variation non uniforme de la largeur W, ou l'épaisseur t, ou les deux en même temps.

Dans notre cas, nous ne considérons qu'une variation non uniforme de la largeur W, qui se traduit par une impédance caractéristique variable $Z_C(z)$ le long de la ligne. Cette variation obéira à une loi mathématique que l'on appellera loi de non uniformité de la ligne.

La figure II.8 montre quelques formes de variations de lignes non uniformes que nous pourrons utiliser dans les circuits planaires, et avec des profils variables qui créent les non uniformités, comme par exemple un profil linéaire un profil elliptique et linéaire ou encore des profils périodiques.

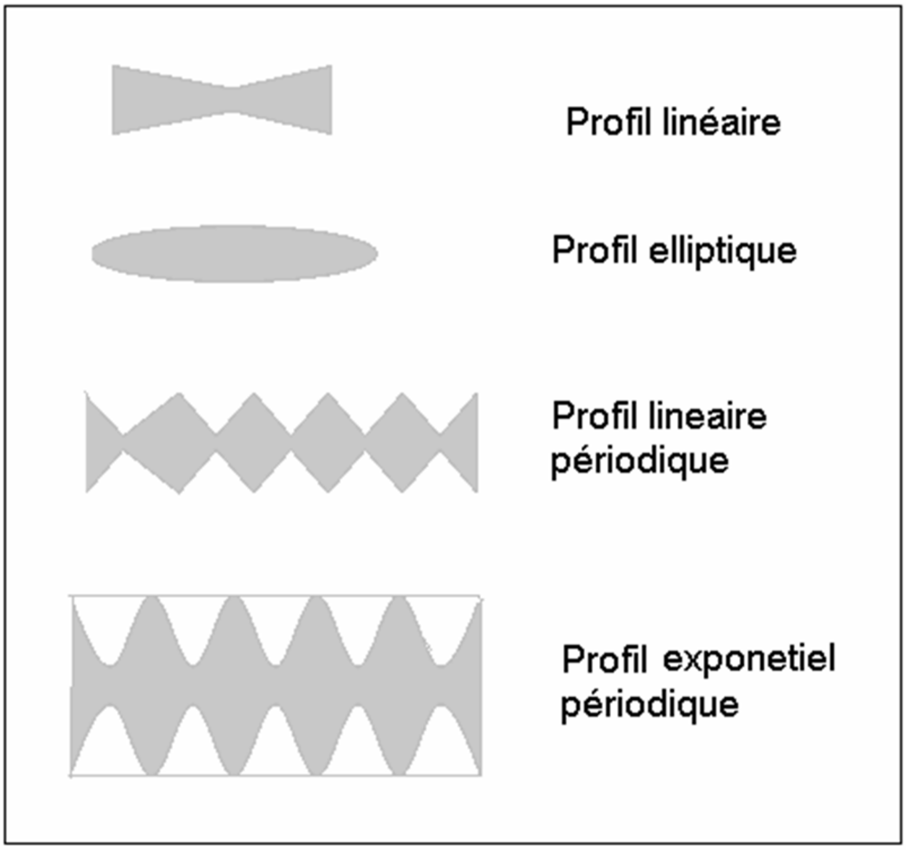


Figure II.8

La figure II.9 montre des lignes avec variation de la largeur W et de l'épaisseur T

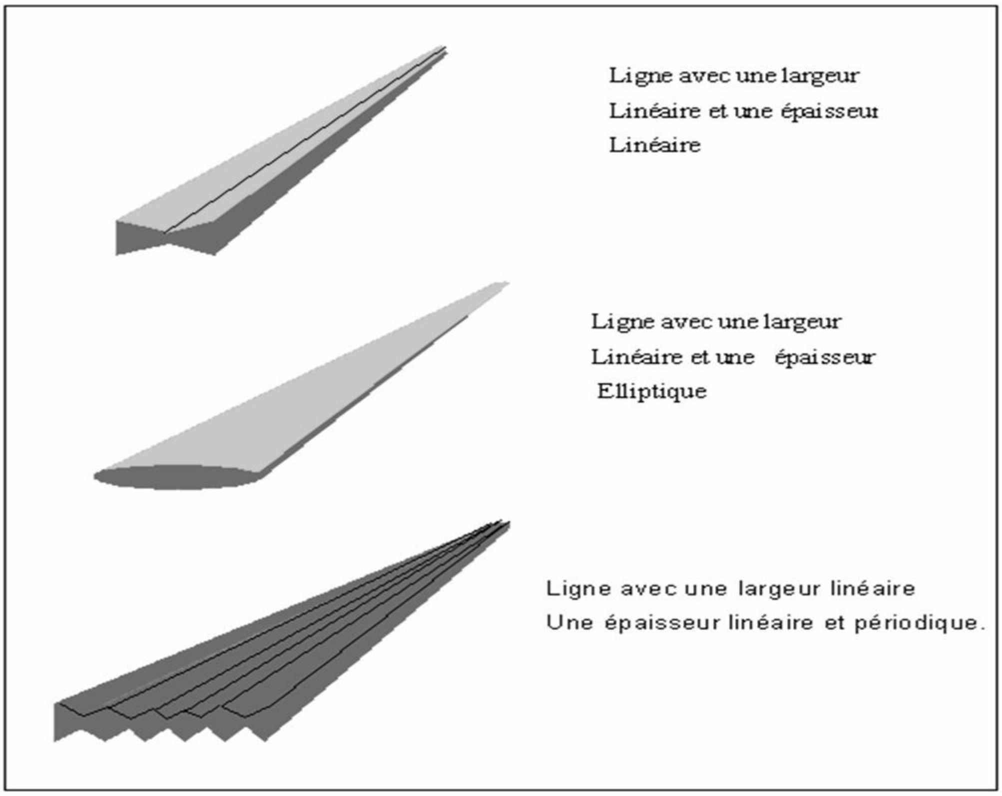


Figure II.9

II.3 Ecriture des équations de courant et de tension :

Le procédé de la modélisation de la ligne non uniforme est le même que celui de la ligne uniforme (annexe B).

On a :

$$\frac{\partial V(z)}{\partial z} = -(R + jwL) I(z)$$

$$\frac{\partial I(z)}{\partial z} = -(G + jwC) V(z)$$

Ou bien :

$$\frac{\partial V(z)}{\partial z} = -ZI(z) \qquad \text{(II.3)}$$

$$\frac{\partial I(z)}{\partial z} = -YV(z) \qquad \text{(II.4)}$$

Avec :

$Z = R + jwL$ et $Y = G + jwC$

Dans le cas d'une ligne non uniforme, Z et Y dépendent de la variable de l'espace z.

En dérivant une seconde fois les équations (1) et (2) par rapport à z on obtient :

$$\frac{\partial^2 V(z)}{\partial z^2} = -Z(z)\frac{\partial I(z)}{\partial z} - I(z)\frac{\partial Z(z)}{\partial z} \qquad \text{(II.5)}$$

$$\frac{\partial^2 I(z)}{\partial z^2} = -Y(z)\frac{\partial V(z)}{\partial z} - V(z)\frac{\partial Y(z)}{\partial z} \qquad \text{(II.6)}$$

De (II.3) et (II.5) on obtient :

$$\frac{\partial^2 V}{\partial z} = ZYV + \frac{1}{Z}\frac{\partial Z}{\partial z}\frac{\partial V}{\partial z} \qquad \text{(II.7)}$$

$$\left.\begin{aligned} Z_c^2 &= \frac{Z}{Y} \\ \gamma^2 &= ZY \end{aligned}\right\} \Rightarrow Z = \gamma Z_c$$

$$\Rightarrow \frac{\partial Z}{\partial z} = \gamma \frac{\partial Z_c}{\partial z} + Z_c \frac{\partial \gamma}{\partial z}$$

Comme $\frac{\partial \gamma}{\partial z} = 0 \Rightarrow \frac{\partial Z}{\partial z} = \gamma \frac{\partial Z_c}{\partial z}$

$$\Rightarrow \frac{\partial^2 V}{\partial z^2} = \frac{1}{Z_c} \frac{\partial Z_c}{\partial z} \frac{\partial V}{\partial z} + \gamma^2 V \tag{II.8}$$

De (II.4) et (II.6) on obtient :

$$\frac{\partial^2 I}{\partial z^2} = YZI + \frac{1}{Y} \frac{\partial Y}{\partial z} \frac{\partial I}{\partial z} \tag{II.9}$$

$$\left(\frac{Z_c}{\gamma}\right)^2 = \frac{Z}{Y} \frac{1}{ZY} = \frac{1}{Y^2} \Rightarrow Y = \frac{\gamma}{Z_c}$$

$$\frac{\partial Y}{\partial z} = \frac{Z_c \frac{\partial \gamma}{\partial z} - \gamma \frac{\partial Z_c}{\partial z}}{Z_c^2} = -\frac{\gamma}{Z_c^2} \frac{\partial Z_c}{\partial z}$$

$$\frac{\partial^2 I}{\partial z^2} = -\frac{1}{Z_c} \frac{\partial Z_c}{\partial z} \frac{\partial I}{\partial z} + \gamma^2 I \tag{II.10}$$

On pose $\frac{1}{Z_c} \frac{\partial Z_c}{\partial z} = A(z)$ et $\gamma = j\beta$ ($\alpha = 0$) ligne sans perte, les équations (II.8) et (II.10) deviennent :

$$\frac{\partial^2 V}{\partial z^2} - A(z) \frac{\partial V}{\partial z} + \beta^2 V = 0 \tag{II.11}$$

$$\frac{\partial^2 I}{\partial z^2} + A(z) \frac{\partial I}{\partial z} + \beta^2 I = 0 \tag{II.12}$$

Ce sont les équations de propagation respectivement de tension et de courant.

II.4 Résolution des équations de propagation et extraction des paramètres S_{ij}

II.4.1 Profil du type exponentiel

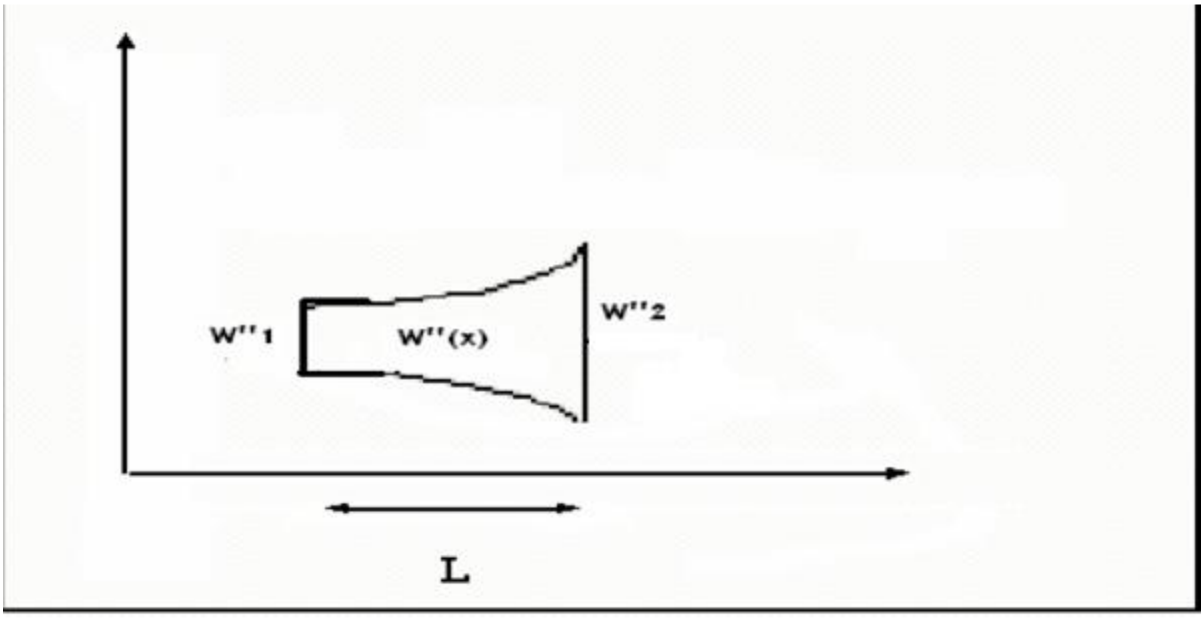


Figure II.10 : ligne exponentiel

L'impédance caractéristique de ce type de profil est donnée par l'expression suivante :

$$Z_c(z) = Z_{c0}e^{-kz}$$

Avec :

Z_{c0} : l'impédance caractéristique à l'entrée de la ligne.

k : facteur de non uniformité.

L'expression de A(z) sera alors donnée par :

$$A(z) = \frac{1}{Z_{c0}e^{-kz}}\left(-kZ_{c0}e^{-kz}\right) = -k$$

Les équations de propagation de l'onde de tension et de courant sont respectivement données par :

$$\frac{\partial^2 V}{\partial z^2} + k\frac{\partial V}{\partial z} + \beta^2 V = 0$$

$$\frac{\partial^2 I}{\partial z^2} - k\frac{\partial I}{\partial z} + \beta^2 I = 0$$

Ce sont des équations différentielles du second ordre sans second membre et à coefficients constants, ou les coefficients $k\frac{\partial V}{\partial z}$ et $-k\frac{\partial I}{\partial z}$ exprime la non uniformité.

II.4.1.1 Calcul de la matrice chaîne (A_{ij})

Après résolution des équations de propagations et calcul des différentes constantes on a aboutit a la matrice A_{ij} qui est donnée comme suit : [1]

$$\left(A_{ij}\right) = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}$$

$$\left(A_{ij}\right) = \begin{pmatrix} e^{\frac{k}{2}L}\left(-\frac{k}{2\mu}\sin\mu L + \cos\mu L\right) & e^{-\frac{k}{2}L}\left(\frac{j\beta Z_{c0}}{\mu}\sin\mu L\right) \\ \frac{je^{\frac{k}{2}L}}{\beta Z_{c0}}\left(1+\frac{k^2}{4\mu^2}\right)\mu\sin\mu L & e^{-\frac{k}{2}L}\left(\cos\mu L + \frac{k}{2\mu}\sin\mu L\right) \end{pmatrix}$$

Avec $\mu = \sqrt{\beta^2 - \frac{k^2}{4}}$ et L: longueur du tronçon de ligne.

