

TP Simulation Hyperfréquences
Introduction à la conception de filtres micro-ondes.

DESS Optoélectronique & Hyperfréquences

Ce TP est une première approche à la conception de filtres micro-ondes à base de lignes microbandes. L'importance du sujet est telle que nous traiterons *seulement* 2 catégories de filtres : 'les filtres à saut d'impédance' et 'les filtres chargés par des stubs'. Après un bref rappel sur la technologie microbande, plusieurs filtres seront calculés et simulés avec le logiciel *Microwave Office*.

I Rappels sur la technologie microbande

I.1 Introduction

La minituarisation des circuits ainsi que l'accroissement de leur fréquence de fonctionnement a donné naissance à de nombreuses structures planaires de transmission de l'information. De part leur encombrement réduit, leur poids et leur facilité de fabrication empruntée à la technologie classique des circuits basse fréquence, ces structures sont largement exploitées dans le milieu industriel.

I.2 Les différents types de lignes

Les principaux types de lignes sont représentées à la figure 1 :

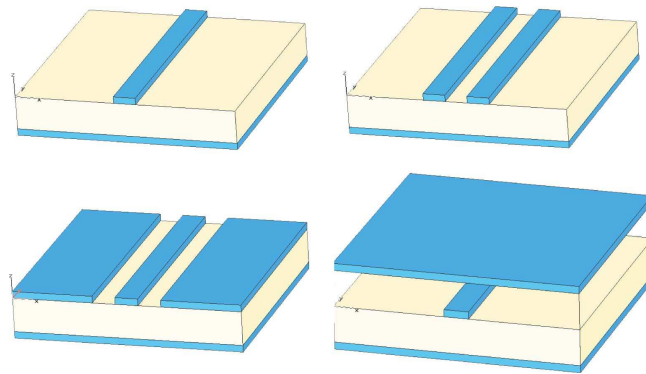


FIG. 1 – Les différents types de lignes à bandes

1. La **ligne microbande** (ou encore microruban, microstrip) comporte un substrat diélectrique métallisé sur sa face arrière (le plan de masse) et un circuit de métallisation sur la face avant.
2. La **ligne à fente** (slot line) où deux conducteurs formant la ligne de transmission sont déposés sur la même face du substrat diélectrique.
3. La **ligne coplanaire** (coplanar waveguide) est une extension de la ligne précédente, avec trois bandes métalliques et deux fentes.
4. La **ligne bande** (stripline) est assez volumineuse puisqu'elle fait intervenir un second plan de masse.

I.3 Approche théorique de la ligne microbande

Notre objectif n'est pas ici de vous exposer la théorie des lignes microbandes bien qu'intéressante, mais plutôt de vous donner les informations nécessaires à la compréhension des phénomènes de propagation qui apparaissent dans ce genre de structures.

Tout d'abord, il est essentiel de connaître leurs paramètres caractéristiques (voir figure 2) :

1. Pour le substrat, son épaisseur h et sa permittivité relative complexe $\epsilon_r^* = \epsilon_r - j\epsilon_i = \epsilon_r(1 - tand)$. La partie réelle ϵ_r est la constante diélectrique du matériau tandis que la partie imaginaire caractérise ses pertes.
2. Pour la bande métallique, sa largeur W qui est en général de l'ordre de grandeur de h ($0.1 \leq \frac{W}{h} \leq 10$) et son épaisseur t ($35 \mu\text{m}$).

La difficulté d'étude de la propagation dans une ligne microbande provient du fait qu'elle s'effectue à la fois dans le substrat et dans l'air comme le montre la distribution des lignes de champ électrique sur la figure 3.

Pour des fréquences faibles, la propagation des champs est du type TEM (Transversal Electric & Magnetic). En d'autres termes les champs électrique et magnétique n'ont pas de composantes suivant la direction de propagation de l'onde.

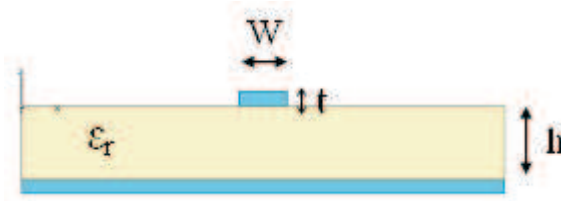


FIG. 2 – La ligne microstrip et ses paramètres caractéristiques.

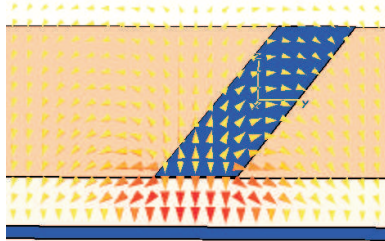


FIG. 3 – Lignes de champ électrique d'une ligne microstrip.

L'onde électromagnétique se propage à la fois dans l'air et dans le diélectrique ; deux milieux d'indices différents (Air : $\epsilon_r = 1$, Diélectrique : $\epsilon_r = 9.9$). Pour rendre compte de ce phénomène, la ligne microbande réelle se modélise par une ligne fictive où la propagation s'effectuerait dans un milieu homogène de constante diélectrique équivalente ϵ_e selon le schéma de la figure 4 :

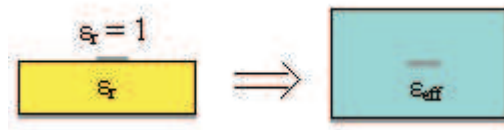


FIG. 4 – Modélisation de la ligne microbande.

Hammerstadt et *Jansen* donnent la formulation empirique de la constante diélectrique de ce milieu fictif en fonction des paramètres caractéristiques des milieux réels :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (1)$$

La vitesse de propagation de l'onde est alors donnée par :

$$v = \frac{C}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2)$$

Il faut noter que la constante diélectrique effective ϵ_{eff} dépend généralement de la fréquence, mais nous le négligerons par la suite.

I.4 Dimensionnement d'une ligne microbande : Calcul de l'impédance caractéristique

Connaissant maintenant les paramètres caractéristiques d'une ligne microbande, posons-nous la question de son dimensionnement. Quelle doit-être la largeur de la bande métallique pour que son impédance caractéristique soit de 50Ω ?

Vous avez vu en cours que de cette valeur va dépendre les phénomènes de propagation, à savoir la présence ou non d'ondes réfléchies sur la ligne avec les conséquences que cela entraînent... Les résultats développés par Wheeler nous fournissent le rapport $\frac{W}{h}$ dans le cas où l'épaisseur de métallisation est négligeable. Ces résultats se décomposent en deux suivant que l'impédance caractéristique de la ligne est considérée *faible* ou *grande* :

1. **Pour les lignes haute impédance** ($Z_c > 44 - 2\epsilon_r$; $W > W_{50}$) :

$$\frac{W}{h} = \left[\frac{\exp H'}{\theta_2} - \frac{1}{4 \exp H'} \right]^{-1} \quad (3)$$

avec

$$H' = \frac{Z_c \sqrt{2(\epsilon_{eff} + 1)}}{120} + \frac{1}{2} \left(\frac{\epsilon_{eff} - 1}{\epsilon_{eff} + 1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \quad (4)$$

2. **Pour les lignes basse impédance** ($Z_c < 44 - 2\epsilon_r$; $W < W_{50}$) :

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} [(d_\epsilon - 1) - \ln(2d_\epsilon - 1)] + \frac{\epsilon_r - 1}{\pi \epsilon_r} \left[\ln(d_\epsilon - 1) + 0.293 - \frac{0.517}{\epsilon_r} \right] \quad (5)$$

où

$$d_\epsilon = \frac{60\pi^2}{Z_c \sqrt{\epsilon_r}} \quad (6)$$

Ces calculs sont assez laborieux et fort heureusement le logiciel de simulation que nous allons utiliser par la suite inclut un module nommé **TXLINE** permettant de dimensionner une ligne à notre place selon son impédance caractéristique ou sa largeur.

