

HYPERFRÉQUENCES

TP2 - Conception et analyse d'un filtre en technologie microruban

Auteurs :
Thomas LEPOIX & Saad CHAHBOUN

MASTER 1 Systèmes Embarqués

E.S.T.E.I.
École Supérieure des Technologies Électronique, Informatique, et Infographie
Département Systèmes Embarqués

23 décembre 2017

Table des matières

Table des matières	1
1 Introduction	2
2 Théorie des filtres	4
3 Synthèse du filtre idéal en éléments localisés LC	8
3.1 Synthèse du prototype du filtre	8
3.2 Dénormalisation du prototype	10
3.3 Simulation du filtre	11
4 Conception du filtre à stubs	13
4.1 Procédure de transformation	13
4.2 Dénormalisation du filtre	18
4.3 Simulation du filtre	20
4.4 Optimisation du filtre	24
4.5 Fabrication du filtre et mesures	27
4.6 Rétro-simulation du filtre	31
5 Conception du filtre à sauts d'impédance	33
5.1 Dénormalisation du filtre	33
5.2 Simulation du filtre	36
5.3 Optimisation du filtre	38
5.3.1 Optimisation du filtre sans effets de décrochage	39
5.3.2 Optimisation du filtre avec effets de décrochage	40
5.4 Fabrication du filtre et mesures	41
5.4.1 Fabrication et mesures du filtre sans effets de décrochage	41
5.4.2 Fabrication et mesures du filtre avec effets de décrochage	45
5.5 Considérations post-production	47
6 Conclusion	48
A Manuel d'installation d'une station de travail avec Qucs et PcbNew	51
A.1 Liens	51
A.2 Installation de Qucs	51
A.3 Installation de Pcbnew	52
A.4 Procédure de génération d'un typon à partir d'un schéma microruban issu de Qucs	52

Chapitre 1

Introduction

Le but de ce TP est de réaliser un filtre en technologie microruban, plus connue sous son nom anglais "microstrip", ainsi que d'appréhender les différentes étapes permettant d'y parvenir. Le filtre sera réalisé en utilisant deux topologies différentes, à "stubs" et à sauts d'impédances "step", afin de pouvoir les comparer et acquérir un certain recul quant aux avantages et inconvénients de chacune.

La conception du filtre passe par l'utilisation d'un logiciel de CAO (conception assistée par ordinateur) haute fréquence, permettant notamment de simuler le comportement des circuits. Le Cahier des charges propose l'utilisation du logiciel Microwave Office de la suite National Instruments AWR Design Environment, toutefois celui ci sera délaissé au profit des logiciels libres Qucs et PcbNew (de la suite Kicad), le précédent TP ayant permis de prendre en main ce couple de logiciels et de démontrer leur efficacité sur ce type d'applications.

En annexe documents et procédure pour disposer d'un environnement de travail avec ces logiciels.

La conception du filtre se décompose en plusieurs étapes :

- La synthèse du prototype du filtre. Cela consiste à se servir d'abaques et de tables de données pour concevoir un filtre répondant au cahier des charges. Le filtre obtenu est normalisé en fréquence et en impédance.
- La dénormalisation de ce filtre. Qui permet d'obtenir un filtre idéal en composants localisés.
- Pour chaque topologie : Passage du filtre en composants semi-localisés. C'est-à-dire le passage de composants ponctuels à des composants microruban répartis. À chaque topologie est associée une méthode particulière pour y parvenir.
- La prise en compte des effets sur la propagation du signal de certains éléments géométriques comme les points de connexion entre éléments microruban, les bouts de lignes en circuit-ouvert (CO) ou les décrochages entre lignes de largeurs différentes.
- L'optimisation des filtres. Le but étant que leurs caractéristiques correspondent autant que faire se peut à celles du filtre théorique en éléments localisés.
- La réalisation physique de chaque filtre, accompagnée de la mesure des caractéristiques de chacun à l'analyseur de réseaux.
- La rétrosimulation des filtres en composants semi-localisés. Qui consiste à comparer les caractéristiques des filtres physiques aux caractéristiques de leurs homologues simulés. La démarche permet d'affiner les réglages du logiciel pour compenser l'erreur due au décalage entre la simulation informatique et la réalité. Et donc pouvoir imprimer de nouveaux filtres physiques aux caractéristiques plus proches de celles que l'on attend d'eux.

A titre de rappel, en haute fréquence les composants analogiques discrets utilisés en électronique classique sont inappropriés du fait des réactances linéaires qui ne sont alors plus négligeables et qui faussent complètement le fonctionnement des circuits. Il existe plusieurs technologies alternatives appropriées aux hautes fréquences qui tirent parti de ces réactances linéaires. Il s'agit de concevoir des composants dits "répartis" à partir de pistes de circuit imprimé aux dimensions particulières et calculées pour leur conférer un impédance donnée.

La technologie microruban repose sur ce principe. Un circuit imprimé microruban est double face : une face sur laquelle se trouve le circuit et une sur laquelle se trouve un plan de masse.

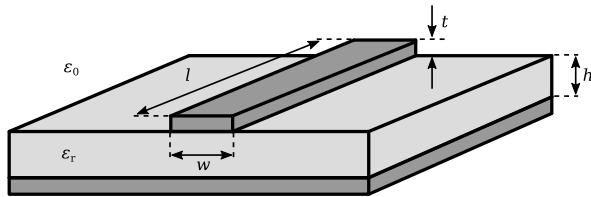


FIGURE 1.1 – Technologie microruban

Le schéma ci-dessus représente une coupe transversale de circuit imprimé avec en gris clair le substrat et en gris foncé le plan de masse sur le dessous et une piste sur le dessus.

Le filtre réalisé durant ce TP devra répondre aux caractéristiques suivantes :

- Filtre passe bas d'ordre 5
- Structure de Tchebychev
- Ondulation dans la bande passante : $A_{max} = 0.5dB$
- Fréquence de coupure : $F_0 = 1840MHz$
- Adaptation aux accès : $Z_0 = 50\Omega$
- Caractéristiques du substrat :
 - FR4
 - $\epsilon_r = 4,7$
 - $h = 1,55mm$
 - $t = 35\mu m$
 - $\tan\delta = 0,014$
 - largeur de ligne minimum : $0.2mm$

Chapitre 2

Théorie des filtres

Est appelé filtre un quadripôle dont le signal de sortie est fonction de la fréquence du signal d'entrée. Il existe quatre types de filtres : passe-bas, passe-haut, passe-bande, coupe-bande. Cela fait référence à la partie du spectre fréquentiel que le filtre transmet ou réjecte. Les filtres sont d'ailleurs représentés par l'allure de cette caractéristique.

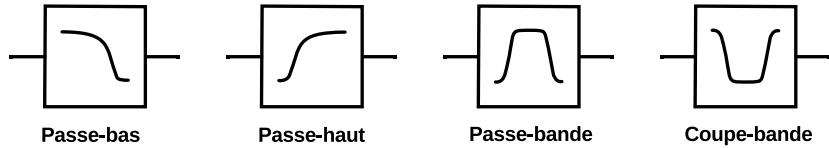


FIGURE 2.1 – Représentation schématique des quatre types de filtres

Si l'on observe de plus près cette courbe de transmission, on distingue plusieurs attributs caractérisant les filtres.

- La fréquence de coupure f_c , généralement définie pour une puissance de 3dB inférieure à la puissance maximale transmise. Dans le cas des filtres présentant de l'ondulation dans la bande passante, on définit la fréquence de coupure pour le niveau d'atténuation bas des ondulations.
- La bande passante BP : bande de fréquence bornée par la ou les fréquences de coupure. Il s'agit de la bande de fréquence transmise par le filtre.
- Les pertes d'insertion. Il s'agit de l'atténuation existante malgré tout lorsque le filtre est le plus passant.
- L'ondulation dans la bande. Il s'agit d'une ondulation de l'atténuation dans la bande passante. Certains filtres ne présentent pas d'ondulation dans la bande passante.
- L'ordre du filtre. Directement lié à sa formulation mathématique et au nombre d'élément réactifs le composant, l'ordre d'un filtre se traduit par la raideur de ses pentes. Plus l'ordre d'un filtre est grand, plus il est sélectif, c'est-à-dire plus ses pentes sont raides.

Ci dessous l'allure de la caractéristique de transmission d'un filtre passe bande.

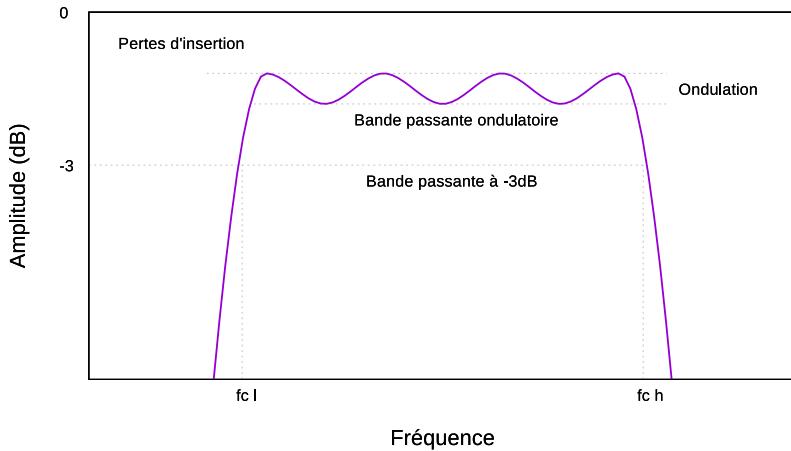


FIGURE 2.2 – Représentation des principales caractéristiques d'un filtre

Il existe plusieurs structures de filtres passifs dépendant en fait du modèle mathématique de leur fonction de transfert, toutes portent d'ailleurs le nom d'un mathématicien. Les plus courantes sont Bessel, Butterworth, Tchebychev et Cauer (également connue sous le nom de filtre elliptique).

Ci-dessous un tracé comparatif des réponses fréquentielles de ces quatres types de filtres pour les mêmes caractéristiques, à savoir :

- Type : Passe-bas
- Ordre : 5
- Fréquence de coupure à -3dB : $f_c = 1GHz$
- Ondulation dans la bande passante (Tchebychev et Cauer uniquement) : 1dB
- Fréquence d'arrêt (Cauer uniquement) : $f_a = 1,1GHz$
- Atténuation minimale en bande coupée (Cauer uniquement) : 20dB

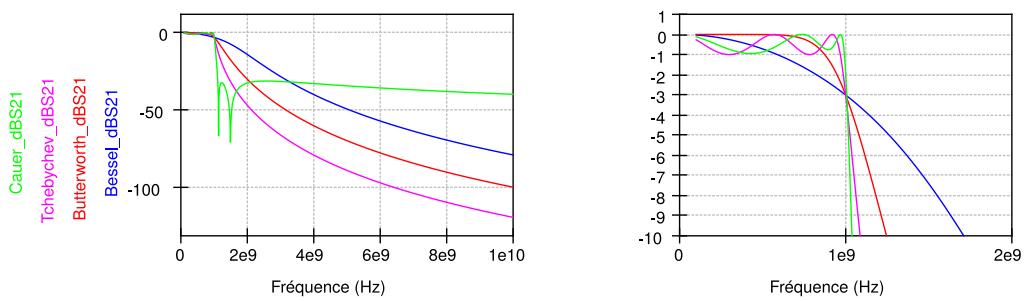


FIGURE 2.3 – Allure en bande large et étroite de la caractéristique de quatre structures de filtre d'ordre 5

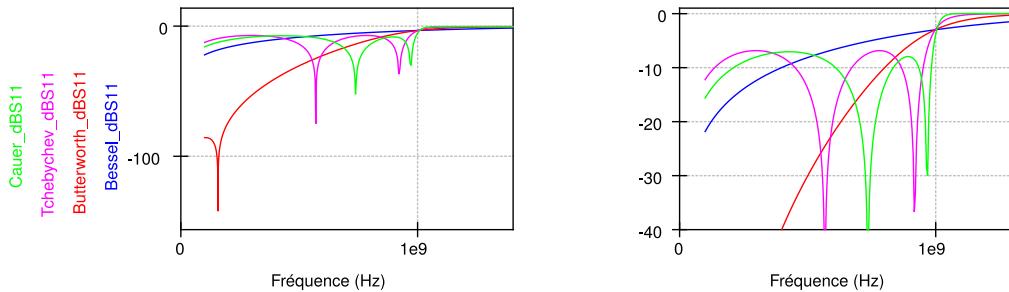


FIGURE 2.4 – Allure en bande large et étroite de l’adaptation en entrée de quatre structures de filtre d’ordre 5

À noter que pour le filtre de Cauer il est possible de troquer de la raideur de coupure pour de l’atténuation, ci-dessous le tracé de la caractéristique de plusieurs filtres de Cauer du cinquième ordre avec des fréquences d’arrêt et des atténuations minimales en bande réjectée différentes.

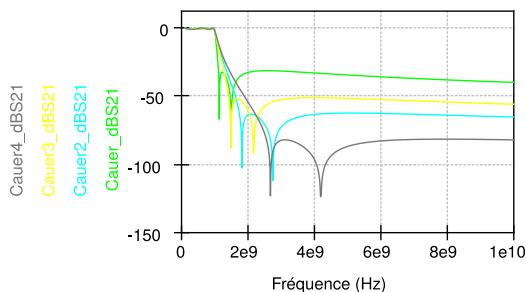


FIGURE 2.5 – Allure en bande large de la caractéristique de plusieurs filtres de Cauer d’ordre 5

Remarque : On observe un vice du générateur de filtres du logiciel Qucs. En effet celui-ci définit tous les filtres autour de leur fréquence de coupure à -3dB, y compris les filtres ondulant (Tchebychev et Cauer) en dépit de la convention. Un e-mail a été envoyé à l’équipe de développement.

Il est également intéressant de voir qu’il existe un filtre de Tchebychev inverse et que le filtre de Cauer est en fait construit à partir des deux types de Tchebychev. Quant au filtre de Butterworth, il s’agit en fait d’un filtre de Tchebychev dépourvu d’ondulation, c’est à dire d’une forme extrême de Tchebychev.

