



UNIVERSITÉ DE NANTES



Rapport de mini-projet - Électronique Hautes Fréquences - Projet Transversal

ÉCOLE POLYTECH DE NANTES
DÉPARTEMENT ÉLECTRONIQUE ET TECHNOLOGIE DU NUMÉRIQUE

Rédigé par
Victor DUFRENE
Anthelme BOUTRY
Louison GOUY
Kedai WANG
Huanqing LIN

Client : Loïc MARTIN
Professeur encadrant :
Yann MAHE
Tchanguiz RAZBAN

1 Résumé

Resume le mini-projet

2 Introduction

2.1 Contextualisation

Parler de la limite entre BF et HF (longueur du circuit plus négligeable devant la longueur d'onde des signaux mis en jeu)

parler des applications de l'électronique haute fréquence

2.2 Objectifs du mini-projet

developpement connaissance en electronique haute frequence

prise en main de logiciel de conception et de simulations (ADS)

3 Étude et caractérisation de la technologie micro-ruban

3.1 Avant-propos

L'électronique des hautes-fréquences consiste en la propagation de signaux à fréquences élevées, et de longueurs d'ondes proches des dimensions du circuit, au travers d'une ligne de transmission. Les lignes de transmissions se déclinent sous diverses familles comme les câbles coaxiaux, les lignes bifilaires, les guides d'ondes ou encore les lignes micro-rubans. Comme le schématise la figure (1), une ligne micro-ruban (*microstrip line*) est composée d'un conducteur planaire séparé d'un plan de masse par une couche diélectrique appelée substrat. Une telle technologie a été développée par les laboratoires ITT (*International Telephone and Telegraph*) dans les années 1952. Simple de fabrication et coût bas au regard des autres technologies, la ligne micro-ruban permet la conception de nombreuses fonctions d'électroniques comme le filtrage ou l'amplification.

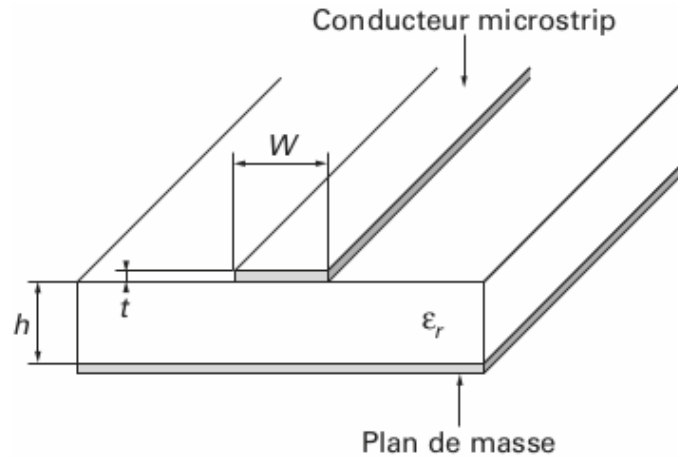


Figure 1: Modèle d'une ligne micro-ruban

Il s'agit dans cette partie de réaliser des caractérisations de lignes, c'est-à-dire la détermination de paramètres d'une ligne micro-ruban. Les lignes à caractériser sont disponibles en laboratoire et sont de l'ordre de quatre, une ligne verre téflon large, verre téflon fin, verre epoxy FR4 large et verre epoxy FR4 fin. Le tableau précisant les dimensions de ces quatre lignes est donné ci-dessous. La caractérisation aura pour finalité l'obtention des paramètres de la ligne telle que la constante diélectrique ϵ_r du matériau ainsi que la tangente de perte $\tan(\delta)$. Ces paramètres serviront par la suite de valeurs de référence pour la conception de filtres ou d'amplificateurs en technologie micro-ruban. Il s'agit alors de réaliser des mesures à l'aide d'un analyseur de réseau, VNA (*Vector Network Analyzer*), pour en extraire les valeurs de la matrice S . Ces mesures expérimentales constituent la base de la caractérisation. Un modèle théorique de caractérisation de lignes vient se superposer à cette base. Il s'agira alors de faire varier les divers paramètres du modèle afin de faire coïncider celui-ci avec les mesures expérimentales. À ce moment là, les paramètres du modèle correspondent aux paramètres de la ligne et la caractérisation est réussie.