Ces relations montrent que l'impédance caractéristique d'une ligne microbande est inversement proportionnelle à sa largeur. Une ligne de largeur plus faible que celle d'une ligne de 50Ω est une ligne de haute impédance et représente une inductance. À l'opposé, une ligne très large (par rapport à une ligne de 50Ω) est une capacité (impédance faible). Ces notions seront plus approfondies dans la section suivante.

L'impédance caractéristique d'une ligne microbande est indépendante de la longueur de la ligne. **Par contre, une ligne de longueur l introduit un angle de déphasage βl .** Par abus de langage, on appelle communément cet angle **la longueur électrique** de la ligne. Par exemple, une ligne de 'longueur électrique 180° ' est une ligne $\lambda/4$ (c'est un inverseur d'impédance).

II Conception de filtres micro-ondes à 'saut d'impédance'

II.1 Introduction

Les filtres sont des dispositifs passifs qui ont pour but de sélectionner, éliminer ou séparer des signaux situés dans des bandes de fréquences différentes, d'où les noms de filtres passe-bas, passe-haut, passe-bande et réjecteur.

Il existe de nombreux types de filtres utilisant des lignes microbandes : filtres à saut d'impédance, filtres à lignes chargées par des stubs, filtres à lignes couplées... Dans la suite, nous étudierons les deux premières catégories de filtres.

II.2 Réalisation d'impédances et de circuits résonants en technologie microbande

En régime alternatif, jusqu'à des fréquences de l'ordre de 10 MHz, les composants passifs classiques (inductances, capacité...) présentent des caractéristiques qui sont indépendantes de la fréquence. Les tronçons de ligne connectant les composants ont un comportement neutre. On dit qu'il s'agit d'éléments à **constantes localisées**. Ceci ne devient plus vrai pour des fréquences supérieures (hautes fréquences). Les valeurs nominales des caractéristiques de ces composants varient avec la fréquence, tandis que les lignes de connexion se comportent alors comme des impédances dont l'inductance ou la capacité change de même avec la fréquence. On parle alors d'éléments **constantes réparties ou distribuées**.

Dans cette section, nous allons voir comment tirer profit du comportement de tronçons de ligne pour réaliser des inductances, des condensateurs ou des circuits résonants. Ces tronçons de ligne qui ont des dimensions très petites devant la longueur d'onde peuvent être considérés comme des éléments à *constantes semi-localisées* puisque leurs caractéristiques sont à bande *relativement étroite*. La technologie microbande a permis tout un développement d'une nouvelle technologie basée sur des principes photolithographiques, dans laquelle la réalisation de composants passifs relativement facile à concevoir est possible jusqu'à des fréquences de l'ordre de 30 GHz et dont les caractéristiques sont indépendantes de la fréquence.

Équivalence entre un tronçon de ligne, une self et une capacité

Nous savons qu'un tronçon de ligne d'impédance caractéristique Z_c fermé sur une charge Z_r présente à une distance l de cette dernière une impédance $Z(l)$ donnée par :

$$Z(l) = Z_c \frac{Z_r + jZ_c \tan \beta l}{Z_c + jZ_r \tan \beta l} \quad (7)$$

Par la suite, nous utiliserons des tronçons de ligne dont la longueur est telle que le produit $\tan \beta l$ s'approche à 10% près du produit βl ; ce qui correspond à $l < \lambda/12$. Dans ces conditions, l'équation 7 s'écrit :

$$Z(l) = Z_c \frac{Z_r + jZ_c \beta l}{Z_c + jZ_r \beta l} \quad (8)$$

1. Ligne en court-circuit ($Z_r = 0$) ou d'impédance caractéristique très grande devant la charge ($Z_r \ll Z_c \beta l$)

Lorsque la ligne est en court-circuit ou que l'impédance caractéristique Z_c est très grande devant la charge (rapport $w/h < 1$ et ϵ_r faible), nous avons d'après l'équation 8 :

$$Z(l) = jZ_c \beta l = jZ_c \frac{\omega}{v} l \quad (9)$$

Un tel tronçon de ligne se comporte donc comme une impédance inductive $jL\omega$ avec :

$$L = Z_c \frac{l}{v} \quad (10)$$

2. Ligne en circuit ouvert ($Z_r = \infty$) ou d'impédance faible devant la charge ($Z_c \ll Z_r \beta l$)

La réalisation technologique de cette condition peut se faire avec une ligne dont l'impédance caractéristique est très petite devant la charge (rapport $w/h > 1$ et ϵ_r élevé) ou une ligne en circuit ouvert.

L'équation 8 devient alors :

$$Z(l) = -j \frac{Z_c}{\beta l} = -jZ_c \frac{v}{\omega} \frac{1}{l} \quad (11)$$

Le tronçon de ligne se comporte comme une capacité de valeur :

$$C = \frac{1}{Z_c} \frac{l}{v} \quad (12)$$

Réalisation d'inductances, condensateurs, circuits résonants et anti-résonants

La réalisation de composants passifs ou de circuits résonants découle de tout ce qui a été expliqué dans la section précédente. Cette réalisation est tout particulièrement aisée dans la mesure où **l'impédance caractéristique est inversement proportionnelle à la largeur w de la bande métallique**.

1. **INDUCTANCE SÉRIE** : Elle s'obtient par un fort rétrécissement de la bande métallique (cf figure 5).

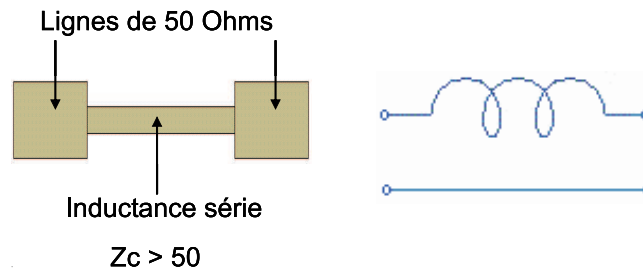


FIG. 5 – Réalisation d'une inductance série en ligne microbande.

Le tronçon de faible largeur qui présente une forte impédance caractéristique est chargée par deux lignes d'impédance plus faible (généralement deux lignes de 50Ω).