II.4.2 Profil de type linéaire

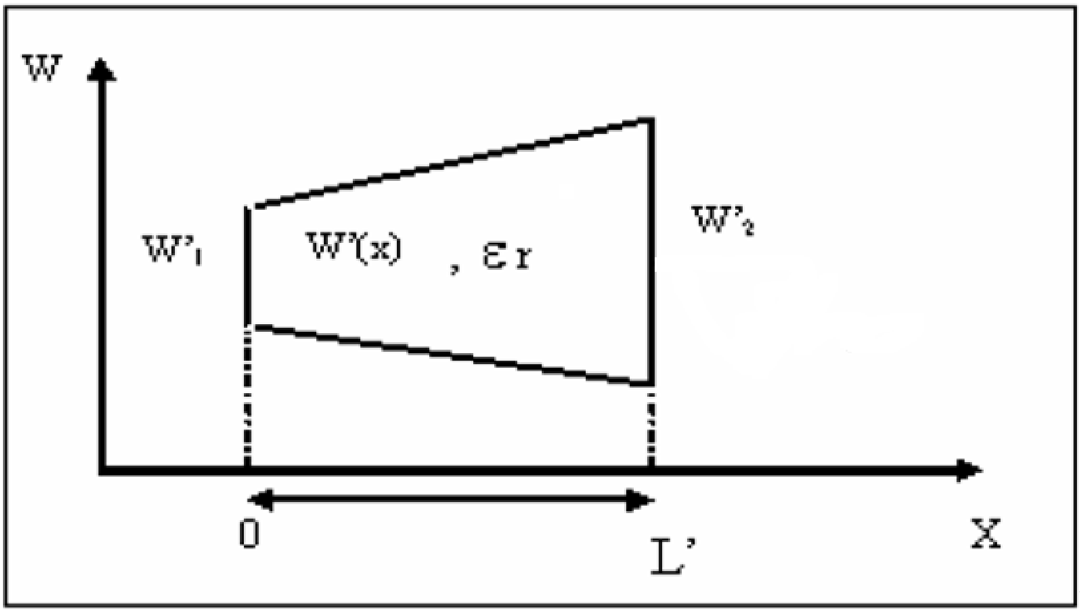


Figure II.11: ligne linéaire

Dans ce cas $Z_c(z)$ est donnée par :

$Z_c(z) = Z_{c0}(1 + pz)$

Avec :

Z_{c0} : l'impédance caractéristique à l'entrée de la ligne.
p : constante de non uniformité.
A(z) dans ce cas vaut :

$$A(z) = \frac{1}{Z_c}\frac{\partial Z_c}{\partial z} = \frac{1}{Z_{c0}(1+pz)} Z_{c0}\, p = \frac{p}{1+pz}$$

Les équations de propagations son alors :

$$\frac{\partial^2 V}{\partial z^2} - \frac{p}{1+pz}\frac{\partial V}{\partial z} + \beta^2 V = 0$$

$$\frac{\partial^2 I}{\partial z^2} + \frac{p}{1+pz}\frac{\partial I}{\partial z} + \beta^2 I = 0$$

II.4.2.1 Calcul de la matrice chaîne A_{ij}

Après résolution des équations de propagation et calcul des différentes constantes on a abouti a la matrice A_{ij} qui est donnée comme suit : [1]

$$\left(A_{ij}\right) = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}$$

$$\left(A_{ij}\right) = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{1+pL}}\cos\beta L & jZ_{c0}\sqrt{1+pL}\sin\beta L \\ \frac{j}{Z_{c0}}\frac{1}{\sqrt{1+pL}}\sin\beta L & \sqrt{1+pL}\cos\beta L \end{pmatrix}$$

II.4.2.2 Conclusion

A partir des solutions des équations de propagation du courant et de la tension, prises en considérant les deux types d'impédance caractéristique respectivement exponentielle et linéaire, on aboutit aux éléments A, B, C et D de la matrice chaîne de chaque tronçon. Ces derniers sont fonction du facteur de non uniformité respectivement k et p.

Quand on fait tendre le facteur de non uniformité vers zéro, on retrouve les éléments de la matrice chaîne d'une ligne uniforme.

Ce qui permet de valider les expressions établies dans le cas des lignes non uniformes (linéaire et exponentielle).

II.4.3 Extraction des paramètres S_{ij} à partir des A_{ij}

L'extraction des paramètres S_{ij} à partir des A_{ij} se fait en considérant les relations suivantes (Annexe A):

$$S_{11} = \frac{A + B/Z_0 - CZ_0 - D}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$$

$$S_{22} = \frac{-A + B/Z_0 - CZ_0 + D}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$$

$$S_{12} = \frac{2.\Delta_A}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$$

$$S_{21} = \frac{2}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$$

III. Conclusion :

Pour les lignes de transmission non uniformes, la matrice chaîne peut être retrouvée à partir de la résolution des équations de propagation du courant et de tension. Cependant cela est possible uniquement pours les profils exponentiel et linéaire.

Chapitre III

Comportement fréquentiel des lignes à saut d'impédance périodique

Introduction

Dans le premier chapitre, une étude d'une structure périodique a été faite. On y a démontré que la variation périodique d'un paramètre (permittivité) d'une structure génère des bandes interdites et des bandes permises. Dans ce chapitre une application de ce principe sera faite pour une ligne de transmission avec une variation périodique pour un des ces paramètres.

On considère pour cela une ligne de transmission dont l'impédance caractéristique varie périodiquement. Une onde qui se propage sur une ligne de transmission d'impédance caractéristique variable est en partie réfléchie continûment au cours de la propagation. Au bout d'une période, l'onde résultante est la somme des ondes réfléchies et de l'onde incidente. Les interférences d'une onde, dont la demi-longueur d'onde égale la période de variation spatiale modulo la longueur d'onde, sont constructives au bout d'une période, d'où une fonction de type réjecteur.

Ensuite on étudiera le comportement fréquentiel de ce type de profil géométrique. De plus des simulations seront faites pour mettre en évidence les effets de la géométrie de la ligne sur la courbe de réponse.

I. Comportement fréquentiel de ligne à saut d'impédance

La structure à saut d'impédance est une cascade de tronçons de lignes uniformes, de faible et forte impédance. La matrice chaîne d'une telle structure est produit dans l'ordre des matrices chaînes de chaque tronçon.

Le comportement fréquentiel de cette structure est décrit par les paramètres de la matrice répartition (S_{ij}), que nous calculerons à partir de sa matrice chaîne.

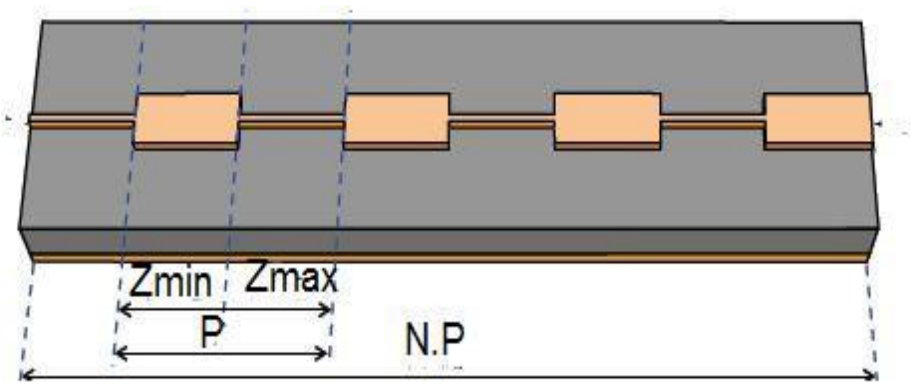


Figure III.1: ligne microruban à saut d'impédance

Avec cette topologie, l'onde est partiellement réfléchie à chaque saut d'impédance. Ces réflexions sont constructives lorsqu'une période de variation de l'impédance caractéristique correspond à une demi longueur d'onde, modulo la longueur d'onde; d'où l'atténuation de certaines bandes dans la transmission.

I.1 Calcul de la matrice chaîne

La matrice chaîne d'une ligne uniforme s'obtient en résolvant les équations de propagation de courant et de tension qui sont détaillées dans l'annexe B.

I.1.1 La matrice du tronçon Z $_{min}$

$$A_{\min} = \begin{pmatrix} \cos(\beta l) & jZ_{\min}\sin(\beta l) \\ \dfrac{j\sin(\beta l)}{Z_{\min}} & \cos(\beta l) \end{pmatrix} \tag{I.1}$$

I.1.2 La matrice du tronçon Z $_{max}$

$$A_{\max} = \begin{pmatrix} \cos(\beta l) & jZ_{\max}\sin(\beta l) \\ \dfrac{j\sin(\beta l)}{Z_{\max}} & \cos(\beta l) \end{pmatrix} \tag{I.2}$$

Avec :

L : la longueur de chaque tronçon

tel que $l_{max} = l_{min} = l = P/2$

I.1.3 La matrice chaine pour une période

La matrice chaîne pour période spatial (P) est la cascade de A_{max} et A_{min}

$$A_p = A_{\min} \times A_{\min} = \begin{pmatrix} \cos(\beta l) & jZ_{\min}\sin(\beta l) \\ \dfrac{j\sin(\beta l)}{Z_{\min}} & \cos(\beta l) \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \cos(\beta l) & jZ_{\max}\sin(\beta l) \\ \dfrac{j\sin(\beta l)}{Z_{\max}} & \cos(\beta l) \end{pmatrix} \tag{I.3}$$

I.1.4 La matrice chaîne pour toute la structure

La matrice du dispositif est le produit de Ap N fois

$$A = \underbrace{A_p \times A_p \times \dots\dots\dots \times A_p}_{Nfois} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \tag{I.4}$$

I.2 Les paramètres S11 et S22 du dispositif

Vu la symétrie de la structure (S_{11}=S_{22}) et que la ligne est sans pertes (S_{12}=S_{21}), on se contente d'étudier seulement S_{11} et S_{21}.

Et nous supposerons les charges d'entrée et de sortie de la ligne sont égales Z_0.

$$S11 = \frac{A_{11} + A12/Z_0 - A21/Z_0 - A_{22}}{A_{11} + A_{12}/Z_0 + A_{21}/Z_0 + A_{22}} \tag{I.5}$$

$$S21 = \frac{2}{A_{11} + A_{12}/Z_0 + A_{21}/Z_0 + A_{22}} \tag{I.6}$$

Pour une structure figure III.1, avec 6,5 périodes (le demi correspond à une demi longueur spatiale c'est-à-dire un tronçon Zmax ou Zmin, en effet si la structure commence avec un tronçon Zmax elle doit se terminer avec un tronçon de Zmax et inversement pour Zmin), une impédance caractéristique variant de 28Ω à 90 Ω et une période spatial de 10mm, on aura des coefficients de transmission et de transmission, respectivement de l'allure en figure II.2 et II.3. les simulations sont faites sous MATLAB 7.8

On observe bien sur la Figure III-2, que la bande rejetée autour de la fréquence centrale est répétée pour toutes les harmoniques impaires de cette dernière.
En effet les bandes rejetées correspondent à des longueurs d'ondes λ =2P/ (k+1), k est un nombre entier, ce qui explique le fait que seules les harmoniques impaires sont rejetées.

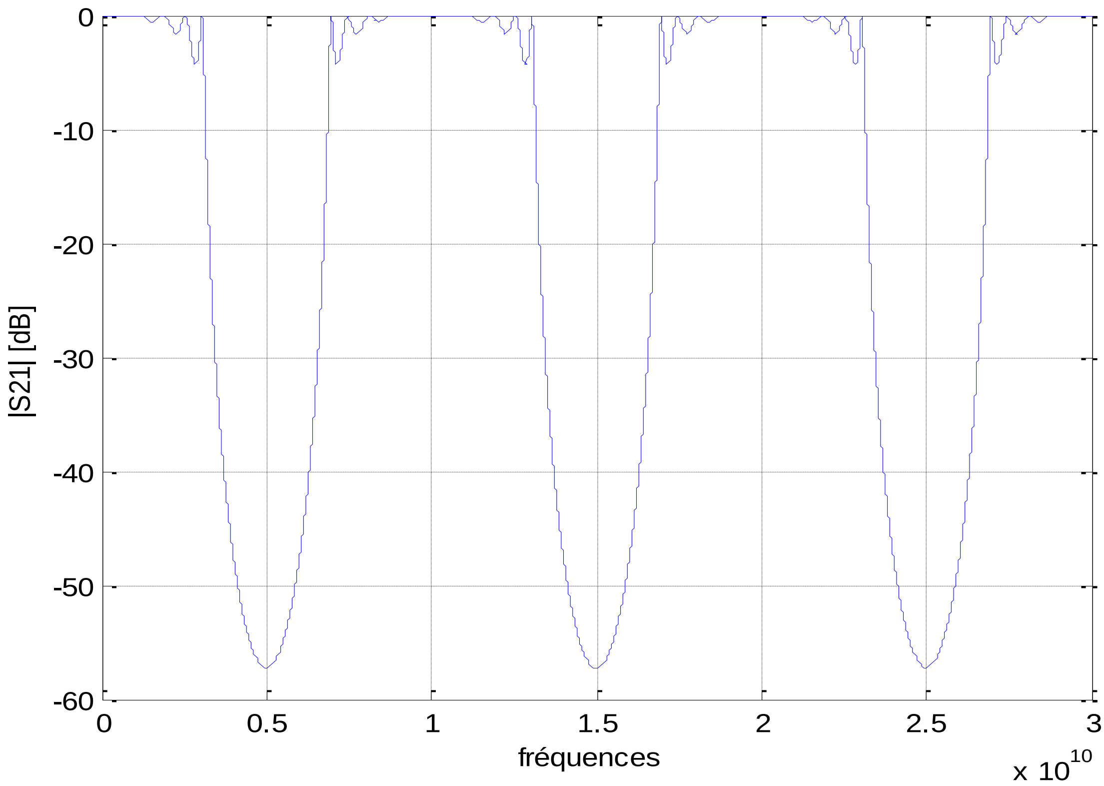


Figure III.2 : Paramètre S_{21} d'une structure périodique à saut d'impédances.