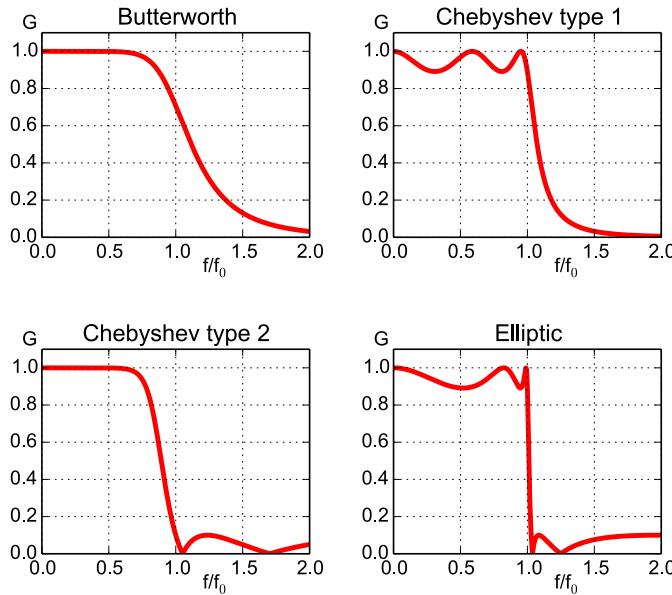


FIGURE 2.6 – Lien entre les filtres de Tchebychev (type 1 et 2) et le filtre de Cauer

Finalement ces différents types de filtres ont des caractéristiques différentes qu'il est pertinent de comparer :

- Bessel :
 - Courbe de réponse ronde
 - Linéarité en fonction de la fréquence dans la bande passante.
 - Délai de groupe constant
 - Stabilité en phase \Rightarrow Utilisé en modulation HF
 - Faible sélectivité
- Butterworth :
 - Bande passante monotone
 - Faible sélectivité : $-20dB/dec$ par ordre
 - Stabilité en phase
- Tchebychev :
 - Ondulations dans la bande passante
 - Importante sélectivité \Rightarrow Utilisé en filtrage numérique
 - Dissymétrie des deux pentes
 - Délai de groupe variable dans la bande passante
 - Filtre d'ordre impair : Impédances d'entrée et de sortie égales
- Cauer :
 - Ondulations dans la bande passante
 - Sélectivité très importante
 - Présente des zéros de transmission
 - Calculs et mise en œuvre complexes

Chapitre 3

Synthèse du filtre idéal en éléments localisés LC

3.1 Synthèse du prototype du filtre

Lors de la conception d'un filtre, le cahier des charges ne fournit pas nécessairement d'informations structurelles comme le type du filtre ou son ordre. Le type se choisit en fonction du besoin (par exemple la nécessité d'une stabilité de phase orientera la choix vers un filtre de Bessel tandis qu'un besoin de raideur de coupure orientera le choix vers un filtre de Tchebychev ou de Cauer). Un gabarit de la caractéristique du filtre peut être fourni dans le cahier des charges ou établi à partir de celui ci.

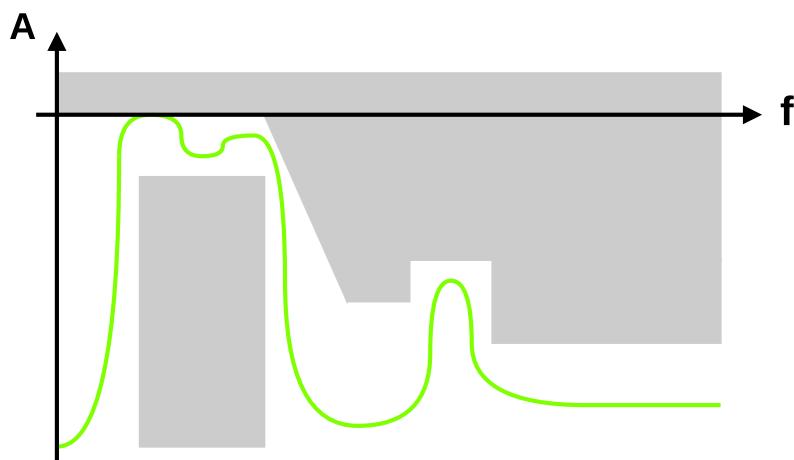


FIGURE 3.1 – Exemple de gabarit de filtre

L'ordre se détermine ensuite à partir d'abaques comme celui ci-dessous en fonction de la raideur de coupure exigée par le cahier des charges. Cela consiste à considérer en ordonnée un rapport ΔA et en abscisse un rapport ΔF , tous deux fournis par le gabarit. Le point correspondant sur le graphique est alors proche d'une courbe en particulier, il s'agira de l'ordre le mieux adapté au filtre à réaliser.

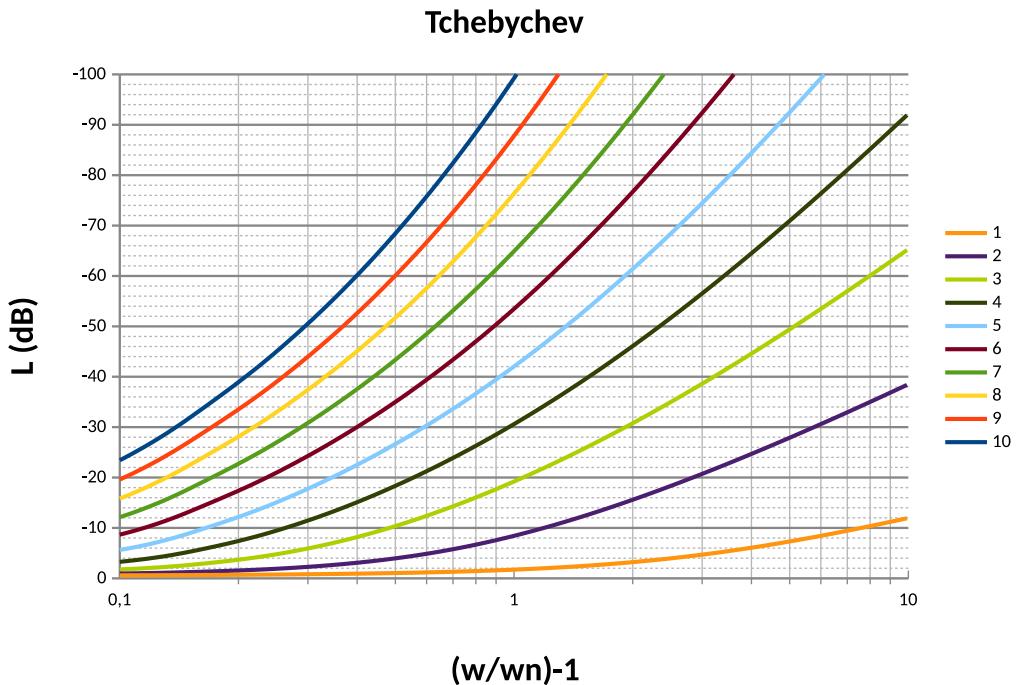


FIGURE 3.2 – Tracé normalisé en fréquence et en amplitude des courbes de Tchebychev des 10 premiers ordres pour une ondulation de 0,5dB et une impédance de sortie égale à l’impédance d’entrée

L’étape suivante consiste à relever dans la table de valeurs associée au graphique utilisée les valeurs normalisées des composants à utiliser pour le filtre. L’ordre (5) et le type du filtre (Tchebychev) étant donnés dans le cahier des charges, il s’agit là du point de départ du présent TP.

Indice k	Ordre n									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	0,699	1,403	1,596	1,670	1,706	1,725	1,737	1,745	1,750	1,754
2		0,707	1,097	1,193	1,230	1,248	1,258	1,265	1,269	1,272
3			1,596	2,366	2,541	2,606	2,638	2,656	2,668	2,675
4				0,842	1,230	1,314	1,344	1,359	1,367	1,372
5					1,706	2,476	2,638	2,696	2,724	2,739
6						0,870	1,258	1,339	1,367	1,381
7							1,737	2,509	2,668	2,723
8								0,880	1,269	1,348
9									1,750	2,524
10										0,884

FIGURE 3.3 – Table de valeurs normalisées de composants pour un filtre Tchebychev d’ondulation 0.5dB et d’impédance de sortie égale à l’impédance d’entrée

On relève donc pour un filtre d'ordre 5 les impédances normalisées suivantes :

- $g_1 = 1.706$
- $g_2 = 1.230$
- $g_3 = 2.541$
- $g_4 = 1.230$
- $g_5 = 1.706$

Les valeurs données par ces tables sur filtres sont toujours valables pour un filtre passe-bas, une transformation est à prévoir si le filtre voulu est autre que passe-bas. Dans notre cas le filtre voulu est passe-bas, les valeurs ne sont donc pas à modifier. Ci-dessous le schéma électrique associé à ces valeurs. Les valeurs étant normalisées, on parle de "prototype" du filtre.

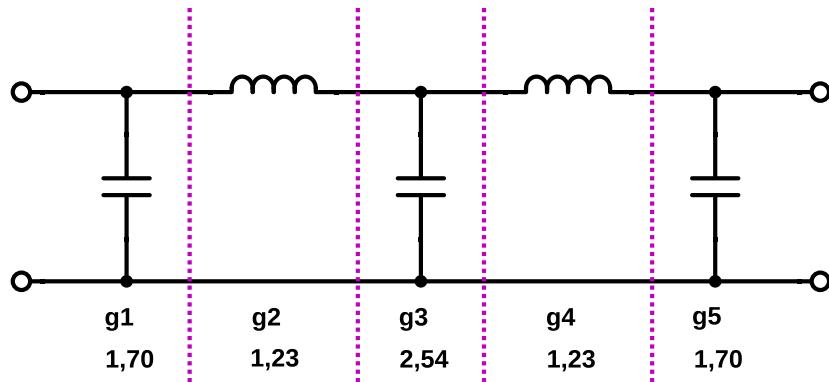


FIGURE 3.4 – Prototype passe-bas du filtre

Il est tout à fait équivalent de choisir une topologie " π " ou une topologie " T ", toutefois, il est judicieux de choisir un modèle ayant pour axe de symétrie une capacité parallèle. L'intérêt de cela sera expliqué ultérieurement.

3.2 Dénormalisation du prototype

La dénormalisation consiste à déterminer les valeurs de L et de C , respectivement en H et en F , à partir des impédances normalisées dont on dispose. Cela passe par les formules que voici :

$$L_k = \frac{Z_0}{\omega_c} g_k$$

$$L_k = \frac{Z_0}{2\pi f_c} g_k$$

$$C_k = \frac{1}{Z_0 \omega_c} g_k$$

$$C_k = \frac{1}{Z_0 2\pi f_c} g_k$$

On calcule donc :

$$C_{\{1;5\}} = \frac{1,70}{50 \cdot 2\pi \cdot 1840.10^6} \quad L_{\{2;4\}} = \frac{50 \cdot 1,23}{2\pi \cdot 1840.10^6} \quad C_3 = \frac{2,54}{50 \cdot 2\pi \cdot 1840.10^6}$$

$$C_{\{1;5\}} = 2,9409 \text{ pF} \quad L_{\{2;4\}} = 5,31958 \text{ nH} \quad C_3 = 4,3941 \text{ pF}$$

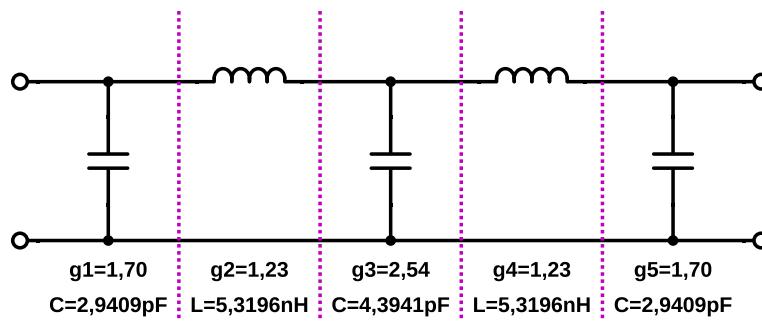


FIGURE 3.5 – Schéma dénormalisé du filtre

3.3 Simulation du filtre

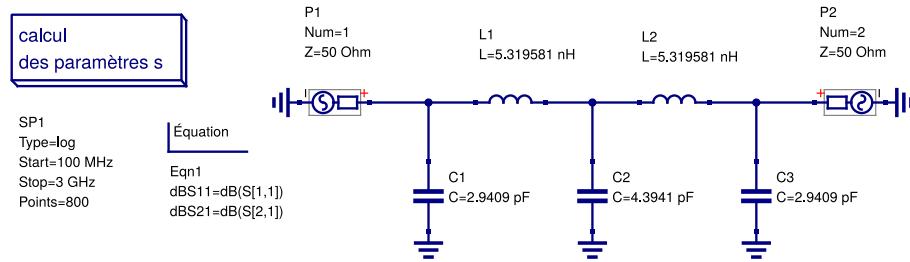


FIGURE 3.6 – Qucs : Schéma du filtre en éléments localisés LC

On entre maintenant le précédent schéma dans le logiciel de simulation. Puis on simule ses paramètres S sur la bande [100MHz;3GHz].

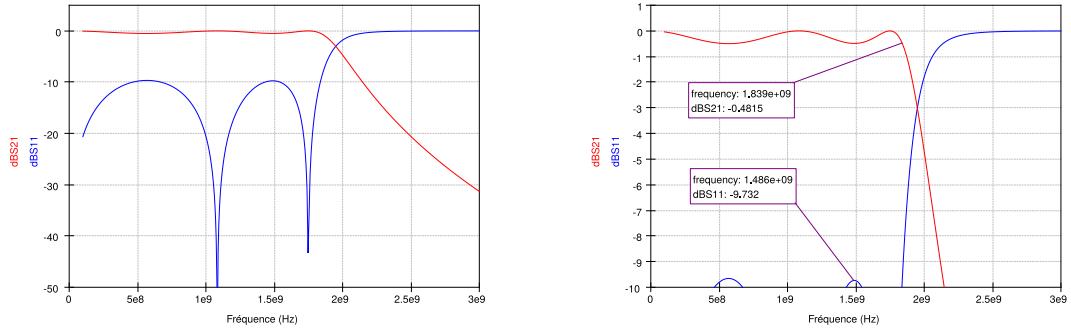


FIGURE 3.7 – Qucs : Paramètres S du filtre en éléments localisés LC

Voici la réponse fréquentielle du filtre en éléments localisés :

- En rouge : S_{21} , La transmission du filtre.
- En bleu : S_{11} , La réflexion en entrée du filtre.

On observe une fréquence de coupure $f_c = 1839\text{MHz} @ -0,4815\text{dB}$ ainsi qu'une adaptation de -9,732dB dans la bande passante. Il s'agit là d'un filtre idéal, celui ci correspond au cahier des charges et ses paramètres S serviront de référence lors des passages en éléments semi-localisés microruban.

Chapitre 4

Conception du filtre à stubs

4.1 Procédure de transformation

Il s'agit ici de passer d'un filtre LC à un filtre en topologie à stubs réalisé en technologie microruban. Les outils utilisés pour ce faire sont la transformée de Richard et les identités de Kuroda.

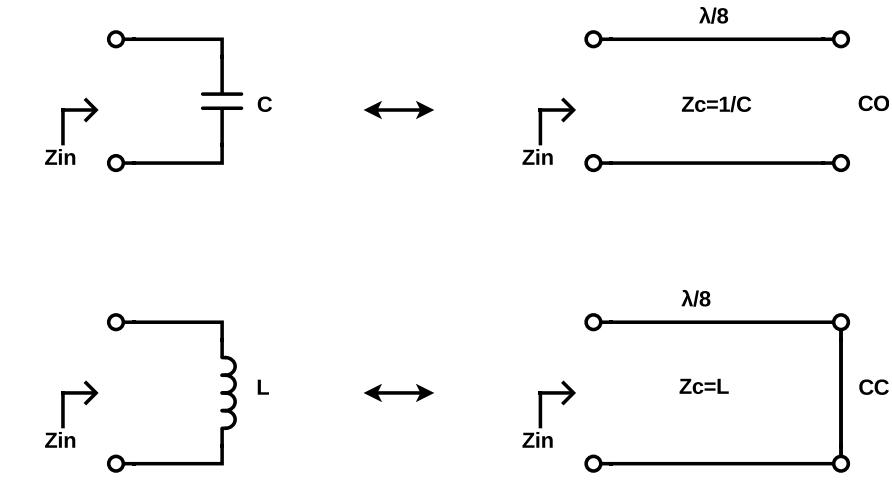


FIGURE 4.1 – Transformée de Richard

La transformée de Richard établit une équivalence entre des composants localisés L et C , et des stubs de longueur $\lambda/8$ chargés respectivement par des court-circuits ou des circuits-verts. En d'autres termes, elle permet de transformer des composants localisés en composants répartis que l'on pourra ensuite assembler pour former un filtre dit "semi-localisé".