2. **INDUCTANCE PARALLÈLE** : Elle s'obtient en plaçant en dérivation sur la ligne principale un tronçon de ligne court-circuité :

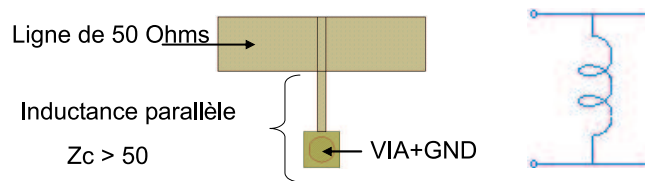


FIG. 6 – Réalisation d'une inductance parallèle en ligne microbande.

3. **CAPACITE PARALLÈLE** : Elle s'obtient par un élargissement important de la bande métallique (cf figure7). Le tronçon qui présente une faible impédance caractéristique, se trouve chargé à ses extrémités par des lignes d'impédance caractéristique plus forte (condition $Z_c \ll Z_r \beta x$).

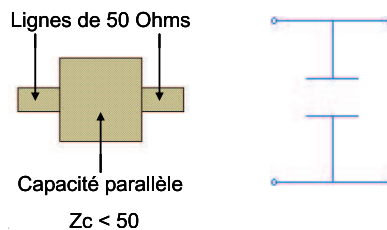


FIG. 7 – Réalisation d'une capacité parallèle en ligne microbande.

4. **CAPACITE SÉRIE** : Il est très difficile de réaliser une capacité série de manière fiable. En pratique, on utilise un inverseur d'impédance $\lambda/4$ pour transformer une inductance parallèle en une capacité série.
5. **RÉALISATION DE CIRCUITS RÉSONANTS OU ANTI-RÉSONANTS** :

La difficulté de réaliser des capacités séries nous impose que les seuls circuits résonants que l'on puisse réaliser soient des circuits série (figure 8) ou des circuits parallèle (figure 9) placés en dérivation sur la ligne principale.

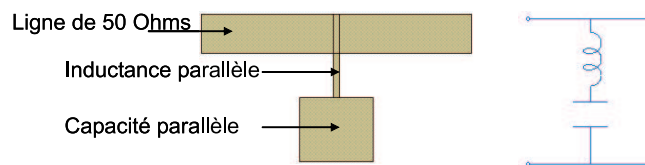


FIG. 8 – Réalisation d'un circuit résonant série en ligne microbande.

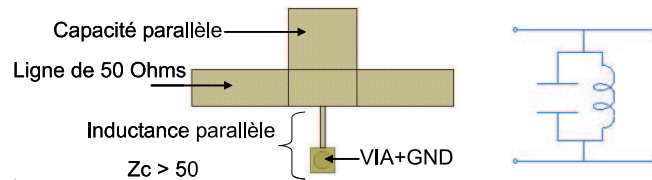


FIG. 9 – Réalisation d'un circuit résonant parallèle en ligne microbande.

En ce qui concerne les circuits résonants ou anti-résonants placés en série sur la ligne principale, ils ne peuvent être obtenus qu'à partir des précédents en utilisant la propriété qu'ont les lignes quart d'onde d'inverser les impédances (cf Figure 10).

Nous savons, en effet, que l'impédance d'entrée Z_e d'une ligne $\lambda/4$, d'impédance caractéristique Z_c chargée par une impédance Z_s est : $Z_e = Z_c^2 / Z_s$.

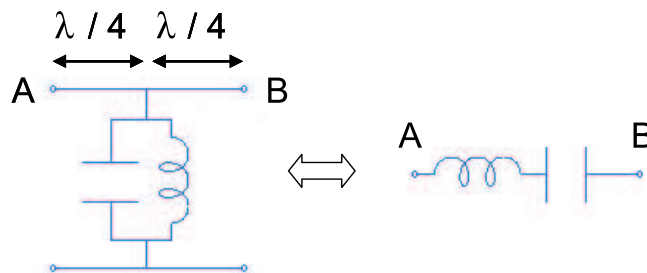


FIG. 10 – Réalisation d'un circuit résonant série en ligne microbande.

Remarque importante : Toutes ces réalisations présentent des discontinuités dans la largeur W de la ligne microbande. Dans une ligne en circuit ouvert, les lignes de champ électrique ne s'arrêtent pas brutalement à l'extrémité de la ligne mais se propagent un peu plus loin. Cela conduit donc à une longueur effective plus grande.

Il est donc nécessaire lors de la réalisation du circuit imprimé de raccourcir la ligne. Cette extension du court-circuit dépend de ϵ_r , h et de w ou de Z_c .

La valeur de L/h est donnée figure 11.

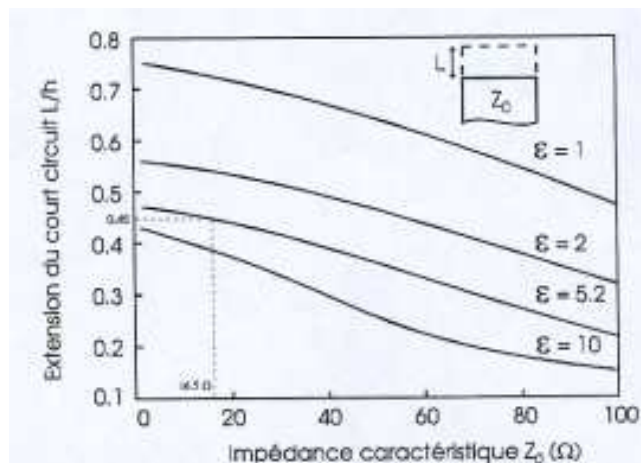


FIG. 11 – Extension du court-circuit en fonction de l'impédance caractéristique.

Dans le cas d'un T (ligne en dérivation), l'effet de la discontinuité est de raccourcir la ligne d'une longueur d_2 . Il faudra donc en tenir compte lors de la réalisation technologique et donc rallonger d'autant la ligne réelle. L'effet de réduction est porté sur l'abaque figure 12.

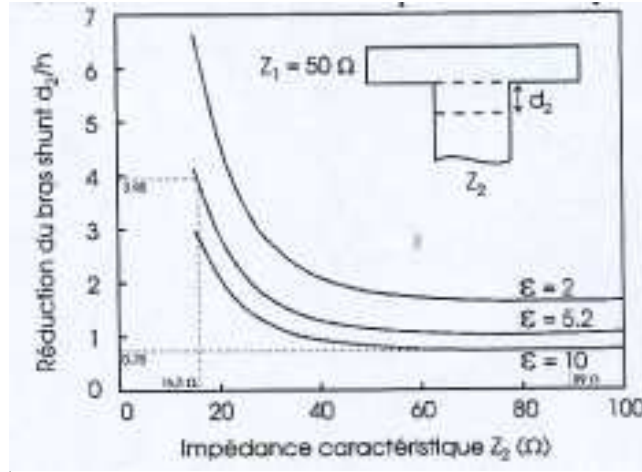


FIG. 12 – Extension du court-circuit en fonction de l'impédance caractéristique.