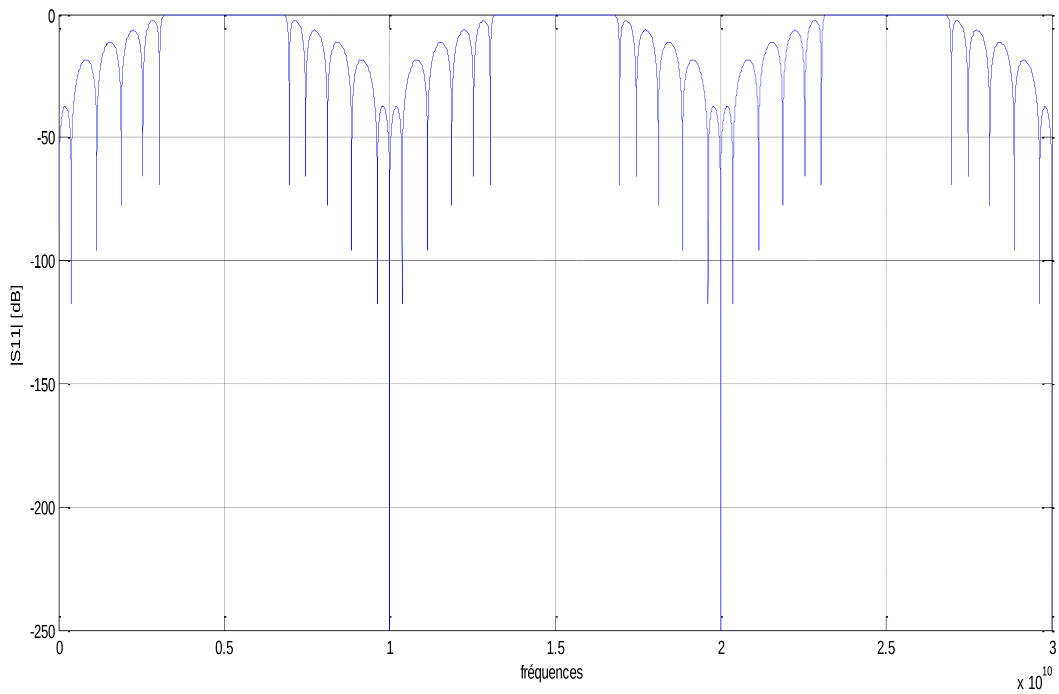


Figure III.3: Paramètre S_{11} d'une structure périodique à saut d'impédances.

II. Effet de la géométrie de la ligne sur la réponse

La ligne à saut d'impédance est caractérisée par sa géométrie, dans ce point nous allons étudier par simulation les effets de ces paramètres géométriques sur la réponse de cette structure.

II.1 Résultats de simulation

II.1.1 Nombres de cellules périodiques

Après simulation on déduit que, le niveau d'atténuation de la bande rejetée est proportionnel au nombre de périodes spatiales constituant la structure. Par contre la largeur de bande rejetée reste inchangée, ce qui est le cas pour fréquence centrale de la bande.

Comme le montre la (figure III.2), une structure avec 5,5 périodes engendre une atténuation de 58 dB, alors que pour 7,5 périodes et 9,5 périodes l'atténuation est respectivement égale à -80 dB et -102 dB.

II.1.2 Contraste entre Zmax et Zmin

En second point, les simulations montre que la largeur de la bande rejetée peut être ajusté avec le rapport entres les impédances maximales et minimales de la ligne

r= Zmax/Zmin,

Pour un rapport entre Zmax et Zmin de 3, la largeur de la bande est de 3GHz et l'atténuation est de -30dB. Et pour r=2, on a Δf=2.2 GHz et une atténuation de -28dB, en portant le contraste à r=4 la bande s'élargi à 3.8 GHz et une atténuation de -67 dB (figure III.3).

Par définition le contraste d'impédance est égal à la racine carré du rapport d'impédance [3]

$$R = \sqrt{r} = \sqrt{\frac{Z\max}{Z\min}}$$

II.1.3 Période de variation de Zc

En dernière expérience, les simulations montrent que, la fréquence centrale f0 de la bande coupée, change en variant la période spatiale (P) de Zc. (figure III.4)

tel que pour P =10 mm la fréquence centrale est égale à 5 GHz

Pour : P = 20 mm → f0 = 3 GHz

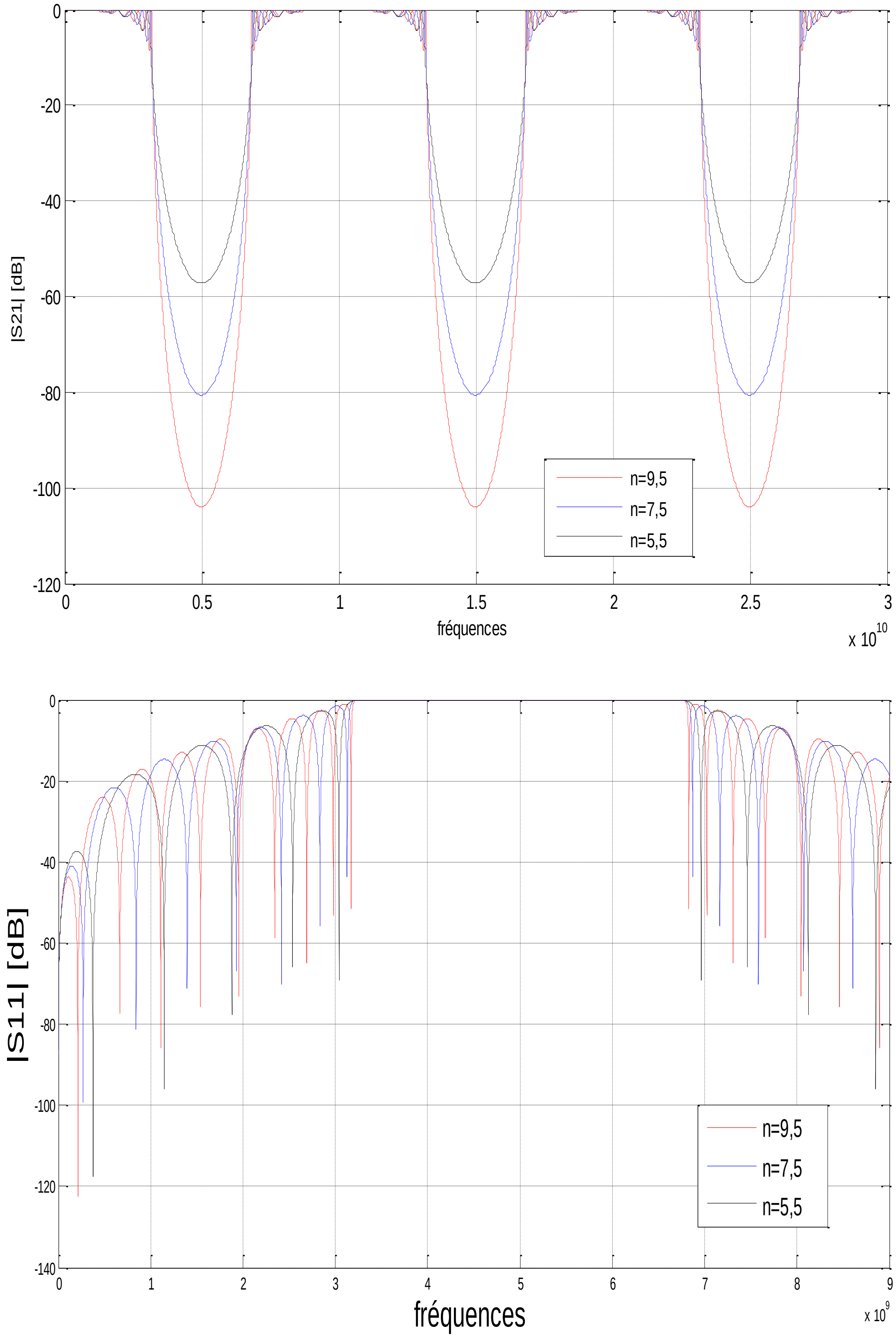
P = 30 mm → f0 = 2 ,5 GHz

D'après ces résultats de simulation nous concluons, que le contraste R, le nombre de cellule N et la période spatial P définissent la caractéristique du gabarit de la bande rejetée.

- Le nombre de cellule détermine le niveau d'atténuation: quand le nombre de cellule augmente, la bande rejetée est plus atténuée. La largeur et la fréquence centrale de la bande rejetée ne sont pas modifiées.

- Le contraste agit sur la largeur et le niveau d'atténuation de la bande rejetée: le contraste élargit la bande et augmente le niveau de réjection.

- La période spatial (P) a un effet sur la fréquence centrale de la bande rejetée (f_0) et la largeur de la bande Δf: en augmentant P la fréquence f_0 se décale vers les basses fréquences et Δf se rétrécit.



Zmax=90

Zmin=28

P=10mm

Figure III.2: Paramètre S d’une structure périodique à saut d'impédances.

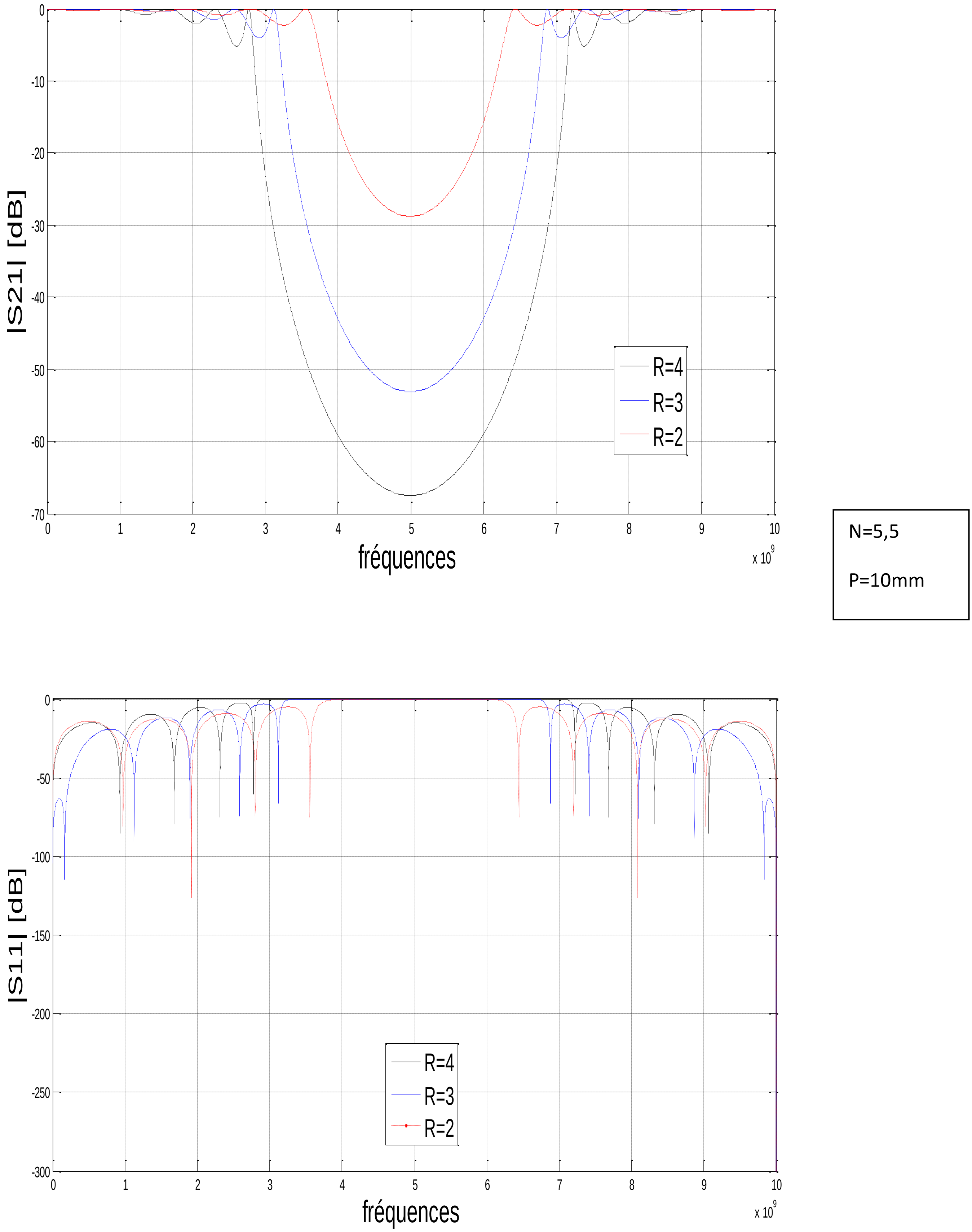


Figure III.3: Paramètre S d’une structure périodique à saut d'impédances.