Matériaux	Impédance caractéristique	hauteur h	largeur W	longueur L
Verre téflon large	$Z_C < 50\Omega$	1.58	7.87	74.82
Verre téflon fin	$Z_C > 50\Omega$	1.58	0.469	74.978
Verre epoxy FR4 large	$Z_C < 50\Omega$	1.50	7.928	100.037
Verre epoxy FR4 fin	$Z_C > 50\Omega$	1.50	0.46	100.44

Table 1: Tableau présentant les paramètres géométriques (exprimés en mm) des différentes lignes à caractériser

3.2 Présentation du modèle théorique de caractérisation de lignes

4 Synthèse de filtre passe-bas en technologie

L'objectif est de réaliser un filtre passe-bas dont le gabarit est donné à la figure 2 avec une réponse de Tchebychev.

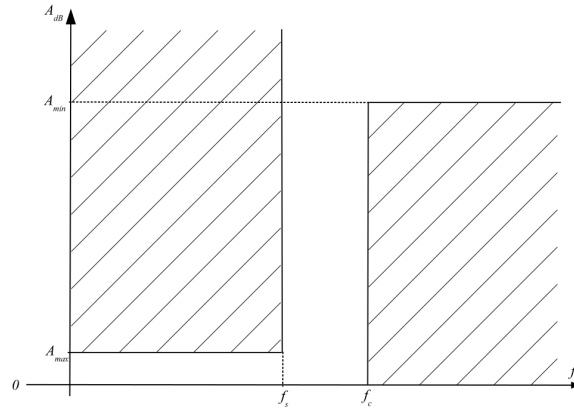


Figure 2: Gabarit filtre passe bas équivalent

Les valeurs numériques associées au gabarit sont les suivantes.

A_{max}	A_{min}	f_s	f_c
0.1 dB	15,00 dB	2 GHz	3 GHz

Table 2: Valeur numérique gabarit souhaité

La conception d'un filtre hautes fréquences débute par une synthèse classique avec des éléments passifs (condensateurs et bobines) comme il a été fait dans le module moyennes fréquences du S7. A partir du gabarit de la figure 2, l'équation ci-dessous nous permet d'obtenir l'ordre du filtre à concevoir.

$$n \geq \frac{\operatorname{argch}\left(\sqrt{\frac{\alpha_{min} - 1}{\alpha_{max} - 1}}\right)}{\operatorname{argch}(1/k)} \quad (1)$$

On rappelle :

$$\operatorname{argch}(x) = \ln(x + \sqrt{x^2 - 1}) \quad (2)$$

Où :

- n est l'ordre du filtre souhaité;
- k est la sélectivité égal à :

$$k = \frac{f_s}{1,5f_s} = \frac{2}{3} \approx 0,67 \quad (3)$$

- α_{min} est l'atténuation minimale (en linéaire) du signal dans la bande atténuée égal à $10^{\frac{15}{10}} \approx 31,6$
- α_{max} est l'atténuation maximale (en linéaire) du signal dans la bande passante égal à $10^{\frac{0.1}{10}} \approx 1,02$

L'application nous donne $n \geq 4,5$ soit au minimum un ordre 5 pour respecter le gabarit souhaité. Le schéma passe-bas en impédance que nous allons utiliser est donné ci-dessous par la figure ??.

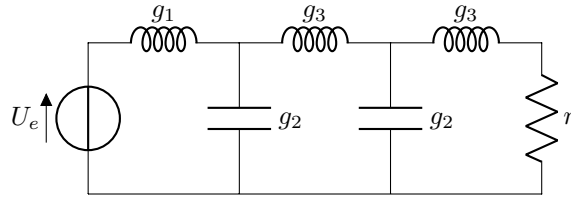


Figure 3: Schéma prototype d'un filtre passe-bas de Tchebycheff en impédance.