II.3 Méthode de synthèse des filtres passe-bas

Le calcul des filtres passe-bas est une opération essentielle, non-seulement pour ce type de filtres, mais aussi parce que l'on peut en déduire le calcul des filtres passe-haut et passe-bande.

Fonctions de filtrage

La courbe donnant l'atténuation d'un filtre en fonction de la fréquence est une caractéristique essentielle de ce filtre. La loi mathématique qui la représente est appelée fonction de filtrage. On utilise deux lois principales.

– La loi de Butterworth :

Elle correspond à une courbe de réponse 'à plat maximal' (Fig.13) et à la fonction :

$$A(dB) = 10 \log \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2n} \right] \quad (13)$$

Toutes les courbes répondant à cette loi passent par le point défini par $(\omega/\omega_c) = 1$ et $A = 3dB$. Au delà de ce point, leur pente est d'autant plus grande que n , le nombre d'éléments constituant le filtre, est élevé.

– La loi de Tchebyscheff :

Elle correspond à une courbe de réponse (Fig.13) qui présente des ondulations d'amplitude A_m jusqu'à $\frac{\omega}{\omega_c} = 1$ et à la fonction :

$$A(dB) = 10 \log \left[1 + \left(10^{\frac{A_m}{10}} - 1 \right) \cos^2 \left(n \cos^{-1} \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) \right) \right] \text{ pour } \omega \leq \omega_c \quad (14)$$

$$A(dB) = 10 \log \left[1 + \left(10^{\frac{A_m}{10}} - 1 \right) \cosh^2 \left(n \cosh^{-1} \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) \right) \right] \text{ pour } \omega \geq \omega_c \quad (15)$$

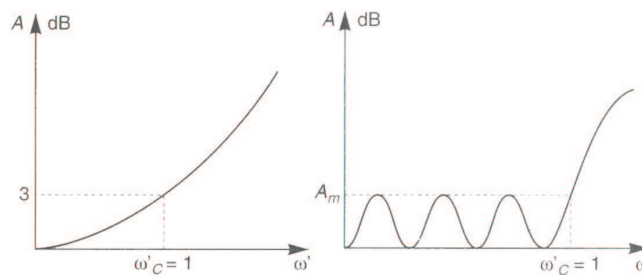


FIG. 13 – Courbes de réponse d'un filtre passe-bas de type Butterworth et Tchebyscheff..

Chacune de ces lois présente des avantages et des inconvénients. À n égal, la première permet d'obtenir les niveaux les plus faibles pour $\omega < \omega_c$, tandis que la seconde offre les pentes de réjection les plus importants pour $\omega > \omega_c$. Le choix de n qui correspond au nombre d'éléments du filtre est conditionné par la pente de réjection que l'on veut obtenir en dehors de la bande passante du filtre. Pour chacune des lois, des courbes (cf Fig.14 et Fig.15) permettent de trouver la valeur de n convenable.

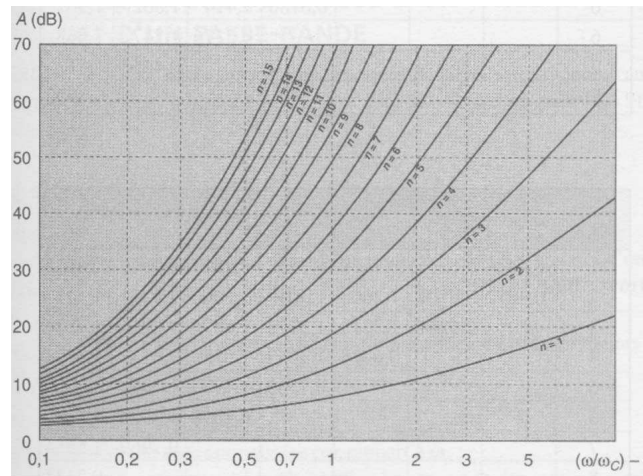


FIG. 14 – Abaque pour déterminer n dans le cas d'un filtre de type Butterworth.

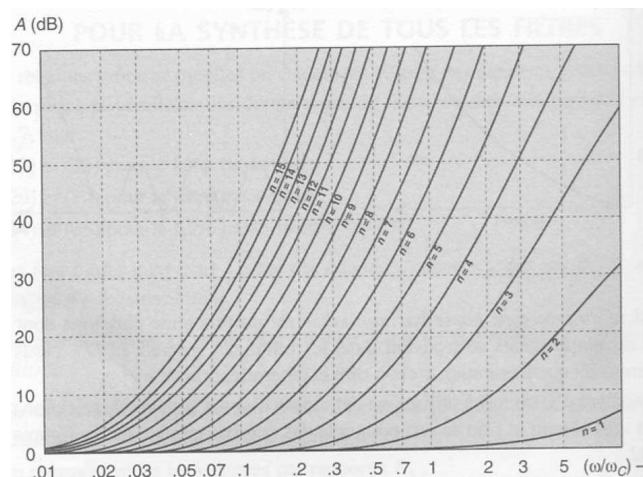


FIG. 15 – Abaque pour déterminer n dans le cas d'un filtre de type Tchebyscheff et $A_m = 0.1$ dB.

Exemple : Un filtre passe-bas doit transmettre à 3 dB la bande 0-1 GHz. Il doit donner une atténuation de 30 dB à la fréquence de 2 GHz. Déterminons le nombre d'éléments n dans le cas d'une réponse du type Butterworth, puis du type Tchebyscheff ($A_m = 0.1$ dB).

Solution :

Il faut calculer la quantité $\frac{\omega}{\omega_c} - 1$. À 2 GHz, nous avons $\omega = 2\pi * 2 * 10^9$ et $A = 30$ dB. À 1 GHz, nous avons $\omega_c = 2\pi * 1 * 10^9$ et $A = 3$ dB.

Sur l'abaque concernant le loi de Butterworth, le point représentatif de (1;30) se trouve sur la courbe paramétrée $n = 5$. Sur l'abaque concernant la loi de Tchebyscheff avec $A_m = 0.1$ dB, le point représentatif de (1;30) se trouve entre les courbes paramétrées $n = 4$ et $n = 5$. Nous choisirons $n = 5$.

Valeur des éléments constitutifs du filtre passe-bas

Nous allons indiquer comment on calcule les éléments constitutifs d'un filtre passe-bas dont la structure est rappelée sur la figure ci-dessous.

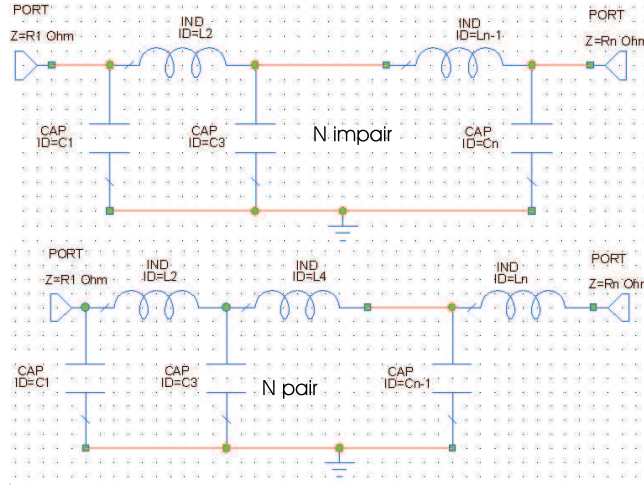


FIG. 16 – Prototype d'un filtre passe-bas.