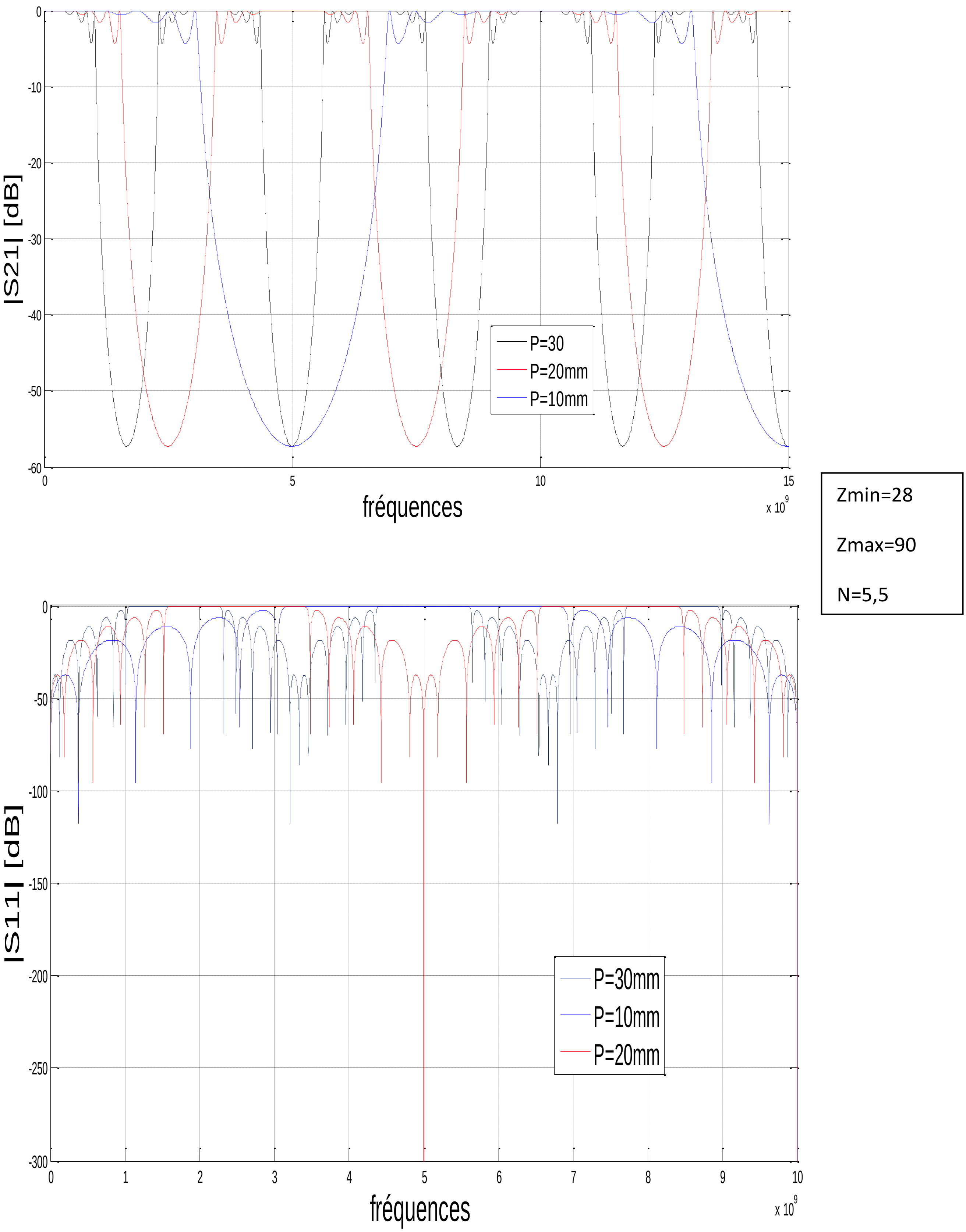


Figure III.4: Paramètre S d'une structure périodique à saut d'impédances.

Conclusion

Une structure à saut d'impédance génère des bandes de fréquences interdites et permises. La bande interdite se répète pour toutes les harmoniques impaires. C'est-à-dire pour les fréquences qui ont une longueur d'onde de $\lambda=2P / (k+1)$ où k un nombre entier. Les caractéristiques spectrales de la bande rejetée dépendent des paramètres physiques de la ligne.

Chapitre IV

Conception de filtre type Coupe bande

Introduction

Les lignes de transmission périodiques trouvent leurs places dans la conception de nombreux dispositifs tels que les coupleurs directifs, les circuits d'adaptations, et les circuits de filtrage micro-ondes. Indépendamment de leurs formes, les structures périodiques sont caractérisées par l'existence de bandes passantes discrètes séparées par des bandes coupées. En d'autres termes, des bandes de fréquences pour lesquelles les ondes électromagnétiques se propagent le long de la structure sont séparées par des bandes de fréquences où les ondes seront complètement atténuées. Cette caractéristique avantageuse des structures périodiques a montré un grand intérêt dans la détermination des performances potentielles des nouveaux circuits de filtrage micro-ondes. L'analyse mathématique faite dans le chapitre II et III a révélé les propriétés caractéristiques des structures périodiques considérées sur une bande de fréquences donnée.

Dans ce chapitre une étude est consacrée à la conception d'un filtre coupe bande. Dans cette optique, des modifications géométriques ont été portées sur la ligne à saut d'impédance (compensation des discontinuités abruptes) afin de supprimer la multiplicité des bandes rejetées. De plus une apodisation de cette dernière sera introduite dans le but d'améliorer l'adaptation au niveau des accès.

Enfin une perspective de conception est proposée sur l'optimisation de filtre coupe bande avec des lignes à forme arbitraires.

I. Principe

Un filtre coupe bande, est un filtre qui laisse passer toutes les gammes de fréquence sauf une bande qui sera rejetée. Jusqu'ici nous avons montré qu'un dispositif à saut d'impédance rejette une bande de fréquence, mais elle se répète dans le spectre fréquentiel pour toutes les harmoniques impaires de la fréquence centrale de la bande rejetée.

Donc afin de concevoir un filtre coupe bande avec une structure périodique, nous devons éliminer les lobes harmoniques de la structure à saut d'impédance.

Après une recherche bibliographique et des simulations sur différents profils géométriques de lignes qui nous ont orientés vers une solution pour éliminer ces harmoniques [3,4]. La solution consiste à réduire ou bien compenser les fortes transitions (discontinuités) d'impédance de la structure étudiée dans le chapitre III, qui sont les principales causes de la multiplicité de la bande rejetée.

Pour mettre en évidence les effets de la compensation sur la réponse (S_{11} et S_{21}), nous considérons la structure à saut d'impédance du chapitre précédent. La compensation des discontinuités, c'est à dire le saut abrupt de l'impédance entre Zmax et Zmin se fera de deux manières:

- des tronçons de ligne avec une impédance caractéristique qui augmente ou décroit linéairement de Zmin à Zmax ou de Zmax à Zmin le long de ce tronçon.
- une ligne avec une variation d'impédance continue, modulée par sa largeur du ruban conducteur W(z) par une fonction sinusoïdale de la position z.

I.1 Compensation de discontinuité par des tronçons linéaire

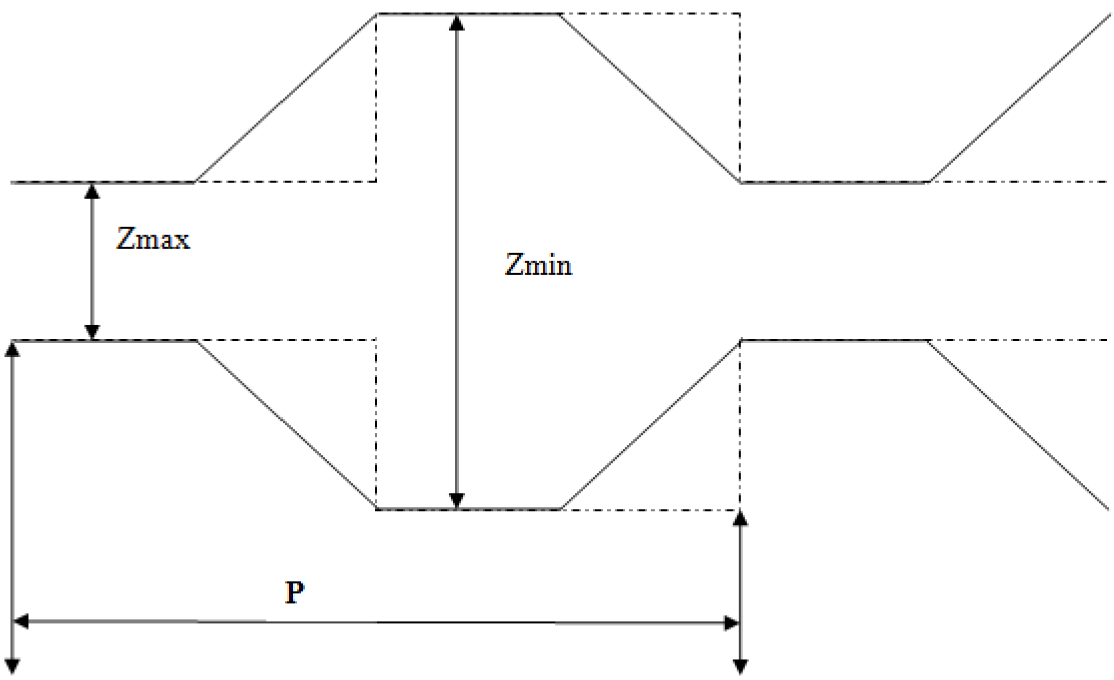


Figure IV.1: ligne microruban à saut d'impédance compensé avec des tronçons linéaires

Comme le montre la figure IV.1, les discontinuités abruptes sont compensées par des tronçons linéaires d'impédance caractéristique variable selon la loi:

$$Z_C(x) = Z_C(0)(1 + Kx) \qquad \text{(IV.1)}$$

Avec : $Z_C(0)$: est l'impédance à l'entrée de la ligne linéaire.

$K = \frac{Z\max - Z\min}{Z\max \times l}$ est le coefficient de non uniformité.

I.1.1 Analyse et simulation de la ligne

La matrice chaîne de cette ligne pour une période, est la cascade de matrice chaîne de chaque tronçon.

$[A^P] = [A^u]*[A^l]*[A^u]*[A^l]$

$[A^u]$: matrice du tronçon uniforme

$[A^l]$: matrice du tronçon linéaire

pour une ligne de N période la matrice chaîne est:

$$\left[A^{totale}\right] = \prod_{i=1}^{N}\left[A^P\right] \qquad \text{(IV.2)}$$

L'extraction des paramètres de la matrice de répartition (S_{11} et S_{21}) se fait par la méthode présentée dans le chapitre II

- Résultats de simulation:

Les figures (IV.2) et (IV.3) représentent les paramètres S_{11} et S_{21} pour une ligne de période spatial P= 10mm ,5 périodes et Zmax= 90Ω, Zmin=25Ω

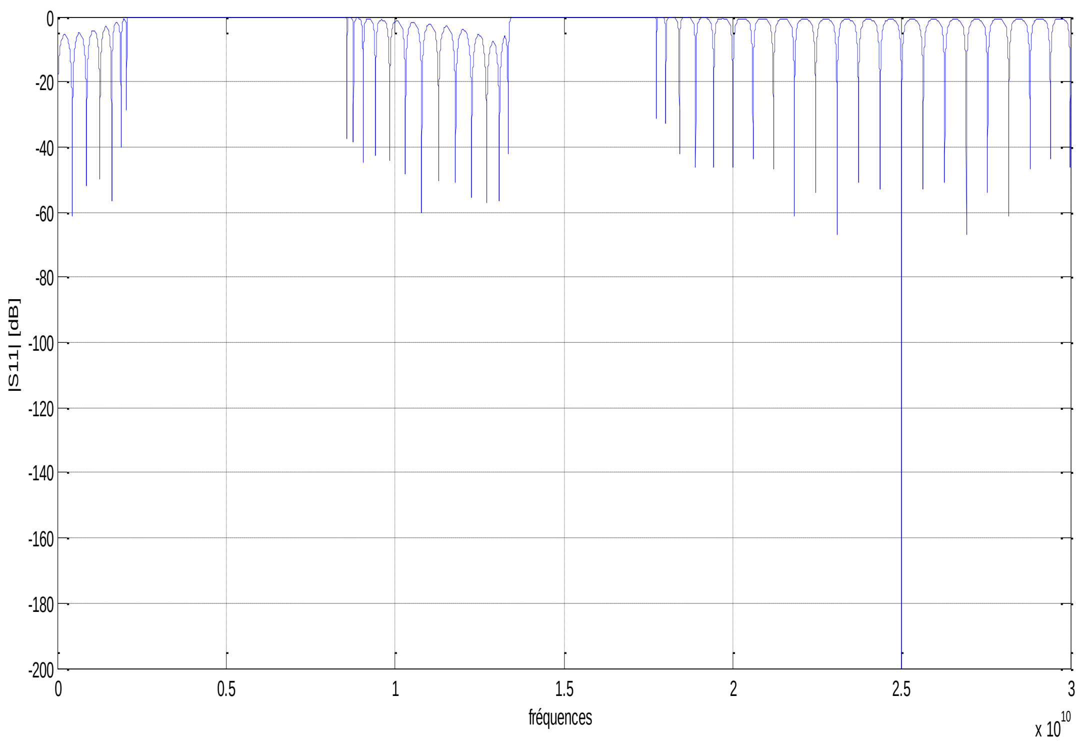


Figure IV.2: Paramètre S_{11} d'une structure périodique avec des tronçons linéaires.