Avec :

- les coefficients g_k , les valeurs normalisées des condensateurs et des bobines;
- r , la résistance de charge normalisée est égale à 1. Sa valeur dénormalisée est de 50Ω ;
- U_e , le signal d'entrée ayant une résistance série normalisée égale à 1 et donc 50Ω en dénormalisée.

Pour obtenir les valeurs de g_k nous ne pouvons utiliser les tableaux donnés dans le polycopié d'électronique moyennes fréquences car ils ne sont valables uniquement pour des ondulations de 0.5 dB et 1 dB. Notre gabarit nous impose une ondulation maximale de 0.1 dB dans la bande passante. Pour obtenir des coefficients g_k qui permettent de respecter l'ondulation voulue nous avons réalisé un script sur Octave disponible en annexe. Le résultat obtenu est le suivant.

g_1	g_2	g_3	g_4	g_5
1.1468	1.3712	1.9750	1.3712	1.1468

Table 3: Valeurs des composants normalisées pour une ondulation de 0.1 dB

Pour trouver les valeurs réelles des composants il faut : pour les condensateurs, multiplier les g_k pairs par un coefficient C_{denom} et pour les bobines, multiplier les g_k impairs par un coefficient L_{denom} . Les valeurs de ces coefficients sont données ci-dessous.

$$C_{denom} = \frac{1}{2\pi f_s R} \quad L_{denom} = \frac{R}{2\pi f_s} \quad (4)$$

Le tableau ci-dessous donne les applications numériques pour les composants du filtre avec $f_c = 2GHz$ et $R = 50\Omega$.

L_1	C_2	L_3	C_4	L_5
4.56 nH	2.18 pF	7.86 nH	2.18 pF	4.56 nH

Table 4: Valeurs réelles des composants du filtre passe-bas.

5 synthèse d'un filtre passe-bande

La synthèse d'un filtre en hautes fréquences à partir d'un gabarit se rapporte à la méthode étudiée en moyenne fréquence. Une étape finale est ajoutée permettant la transformation des éléments localisés en éléments distribués. Le cahier des charges est le suivant, concevoir un filtre passe bande basé sur une fonction d'approximation de type Tchebychev et respectant le gabarit figure 4. L'implémentation réelle doit se en utilisant exclusivement des lignes micro ruban de longueur $\lambda_g/2$ ou $\lambda_g/4$ et des stubs.

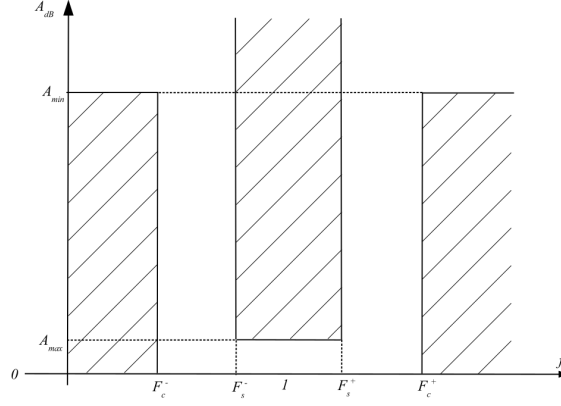


Figure 4: Gabarit du filtre passe-bas souhaité

Les valeurs numériques associées au gabarit sont les suivantes. Les fréquences sont en GHz et l'atténuation en dB.

A_{max}	A_{min}	f_c^-	f_s^-	f_s^+	f_c^+
0,1000	15,00	1,500	1,750	2,250	3,000

Table 5: Valeur numérique gabarit souhaité

Symétrie du gabarit

Avant de commencer la synthèse du filtre il est nécessaire de valider une condition sur la symétrie. Si elle n'est pas respectée il faudra modifier le gabarit du cahier des charges. La condition s'opère sur la moyenne géométrique de la bande passante et de la bande coupée notées :

$$f_{co} = \sqrt{f_c^- \cdot f_c^+}, \quad f_{so} = \sqrt{f_s^- \cdot f_s^+} \quad (5)$$

Ainsi, si $f_{so} = f_{co}$, le gabarit est centré il n'est pas nécessaire de réaliser d'opération particulière. On obtient alors $f_{so} = f_{co} = f_0$ avec f_0 la fréquence centrale du gabarit. Si $f_{so} \neq f_{co}$, le gabarit n'est pas centré il faut passer par une étape de centrage du gabarit avant de réaliser la synthèse du filtre.