La difficulté avec la transformée de Richard est que dans un montage comme celui du filtre passe-bas où les inductances sont en série, placer un stub à court-circuit en série sur une ligne n'a pas vraiment de sens. Le résultat est un montage que l'on ne peut pas fabriquer.

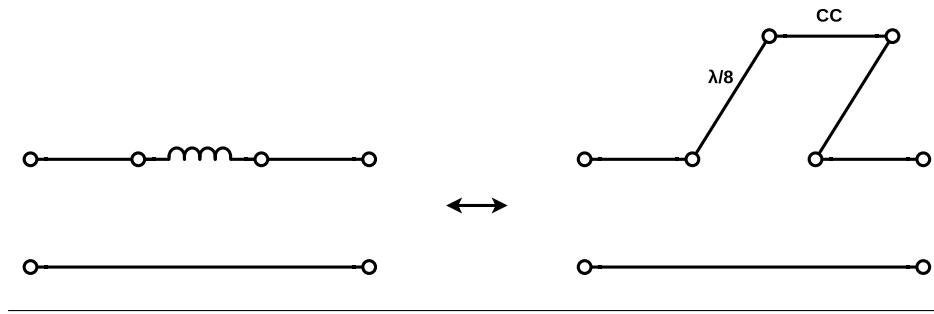


FIGURE 4.2 – Transformation irréalisable d'une inductance série en stub série

C'est alors qu'interviennent les identités de Kuroda. Il en existe quatre, seulement deux seront utiles dans le cas présent. Elles établissent des combinaisons d'équivalences entre couple ligne $\lambda/8$ - capacité parallèle et couple ligne $\lambda/8$ - inductance série. Elles permettront donc, par l'ajout de lignes précisément dimensionnées, de se débarrasser des inductances séries du filtre au profit de capacités parallèles, qui elles sont aisées à fabriquer en technologie microruban.

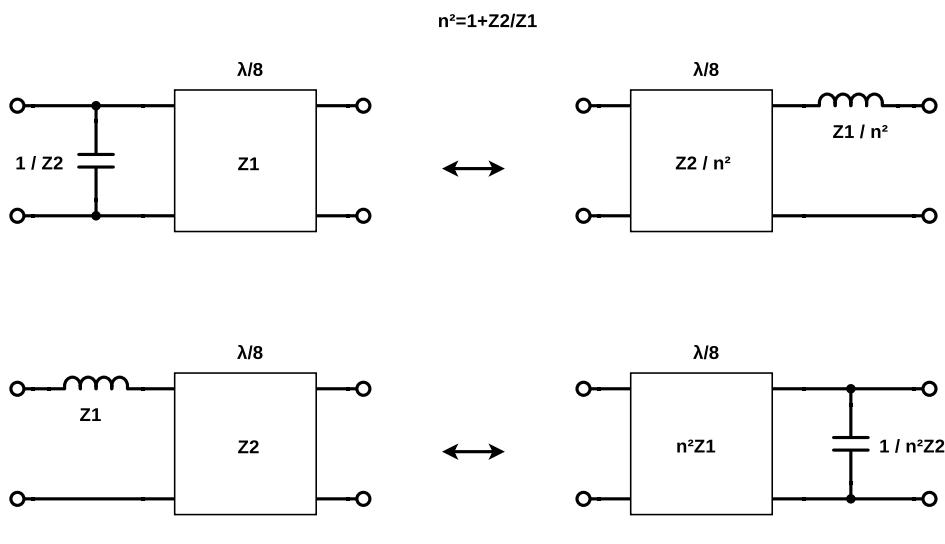


FIGURE 4.3 – 2 des 4 identités de Kuroda utiles dans le cas présent

Le Point de départ de cette transformation est le prototype du filtre, c'est-à-dire le filtre LC normalisé en impédance. Ci-dessous les étapes successives de l'application de la transformée de Richard et des identités de Kuroda.

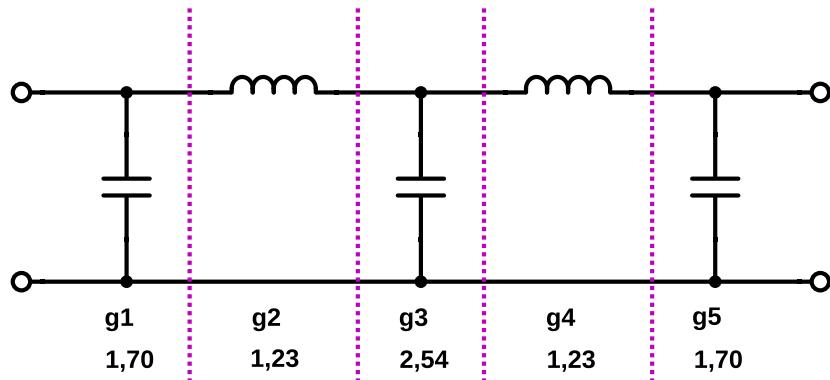


FIGURE 4.4 – Prototype passe-bas du filtre

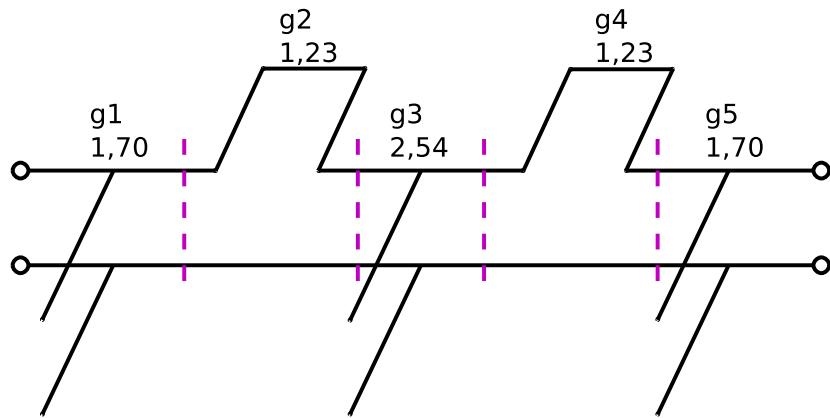


FIGURE 4.5 – Application de la transformée de Richard

Après la transformée de richard, les lignes telles que représentées n'ont plus de signification physique, il s'agit de points de connexion abstraits, comparables au chevelu d'un logiciel de CAO électronique. Il faut donc ajouter des longueurs de lignes $\lambda/8$ par les extrémités et utiliser une première fois les identités de Kuroda pour "déplacer" ces longueurs de ligne vers l'intérieur du filtre, de sorte qu'entre chaque éléments du filtre soit intercalé une longueur de ligne $\lambda/8$.

D'où l'intérêt d'avoir choisi au départ une topologie de prototype en π . En effet un filtre passe bas π d'ordre 5 a pour élément central une capacité parallèle. Or modifier le composant central du filtre par les identités de Kuroda briserait la symétrie du filtre, ce qui n'est pas souhaitable. Mieux vaut donc que l'élément central soit une capacité parallèle qui n'aura pas besoin d'être modifiée.

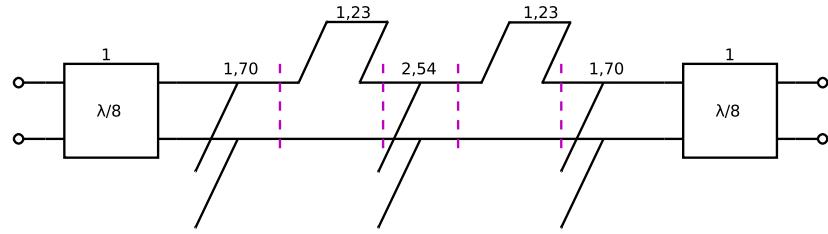


FIGURE 4.6 – Ajout de longueurs de ligne $\lambda/8$ de l’impédance caractéristique de la ligne

Une première transformation de Kuroda peut être effectuée pour décaler d’un cran la longueur de ligne. On utilise la première identité de Kuroda :

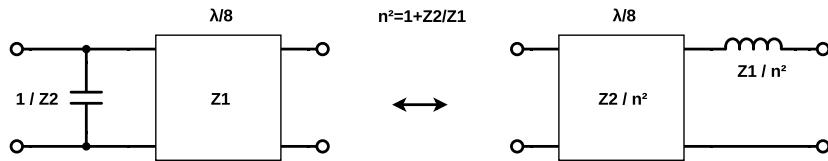


FIGURE 4.7 – Première identité de Kuroda

$$\frac{1}{Z_2} = 1,70 \rightarrow Z_2 = 0,59$$

$$Z_1 = 1$$

$$\frac{Z_2}{n^2} = \frac{0,59}{1,59} = 0,37$$

$$n^2 = 1 + \frac{Z_2}{Z_1} = 1,59$$

$$\frac{Z_1}{n^2} = \frac{1}{1,59} = 0,63$$

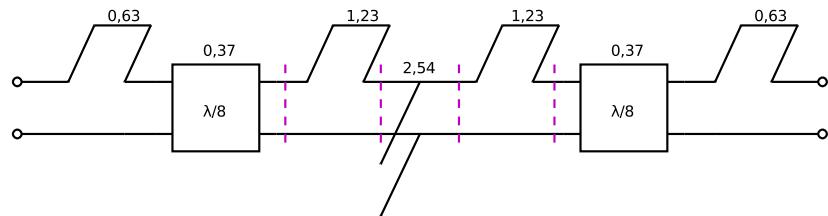


FIGURE 4.8 – Résultat de la première application de Kuroda

L’étape suivante est d’ajouter une seconde fois des longueurs de lignes $\lambda/8$ à chaque extrémité du filtre pour pouvoir appliquer une seconde fois les identités de Kuroda, pour changer les stubs à court-circuit série en stubs à circuit-ouvert parallèle. Et par là même placer des longueurs de lignes entre les trois éléments centraux. On utilise cette fois la seconde identité de Kuroda :

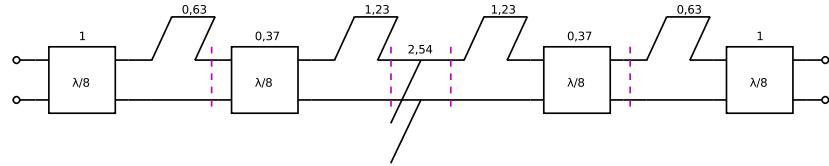


FIGURE 4.9 – Ajout de longueurs de ligne $\lambda/8$ de l’impédance caractéristique de la ligne

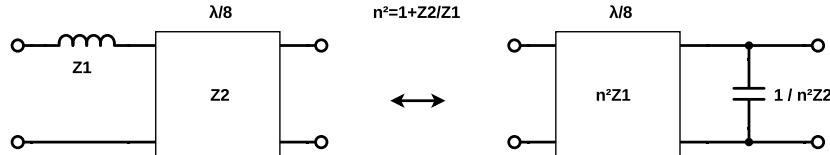


FIGURE 4.10 – Seconde identité de Kuroda

$$Z_1 = 0,63$$

$$n^2 Z_1 = 2,58 \times 0,63 = 1,63$$

$$Z_2 = 1$$

$$n^2 = 1 + \frac{Z_2}{Z_1} = 2,58$$

$$\frac{1}{n^2 Z_2} = \frac{1}{2,58 \times 1} = 0,39$$

$$Z_1 = 1,23$$

$$n^2 Z_1 = 1,30 \times 1,23 = 1,60$$

$$Z_2 = 0,37$$

$$n^2 = 1 + \frac{Z_2}{Z_1} = 1,30$$

$$\frac{1}{n^2 Z_2} = \frac{1}{1,30 \times 0,37} = 2,08$$

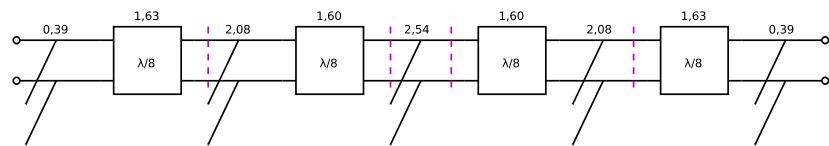


FIGURE 4.11 – Résultat de la seconde application de Kuroda

Maintenant que le filtre est composé uniquement de stubs parallèles circuit-ouvert séparés les uns des autres par des lignes d’une longueur quantifiée, il peut être dénormalisé en impédance. Mais avant, il ne faut pas perdre de vue que les capacités sont normalisées en admittance et non en impédance, cela en raison de la transformée de Richard. Il faut donc

repasser ces composants en impédance. Il faut aussi ajouter au extrémités du filtre des accès d'impédance caractéristique Z_0 , de longueur $\lambda/4$ cette fois ci.

$$Z_{0,39} = \frac{1}{0,39} = 2,58 \quad Z_{2,08} = \frac{1}{2,08} = 0,48 \quad Z_{2,54} = \frac{1}{2,54} = 0,39$$

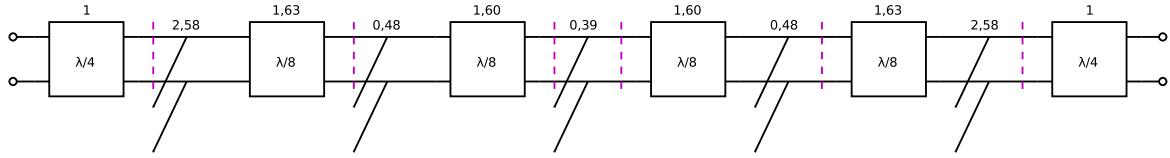


FIGURE 4.12 – Filtre à stub normalisé en impédance et adapté aux accès

4.2 Dénormalisation du filtre

La dénormalisation d'un tel filtre se fait en deux étapes, dénormalisation en impédance et dénormalisation en fréquence à l'issue de laquelle, chaque ligne possédera des dimensions géométriques.

La dénormalisation en impédance passe par la formule suivante :

$$Z = Z_0 g_k = 50 g_k$$

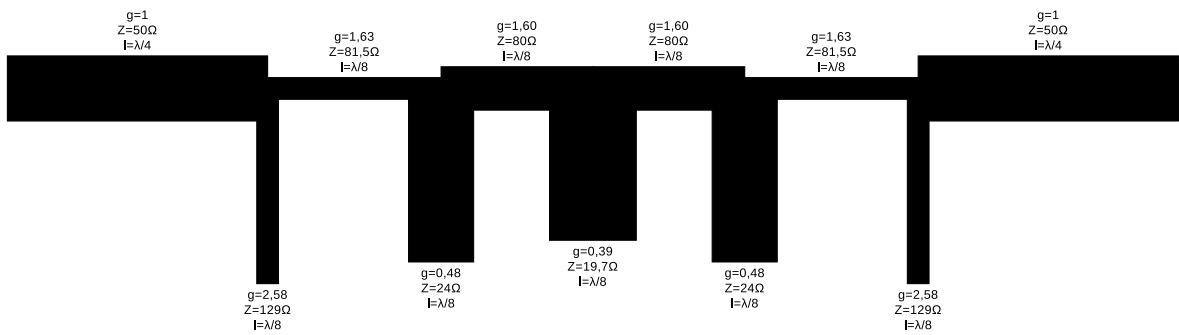


FIGURE 4.13 – Allure vue de dessus du filtre dénormalisé en impédance

La dénormalisation en fréquence se fait à l'aide d'un logiciel de calcul de lignes comme Qucs Transcalc. Le logiciel prend en entrée nombre de données liées au substrat utilisé. Certaines étant données dans le cahier des charges :

- $\epsilon_r = 4,7$: Permittivité relative du substrat.
- $H = 1,55\text{mm}$: Épaisseur du diélectrique.
- $T = 35\mu\text{m}$: Épaisseur du conducteur.
- $\tan\delta = 0,014$: Facteur de pertes.