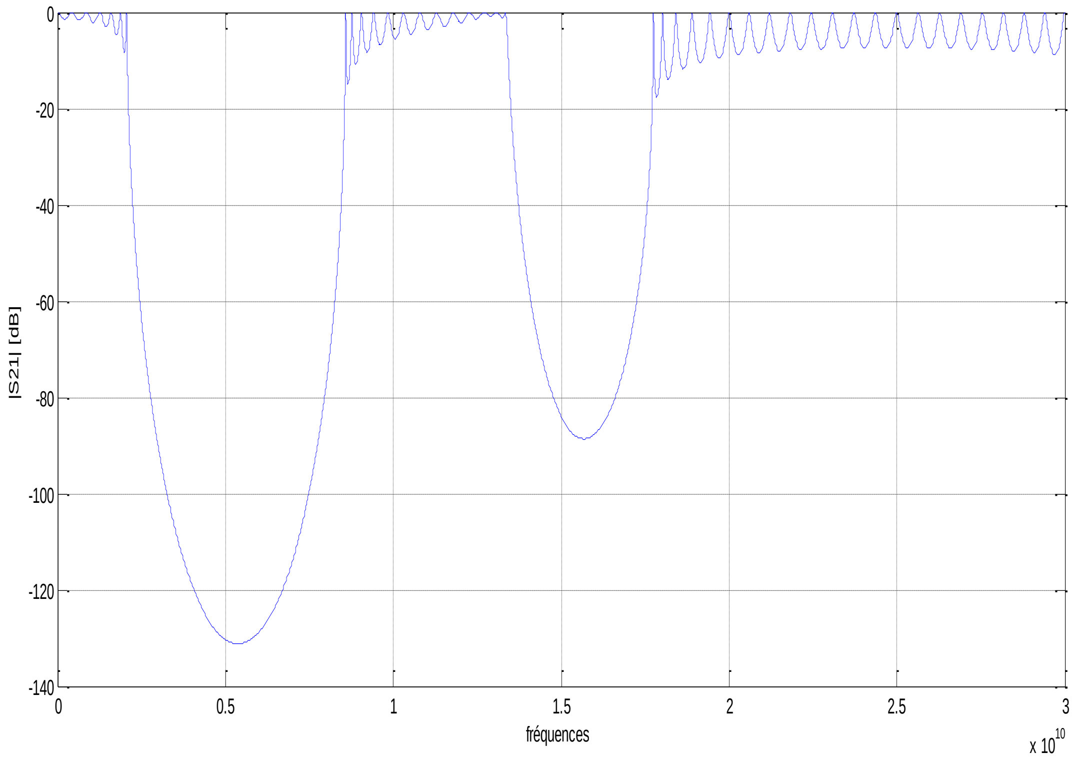


Figure IV.3: Paramètre S_{21} d'une structure périodique avec des tronçons linéaires

Constations

Nous constatons que cette compensation par des tronçons linéaires est efficace sur les lobes harmoniques à partir de la deuxième tandis que, le premier lobe est atténué par rapport à la bande rejetée.

I.2 Ligne sinusoïdale

I.2.1 Définition de la ligne sinusoïdale

Une ligne de transmission microruban à profil sinusoïdal est physiquement réalisée en modulant la largeur W(z) du ruban conducteur par une fonction sinusoïdale de la position z

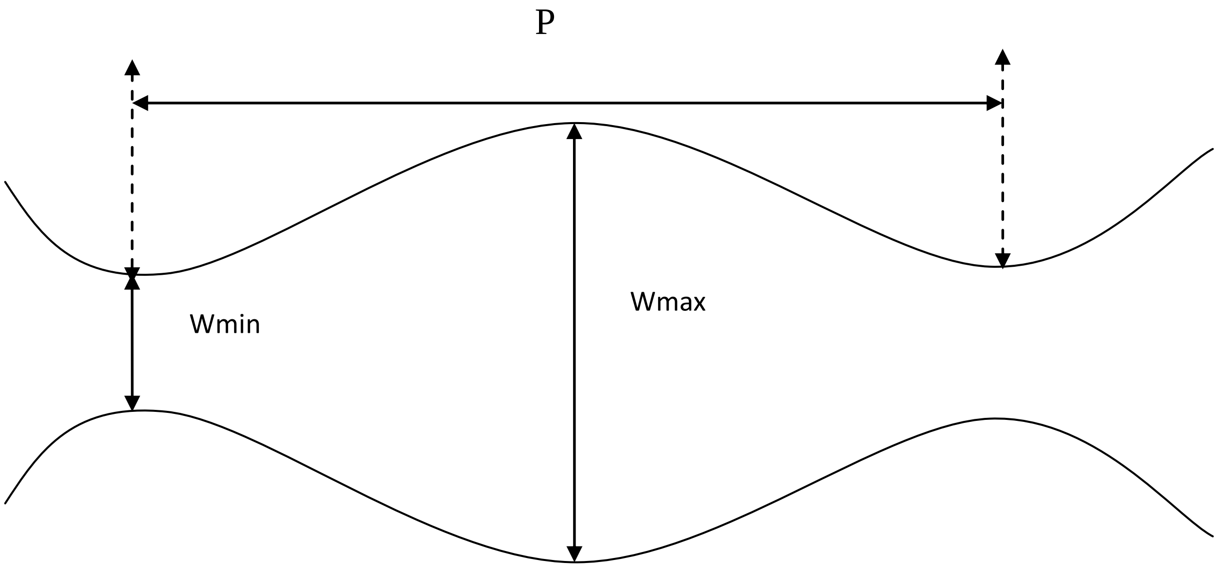


Figure IV.4 : ligne à un profil sinusoïdal

L'impédance caractéristique en chaque point de cette ligne est donnée par l'équation:

$$Z_C(z) = Z_{moy}(1 + m\sin(\frac{2\pi}{P}z)) \quad \text{(IV.3)}$$

Avec : $Z_{moy} = \dfrac{Z_{\max} + Z_{\min}}{2}$ et $m = \dfrac{Z_{\max} - Z_{\min}}{2Z_{moy}}$

Dans notre cas, nous lisserons la ligne à saut d'impédance par une ligne sinusoïdale

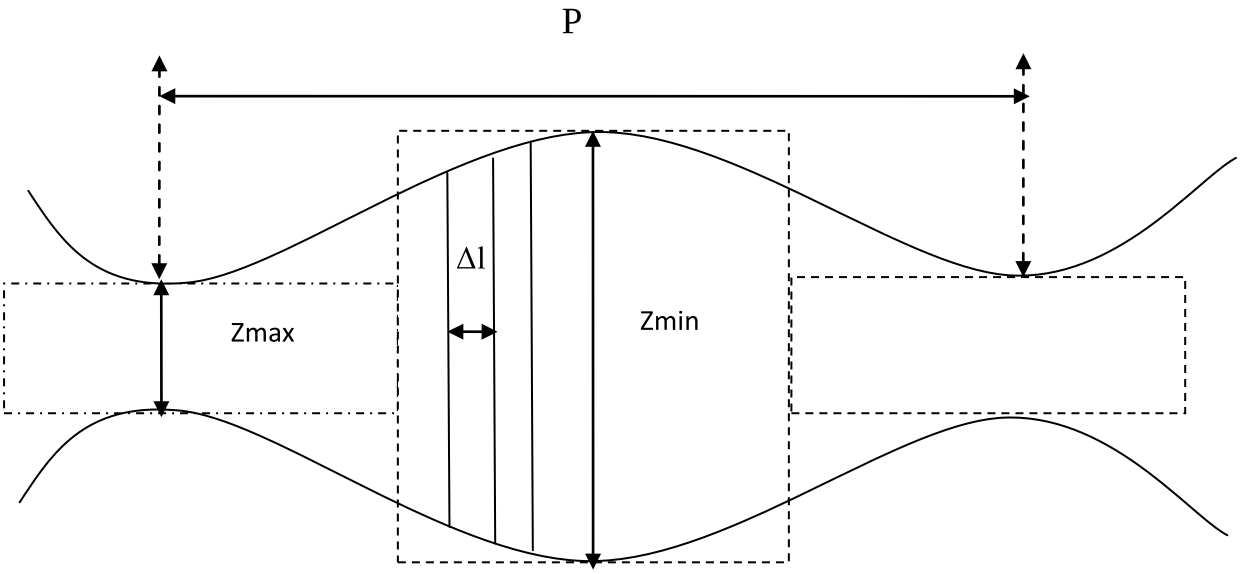


Figure IV.5: ligne microruban à saut d'impédance compensé avec un profil sinusoïdal.

I.2.2 Analyse de la ligne et résultats de simulation

Pour une ligne sinusoïdale il n'existe pas de solutions analytiques pour l'équation des télégraphistes. Une discrétisation d'une période de la ligne en (n) tronçons uniformes de longueur Δl s'impose. L'impédance caractéristique de chaque tronçon est égale à la valeur moyenne entre son impédance d'entrée et de sortie.

L'impédance du n^{ième} tronçon est donnée par la relation suivante

$$Z_{C_n} = \frac{Z_C((n+1)\Delta l) + Z_C(n.\Delta l)}{2} \qquad \text{(IV.4)}$$

La matrice chaîne d'une période est le produit de matrice des n tronçons

$$\left[A^{P}\right]=\prod_{i=1}^{n}\left[A^{i}\right]$$

$[A^i]$: est la matrice chaîne du $i^{ième}$ tronçon

Pour une structure de N période la matrice chaîne correspondante est :

$$\left[A^{totale}\right]=\left[A^{P}\right]^{N}$$

Les figures (IV.6) et (IV.7) représentent les paramètres S_{11} et S_{21} pour une ligne de période spatiale P= 10mm ,5 périodes et Zmax= 90Ω, Zmin=25Ω

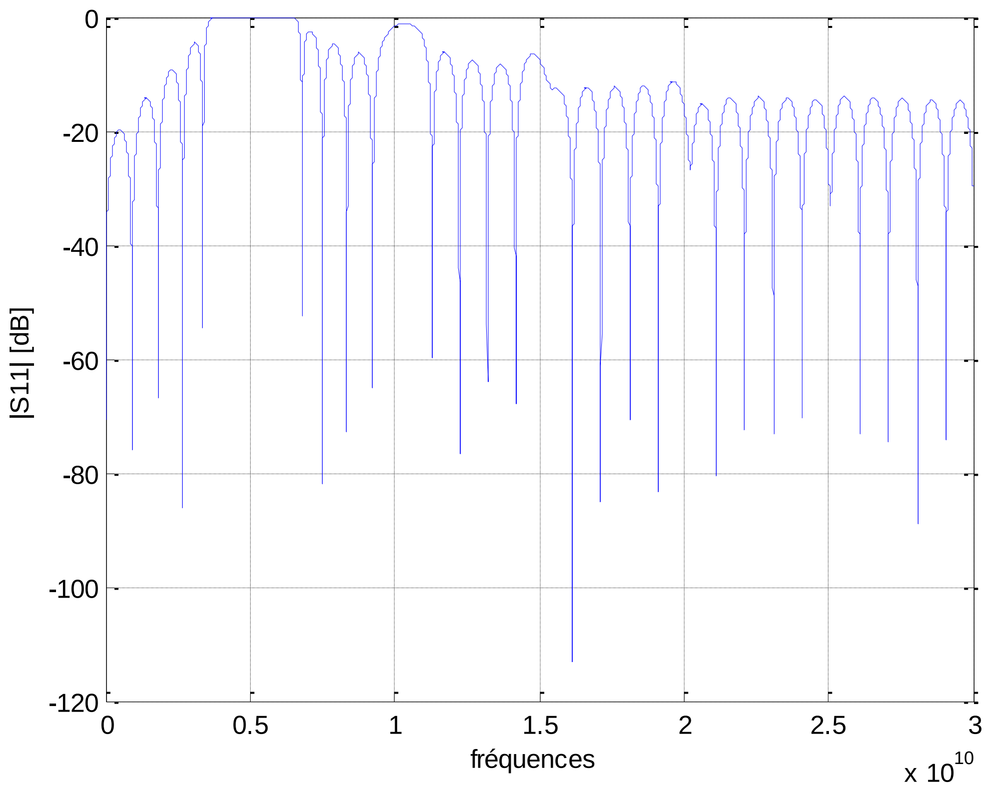


Figure IV.6: Paramètre S_{11} d'une structure périodique à profil sinusoïdal.

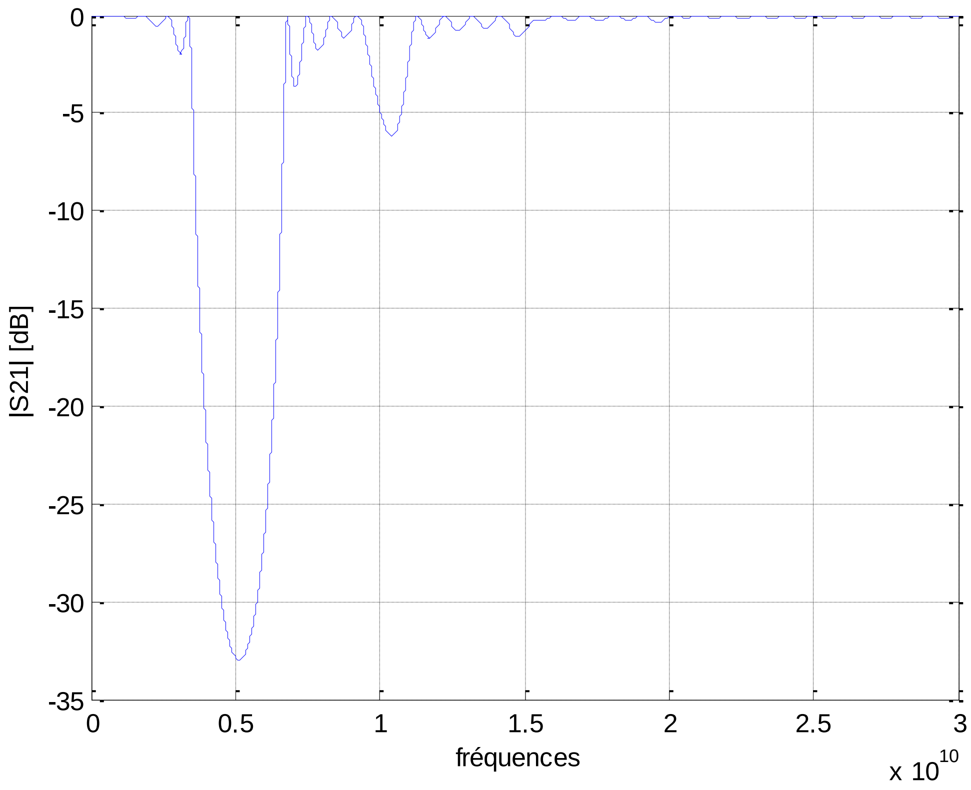


Figure IV.7: Paramètre S_{21} d'une structure périodique à profil sinusoïdal

Constatation

On observe bien sur la figure (IV.6) que les harmoniques sont supprimées, tandis que sur la figure (VI.5), le niveau de réflexion n'est pas fortement diminué, et cela est dû à la désadaptation d'impédance de la structure périodique.