R_1 et R_n sont les impédances d'entrée et de sortie du filtre, qui sont liées par un paramètre r tel que :

$$R_n = rR_1 \quad (16)$$

En général R_1 est une donnée du problème puisque c'est l'impédance caractéristique de la ligne sur laquelle le filtre est inséré. Généralement elle vaut 50ω .

Les self L_k et capacités C_k du filtre s'expriment en fonction de R_1 , w_c et d'un paramètre g_k par :

$$L_k = \frac{R_1}{w_c} g_k \quad (17)$$

et

$$C_k = \frac{1}{R_1} \frac{1}{w_c} g_k \quad (18)$$

Dans le cas d'un filtre de type Butterworth :

$$r = 1 \forall n; g_k = 2 \sin \left[\frac{(2k-1)\pi}{2n} \right]; k = 1, 2, \dots, n \quad (19)$$

Les valeurs de g_k sont données dans le tableau ci-dessous en fonction de l'ordre du filtre :

$\downarrow k \rightarrow n$	2	3	4	5	6	7	8
g_1	1.414	1.000	0.7654	0.6180	0.5176	0.4450	0.3902
g_2	1.414	2.000	1.848	1.618	1.414	1.247	1.111
g_3		1.000	1.848	2.000	1.932	1.802	1.663
g_4			0.7654	1.618	1.932	2.000	1.962
g_5				0.6180	1.414	1.802	1.962
g_6					0.5176	1.247	1.663
g_7						0.4450	1.111
g_8							0.3902

TAB. 1 – Paramètres g_k en fonction de l'ordre n pour un filtre de type Butterworth.

Dans le cas d'un filtre de type Tchebyscheff :

$$r = 1; \text{ pour } n \text{ impair} \quad (20)$$

$$r = \tanh^2 \left(\frac{\beta}{4} \right); \text{ pour } n \text{ pair,} \quad (21)$$

avec

$$\beta = \ln(\coth \frac{A_m}{17,37}) \quad (22)$$

$$g_k = \frac{2a_k}{\gamma} \text{ pour } k=1 \quad (23)$$

$$g_k = \frac{4a_{k-1}a_k}{b_{k-1}g_{k-1}} \text{ pour } k=2,3,\dots,n \quad (24)$$

où

$$a_k = \sin \left[\frac{(2k-1)\pi}{2n} \right] \text{ pour } k=1,2,\dots,n \quad (25)$$

et

$$b_k = \gamma^2 + \sin^2 \left(\frac{k\pi}{n} \right) \quad (26)$$

$$\gamma = \sinh \left(\frac{\beta}{2n} \right) \text{ pour } k=1,2,\dots,n \quad (27)$$

Les valeurs de g_k sont données dans le tableau ci-dessous en fonction de l'ordre du filtre pour $A_m = 0.1$ dB :

$\downarrow k \rightarrow n$	2	3	4	5	6	7	8
g_1	0.843	1.0315	1.1088	1.1468	1.1681	1.1811	1.1897
g_2	0.6220	1.1474	1.3061	1.3712	1.4039	1.4228	1.4346
g_3		1.0315	1.7703	1.9750	2.0562	2.0966	2.1199
g_4			0.8180	1.3712	1.5170	1.5733	1.6010
g_5				1.1468	1.9029	2.0966	2.1699
g_6					0.8618	1.4228	1.5640
g_7						1.1811	1.9444
g_8							0.8778

TAB. 2 – Paramètres g_k en fonction de l'ordre n pour la loi Tchebyscheff ($A_m = 0.1$ dB).

L'aspect physique d'un filtre du 3^e ordre ($n = 3$) réalisé en technologie microbande est représenté figure 17 :

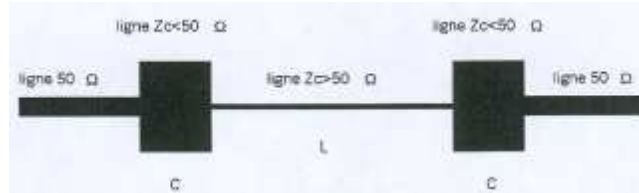


FIG. 17 – Layout d'un filtre passe-bas de 3^{eme} ordre.

Valeur des éléments constitutifs d'un filtre passe-bande

Le calcul s'effectue comme précédemment mais est plus complexe car la bande passante relative ($[(w_2 - w_1)/w_0]$) intervient aussi, mais nous le détaillerons pas ici.

La figure 18 montre la transformation d'un filtre quelconque en un autre type. Il faut remplacer chaque élément du filtre par son équivalent dans le type souhaité. La structure d'un filtre passe-bande est représentée Fig.19. **La difficulté dans un tel circuit est de réaliser le circuit résonant série.** Pour cela, on peut utiliser une ligne $\lambda/4$ pour inverser les impédances. La figure 20 montre l'aspect physique d'un filtre passe-bande de second ordre réalisé en technologie microbande.


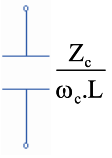
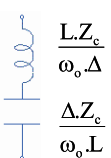
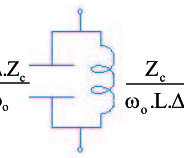

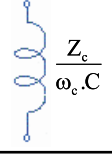
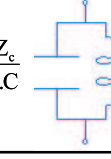
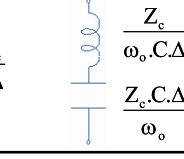
Passe-bas	Passe-haut	Passe-bande	Réjecteur
 L	 $\frac{Z_c}{\omega_c \cdot L}$	 $\frac{L \cdot Z_c}{\omega_o \cdot \Delta}$ $\frac{\Delta \cdot Z_c}{\omega_o \cdot L}$	 $\frac{L \cdot \Delta \cdot Z_c}{\omega_o}$ $\frac{Z_c}{\omega_o \cdot L \cdot \Delta}$
 C	 $\frac{Z_c}{\omega_c \cdot C}$	 $\frac{\Delta \cdot Z_c}{\omega_o \cdot C}$ $\frac{C \cdot Z_c}{\omega_o \cdot \Delta}$	 $\frac{Z_c}{\omega_o \cdot C \cdot \Delta}$ $\frac{Z_c \cdot C \cdot \Delta}{\omega_o}$
$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_o}$			

FIG. 18 – Éléments de transformation pour chaque filtre.

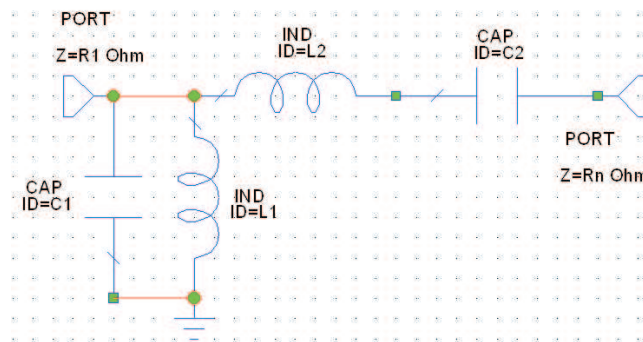


FIG. 19 – Schéma électrique d'un filtre passe-bande.