D'autres non :

- $\mu_r = 1$: Permeabilité magnétique du vide ou de l'air
- $H_t = 1.10^{20} \text{ mil}$: Pour "H_top", Il s'agit, à la façon de "H", de la distance entre le conducteur et le plan de masse supérieur qui dans le cas présent n'existe pas. La valeur par défaut est assimilable à l'infini. Cette valeur peut être amenée à changer dans le cas où le circuit serait placé dans un boîtier métallique fermé.
- $Cond = 5,96 \cdot 10^7 \text{ S/m}$: Conductivité du cuivre, valeur donnée par Wikipédia.
- $Rough = 1,5 \cdot 10^{-7} \text{ mil}$: Rugosité du conducteur. Il s'agit de la profondeur des imperfections de la surface du cuivre.

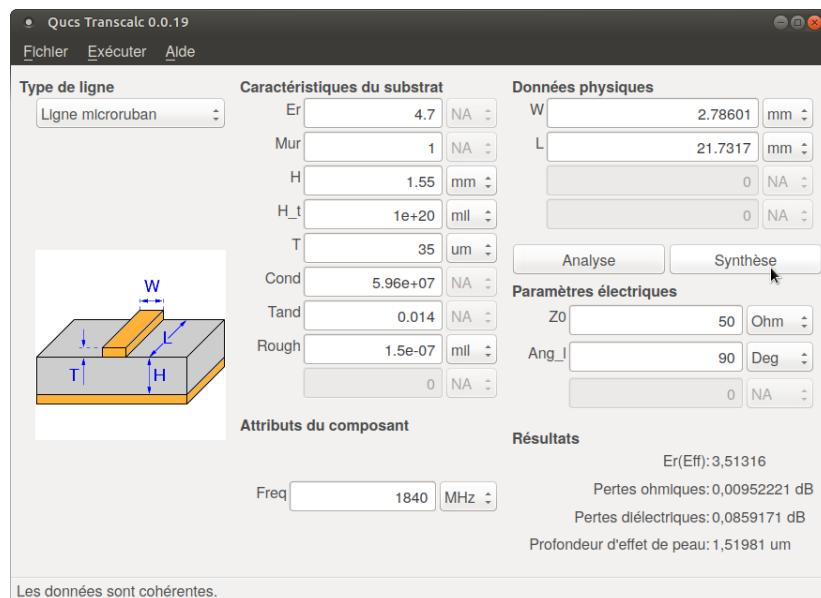


FIGURE 4.14 – Qucs : Calcul des dimensions des lignes avec l'outil Transcalc

On obtient finalement les dimensions suivantes :

λ		Z (Ω)	W (mm)	L (mm)
$\lambda/4$	90°	50	2,78601	21,7317
$\lambda/8$	45°	129	0,243996	11,8202
		81,5	1,03624	11,3386
		24	8,19205	10,2706
		80	1,08403	11,3204
		19,7	10,5371	10,14

FIGURE 4.15 – Dimensions de chaque ligne du filtre à Stub

4.3 Simulation du filtre

La première étape de la transcription du schéma obtenu sur le logiciel de simulation consiste à placer un élément de ligne microruban "MLIN" pour chaque ligne du schéma.



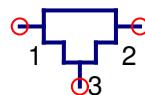
MS1
Subst=Subst1
W=x mm
L=y mm

FIGURE 4.16 – Qucs : Élément MLIN

Ensuite vient la considération des points de jonction en T entre trois ligne ainsi que des bouts de ligne laissés ouverts.

Le filtre composé d'éléments "MLIN" est idéal, chaque portion de ligne est considérée indépendamment des autres, elles sont connectées entre elles par des nœuds théoriques immatériels. Or ces lignes ont toutes une épaisseur W. Pour pouvoir réaliser physiquement le filtre il est nécessaire de prendre en compte les intersections entre lignes.

Les interconnexions en T sont modélisées par l'élément "MTEE" de Qucs. Ci-dessous la représentation géométrique d'un élément de jonction en T.



MS1
Subst=Subst1
W1=x mm
W2=y mm
W3=z mm

FIGURE 4.17 – Qucs : Élément MTEE

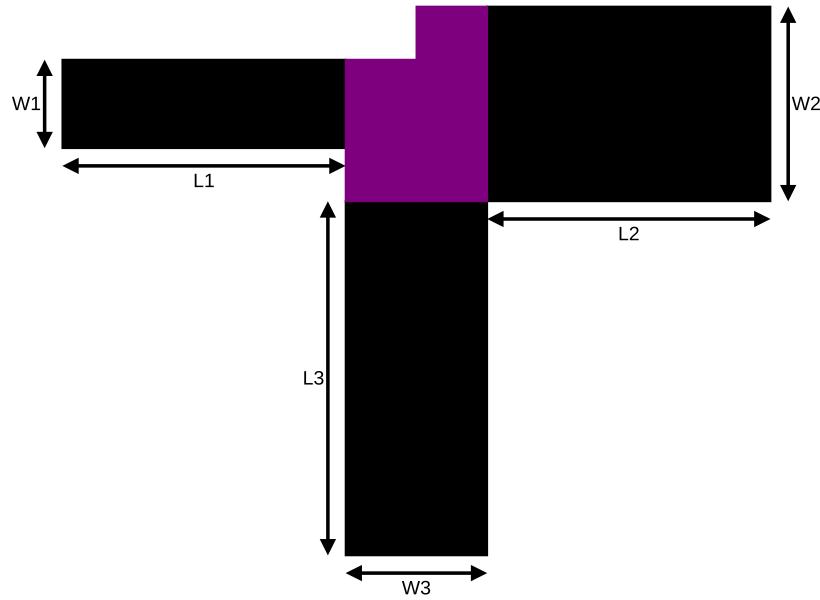


FIGURE 4.18 – Intersection de lignes microruban

Ces interconnexions en T ont également une incidence sur la transmission du signal. Ci-dessous le schéma équivalent d'un élément "MTEE". Il existe plusieurs modèles de simulations qui calculent différemment les éléments de ce schéma comme la susceptance B ou les ratios T_1 et T_2 .

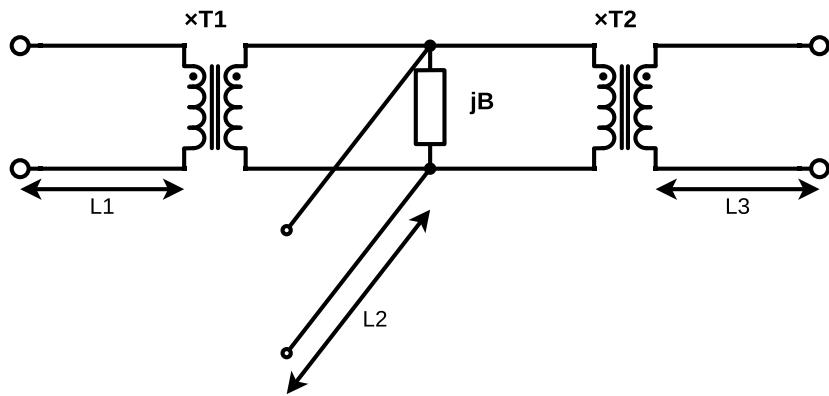


FIGURE 4.19 – Schéma électrique équivalent d'une intersection de lignes

Quant aux bouts de lignes ouverts, ils agissent comme une longueur de ligne supplémentaire, que l'on peut considérer comme une capacité parallèle que l'on placerait en bout de ligne. Ici aussi il existe plusieurs modèles de simulation.



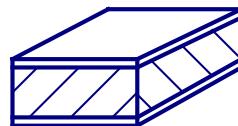
MS1
Subst=Subst1
W=1 mm

FIGURE 4.20 – Qucs : Élément MOPEN

Afin d'observer l'effet des T et des bouts de lignes, le filtre est simulé trois fois :

- Constitué d'éléments MLIN.
- Constitué d'éléments MLIN et MOPEN.
- Constitué d'éléments MLIN, MOPEN et MTEE.

Toutes les simulations sont effectuées avec le modèle microruban quasistatique de Hammerstad et le modèle de dispersion de Kirschning. Lors de la simulation, les éléments microruban dépendent d'un substrat qu'il faut ajouter sur le schéma. Celui ci doit regrouper les caractéristiques du substrat qui sont les mêmes que celles prises en compte lors du calcul des dimensions des lignes avec Transcalc. À la différence près que l'élément "SUBST" prend en paramètre la résistivité " ρ " du conducteur et non sa conductivité, l'un étant l'inverse de l'autre. La rugosité quadratique du conducteur porte ici le nom " D " au lieu de "Rough" sur Transcalc.



Subst1
er=4.7
h=1.55 mm
t=35 um
tand=0.014
rho=16.78e-9
D=0.15e-6

FIGURE 4.21 – Qucs : Élément SUBST

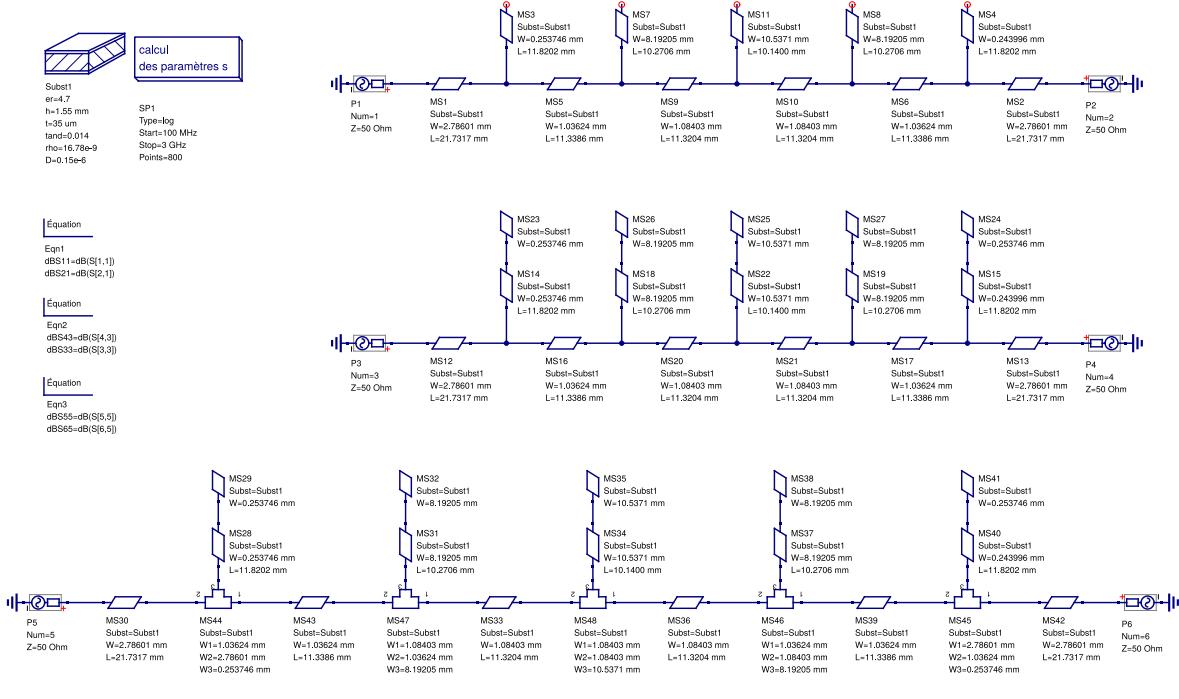
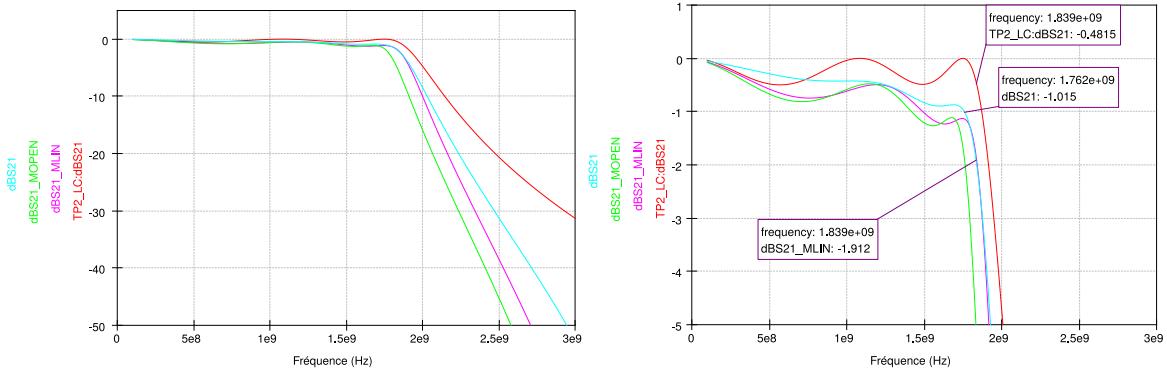
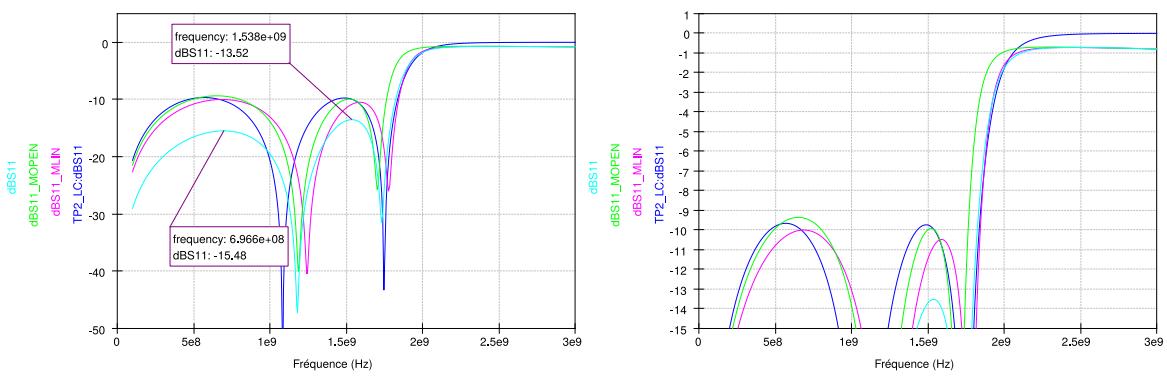


FIGURE 4.22 – Qucs : Schéma du filtre semi-localisé en topologie à stubs


 FIGURE 4.23 – Qucs : Paramètres S_{21} du filtre semi-localisé à stubs

 FIGURE 4.24 – Qucs : Paramètres S_{11} du filtre semi-localisé à stubs

A titre de référence les paramètres S du filtre idéal LC figurent sur chaque graphique (rouge pour S_{21} , bleu foncé pour S_{11}).

On observe que le passage en ligne microruban occasionne des pertes, que la prise en compte des effets bout de ligne provoquent un léger décalage en fréquence qui se retrouve compensé par l'ajout des éléments d'intersection en T. Ces éléments "MTEE" qui provoquent une diminution de l'ondulation en bande passante du filtre que l'on retrouve à la fois sur la transmission S_{21} et sur la réflexion en entrée S_{11} où les lobes ont nettement diminué, ce qui signifie que l'adaptation d'entrée est meilleure que sur le filtre LC. Cependant on remarque que l'adaptation se déstabilise en fréquence, un écart de $1,96dB$ apparaît entre les deux lobes de la courbe S_{11} .