I.3 Conclusion

L'élimination de lobes harmoniques peut se faire avec des lignes lissées, en d'autres termes on les élimine en compensant les discontinuités abruptes. Le lissage par des lignes sinusoïdales s'avère la mieux adaptée pour concevoir une structure à unique bande rejetée.

Mais si on est parvenu à concevoir un filtre coupe bande, avec une ligne périodique, à une seule bande rejetée, la désadaptation au niveau des accès (entrée et sortie), reste un problème.

II. Amelioration de l'adaptation

Pour amélioré l'adaptation, il y a lieu introduire la périodicité progressivement le long du filtre (figure IV.8) pour limiter autant que possible les discontinuités entre le connecteur et les motifs périodiques de la structure qui sont la principale cause de ces désadaptations. Une méthode basée sur une apodisation à été proposé dans [3]. Cette méthode consiste donc à multiplier la fonction Zc(z) par une fonction de fenêtrage [Annexe C] (Bartlett, Hamming, cosinus,….). Pour cette étude, plusieurs fenêtres ont été étudiées [3]. Celle qui présente les meilleurs résultats et la fenêtre de Bartlett. L'apodisation peut être appliquée à l'ensemble de la structure ou seulement sur quelques périodes aux niveaux des accès.

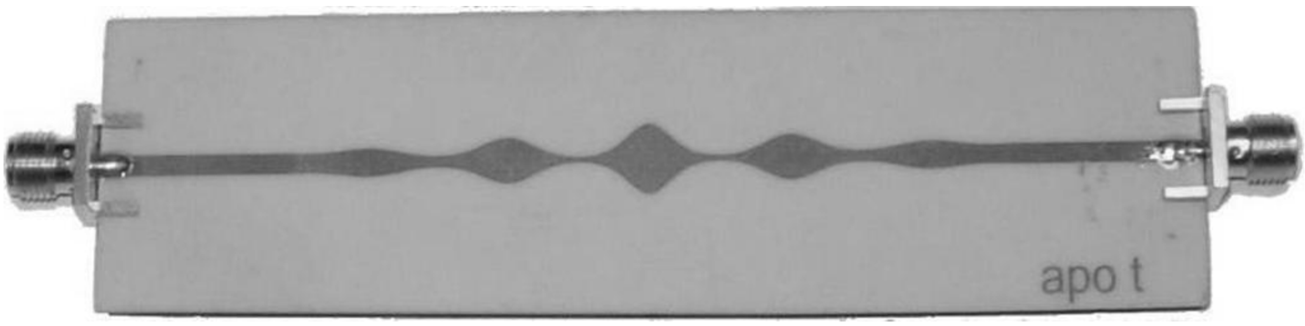


Figure IV.8: ligne microruban apodisé avec une fenêtre de Bartlett

II.1 Résultats de simulation

Les figures IV.9 et IV.10 représentent les coefficients de transmission et réflexion (S_{11} et S_{21}) d'une structure périodique sinusoïdale après et avant apodisation par la fenêtre de Bartlett, les simulations ont été faites pour une structure de période spatial P= 10mm, de longueur totale 50mm, et le rapport entre Zmax et Zmin est de 90/28.

On constate en observant les deux figures ci-dessous, que l'apodisation a amélioré l'adaptation au niveau des accès. En d'autres termes le niveau de réflexion (S11) a été diminué relativement dans la bande passante.

L'apodisation permet de diminuer la réflexion maximale dans la bande passante, mais, en contre partie, elle atténue réflexion maximale dans la bande considérée.

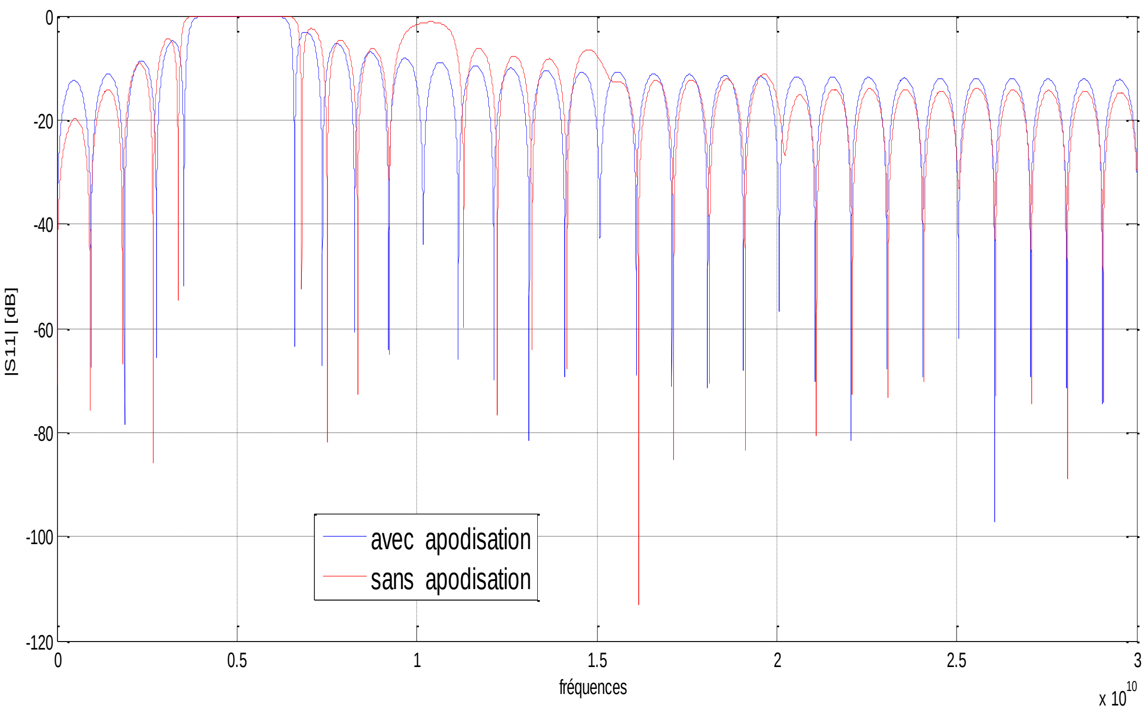


Figure IV.9: Paramètre S_{11} d'une structure avec et sans apodisation.

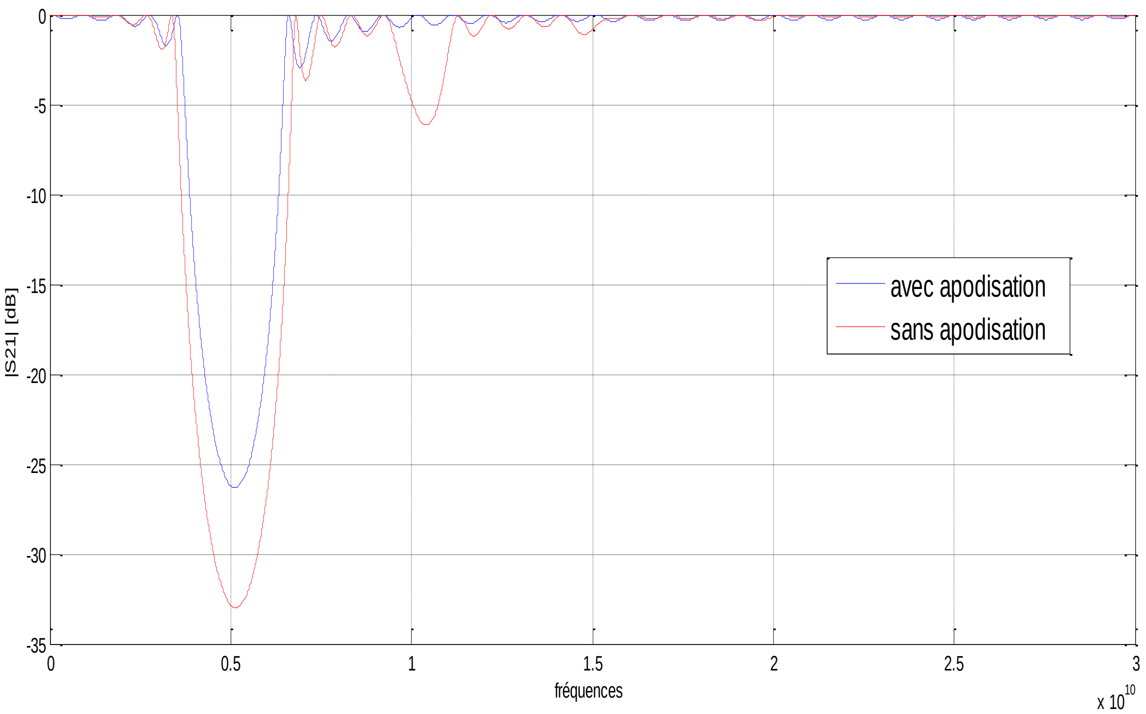


Figure IV.10: Paramètre S_{21} d'une structure avec et sans apodisation.

III. Conception par optimisation

Les filtres à structures périodiques sont des nouveaux dispositifs qui n'ont vu leur apparition que récemment. En effet, jusqu' à aujourd'hui il n'existe pas de méthodes bien précises qui donnent les paramètres géométriques de la ligne à priori, autrement dit une structure qui génère une application (filtrage) désirée. Ainsi nous proposons une méthode de conception par optimisation qui consiste à approcher une réponse désirée à partir d'une structure sinusoïdale générée comme solution initiale de l'application souhaitée. En effet, pour une application de conception donnée, une ligne sinusoïdale avec un nombre spécifié de cellules peut être considérée comme une solution approximative du problème imposé. Ensuite, une ligne à forme arbitraire avec un nombre suffisant de paramètres est générée en utilisant la procédure de modélisation développée dans [5]. Puis, l'utilisation d'une technique d'optimisation peut nous amener à la solution cherchée.

III.1 Méthode de conception par optimisation

Afin de réaliser notre objectif et avoir un outil de conception et de modélisation de circuits de filtrage coupe bande, nous présentons le processus de la méthode de conception par optimisation qui est représenté par l'organigramme ci-dessous (figure IV.11). Les étapes principales de la conception sont les suivantes:

1. Les caractéristiques (f_0, Δf) de la bande coupée et les performances de la bande passante du filtre désiré.
2. La génération, selon les spécifications voulues, d'une solution approximative (ligne périodique) pour l'application désirée.
3. L'application des conditions aux accès pour synthétiser les sorties du filtre désiré.
4. La génération d'une ligne à forme arbitraire utilisant la procédure de modélisation développée dans [5].
5. L'optimisation du profil ainsi obtenu en tenant compte des contraintes imposées.
6. Validation du modèle obtenu par les mesures expérimentales.

L'objectif de cette approche consiste à trouver une ligne à forme arbitraire qui satisfasse certaines spécifications et performances désirée. La solution de ce problème consiste à supposer une certaine solution de départ, caractérisée par ses paramètres [S_C], puis une fonction d'erreur est définie par:

$$E_{er} = \sum_{i=1}^{N} \left| \overrightarrow{S_c}(f, \vec{z}) - \overrightarrow{S_d}(f, \vec{z}) \right|^2$$

Avec : $\overrightarrow{S_c}(f,\vec{z})$ et $\overrightarrow{S_d}(f,\vec{z})$ sont des vecteurs.

Où S_d désigne les paramètres S désirée. Le problème d'optimisation consiste donc à minimiser la fonction d'erreur en tenant compte des contraintes imposées au départ. En modifiant la géométrie de la solution de départ et en commençant les opérations de simulation et de comparaison de la solution obtenue et celle désirée. Le processus de calcul est répété jusqu'à ce que les critères de convergence soient satisfaits.

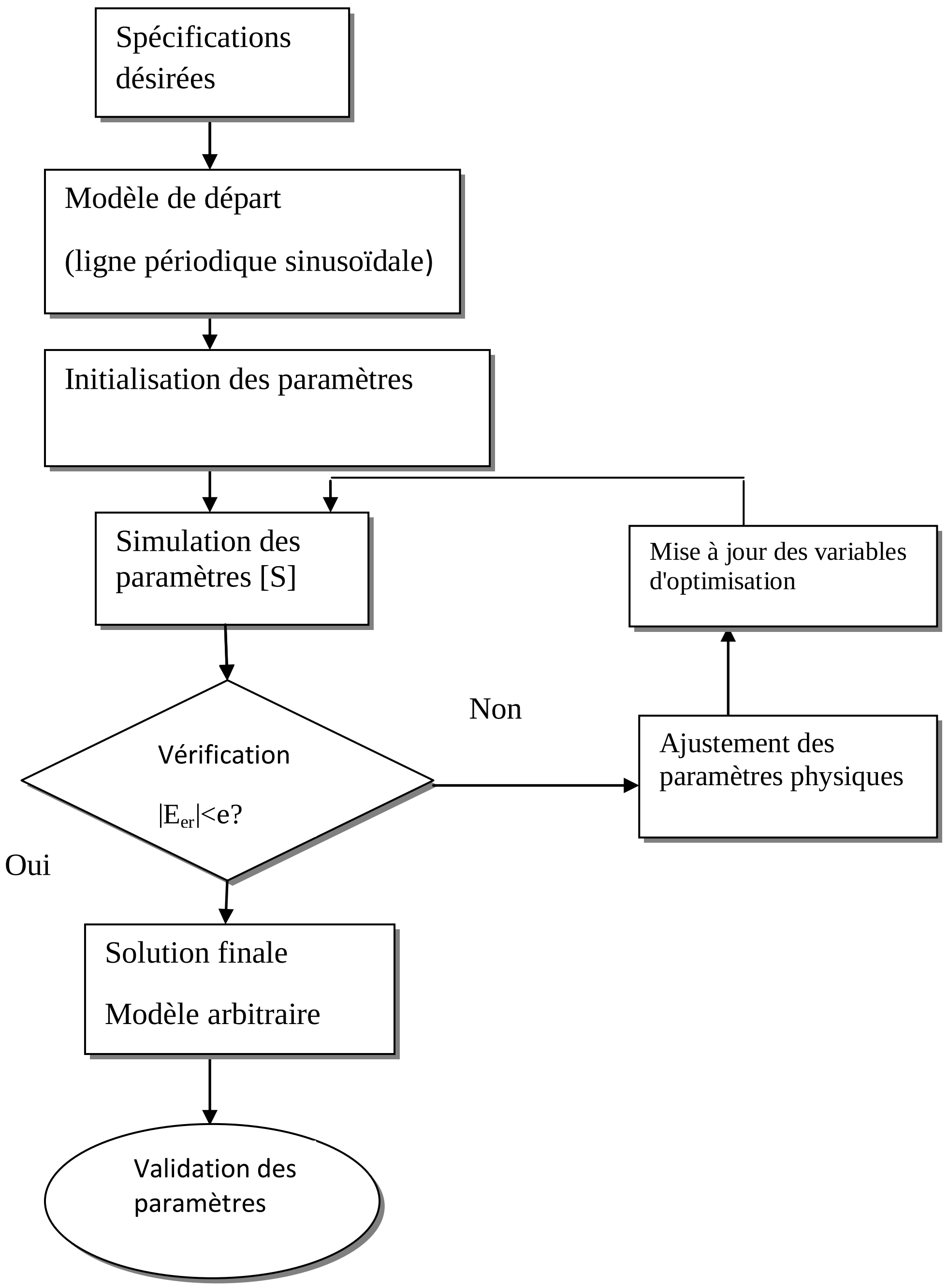


Figure IV.11 Algorithme d'approche proposé pour la conception des filtres planaires

Conclusion

Notre étude montre que le profil continu permet d'atteindre l'objectif définit en terme de gabarit de la réponse contenue dans un cahier des charges. Cependant la recherche d'une solution de départ constitue une étape importante dans le processus d'optimisation. En effet la linge à profil sinusoïdal s'avère la solution la plus adéquate comme solution approximative du problème imposé.