Application numérique :

$$f_{co} = \sqrt{f_c^- \cdot f_c^+} = \sqrt{1,500 \cdot 3,000} = 2,121 \text{ GHz} \quad (6)$$

$$f_{so} = \sqrt{f_s^- \cdot f_s^+} = \sqrt{1,750 \cdot 2,250} = 1,984 \text{ GHz} \quad (7)$$

$$f_{so} < f_{co} \quad (8)$$

Le filtre est asymétrique il faut réaliser l'opération de centrage. Dans notre cas elle vise à diminuer f_{co} . Il est possible de faire varier la borne positive f_c^+ . Cela à pour effet de sur contraindre le cahier des charges. Pour répondre aux exigences il est interdit d'élargir la bande atténuée ou de diminuer la bande passante. Ainsi on fixe la fréquence centrale $f_0 = f_{so} = \sqrt{f_s^- \cdot f_s^+}$. Il vient donc :

$$f_c^+ = \frac{f_{so}^2}{f_c^-} = \frac{1,984^2}{1,500} = 2,614 \text{ GHz} \quad (9)$$

Les nouvelles valeurs numériques pour le gabarit du filtre sont les suivantes. Elle font référence à la figure 4.

A_{max}	A_{min}	f_c^-	f_s^-	f_0	f_s^+	f_c^+
0,1000	15,00	1,500	1,750	1,984	2,250	2,614

Table 6: Valeur numérique gabarit centré

Gabarit passe bas

L'étape suivant dans la conception d'un filtre passe bande symétrique vise à simplifier la synthèse en passant par un gabarit passe bas. Cela permet de calculer son ordre puis sa structure en éléments localisés.

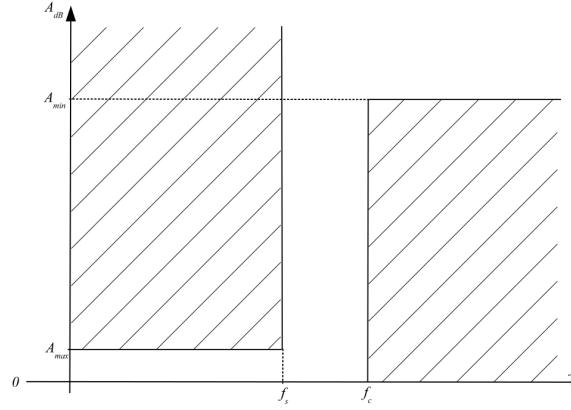


Figure 5: Gabarit filtre passe bas équivalent

L'évaluation du coefficient de sélectivité permet d'établir le gabarit normalisée. Cette grandeur se note k est sans unité et strictement inférieure à 1. Son expression est la suivante :

$$k = \frac{\Delta \cdot f_s}{\Delta \cdot f_c} = \frac{f_s^+ - f_s^-}{f_c^+ - f_c^-} = \frac{2,250 - 1,75}{2,614 - 1,500} = 0,4488 \quad (10)$$

L'ordre du filtre $\delta \in N$ est donnée pour une fonction d'approximation de Tchebychev avec l'expression suivante. Les atténuations A_{min} et A_{max} en dB correspondent respectivement aux fréquences f_s et f_c .

$$\delta \geq \frac{\argch\left(\sqrt{\frac{10^{A_{min}/10} - 1}{10^{A_{max}/10} - 1}}\right)}{\argch(1/k)} \quad (11)$$

On rappelle pour la calculatrice :

$$\argch(x) = \ln(x + \sqrt{x^2 - 1}) \quad (12)$$

On calcule avec $A_{min} = 15dB$ et $A_{max} = 0,1dB$. L'ordre δ est arrondi à l'entier supérieur.