Concernant les pertes, on constate qu'elles sont principalement dues au facteur de pertes $\tan\delta$ en faisant varier celui ci comme ceci, en utilisant une variable que l'on fait varier avec l'élément de variation de paramètre ".SW". Toutefois elles ne sont pas pour grand chose dans la désadaptation du filtre, la dissymétrie provoquée sur les lobes étant de $0,6dB$.

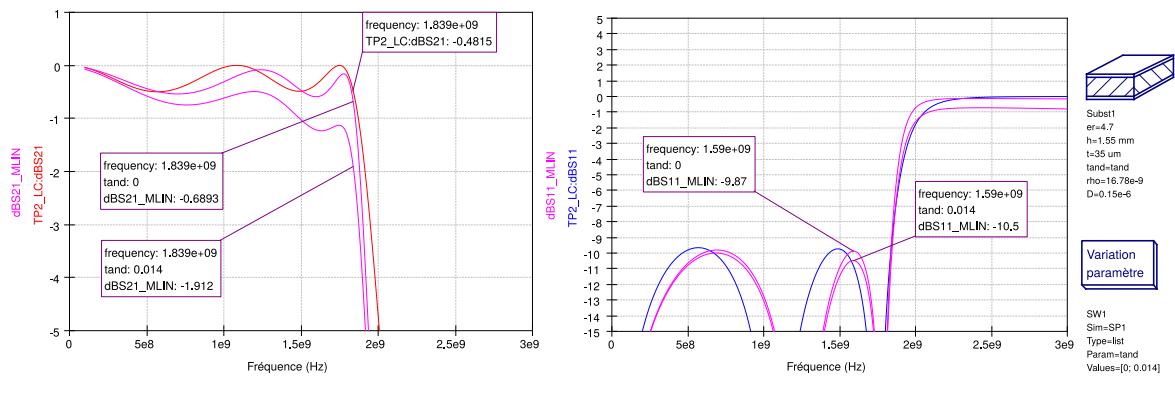


FIGURE 4.25 – Qucs : Variation du facteur de perte $\tan\delta$ du substrat

4.4 Optimisation du filtre

Compte tenu des écarts entre les simulations du filtre en éléments localisés LC et du filtre à stubs en éléments semi-localisés, une procédure d'optimisation s'impose. La marche à suivre pour obtenir un filtre aux caractéristiques les plus proches possible des caractéristiques idéales du cahier des charges se décompose en deux étapes principales :

- L'optimisation : Qui tient compte des paramètres de l'environnement, du substrat, et cherche à compenser les effets qu'ils occasionnent sur le circuit en modifiant le circuit.
- La rétro-simulation : Une fois le filtre fabriqué et testé, il existe un décalage supplémentaire entre les résultats de mesure et les résultats de simulation du même filtre. La rétro-simulation consiste à modifier les paramètres du substrat pour faire coïncider les résultats de simulation aux résultats de mesure.

La rétro-simulation aura pour effet de décaler la courbe simulée de la courbe idéale et appellera donc une nouvelle optimisation. En fait ces étapes forment un cycle qui peut sans doute se répéter de nombreuses fois.

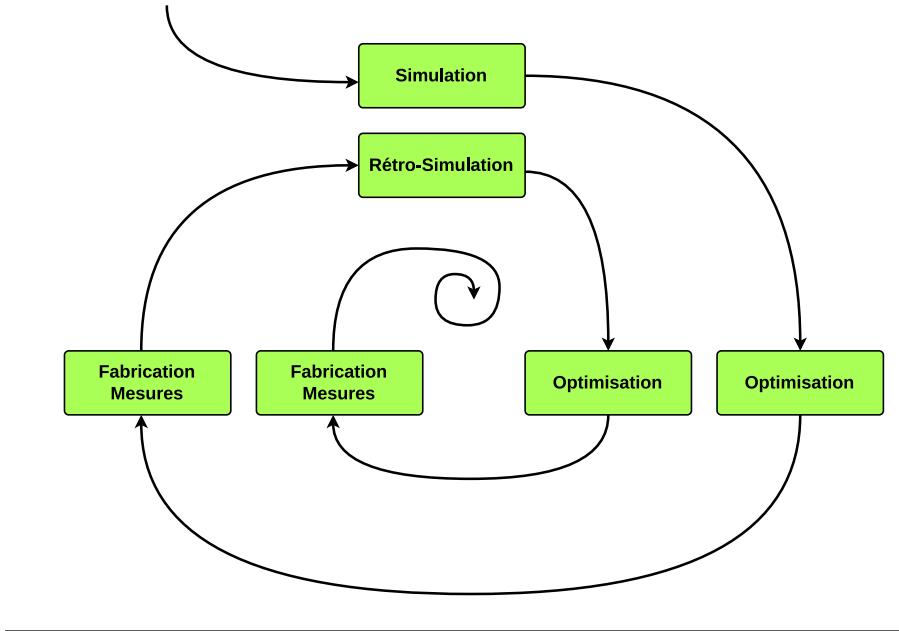


FIGURE 4.26 – Représentation du cycle d'optimisation et de rétro-simulation

L'optimisation va utiliser principalement l'outil Tuner du logiciel de simulation qui permet de faire évoluer des variables et d'observer dynamiquement le résultat sur les courbes.

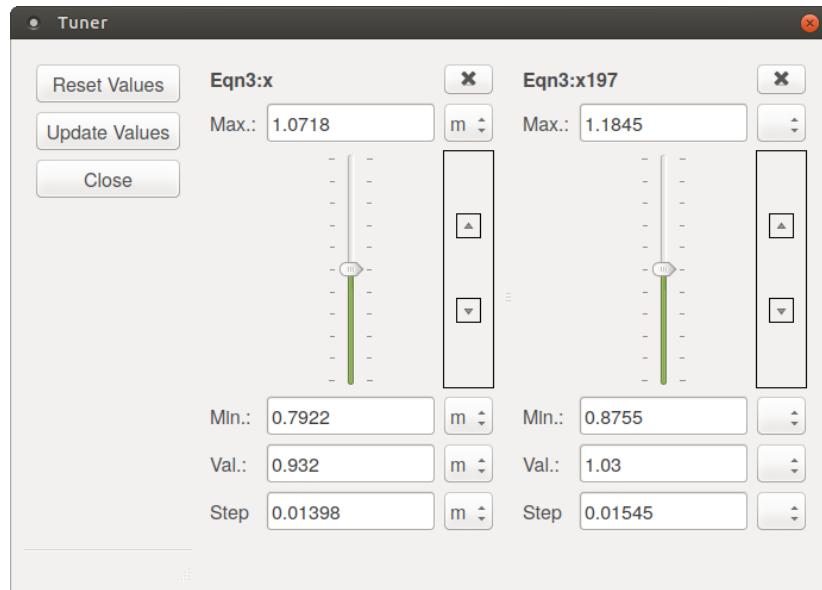


FIGURE 4.27 – Qucs : Optimisation du filtre avec l'outil Tuner

On modifie donc le schéma en utilisant une variable pour chaque dimension de ligne. On multiplie chaque longueur par un coefficient individuel " x_{var} " et toutes les longueurs par un coefficient global " x ". Les coefficients sont au départ égaux à 1. Modifier les longueurs de ligne revient à faire varier la longueur d'onde associée à la ligne tandis que modifier

la largeur revient à faire varier l'impédance de la ligne, c'est pourquoi l'optimisation va se porter sur les longueurs de ligne uniquement.

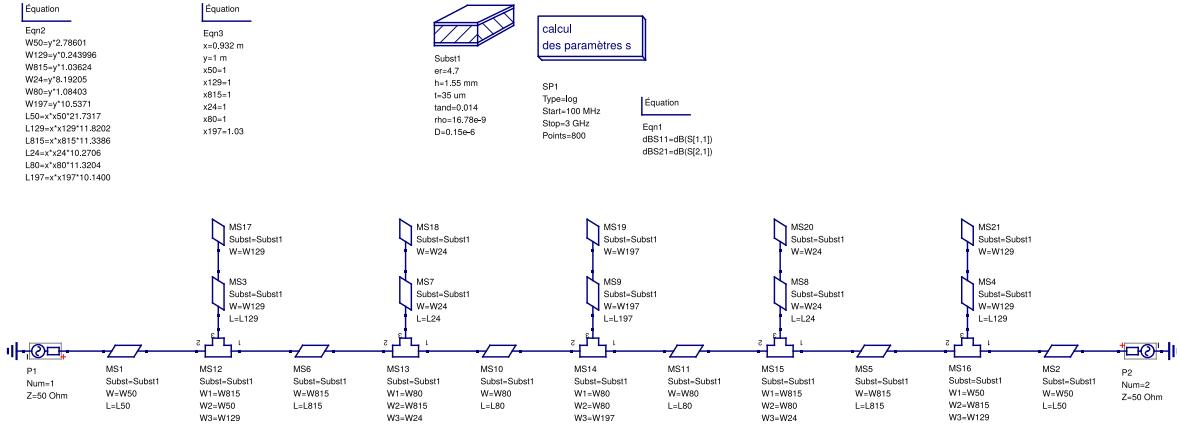


FIGURE 4.28 – Qucs : Schéma associé à l'optimisation du filtre à stubs en éléments semi-localisés

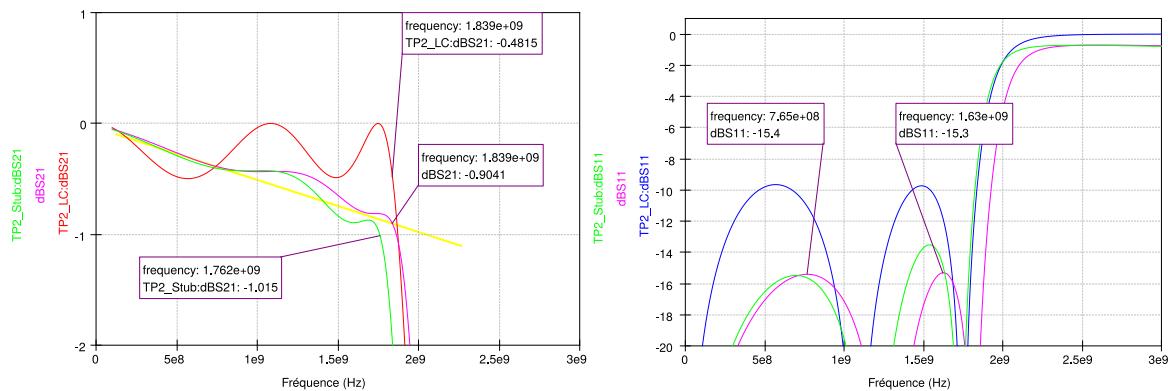


FIGURE 4.29 – Qucs : Optimisation du filtre à stubs en éléments semi-localisés

Le passage en technologie microruban occasionne des pertes, un décalage en fréquence et une désadaptation. Les pertes étant inhérentes au substrat principalement, il n'est pas vraiment possible de les compenser par optimisation des dimensions des lignes.

La fréquence de coupure, matérialisée par l'intersection de la courbe S_{21} et de la droite marquant le bas des ondulations, peut être recalée en multipliant toutes les longueurs de lignes par le coefficient suivant :

$$x = \frac{f_{c_{Stub}}}{f_{c_{th}}} = \frac{1,762}{1,840} = 0,958$$

Puis, en modifiant à l'aide du tuner la longueur du stub central x_{197} (ligne d'impédance 19,7Ω), on égalise les deux lobes de la réflexion en entrée. Ce qui occasionne un léger décalage de la fréquence de coupure qu'il faut corriger en réajustant légèrement le facteur x .

On obtient donc des coefficients et des longueurs de lignes :

$$x = 0,932$$

$$x_{197} = 1,03$$

number	L129	L197	L24	L50	L80	L815
1	0.011016426	0.0097339944	0.0095721992	0.020253944	0.010550613	0.010567575

FIGURE 4.30 – Qucs : Longueurs des lignes du filtre à stubs après optimisation (m)

4.5 Fabrication du filtre et mesures

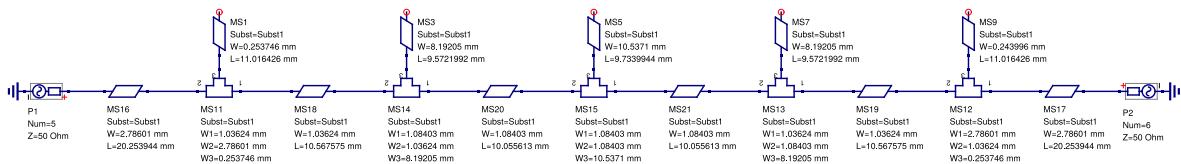


FIGURE 4.31 – Qucs : Schéma ayant une signification purement géométrique du filtre à stubs après optimisation, tel qu'il sera imprimé

Pour générer un typon du filtre avec le logiciel PcbNew de la suite KiCad, se référer à la procédure décrite en annexe.