Conclusion Générale

Conclusion générale

Un filtre coupe bande à structure périodique en technologie microruban est présenté. Ce filtre à saut d'impédance a la particularité de présenter plusieurs bandes de réjection dues à la discontinuité de la ligne.

Ce genre de filtre réfléchit les ondes qui entrent en résonance dans la structure c'est-à-dire dont la longueur d'onde est égale à deux fois la période de variation de la structure. L'étude montre qu'un comportement fréquentiel spécifique dépend étroitement du profil de la ligne. Cette caractéristique fondamentale des lignes de transmission non uniformes offre des perspectives avantageuses dans des applications ayant pour intérêt de réduire l'importance des harmoniques.

La quête d'une modulation particulière de l'impédance caractéristique qui ne permet qu'à une seule bande de fréquence de résonner. Donc d'être réfléchie, est toujours un thème d'actualité. Grâce à une étude basée sur la modélisation de lignes de transmission non uniformes, une modulation d'impédance caractéristique est extraite et testée pour la conception d'un filtre réjecteur de bande. Une modulation sinusoïdale de la largeur du ruban combinée à une apodisation à l'aide d'une fenêtre type Bartlett, montre les meilleurs résultats en termes de gabarit envisagé.

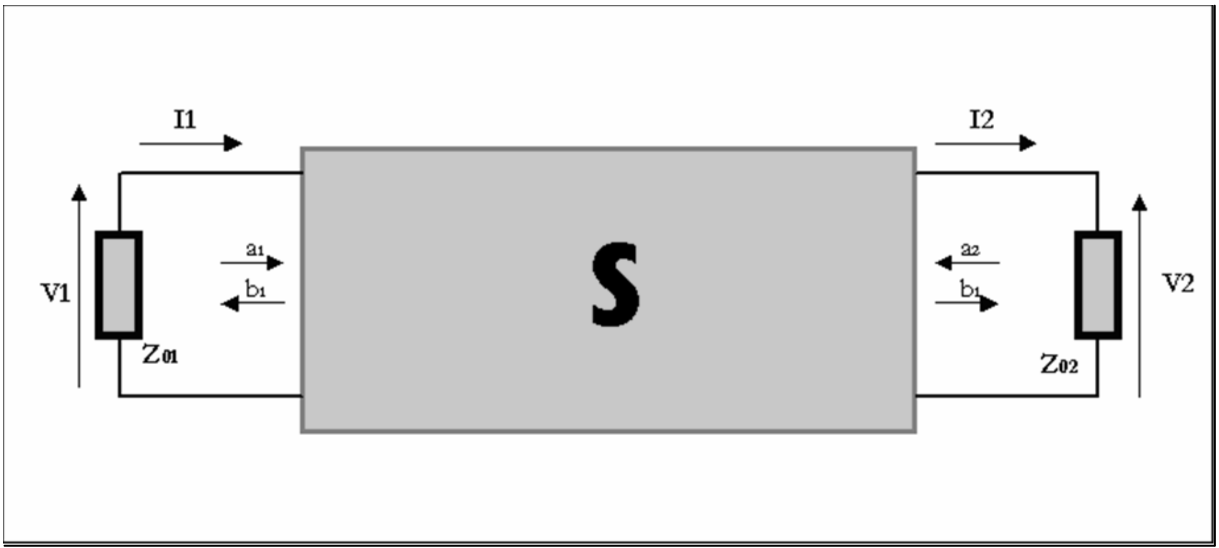
Enfin, en l'absence de méthode de synthèse avérée permettent de répondre à un cahier des charges précis, une approche par optimisation est présentée comme contribution à la recherche d'une solution.

Annexe

Annexe A

Matrice chaîne – Matrice de répartition

Considérons un quadripôle (figure A.1) chargé respectivement en entrée et en sortie par les impédances Z_1 et Z_2. De plus en considérant que la matrice chaîne de ce quadripôle est connue. Nous proposons de déterminer sa matrice de répartition



Figue A.1 Quadripôle avec ces notations conventionnelles

A partir des notations choisies, nous pouvons écrire successivement :

La matrice chaîne (ABCD) $\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} \Rightarrow \begin{cases} V_1 = AV_2 + BI_2 \\ I_1 = CV_2 + DI_2 \end{cases} S$

La matrice S $\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \Rightarrow \begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{cases} S$

De plus, on a les relations suivantes :

$$V_1 = \sqrt{Z_1}\left(V_1^+ + V_1^-\right) = \sqrt{Z}1\left(a_1 + b_1\right)$$
$$V_2 = \sqrt{Z_2}\left(V_2^+ + V_2^-\right) = \sqrt{Z}2\left(a_2 + b_2\right)$$

$$I_1 = \left(V_1^+ + V_1^-\right)\Big/\sqrt{Z_1} = \left(a_1 - b_1\right)\Big/\sqrt{Z_1}$$
$$I_2 = \left(V_2^+ + V_2^-\right)\Big/\sqrt{Z_2} = \left(a_2 - b_2\right)\Big/\sqrt{Z_2}$$

Détermination du paramètre S_{11}

On a $S_{11} = b_1/a_1\Big|_{a_2=0}$

A partir des expressions précédentes, on obtient:

$$V_1 = \sqrt{Z_1}\left(a_1 + b_1\right) = A\sqrt{Z_2}\left(a_2 + b_2\right) + B\left(b_2 - a_2\right)\Big/\sqrt{Z_2}$$
$$I_1 = \left(a_1 + b_1\right)\Big/\sqrt{Z_1} = C\sqrt{Z_2}\left(a_2 + b_2\right) + D\left(b_2 - a_2\right)\Big/\sqrt{Z_2}$$

$$\sqrt{Z_1}\left(a_1 + b_1\right) = b_2\left[\sqrt{Z_2}\,(A + B)\Big/\sqrt{Z_2}\right]$$
$$\left(a_1 - b_1\right)\Big/\sqrt{Z_1} = b_2\left[\sqrt{Z_2}\,(C + D)\Big/\sqrt{Z_2}\right]$$

A partir du système précédent en éliminant le terme b_2, on obtient après calcul :

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{AZ_2 + B - CZ_1Z_2 - DZ_1}{AZ_2 + B + CZ_1Z_2 + DZ_1}$$

Dans le cas ou le quadripôle est chargé en ces deux accès par des charges identiques c'est-à-dire $Z_1 = Z_2 = Z_0$, on obtient :

$$S_{11} = \frac{A + B/Z_0 - CZ_0 - D}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$$

Détermination du paramètre S_{12}

On a $S_{11} = b_1 / a_2 \big|_{a_1 = 0}$

A partir des équations initiales, on a :

$$\sqrt{Z_1} b_1 = A\sqrt{Z_2}\left(a_2 + b_2\right) + B\left(b_2 + a_2\right) \Big/ \sqrt{Z_2}$$
$$-b_1 \Big/ \sqrt{Z_1} = C\sqrt{Z_2}\left(a_2 + b_2\right) + D\left(b_2 - a_2\right) \Big/ \sqrt{Z_2}$$

$$\sqrt{Z_1} b_1 = a_2\left(AZ_2 - B\right) \Big/ \sqrt{Z_2} + b_2\left(AZ_2 + B\right) \Big/ \sqrt{Z_2}$$
$$-b_1 \Big/ \sqrt{Z_1} = a_2\left(CZ_2 - D\right) \Big/ \sqrt{Z_2} + b_2\left(C\sqrt{Z_2} + D\right) \Big/ \sqrt{Z_2}$$

A partir du système en éliminant b_2, et après un calcul on obtient :

$$S_{12} = \frac{2\sqrt{Z_1 Z_2}\left(AD - BC\right)}{AZ_2 + B + CZ_1 Z_2 + DZ_1}$$

Dans le cas ou le quadripôle est chargé en ces deux accès par des charges identiques c'est-à-dire $Z_1 = Z_2 = Z_0$, on obtient :

$$S_{12} = \frac{2\left(AD - BC\right)}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$$

Détermination du paramètre S_{21}

On a $S_{21} = b_2 / a_1 \big|_{a_2 = 0}$

A partir des systèmes d'équations initiaux, on obtient :

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} = \frac{2\sqrt{Z_1 Z_2}}{AZ_2 + B + CZ_1 Z_2 + DZ_1}$$

Dans le cas ou le quadripôle est chargé en ces deux accès par des charges identiques c'est-à-dire $Z_1 = Z_2 = Z_0$, on obtient :

$$S_{21} = \frac{2}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$$

Détermination du paramètre S_{22}

On a $S_{22} = b_2/a_2\big|_{a_1 = 0}$

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} = \frac{-AZ_2 + B - CZ_1 Z_2 + DZ_1}{AZ_2 + B + CZ_1 Z_2 + DZ_1}$$

Dans le cas ou le quadripôle est chargé en ces deux accès par des charges identiques c'est-à-dire $Z_1 = Z_2 = Z_0$, on obtient :

$$S_{22} = \frac{-A + B/Z_0 - CZ_0 + D}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$$

Annexe B

Modélisation électrique d'une ligne de transmission uniforme

Pour faire l'étude des phénomènes de propagation, il convient d'adopter une modélisation de la ligne, le modèle utilisé est un réseau comporte :

- En série : une résistance Rdx et une inductance Ldx pour représenter respectivement les pertes d'énergie active t réactive dans les conducteurs de la ligne, par unité de langueur.
- En parallèle : une conductance Gdx et une capacité Cdx pour présenté respectivement les pertes d'énergie active et réactive dans le diélectrique, par unité de longueur.

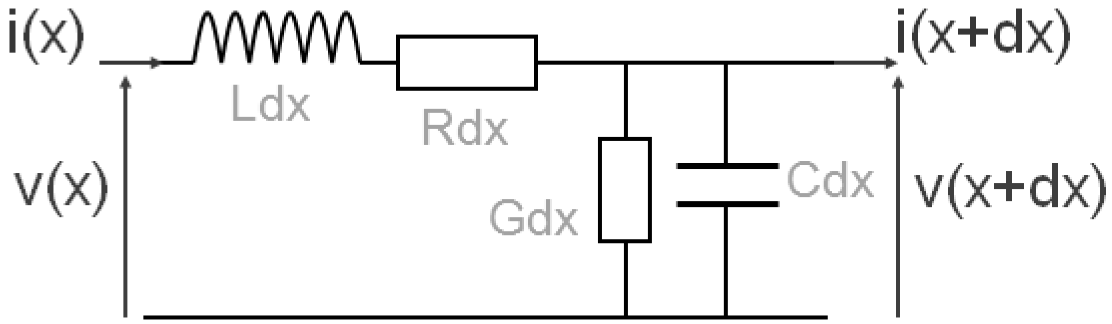


Figure B.1 :

Cette modélisation n'est valable que pour une ligne TEM ou quasi-TEM, ou les notions de tension et de courant gardent un sens.