$$\frac{\argch\left(\sqrt{\frac{10^{15/10} - 1}{10^{0,1/10} - 1}}\right)}{\argch(1/0,4488)} = 2,975, \quad \delta = 3 \quad (13)$$

Le gabarit impose un ordre minimum de 3, c'est la valeur que nous retiendront. On note tout de même que l'arrondi au supérieur présente un faible écart avec l'ordre choisi. Notre filtre devrait respecter les spécifications mais des approximations pourraient entraîner des débordements notamment aux fréquences particulières f_c et f_s .

Prototype passe bas normalisé vers passe bande dénormalisé

Cette étape vise à transformer le schéma passe bas en son équivalent passe bande. Il existe deux schémas possibles dit de type impédance et de type admittance où, respectivement, le premier élément est une inductance ou un condensateur. Le cahier des charges ne donne pas d'indications sur ce point. Nous choisirons le schéma qui a l'avantage de simplifier la transposition micro ruban.

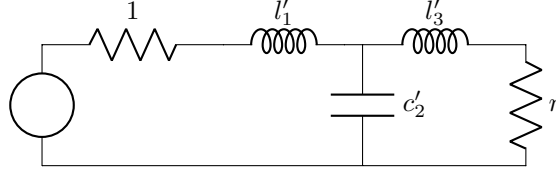


Figure 6: Schéma prototype filtre passe-bas ordre 3 en impédance

La figure 6 représente le prototype du filtre passe bas. Il est composé de trois composants réactifs et le premier est une self, nous sommes bien en présence d'un filtre d'ordre trois de type impédance. Les valeurs normalisées de ces composants s'expriment à partir de l'atténuation maximum A_{max} , de l'ordre du filtre et de la charge. Dans le cas des ordres paires les deux résistances n'ont pas la même valeur, il est donc préférable de choisir un ordre impaire sans quoi une problématique d'adaptation se posera. Les calculs pour obtenir les valeurs des composants sont détaillés dans [?] à la page 93. Ils font intervenir des fonctions trigonométriques relativement complexes. La figures 7 ci-dessous rassemble ces grandeurs et nous évite le calcul. Elle correspond à une ondulation inférieure à 0,1dB en bande passante et un ordre compris entre 1 et 10.

1	0.3052	1										
2	0.8430	0.6220	1.3554									
3	1.0315	1.1474	1.0315	1								
4	1.1088	1.3061	1.7703	0.8180	1.3554							
5	1.1468	1.3712	1.9750	1.3712	1.1468	1						
6	1.1681	1.4039	2.0562	1.5170	1.9029	0.8618	1.3554					
7	1.1811	1.4228	2.0966	1.5733	2.0966	1.4228	1.1811	1				
8	1.1897	1.4346	2.1199	1.601	2.1699	1.5640	1.9444	0.8778	1.3554			
9	1.1956	1.4425	2.1345	1.6167	2.2053	1.6167	2.1345	1.4425	1.1956	1		
10	1.1999	1.4481	2.1444	1.6265	2.2253	1.6418	2.2046	1.5821	1.9623	0.8853	1.3554	

Figure 7: Coefficients normalisés fonction de Tchebychev 0,1dB ondulation

La première colonne de ce tableau correspond à l'ordre du filtre. Les valeurs suivantes correspondent aux composants de gauche à droite sur le schéma. La dernière valeur concerne la résistance de charge. On remarque bien que pour les ordres impaire cette dernière vaut l'unité contrairement aux ordres paires. Dans notre cas $l'_1 = 1,0315$, $c'_2 = 1,1474$ et $l'_3 = 1,0315$. Les informations nécessaires à la transformation du schéma équivalent passe bas au schéma équivalent passe bande ont été rassemblées. Nous pouvons opérer cette opération. Les éléments inductifs doivent être remplacés par une self et un condensateur en série. Les éléments capacitifs doivent être remplacés par une self et un condensateur en parallèle. Les valeurs normalisées des nouveaux composants sont données par les expressions suivantes:

Cas de l'inductance :

$$c_k = \frac{B}{l'_k}, \quad l_k = \frac{l'_k}{B}, \quad k = \{1, 3\} \quad (14)$$

Cas du condensateur :

$$c_k = \frac{c'_k}{B}, \quad l_k = \frac{B}{c'_k}, \quad k = \{2\} \quad (15)$$

Où B désigne la bande passante

$$B = \frac{\Delta f_s}{f_0} = \frac{f_s^+ - f_s^-}{f_0} = \frac{2,250 - 1,75}{1,984} = 0,2520 \quad (16)$$

Le schéma du filtre passe bande en éléments localisés après transformation est illustré par la figure 8.

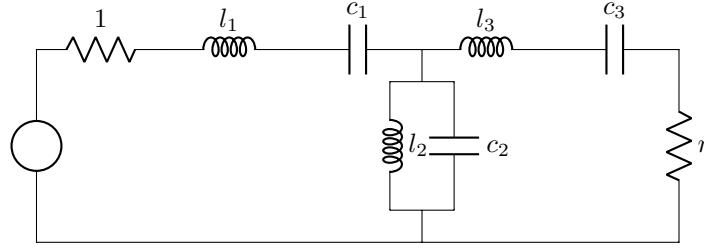


Figure 8: Schéma filtre passe-bande ordre 3 en impédance

A partir des expression précédente il est possible de calculer les valeurs normalisée de ces nouveaux composants. Nous pouvons pas le même occasion opérer la dénormalisation. Les grandeurs dénormalisées seront notées en majuscule. De nouveau on s'appuie sur le cours d'électricité moyenne fréquence [?]. On y extrait les égalités suivantes :

$$C_k = \frac{c_k}{2\pi f_0 \cdot R}, \quad L_k = \frac{l_k \cdot R}{2\pi \cdot f_0}, \quad k = \{1, 2, 3\} \quad (17)$$

On prendra la résistance de charge valant 50Ω et la fréquence centrale f_0 1,984GHz. Un petit programme Octave nous permet d'automatiser ce calcul. Les résultats de l'étape de transformation et de dénormalisation sont rassemblés dans le tableau 7. On rappelle que la notation utilisée représente les grandeurs normalisées en minuscule et les grandeurs dénormalisées en majuscule.

k	1	2	3
c_k	0,2443	4,553	0,2443
l_k	4,093	0,2196	4,093
C_k	0,3917pF	7,307pF	0,3917pF
L_k	16,42nH	0,8804nH	16,42nH

Table 7: Valeurs passe bande avant et après dénormalisation

Afin de valider les valeurs obtenue nous pouvons recourir à une simulation sur ADS. Le schémas tracé est illustré par la figure 9.

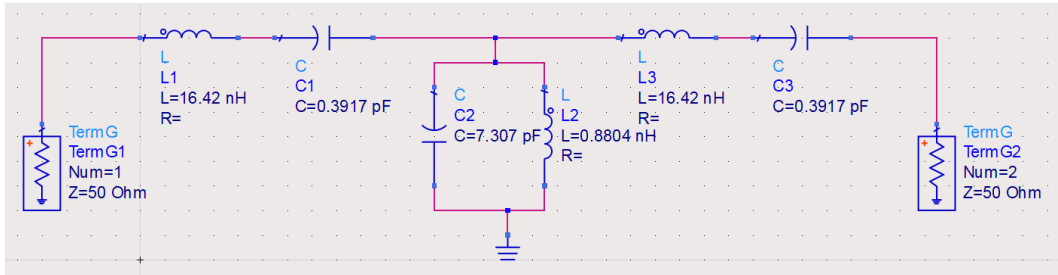


Figure 9: Schéma passe bande ADS

Il fait intervenir des composants de la bibliothèque "lumped component". La simulation porte sur l'observation des paramètres S et plus particulièrement du coefficient de transition S_{21} . Le résultat obtenue est donné par la deux figure 10. Elles permettent respectivement de vérifier la coupure et l'ondulation en bande passante.