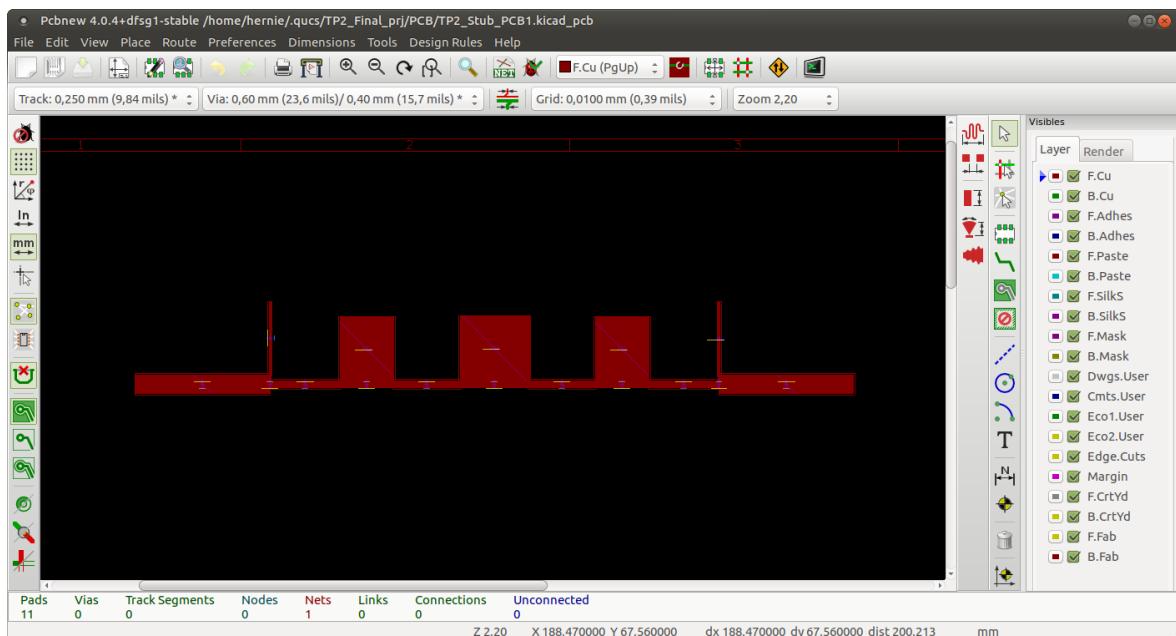


FIGURE 4.32 – PcbNew : Routage du filtre à stubs en éléments semi-localisés

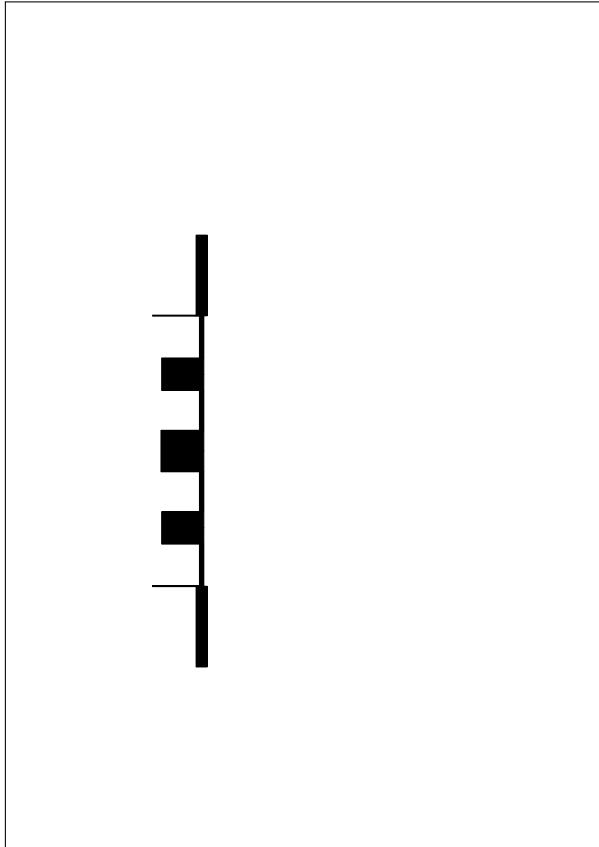


FIGURE 4.33 – Typon sur feuille A5 du filtre à stubs en éléments semi-localisés

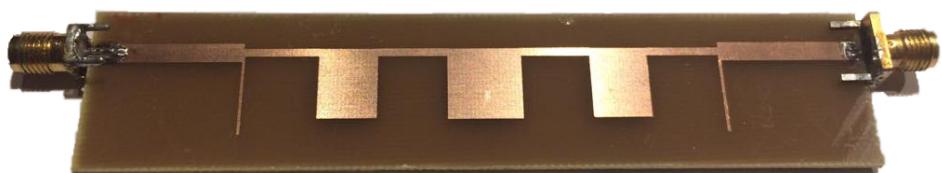


FIGURE 4.34 – Circuit imprimé du filtre à stubs

Après avoir imprimé le typon et réalisé la carte, on mesure les paramètres S du filtre avec un analyseur de réseau.

Mais avant il faut calibrer l'appareil, la procédure consiste à effectuer sur chacun des deux ports de l'appareil des mesures des paramètres S sur des charges étalon :

- Court-circuit $Z = 0\Omega$
- Impédance caractéristique de la ligne $Z = 50\Omega$
- Circuit ouvert $Z\infty$

puis à effectuer une mesure les deux ports connectés l'un à l'autre.

L'appareil garde ces données en mémoire, ce qui lui permet de prendre en compte l'environnement de mesure, les pertes et déphasages induits par les câbles et connecteurs de l'environnement. La procédure est comparable à une "tare" avant une pesée.

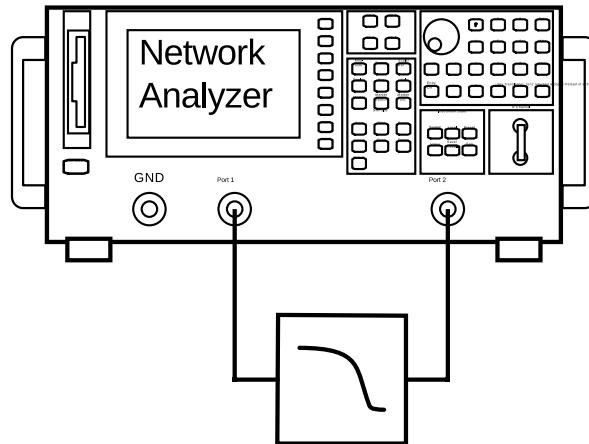


FIGURE 4.35 – Schéma de câblage de la mesure à l'analyseur de réseau

On effectue donc les mesures des paramètres S du filtre sur la bande de fréquence qui nous intéresse, ici [1;3]GHz pour ne pas avoir à recalibrer l'appareil pour chaque groupe de TP, chacun ayant une fréquence différente. L'appareil est capable d'exporter les données au format Touchstone (.s2p).

Pour exploiter les données stockées dans les fichiers .s2p générés par l'analyseur de réseau, la procédure sur Qucs consiste à créer un fichier schéma dans lequel on utilise l'élément "Fichier de paramètres S quadripôle" (noté "SPFILE") comme un quadripôle sur lequel on souhaite faire une simulation.

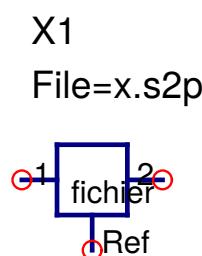


FIGURE 4.36 – Qucs : Élément SPFILE

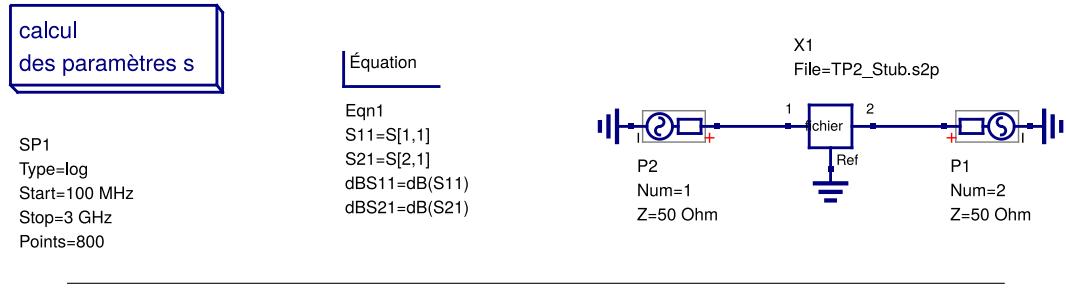


FIGURE 4.37 – Qucs : Schéma du traitement des données mesurées à l’analyseur de réseau

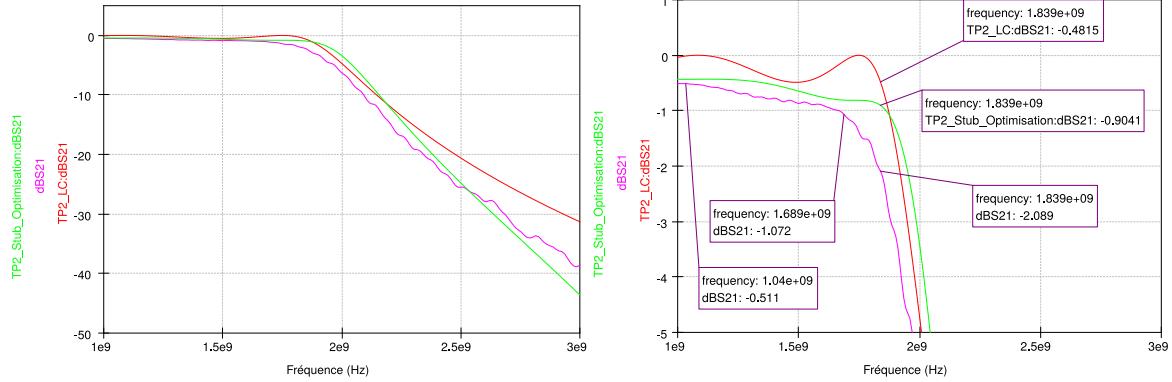


FIGURE 4.38 – Qucs : Paramètres S_{21} mesurés du filtre semi-localisé à stubs

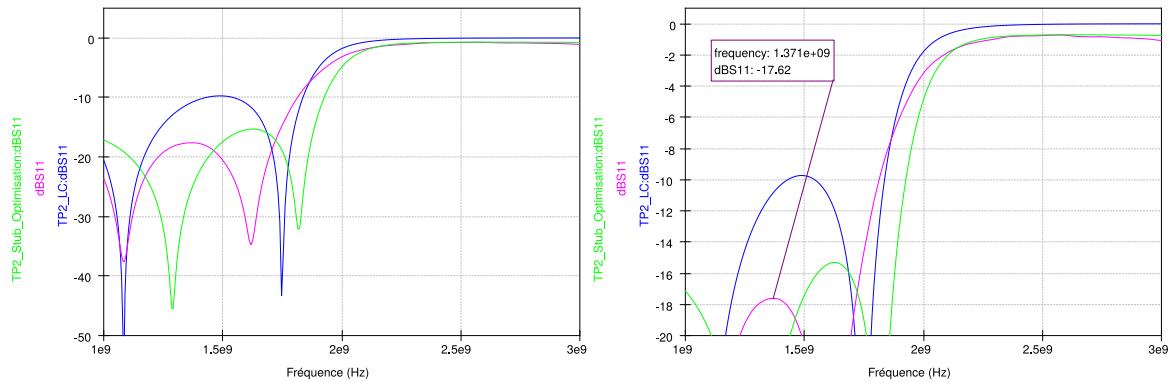


FIGURE 4.39 – Qucs : Paramètres S_{11} mesurés du filtre semi-localisé à stubs

On observe en transmission une atténuation de $1,072\text{dB}$ à la fréquence de coupure $f_c = 1689\text{MHz}$ et de $-2,089\text{dB}$ à la fréquence de coupure souhaitée $f_c = 1840\text{MHz}$, qui est en fait de $1,578\text{dB}$ si l’on considère les pertes d’insertion qui sont de $-0,511\text{dB}$. Ce qui est un résultat plutôt correct. On remarque également que les ondulations en bande passante se sont encore un peu plus lissées. La courbe semble en fait être avant tout décalée en fréquence.

La réflexion en entrée quant à elle est de $-17,62dB$, c'est-à-dire bien meilleure que l'adaptation du filtre idéal en éléments localisés LC lors des simulations.

4.6 Rétro-simulation du filtre

Comme expliqué précédemment, lors de la production du filtre, des écarts avec les caractéristiques attendues apparaissent (dans notre cas un décalage en fréquence principalement). On cherche donc à savoir à quels paramètres sont dus ces écarts afin de pouvoir en tenir compte lors de la production du filtre et arriver à un produit fini le plus fidèle possible à la simulation logicielle.

Il s'agit en quelque sorte d'une calibration de l'instrument de production du filtre.

Comme pour l'optimisation, la rétro-simulation va reposer sur l'utilisation de l'outil Tuner du logiciel de simulation mais cette fois ci pour faire varier les paramètres du substrat. On définit donc une variable pour chaque paramètre.

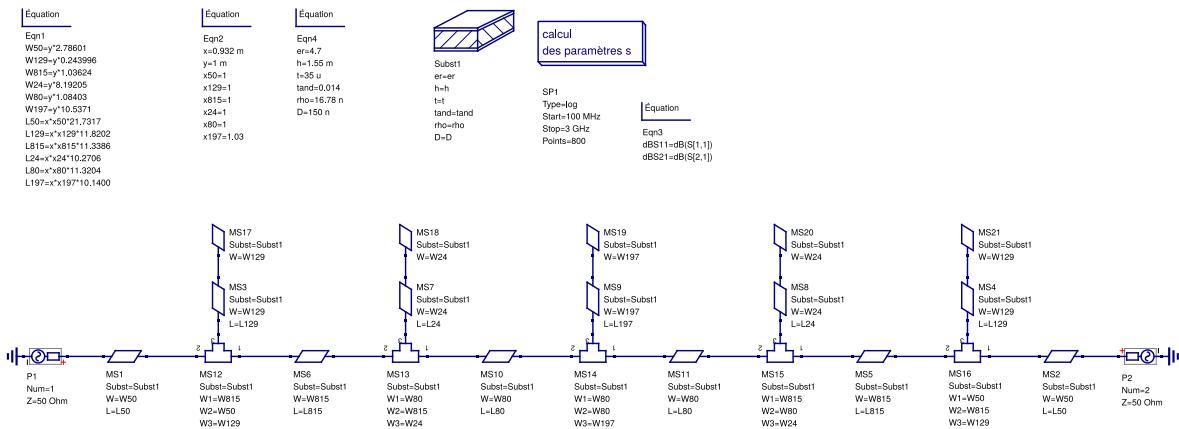


FIGURE 4.40 – Qucs : Schéma associé à l'optimisation du filtre à stubs en éléments semi-localisés

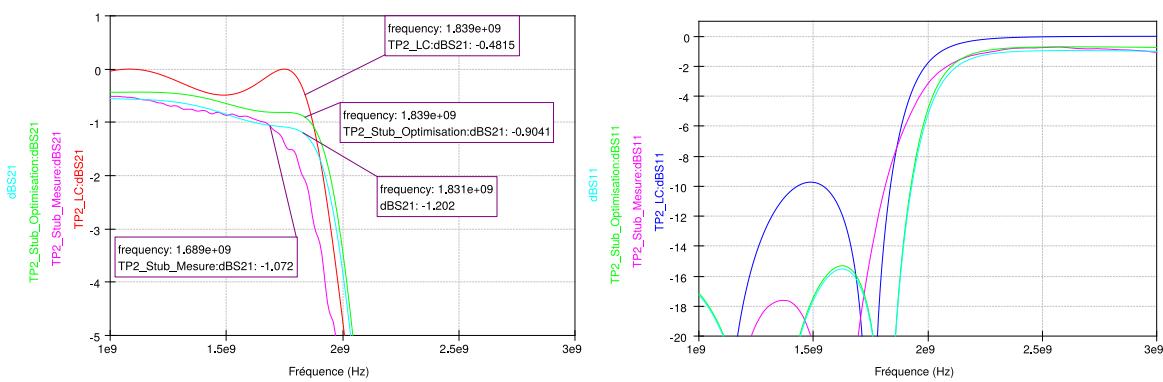


FIGURE 4.41 – Qucs : Rétro-simulation du filtre semi-localisé à stubs pour $\tan\delta = 0,02$

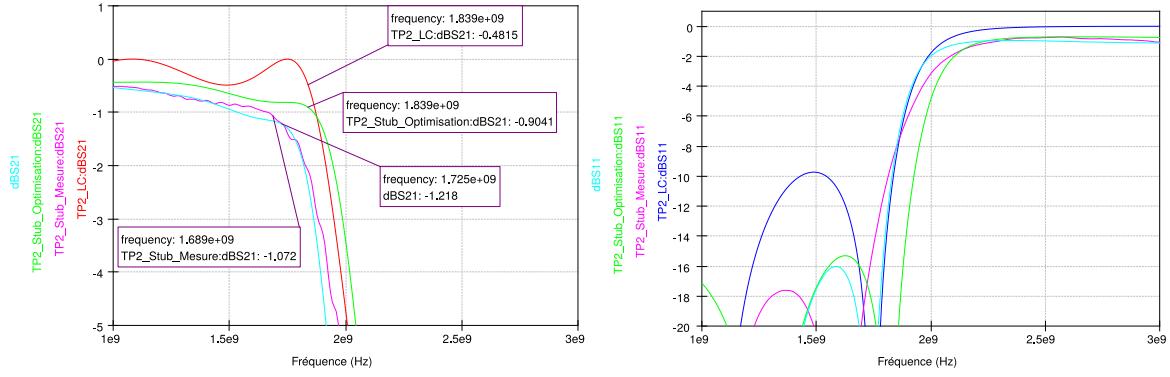


FIGURE 4.42 – Qucs : Rétro-simulation du filtre semi-localisé à stubs pour $\tan\delta = 0,02$ et $\varepsilon_r = 5,405$

On observe que si le facteur de perte $\tan\delta$ vaut 0,02, valeur communément admise pour le PCB FR4, l’atténuation de la simulation rejoue celle de la mesure. Cette valeur est donc à conserver.