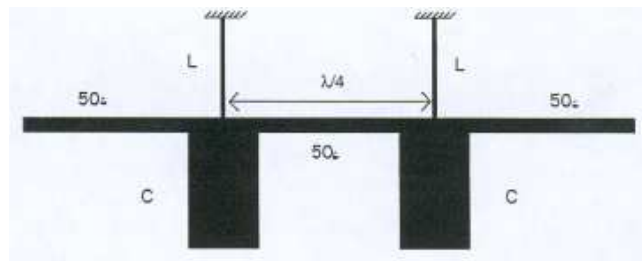


FIG. 20 – Schéma réel d'un filtre passe-bande de second ordre.

II.4 Manipulations : Simulation de filtres à 'saut d'impédance'

Nous nous proposons dans un premier temps de simuler le comportement fréquentiel d'un filtre passe-bas de 3^{ème} ordre (c'ad contenant 3 éléments) fonctionnant à 800 MHz et d'un filtre passe-bande de fréquence centrale 900 MHz ; tous les deux étant du type Butterworth.

Filtre passe-bas de fréquence de coupure 800 MHz

* Déterminons les valeurs des éléments constituant le filtre décrit dans le chapitre précédent.

1. Calculer les éléments constitutifs du filtre pour une fréquence de fonctionnement de 800 MHz à l'aide des équations [17, 18]. Celui-ci se compose de deux capacités et d'une inductance.
2. Créer un nouveau circuit dans le logiciel (Schematics Circuit) et nommer-le 'prototype LPF'. Dessiner le circuit électrique brut du filtre dans le logiciel en utilisant les composants discrets **CAP** et **IND**. Rajouter 2 ports de 50 Ω à ses extrémités et n'oubliez pas de mettre à la masse les capacités comme le montre la figure 16.
3. Etudier la structure dans la gamme de fréquence 0.1 – 1.3 GHz. Les paramètres S_{11} et S_{21} devront être tracés dans le format rectangulaire. Commenter les résultats (allure des courbes, fréquence de coupure...)

- * Le filtre doit être réalisé en technologie microbande. Nous devons en conséquence déterminer les dimensions des différentes lignes le constituant.
1. D'après les caractéristiques du substrat données Tab.3, déterminer la largeur d'une ligne de 50Ω à la fréquence 800 MHz. On s'aidera du module **TXLINE** accessible dans le menu **Window** du logiciel.

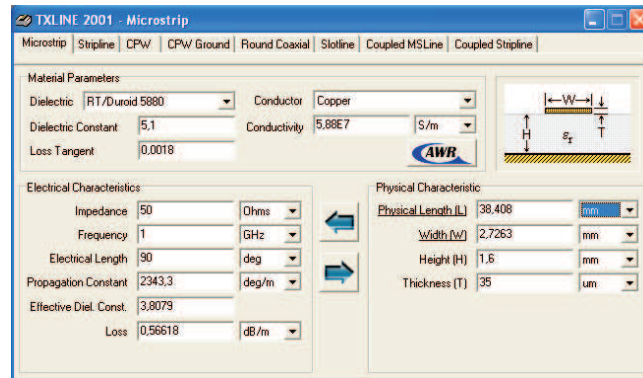


FIG. 21 – TXLINE : Module de calcul sur les lignes micro-ondes.

Ce module n'accepte pas les nombres décimaux utilisant un point comme virgule. Le bouton avec une flèche dirigée vers la gauche permet de calculer l'impédance caractéristique à partir de la largeur W de la ligne ; l'autre effectue l'opération inverse. La longueur 'physique' de la ligne n'intervient pas dans le calcul de l'impédance caractéristique. La longueur 'électrique' est l'angle de déphasage βl introduit par une ligne de longueur l . La constante diélectrique effective est symbolisée par 'Effective Diel. Const.'

2. Donner le système d'équations qui permet de déterminer les dimensions recherchées. Les paramètres connus sont ceux du substrat et la valeur des capacités et des inductances (cf Eq.[10, 12, 7]).
3. La résolution de ce système n'étant pas aisée, l'impédance caractéristique des capacités est $Z_c = 16.53\Omega$, celle de l'inductance : $Z_c = 89.5\Omega$. Calculer alors les dimensions des lignes constituant le filtre (les longueurs à partir des equations Eq.[10, 12, 2] et TXLINE ; les largeurs à partir des impédances caractéristique citées précédemment et avec l'aide du logiciel TXLINE).
4. Revenir dans Microwave Office. Créer un nouveau schéma (**Circuit Schematics**) que vous nommerez 'LPF'. Insérer dans ce nouveau schéma, l'élément **MSUB** qui représente le substrat et n'oublier pas de fournir ses paramètres. Reproduire le schéma du filtre en assemblant bout à bout 5 lignes microbandes **MLIN** qui représentent les 5 éléments le constituant. Chaque ligne représente soit une capacité parallèle, soit une inductance série selon la longueur et la largeur de la ligne (calculs précédents). La longueur des lignes 50Ω importe peu, elle sera prise à $\lambda/8 = 19\text{ mm}$. N'oublier pas d'insérer 2 ports d'excitation aux extrémités du filtre. Visualiser l'aspect physique du filtre en cliquant sur le bouton **View Layout** pour vérifier vos calculs (cf Fig.17).
5. Simuler le comportement de ce filtre dans la même gamme de fréquence que précédemment.
6. Comparer ces résultats avec ceux obtenus précédemment et donner en une interprétation.

Paramètre	Valeur
h	1.6mm
ϵ_r	5.1
$\tan \delta$	0

TAB. 3 – Paramètres caractéristiques du substrat.

Pour se rapprocher au mieux du comportement réel du filtre, nous devons tenir compte des discontinuités dans la largeur des bandes métalliques qui a pour effet de rajouter des capacités parasites.

1. Insérer l'élément **MSTEP\$** entre les lignes constituant le filtre. Regarder dans l'aide sa fonction (clic droit sur l'élément, puis choisir 'Element Help'. Que signifie le signe \$?
2. Comparer les divers résultats.

Filtre passe-bande de fréquence centrale 900 MHz

La structure du filtre passe-bande est décrite figures 19 et 20. Les valeurs constituant le filtre se calculent à partir des formules explicitées Fig.18.

Dans ce TP, nous ne simulerons pas le circuit électrique du filtre. Comme il reprend les mêmes valeurs de capacité et d'inductance, nous le réaliserons en technologie microbande . **Nous exploiterons ici une ligne $\lambda/4$ pour transformer le circuit résonant série en circuit anti-résonant.**

1. Réfléchir sur les éléments constituant le filtre, la mise à la masse... Nous emploierons en particulier l'objet *MCROSS\$*.
2. Après avoir simulé le filtre, expliquer son comportement à l'aide des paramètres S.