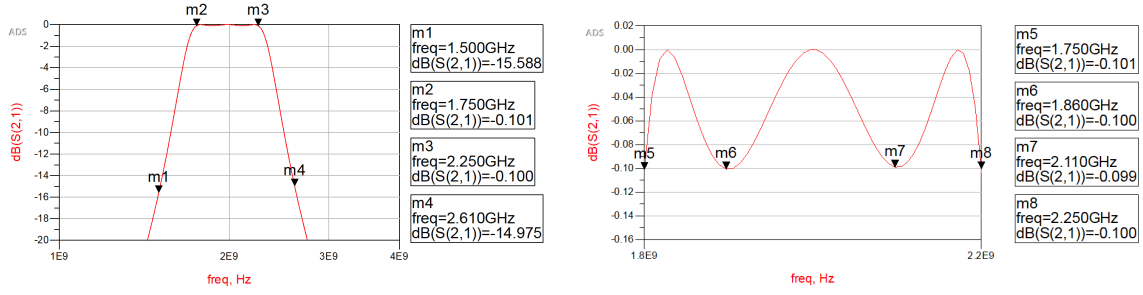


Figure 10: Simulation S21 passe bande localisé

La figure de gauche représente le paramètre S21 en db sur la bande spécifiée par le gabarit. On relève une atténuation de 15,58dB et 14,97dB au points m1 et m4. Seul le premier gabarit respect strictement le cahier des charges. La figure de gauche représente elle aussi le coefficient de transition mais sur une bande plus étroite correspondant à la bande passante. La condition du gabarit spécifie une ondulation inférieure à 0,1dB. Elle est respectée partout sauf au point m5 où on relève 0,101dB. Les résultats de cette simulation présentent deux débordements aux fréquences particulières f_c^- et f_s^- . Cela s'explique par une approximation réalisée lors du centrage du gabarit. En effet, seule la borne f_c^+ a été déplacée ce qui entraîne une légère dysmétrie entre le gabarit initial et celui recentré. Aussi, nous avons pu remarquer que l'ordre du filtre décimal est très proche de la valeur entière retenue ce qui a pour effet de laisser peu de marge aux fréquences particulières. Ces deux éléments cumulés ont joué en notre défaveur en aboutissant à une synthèse en limite de spécification. Il existe une méthode détaillée dans le *cours de filtrage actif* de Vincent Gouret faisant varier à la fois f_c^+ et f_c^- lors du recentrage. Cette méthode est plus complexe mais aurait probablement permis de réaliser une synthèse répondant parfaitement au gabarit.

Les résultats de simulation restent malgré tout concluants car ils présentent une erreur très faible. Nous conserverons donc les valeurs des composants pour la suite des calculs.

Les valeurs dénormalisées obtenues devraient permettre en théorie de constituer un filtre passe bande en éléments localisés. Cependant en pratique l'ordre de grandeur (0,1pF pour les condensateurs et 1nH pour les inductances) pose un problème de provisionnement. En effet, elles sont peu réalistes puisque comparables aux phénomènes parasites des boîtiers et conducteurs. Il est possible de résoudre ce problème en transformant cette synthèse localisée en synthèse distribuée.

5.1 title

Il existe plusieurs circuits basés sur les propriétés des lignes pour réaliser un filtre passe bande. Nous détaillerons deux solutions basées uniquement sur des lignes $\lambda/2$ et $\lambda/4$.

6 Conclusion

Il existe une méthode détaillée dans le *cours de filtrage actif* de Vincent Gouret faisant varier à la fois f_{so} et f_{co} . Elle permet d'optimiser la contrainte sur la sélectivité.

Une fois le coefficient de dénormalisation appliqué nous obtenons les valeurs suivantes.

L_1	C_2	L_3	C_4	L_5
4.56 nH	2.18 pF	7.86 nH	2.18 pF	4.56 nH

Table 8: Valeurs réelles des composants du filtre passe-bas.

test