Reste alors un décalage en fréquence qui peut être rattrapé en élevant la permittivité relative du diélectrique ε_r à 5,405. Les courbes correspondent alors de façon acceptable mais cette valeur d’ ε_r semble tout de même un peu élevée pour du substrat FR4.

Concernant la réflexion en entrée, aucun des paramètre modifié ne change la courbe S_{11} de façon significative.

Nous ne sommes pas allés plus loin dans les recherches d’optimisation du filtre. Il serait maintenant intéressant de conserver ces valeurs $\tan\delta = 0,02$ et $\varepsilon_r = 5,405$ et d’essayer d’optimiser les longueurs de lignes pour rapprocher de nouveau la simulation de la caractéristique du filtre idéal LC. Puis de fabriquer un nouveau filtre, de le mesurer et de comparer les résultats.

Chapitre 5

Conception du filtre à sauts d'impédance

5.1 Dénormalisation du filtre

La conception d'un filtre à sauts d'impédance est plus simple que celle d'un filtre à stubs et ne nécessite pas de procédure aussi lourde que l'application de la transformée de Richard et des identités de Kuroda.

Cette topologie de filtre utilise comme point de départ le fait que dans le cas où les lignes considérées sont électriquement courtes (inférieures à $\lambda/12$ pour être précis), une première ligne dont la largeur est largement inférieure à celle d'une seconde ligne mise bout à bout, passera pour une inductance "du point de vue" de la seconde ligne. Et à l'inverse, la ligne la plus large passera pour une capacité "du point de vue" de la plus fine.



FIGURE 5.1 – Deux lignes de largeurs largement différentes mises bout à bout

Cela provient de la formule de report d'impédance :

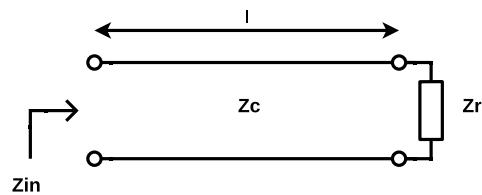


FIGURE 5.2 – Schéma d'une ligne chargée

$$Z_{in} = Z_c \frac{Z_r + Z_c j \tan \beta \ell}{Z_c + Z_r j \tan \beta \ell}$$

$$Z_c >> Z_r \quad Z_c << Z_r$$

$$Z_{in} = jZ_c\beta\ell \quad Z_{in} = \frac{Z_c}{j\beta\ell}$$

$$Z_{in} = jX \Rightarrow L \quad Z_{in} = -jX \Rightarrow C$$

En d'autres termes plus intuitifs, une surface d'autant plus grande de ligne forme une capacité parallèle avec le plan de masse de l'autre côté du substrat, chacun formant une électrode de la capacité. Et un ligne d'autant plus fine et longue se comporte comme une inductance.

Le circuit va alors se transformer en une alternance de lignes larges pour les capacités parallèles et de lignes fines pour les inductances séries.

Le point de départ de la transformation est le filtre en éléments localisés LC.

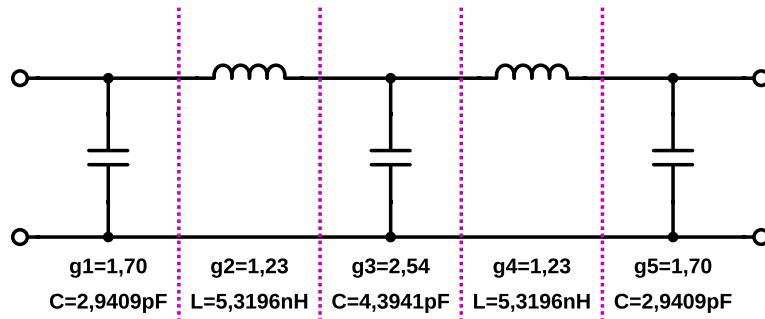


FIGURE 5.3 – Schéma dénormalisé du filtre

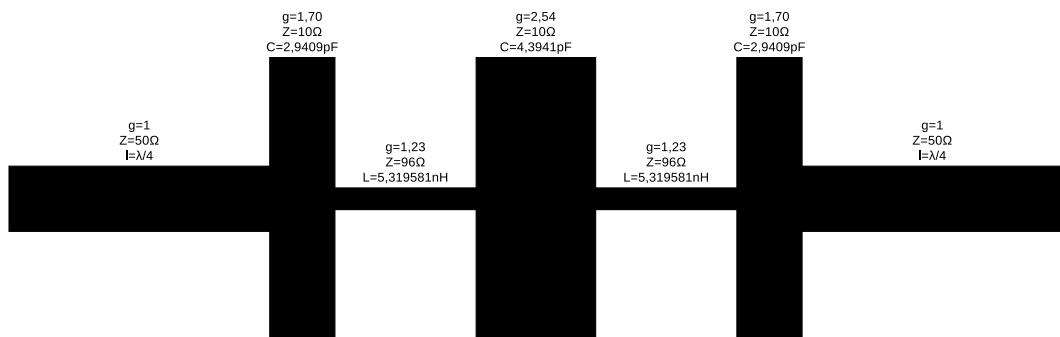


FIGURE 5.4 – Allure vue de dessus du filtre à sauts d'impédance

Compte tenu des considérations précédentes et compte tenu du fait que la largeur d'une ligne est liée à son impédance caractéristique et que sa longueur est liée à sa longueur d'onde et donc à sa fréquence de fonctionnement, la procédure va se décomposer en deux étapes :

- Les impédances caractéristiques des lignes et donc leurs largeurs vont dans un premier temps être fixées quasiment arbitrairement. Une impédance caractéristique élevée pour les inductances et une impédance faible pour les capacités.
- Ensuite les longueurs de lignes seront calculées afin que chaque ligne ait la réactance qui lui est associée sur schéma idéal LC.

On définit donc une impédance élevée pour les inductances et une faible pour les capacités, sans rentrer dans les extrêmes, c'est à dire les limites de ce qu'il est possible de réaliser en technologie microruban (environ $[10; 200]\Omega$) :

$$Z_C = 10\Omega$$

$$Z_L = 96\Omega$$

On utilise ensuite le calculateur de lignes Transcalc pour déterminer la largeur W associée à chaque impédance, ainsi que la permittivité efficace ϵ_{eff} qui est également liée à la largeur et non à la longueur de la ligne. Sans oublier de calculer les dimensions des accès $50\Omega; \lambda/4$ du filtre.

On utilise les mêmes caractéristiques de substrat que lors de la conception du filtre à stubs.

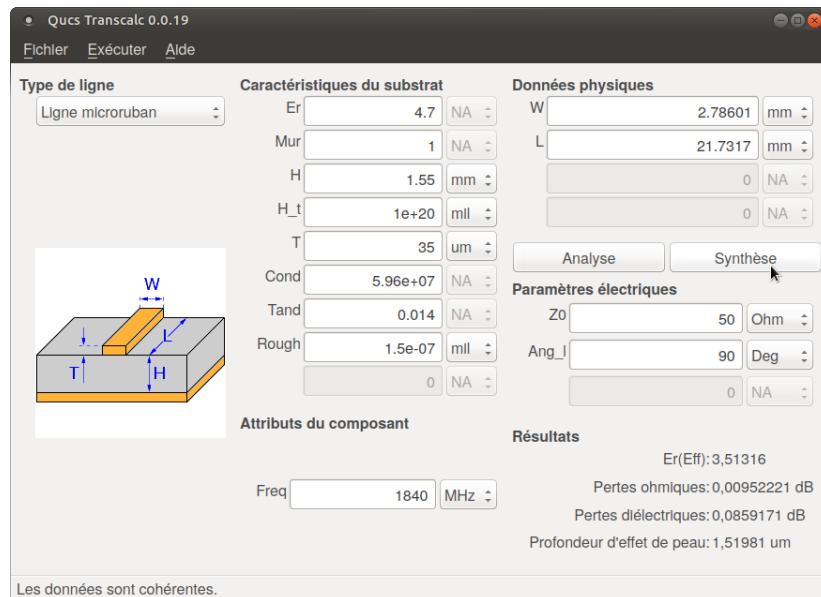


FIGURE 5.5 – Qucs : Calcul des dimensions des lignes avec l'outil Transcalc

Remarque : Pour le calcul des largeurs des lignes réactives, la variable "Ang_I", c'est-à-dire la longueur d'onde angulaire associée à la ligne n'importe pas puisqu'elle n'influe ni sur leur largeur W , ni leur permittivité efficace ϵ_{eff} .

On obtient :

Zc (Ω)	10	96
W (mm)	23,5963	0,670928
ϵ_{eff}	4,32518	3,3676

FIGURE 5.6 – Largeurs et permittivité efficace des lignes du filtre à sauts d'impédance

On calcule ensuite les longueurs de ligne pour chaque réactance :

$$\begin{aligned} L &= \frac{Z_c \ell}{v} \\ \ell &= \frac{L v}{Z_c} \\ \ell &= \frac{L c}{Z_c \sqrt{\epsilon_{eff}}} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C &= \frac{\ell}{Z_c v} \\ \ell &= Z_c v C \\ \ell &= \frac{Z_c C c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \ell_{2,54} &= \frac{10 \cdot 3 \cdot 10^8 \cdot 4,3941 \cdot 10^{-12}}{\sqrt{4,32518}} & \ell_{1,70} &= \frac{10 \cdot 3 \cdot 10^8 \cdot 2,9409 \cdot 10^{-12}}{\sqrt{4,32518}} & \ell_{1,23} &= \frac{3 \cdot 10^8 \cdot 5,319581 \cdot 10^{-9}}{96 \cdot \sqrt{3,13676}} \\ \ell_{2,54} &= 6,338 \text{ mm} & \ell_{1,70} &= 4,242 \text{ mm} & \ell_{1,23} &= 9,386 \text{ mm} \end{aligned}$$

Finalement on dispose d'ores et déjà de toutes les dimensions des lignes du filtre à sauts d'impédance :

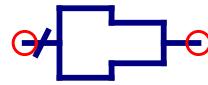
λ	gk	W (mm)	L (mm)
$\lambda/4$	90°	1	21,7317
		1,70	11,8202
		1,23	11,3386
		2,54	10,2706

FIGURE 5.7 – Dimensions de chaque ligne du filtre à sauts d'impédance

5.2 Simulation du filtre

De la même façon que pour le filtre à stubs, la première étape ici consiste à transcrire le filtre en éléments "MLIN" uniquement.

Puis se pose la question des effets à prendre en compte. Sur une ligne, un décrochage de largeur agit comme le schéma ci-dessous. Encore une fois il existe plusieurs modèles de calcul pour la prise en compte de ce décrochage. Le décrochage est modélisé dans le logiciel par l'élément "MSTEP".



MS1

Subst=Subst1

W1=2 mm

W2=1 mm

FIGURE 5.8 – Qucs : Élément MSTEP

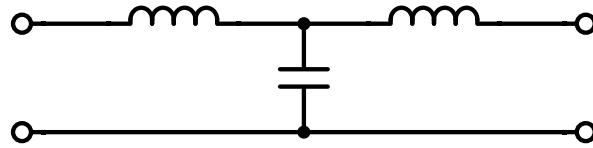


FIGURE 5.9 – Schéma électrique équivalent d'un décrochage sur la largeur d'une ligne

On simule le filtre à sauts d'impédance avec et sans ces effets de décrochage afin d'en observer l'incidence sur le filtre.

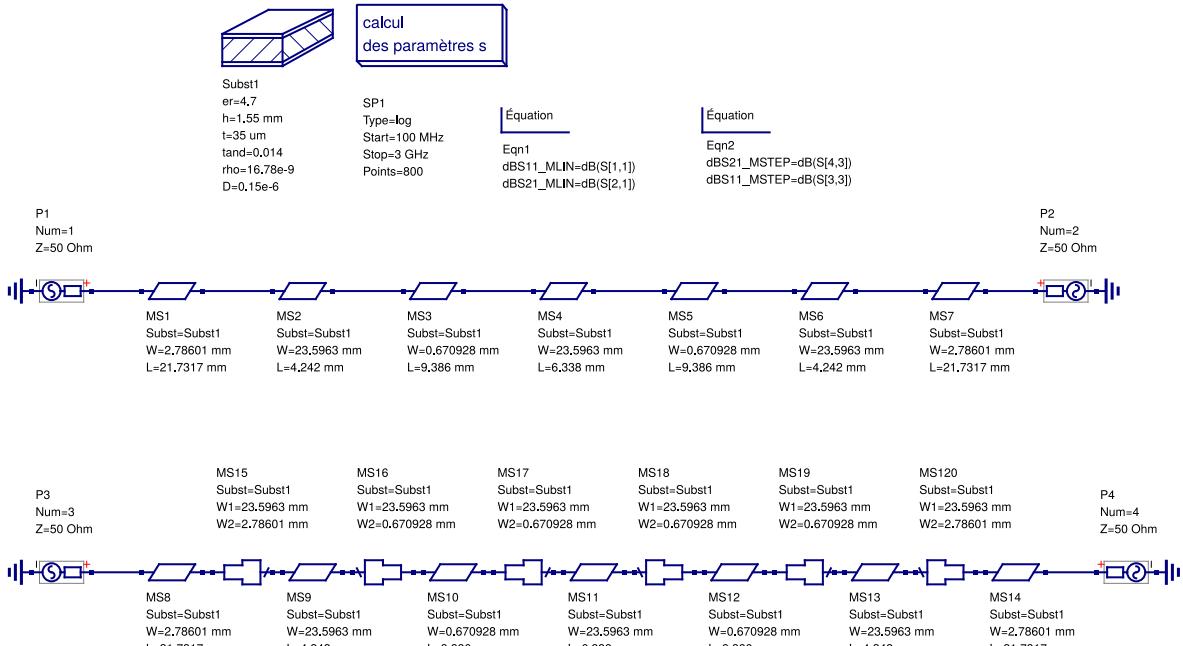


FIGURE 5.10 – Qucs : Schéma du filtre semi-localisé en topologie à sauts d'impédance

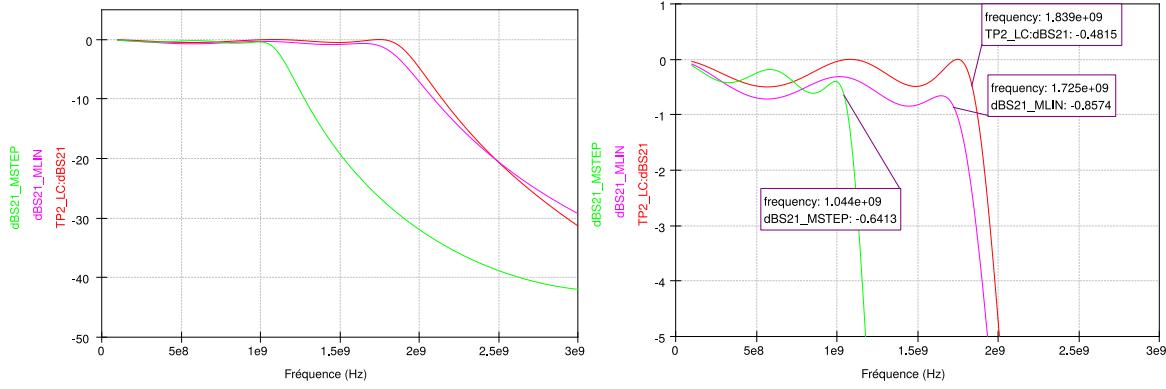


FIGURE 5.11 – Qucs : Paramètres S_{21} du filtre semi-localisé en topologie à sauts d'impédance

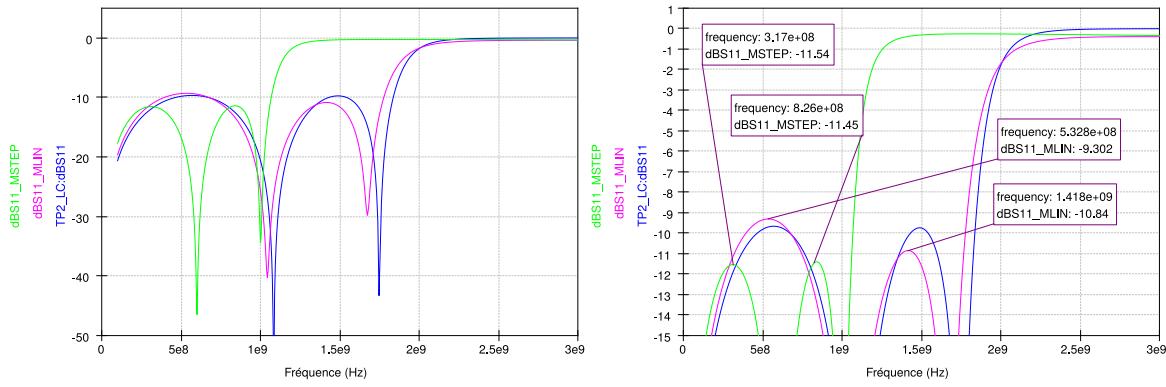


FIGURE 5.12 – Qucs : Paramètres S_{11} du filtre semi-localisé en topologie à sauts d'impédance

On observe que le passage en ligne microruban occasionne des pertes, de façon similaire au filtre à stubs. En revanche Le décalage fréquentiel induit par les effets de décrochage est nettement supérieur à celui induit par les intersections en T et les effets bouts de ligne. Le décalage étant de 681MHz .