III Conception de filtres micro-ondes chargés par des stubs

Les filtres précédents (filtres à 'saut d'impédance') présentent principalement 2 inconvénients :

- Difficulté dans le calcul des impédances caractéristiques des lignes à partir des valeurs des composants discrets,
- Effet des discontinuités trop important aux hautes fréquences.

Les filtres chargés avec des stubs permettent de s'affranchir de ces problèmes.

III.1 Transformations de Richards

Nous avons vu qu'un tronçon de ligne d'impédance caractéristique Z_c fermé sur une charge Z_r présente à une distance l de cette dernière une impédance $Z(l)$ donnée par :

$$Z(l) = Z_c \frac{Z_r + jZ_c \tan \beta l}{Z_c + jZ_r \tan \beta l} \quad (28)$$

Les transformations de Richards ont pour but de simplifier cette équation en considérant des lignes de longueur $l = \lambda/8$. Le produit βl est alors égal à $\pi/4$ et $\tan(\beta l) = 1$ à la fréquence de coupure f_c . Aux autres fréquences, nous pouvons toujours écrire que $\beta l = \frac{\pi}{4} \frac{f}{f_c}$.

Dans ces conditions, l'équation 28 s'écrit :

$$Z(l) = Z_c \frac{Z_r + jZ_c}{Z_c + jZ_r} \text{ à la fréquence de coupure } f_c \quad (29)$$

Deux cas se présentent :

1. Ligne de longueur $l = \lambda/8$ en court-circuit ($Z_r = 0$) à la fréquence f_c d'impédance caractéristique Z_c :

Un tel tronçon de ligne se comporte comme une inductance série :

$$Z(l) = jL\omega_c = jZ_c \quad (30)$$

2. Ligne de longueur $\lambda/8$ en circuit ouvert ($Z_r = \infty$) d'impédance caractéristique Z_c à la fréquence de coupure :

La ligne est équivalente à une capacité parallèle.

$$Z(l) = \frac{1}{jC\omega_c} = \frac{Z_c}{j} = \frac{1}{jY_c} \quad (31)$$

Les lignes doivent être placées en dérivation d'une ligne principale (pour pouvoir réaliser la mise en masse ou le circuit ouvert). Ce sont donc des 'stubs' court-circuités ou ouverts à leur extrémité. La figure 22 résume les propriétés que nous venons d'énoncer :

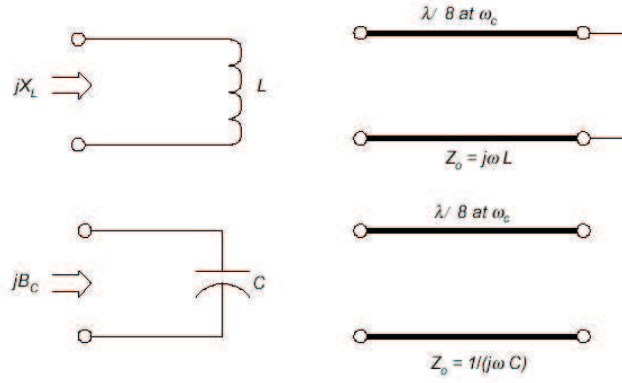


FIG. 22 – Transformations de Richards.

En pratique, il n'est pas toujours facile de réaliser des stubs court-circuités. *Kuroda* fournit des identités remarquables qui simplifient la réalisation de filtres micro-ondes chargés par des stubs.

III.2 Identités de Kuroda

Les identités de Kuroda servent à transformer un stub court-circuité à son extrémité en un stub en circuit-ouvert et vice-versa. Nous ne démontrerons pas ces relations dans ce TP.

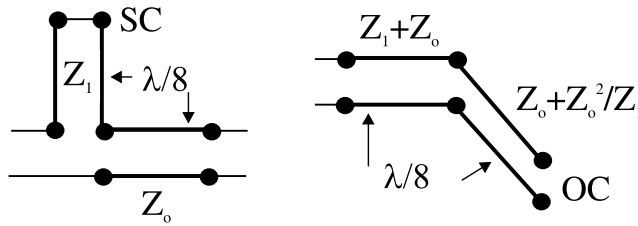


FIG. 23 – Transformation d'un stub court-circuité (Short Circuit) en un stub en circuit ouvert (Open Circuit).

De même, nous avons les équivalences suivantes où $S = j$ et $N = 1 + \frac{Z_2^2}{Z_1^2}$:

Initial Circuit	Kuroda's Identity

FIG. 24 – Identités de Kuroda.

La méthode consiste à ajouter un 'élément unité' (une ligne de $50\ \Omega$) devant ou derrière le stub concerné (capacité parallèle = stub ouvert) et d'utiliser l'élément équivalent correspondant. Pour illustrer ce propos, réalisons ensemble un filtre passe-bas de type Tchebyscheff à l'ordre 5.

III.3 Procédure de calcul d'un filtre chargé par des stubs

Méthodologie

La procédure de réalisation d'un filtre chargé par des stubs est équivalente à celle étudiée dans le chapitre précédent pour les filtres à saut d'impédance. Après avoir déterminé les éléments constitutifs du filtre prototype (le circuit électrique utilisant des composants discrets), on transforme ces éléments en des stubs court-circuités ou ouverts en leur extrémité conformément à la Fig.22. On ajoute ensuite des cellules unités (des lignes de $50\ \Omega$) pour transformer tous les stubs en circuit ouvert par des stubs en court-circuit conformément aux identités de Kuroda ; pour finalement faire l'opération inverse. Cette manipulation nous fournit l'impédance caractéristique des lignes constituant le filtre (donc leur largeur en se servant du module TXLINE). Toutes les lignes ont même longueur ($\lambda/8$) que l'on détermine à partir de la constante diélectrique effective ϵ_{eff} fournie par le programme TXLINE.

Exemple de réalisation

Nous nous proposons de réaliser un filtre passe-bas de type Tchebyscheff du 5^{ème} ordre avec une amplitude maximale d'oscillation $A_m = 0.5\ \text{dB}$. La fréquence de coupure du filtre est 3 GHz. Le filtre sera réalisé à partir de stubs en technologie microbande.

Etape 1 - Détermination du nombre d'éléments n

D'après l'énoncé, n est égal à 5.

Etape 2 - Valeurs des éléments constituant le filtre

On a :

$$L_k = \frac{R_1}{w_c} g_k \quad (32)$$

et

$$C_k = \frac{1}{R_1} \frac{1}{w_c} g_k \quad (33)$$

avec

$R_1 = 50\ \Omega$ et $g_1 = g_5 = 1.7058, g_2 = g_4 = 1.2296, g_3 = 2.5408, g_6 = 1.0$ (équation 24).

On en déduit : $C_1 = C_5 = 1.7058 \frac{1}{50w_c}, C_3 = 2.5408 \frac{1}{50w_c}, L_2 = L_4 = 1.2296 \frac{50}{w_c}$.