Mise en équation

L'application des lois de Kirchhoff au schéma de la figure (B.1) donne :

- Equations aux mailles :

$$V(x,t) = RdxI(x,t) + Ldx\frac{\partial I(x,t)}{\partial t} + V(x+dx,t) \qquad \text{(B.1)}$$

- Equations aux nœuds :

$$I(x,t) = GdxV(x+dx,t) + Cdx\frac{\partial V(x+dx,t)}{\partial t} + I(x+dx,t) \qquad \text{(B.2)}$$

Le développement limité au premier ordre des expressions $V(x+dx,t)$ et $I(x+dx,t)$ donne :

$$V(x+dx,t)=V(x,t)+\frac{\partial V(x,t)}{\partial x}dx \tag{B.3}$$

$$I(x+dx,t)=I(x,t)+\frac{\partial I(x,t)}{\partial t}dx \tag{B.4}$$

En remplaçant dans les équations (B.3) et (B.4) dans (B.1) et (B.2) on aura respectivement :

$$V(x,t)=RdxI(x,t)+Ldx\frac{\partial I(x,t)}{\partial t}+V(x,t)+\frac{\partial V(x,t)}{\partial t}dx \tag{B.5}$$

$$I(x,t)=GdxV(x,t)+G(dx)^2\frac{\partial V(x,t)}{\partial t}+Cdx\frac{\partial V(x,t)}{\partial t}+C(dx)^2\frac{\partial^2 V(x,t)}{\partial x\partial t}+dx\frac{\partial I(x,t)}{\partial x}+I(x,t) \tag{B.6}$$

Pour l'expression de $I(x,t)$ les termes du second ordre sont négligeables d'où :

$$RI(x,t)+L\frac{\partial I(x,t)}{\partial t}+\frac{\partial V(x,t)}{\partial x}=0 \tag{B.7}$$

$$GV(x,t)+C\frac{\partial V(x,t)}{\partial t}+\frac{\partial I(x,t)}{\partial x}=0 \tag{B.8}$$

Enfin on obtient les équations suivantes :

$$-\frac{\partial V(x,t)}{\partial x}=RI(x,t)+L\frac{\partial I(x,t)}{\partial t} \tag{B.9}$$

$$-\frac{\partial I(x,t)}{\partial x}=GV(x,t)+C\frac{\partial V(x,t)}{\partial t} \tag{B.10}$$

Dans le cas du régime sinusoïdal, la tension et le courant sont données par les expressions suivantes :

$$V\left(x,t\right)=V\left(x\right)e^{jwt}$$

$$I\left(x,t\right)=I\left(x\right)e^{jwt}$$

Les équations (B.9) et (B.10) deviennent :

$$\frac{\partial V\left(x\right)}{\partial x}=-jwLI\left(x\right)-RI\left(x\right)=-\left(R+jwL\right)I\left(x\right) \qquad \text{(B.11)}$$

$$\frac{\partial I\left(x\right)}{\partial x}=jwCV\left(x\right)-GV\left(x\right)=-\left(G+jwC\right)V\left(x\right) \qquad \text{(B.12)}$$

En dérivant une second fois les équations (B.11) et (B.12) par rapport à x on obtient :

$$\frac{\partial^2 V\left(x\right)}{\partial x^2}=-\left(R+jwL\right)\frac{\partial I\left(x\right)}{\partial x} \qquad \text{(A.1)}$$

$$\frac{\partial^2 I\left(x\right)}{\partial x^2}=-\left(G+jwC\right)\frac{\partial V\left(x\right)}{\partial x} \qquad \text{(A.2)}$$

En remplaçant $\frac{\partial I\left(x\right)}{\partial x}$ et $\frac{\partial V\left(x\right)}{\partial x}$ par leurs expressions dans (B.13) et (B.14) donne :

$$\frac{\partial^2 V\left(x\right)}{\partial x^2}-\left(R+jwL\right)\left(G+jwC\right)V\left(x\right)=0 \qquad \text{(A.3)}$$

$$\frac{\partial^2 I\left(x\right)}{\partial x^2}-\left(G+jwC\right)\left(R+jwL\right)I\left(x\right)=0 \qquad \text{(A.4)}$$

Ces deux dernières équations sont les équations des ondes de tension et de courant dans la ligne.

b) Solution de l'équation de propagation

Pour résoudre l'équation de propagation on pose :

$$(R+jwL)(G+jwC)=\gamma^2$$

Par définition la quantité γ est la constante de propagation tel que : $\gamma=\alpha+j\beta$

Avec :

α : Constante d'atténuation.

β : Constante de phase.

Les solutions des équations de propagation sont données par :

$$V(x)=C_1e^{-\gamma x}+C_2e^{+\gamma x} \qquad \text{(B.17)}$$

$$I(x)=C_3e^{-\gamma x}+C_4e^{+\gamma x}$$

(B.18)

Dans cette étude nous intéresserons à la propagation dans des lignes sans perte ($\alpha=0$ et $\gamma=j\beta$).

c) Expression de V(x) et I(x) le long de la ligne

On a l'expression de la tension qui est donnée par :

$$V(x)=C_1e^{-\gamma x}+C_2e^{+\gamma x} \qquad \text{(B.19)}$$

Et on a aussi :

$$I(x)=I_0\cos\beta x-j\frac{V_0}{Z_c}\sin\beta x$$

Finalement :

$$I(x)=-\frac{1}{\gamma Z_c}\left[\gamma C_2e^{+\gamma x}-\gamma C_1e^{-\gamma x}\right]$$

(B.20)

$$V(x) = C_1 e^{-\gamma x} + C_2 e^{+\gamma x} \qquad \text{(B.21)}$$

$$I(x) = \frac{C_1}{Z_c} e^{-\gamma x} - \frac{C_2}{Z_c} e^{+\gamma x} \qquad \text{(B.22)}$$

d) Calcul des constantes C_1 et C_2

Les conditions initiales s'expriment de la façon suivante :

$$V(0) = V_0 = C_1 + C_2$$

$$I(0) = I_0 = \frac{C_1 - C_2}{Z_c}$$

D'où :

$$C_1 = \frac{V_0 + Z_c I_0}{2} \quad \text{et} \quad C_2 = \frac{V_0 - Z_c I_0}{2}$$

En remplaçant dans les expressions de V et I :

$$V(x) = \frac{V_o + Z_c I_0}{2} e^{-\gamma x} + \frac{V_0 - Z_c I_0}{2} e^{+\gamma x} \qquad \text{(B.23)}$$

$$I(x) = \frac{V_0 + Z_c I_0}{2Z_c} e^{-\gamma x} - \frac{V_0 - Z_c I_0}{2Z_c} e^{+\gamma x} \qquad \text{(B.24)}$$

Ou bien :

$$V(x) = V_0 ch\gamma x - Z_c I_0 sh\gamma x S \qquad \text{(B.25)}$$

$$I(x) = I_0 ch\gamma x - \frac{V_0}{Z_c} sh\gamma x \qquad \text{(B.26)}$$

Dans le cas des lignes sans perte, les relations (B.25) et (B.26) s'écrivent de la manière suivante :

$$V(x) = V_0 \cos\beta x - jZ_0 I_0 \sin\beta x \qquad \text{(B.27)}$$

$$I(x) = I_0 \cos\beta x - j\frac{V_0}{Z_c} \sin\beta x \qquad \text{(B.28)}$$

e) Matrice chaîne

e.1 Définition

Elle permet d'établir une relation linéaire entre deux grandeurs (V_0 et I_0) et deux grandeurs de sortie (V_L et I_L).

$$V_0 = a_{11}V_L - a_{12}I_L$$

$$I_0 = a_{21}V_L - a_{22}I_L$$

Soit sous forme matricielle :

$$\begin{pmatrix} V_0 \\ I_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_L \\ -I_L \end{pmatrix}$$

Avec :

$$a_{11} = \left(\frac{V_0}{V_L} \right)_{I_L=0} \qquad a_{12} = \left(\frac{-V_0}{I_L} \right)_{V_L=0}$$

$$a_{21} = \left(\frac{I_0}{V_L} \right)_{I_L=0} \qquad a_{22} = \left(\frac{I_0}{I_L} \right)_{V_L=0}$$

e.2) Calcul de la matrice chaine pour une ligne de transmission uniforme

On considère un tronçon de ligne de longueur L, schématisé par un quadripôle :

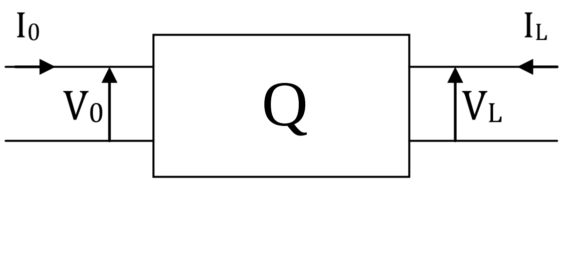


Figure B.2 :

V_0 , I_0 : tension et courant à l'entrée de la ligne

V_L , I_L : tension et courant à la sortie de la ligne.

Les expressions de tensions et du courant pour X=L s'écrivent comme suit :

$$V(L) = V_0 ch\gamma L - Z_c I_0 sh\gamma L$$

$$I(L) = I_0 ch\gamma L - \frac{V_0}{Z_c} sh\gamma L$$

Le passage à la forme matricielle donne :

$$\begin{pmatrix} V_L \\ I_L \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} ch\gamma L & -Z_c sh\gamma L \\ -\frac{1}{Z_c} ch\gamma L & ch\gamma L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_0 \\ I_0 \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} V_L \\ I_L \end{pmatrix} = \left(A_{ij}\right)^{-1} \begin{pmatrix} V_0 \\ I_0 \end{pmatrix}$$

Avec :

$$\left(A_{ij}\right)^{-1} = \frac{1}{\Delta a_{ij}} \begin{pmatrix} a_{22} & -a_{12} \\ -a_{21} & a_{11} \end{pmatrix}, \quad \Delta a_{ij} \neq 0$$

Dans notre cas : $ch^2\gamma L + sh^2\gamma L = 1$

Ceci étant, la matrice $\left(A_{ij}\right)^{-1}$ devient :

$$\left(A_{ij}\right)^{-1} = \begin{pmatrix} a_{22} & -a_{12} \\ -a_{21} & a_{11} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} ch\gamma L & -Z_c sh\gamma L \\ -\frac{1}{Z_c} sh\gamma L & ch\gamma L \end{pmatrix}$$

D'où la matrice chaîne $\left(A_{ij}\right)$:

$$\left(A_{ij}\right) = \begin{pmatrix} ch\gamma L & Z_c sh\gamma L \\ \frac{1}{Z_c} sh\gamma L & ch\gamma L \end{pmatrix}$$

Dans le cas des ligne sans pertes (α=o) et sachant que ch (jβL)=cosβL et sh(jβL)=jsinβL, la matrice $\left(A_{ij}\right)$ devient :

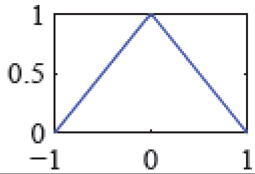
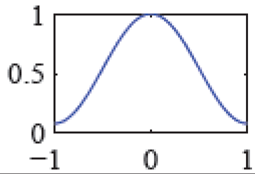
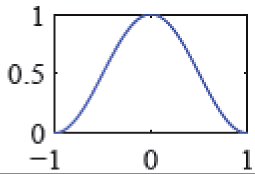
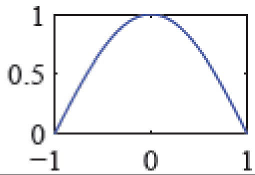
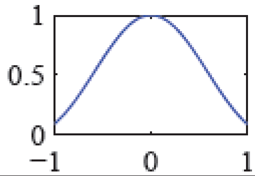
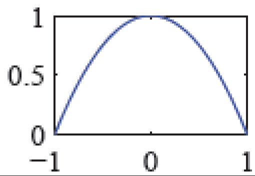
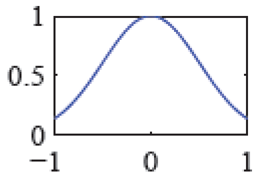
$$\left(A_{ij}\right) = \begin{pmatrix} \cos\beta L & jZ_c \sin\beta L \\ j\frac{1}{Z_c}\sin\beta L & \cos\beta L \end{pmatrix}$$

C’est la matrice chaîne d’un tronçon de ligne de transmission uniforme

Annexe C

Fenêtres d'apodisation

Une fenêtre d'apodisation est appliquée à la variation de l'impédance caractéristique

Type	Fonction	Représentation
Bartlett	$1-\|x\|$	
Hamming	$0.54+0.46\cos(\pi x)$	
Hanning	$\cos^2(\pi x/2)$	
Cosinus	$\cos(\pi x/2)$	
Kaiser-Bessel	$I_0\left(4\sqrt{1-(2x)^2}\right)/I_0(4)$	
Welch	$1-\frac{x^2}{1}$	
Gaussienne	$\exp\left(-x^2/(2\sigma^2)\right)$	

Bibliographies

Bibliographie

[1]: F.Abid, K. Belguesmia "Méthode d'analyse d'une ligne de transmission non uniforme" FGEI Tizi-ouzou 2001/2002.

[2]: Fred Gardiol; Traité d' électricité 'ELECTROMAGNETISME'; Presses polytechniques et universitaires ROMANDES 1996.

[3]: Christophe Alexandre HOARAU "Dispositifs accordables en radiofréquence : Exemples d'un adaptateur d'impédance accordable et, d'un filtre passe-bas contrôlé optiquement" thèse doctorat spécialité: optique et radiofréquence. Université JOSEPH FOURIER, octobre 2008.

[4]: Mohamed BOUSSALEM "étude et modélisation de structures de transmission non uniformes applications a l'adaptation d'impédance et au filtrage" thèse doctorat spécialité: micro-ondes, électromagnétisme et optoélectronique. Ecole doctorale GEET 2007.

[5]: Ali H. Hamade, Ammar B. Kouki et Fadhel M. Ghannouchi "SYNTHESIS OF MICROWAVE IMPEDANCE MATCHING CIRCUIT USING ARBITRARY MICROSTRIP AND COPLANAR TRANSMISSION LINES" IEEE transactions on microwave theory and techniques.

[6]: M. Mokhtari " MATLAB 5.2& 5.3 pour étudiants et ingénieur " Springer 2000

[7]: Paul François Combes " Micro-ondes 1.Lignes, guides et cavités" Dunod 1996

[8]: Marc HELIER " techniques micro-ondes: structures de guidage, dispositifs et tubes micro-ondes" Ellipses 2001

[9]: T. Talbi, M. Taieb, M. Tadrist " Contribution à la conception des circuits d'adaptation à large bande" FGEI Tizi-ouzou 2006- 2007.

[10]: L. Duvillaret, J.D. Arnould, J.-M. Duchamp, P. Ferrari " Filtre réjecteur de bande à géométrie de ligne périodique "15èmes Journées Nationales Microondes 23-24-25 Mai 2007 Toulouse.

[11]: sites internet: 15èmes Journées Nationales Microondes

www.tel-archivesouvertes.fr

www.pagesperso-orange.fr/pfe-hyper/acceauil.htm