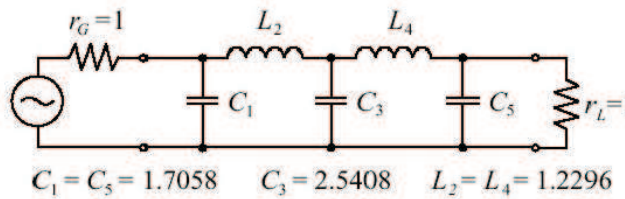


FIG. 25 – Prototype passe-bas sous forme réduite.

Etape 3 - Transformation des composants discrets en composants distribués : stubs

Une inductance série L_k est équivalente à un stub court-circuité à son extrémité, d'impédance caractéristique $Z_c = jL_k w_c = j50g_k$ et de longueur $\lambda/8$.

Une capacité parallèle est équivalente à un stub d'admittance caractéristique $Y_c = jC_k w_c = \frac{jg_k}{50}$

Dans la suite du document, nous normaliserons ces impédances et admittances par rapport à 50Ω par souci de clarté. Cela nous évitera de 'traîner ce coefficient' dans les calculs. Autrement dit, nous raisonnerons avec des impédances et admittances **réduites**. En outre nous omettrons j .

On a donc : $Y1 = Y5 = 1.7058$, $Z2 = Z4 = 1.2296$, $Y3 = 2.5408$; et par conséquent $Z1 = \frac{1}{1.7058}$, $Z3 = \frac{1}{2.5408}$

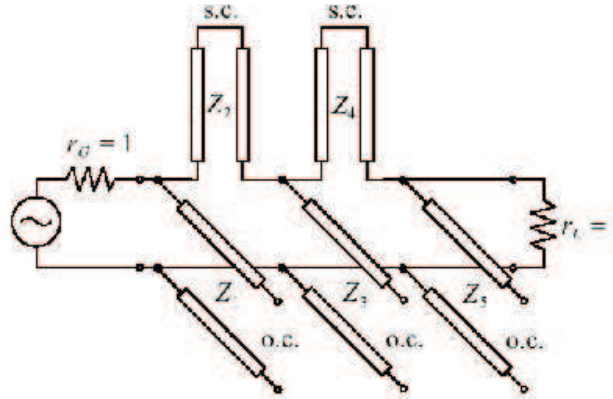
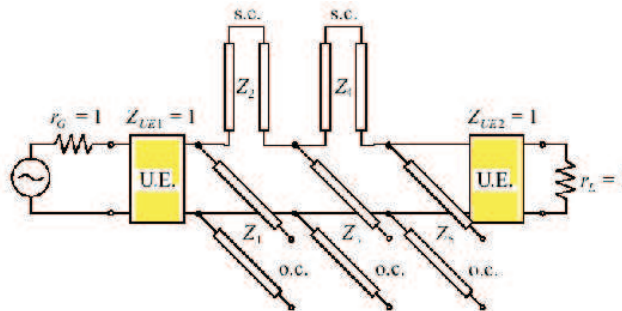


FIG. 26 – Représentation schématique du filtre en ligne de transmission.

Etape 4 - Application des identités de Kuroda

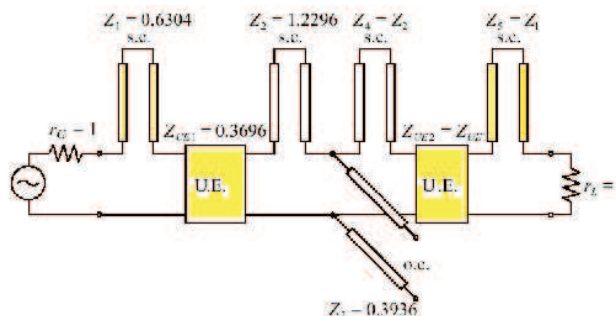
L'objectif est de remplacer le premier stub ouvert et le dernier (le filtre étant symétrique) par des stubs court-circuités à leur extrémité. Cette opération s'effectue en deux temps.

1. On ajoute conformément aux identités de Kuroda une cellule unité (une ligne de 50Ω) devant le stub ouvert en entrée et en sortie du filtre. Celles-ci n'affectent en rien la réponse fréquentielle du filtre puisque ce sont des lignes de 50Ω .

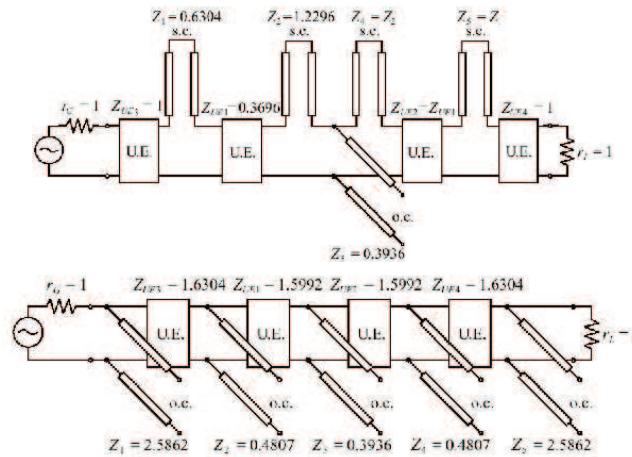


2. On remplace les éléments concernés selon la règle établie Fig.24.

On calcule le facteur de forme $N = 1 + \frac{Z1}{Z_{ue1}} = 1 + \frac{1}{1 \cdot 1.7058} = 1.58623$. D'après la première identité de Kuroda, le stub ouvert d'admittance $Y1 = 1.7058$ devient une ligne série d'impédance $Z_{ue1} = \frac{1}{Y1} \frac{1}{N} = 0.3696$. La cellule devient un stub court-circuité d'impédance caractéristique $Z1 = \frac{1}{N} = 0.6304$.



3. On re-itére ce processus jusqu'à transformer tous les stubs court-circuités en stubs 'ouverts' :



Etape 5 - Implémentation du filtre

L'étape finale consiste à réaliser ce filtre en technologie microbande. L'impédance caractéristique des lignes nous fournit leur largeur ; leur longueur étant de $\lambda_{eff}/8$ où $\lambda_{eff} = \frac{\lambda_{vide}}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$.

Les valeurs précédemment calculées sont des impédances réduites. Il faut multiplier par 50 pour obtenir des valeurs exploitables. Le layout du filtre est représenté Fig.27.

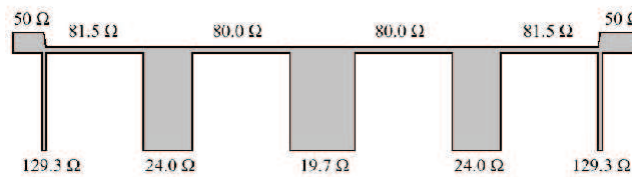


FIG. 27 – Aspect physique du filtre passe-bas réalisé en technologie microbande.

III.4 Manipulations

- Concevoir et simuler ce filtre sous Microwave Office en utilisant des lignes microbandes **MLIN**, des jonctions en Té **MTEE\$**.