Concernant l'adaptation, l'ajout des effets de décrochage semble en revanche compenser la dissymétrie des lobes induite par le passage en ligne microruban.

Le résultat semble même incohérent en comparaison des documents consultés où le décalage n'excède pas 100Mhz dans des conditions similaires. Pour la suite de la conception, les deux cas, avec et sans prise en compte des décrochages, seront explorés en parallèle.

5.3 Optimisation du filtre

La procédure d'optimisation est la même qu'utilisée pour le filtre à stubs. On place longueurs et largeurs des lignes dans des variables que l'on multiplie par des coefficients que l'on fait varier expérimentalement à l'aide de l'outil Tuner du logiciel de simulation. On

cherche alors à ramener la fréquence de coupure de la courbe à 1840MHz et à égaliser le niveau des lobes de la réflexion d'entrée tout en les diminuant autant que possible.

5.3.1 Optimisation du filtre sans effets de décrochage

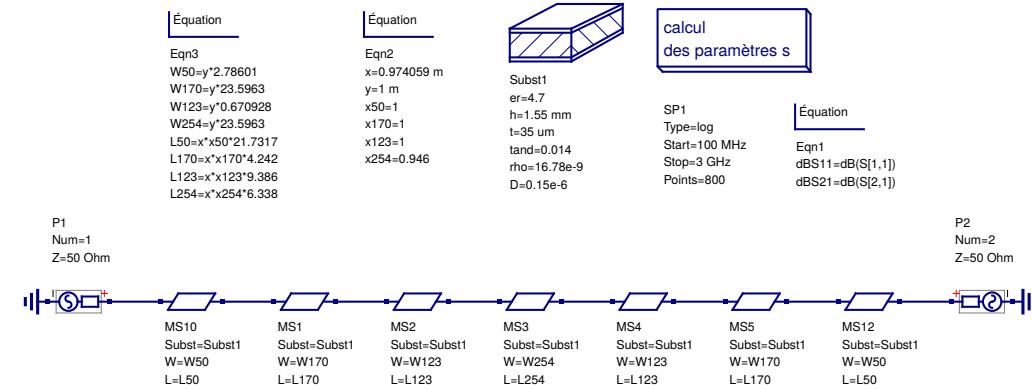


FIGURE 5.13 – Qucs : Schéma associé à l'optimisation du filtre à sauts d'impédance en éléments semi-localisés sans prise en compte des effets de décrochage

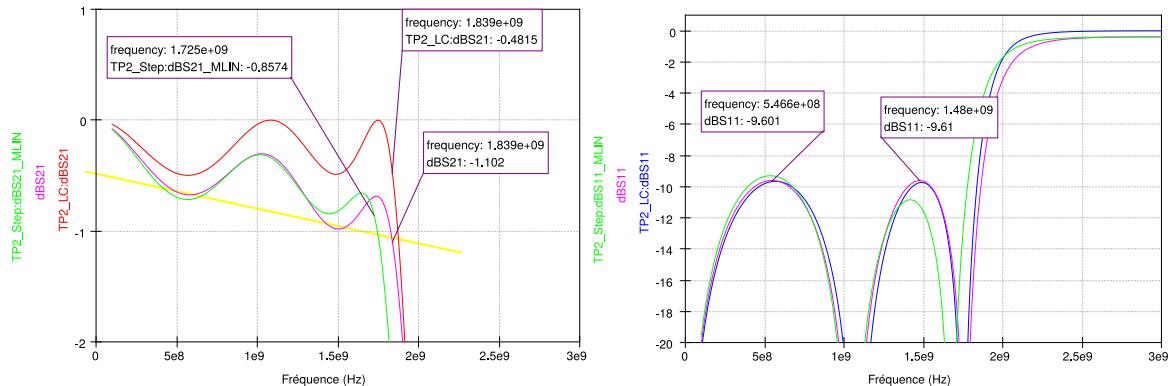


FIGURE 5.14 – Qucs : Optimisation du filtre à sauts d'impédance en éléments semi-localisés sans prise en compte des effets de décrochage

Comme pour le filtre à stubs, la fréquence de coupure peut être ramenée à une valeur correcte en multipliant toutes les longueurs de ligne du filtre par :

$$x = \frac{fc_{Step}}{fc_{th}} = \frac{1,725}{1,840} = 0,938$$

Puis on égalise les lobes de S_{11} en faisant varier la longueur de la ligne centrale x_{254} . Et on réajuste la fréquence de coupure.

Finalement on obtient des coefficients et des longueurs de lignes :

$$x = 0,974$$

$$x_{254} = 0,946$$

number	L123	L170	L254	L50
1	0.0091425178	0.0041319583	0.0058402123	0.021167958

FIGURE 5.15 – Qucs : Longueurs des lignes du filtre à sauts d'impédance sans prise en compte des effets de décrochage après optimisation (m)

5.3.2 Optimisation du filtre avec effets de décrochage

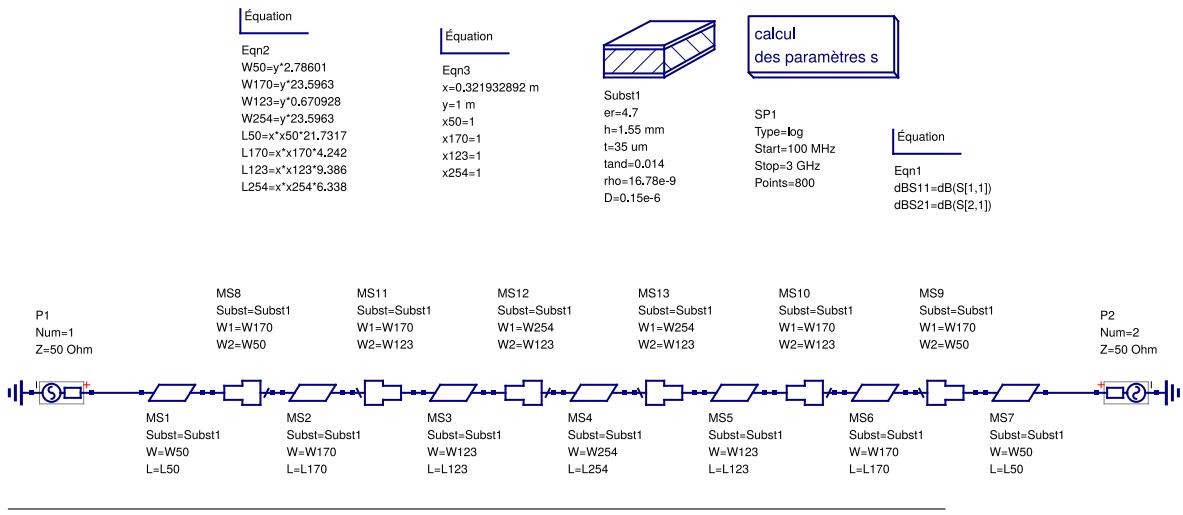


FIGURE 5.16 – Qucs : Schéma associé à l'optimisation du filtre à sauts d'impédance en éléments semi-localisés avec prise en compte des effets de décrochage

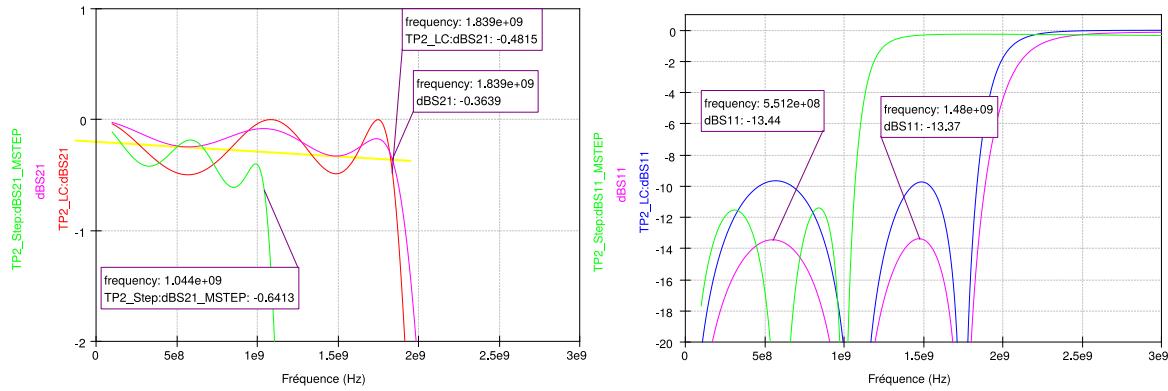


FIGURE 5.17 – Qucs : Optimisation du filtre à sauts d'impédance en éléments semi-localisés avec prise en compte des effets de décrochage

On constate ici que pour compenser le décalage fréquentiel, il faut multiplier toutes les longueurs non plus par :

$$x = \frac{fc_{Step}}{fc_{th}} = \frac{1,044}{1,840} = 0,567$$

Mais par :

$$x = \left(\frac{fc_{Step}}{fc_{th}} \right)^2 = \left(\frac{1,044}{1,840} \right)^2 = 0,322$$

Cela va à l'encontre de la documentation rencontrée, en particulier du tutoriel sur le fonctionnement de QucsStudio écrit par Gunthard Kraus aka. DG8GB. Et les longueurs des lignes deviennent largement différentes de leurs valeurs avant optimisation. Il y a sans doute une erreur quelque part. Le filtre sera poussé jusqu'à la fabrication et la mesure pour comparer simulation et mesure et peut être déterminer l'origine de l'erreur.

Finalement on obtient des coefficients et des longueurs de lignes :

$$x = 0,260$$

$$x_{254} = 1,170$$

number	L123	L170	L254	L50
1	0.002439046	0.0011023261	0.0019270473	0.0056471996

FIGURE 5.18 – Qucs : Longueurs des lignes du filtre à sauts d'impédance avec prise en compte des effets de décrochage après optimisation (m)

5.4 Fabrication du filtre et mesures

Pour générer un typon du filtre avec le logiciel PcbNew de la suite KiCad, se référer à la procédure décrite en annexe.

5.4.1 Fabrication et mesures du filtre sans effets de décrochage

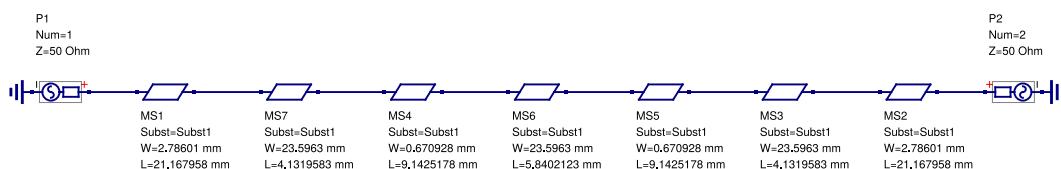


FIGURE 5.19 – Qucs : Schéma ayant une signification purement géométrique du filtre à sauts d'impédance sans prise en compte des effets de décrochage après optimisation, tel qu'il sera imprimé

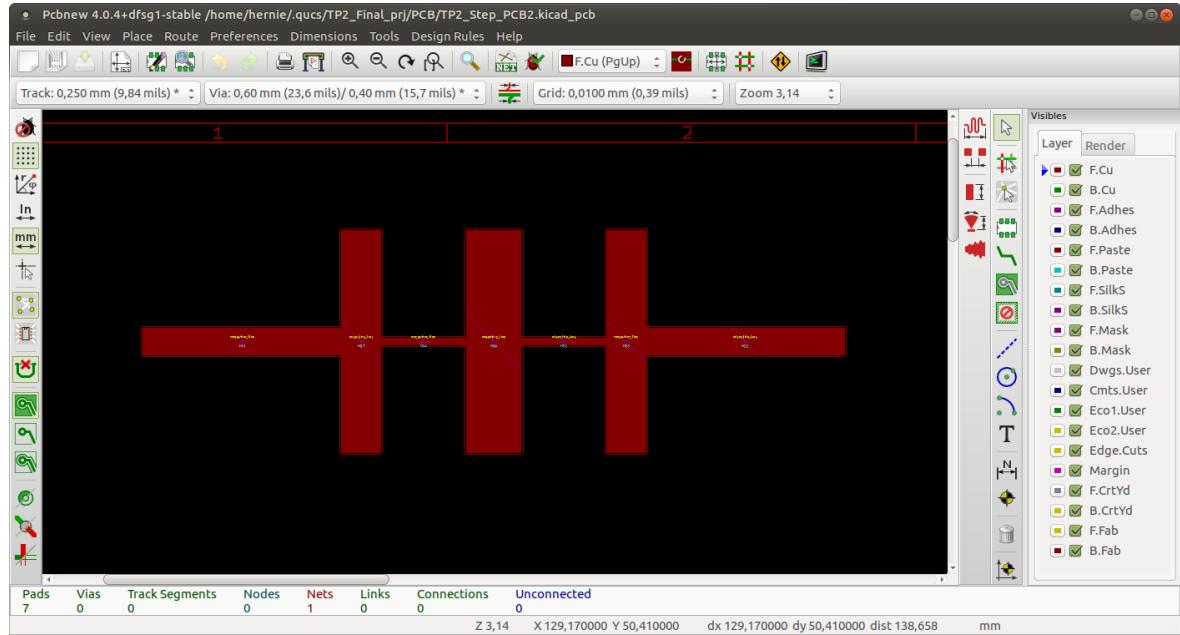


FIGURE 5.20 – PcbNew : Routage du filtre à sauts d'impédance en éléments semi-localisés sans prise en compte des effets de décrochage

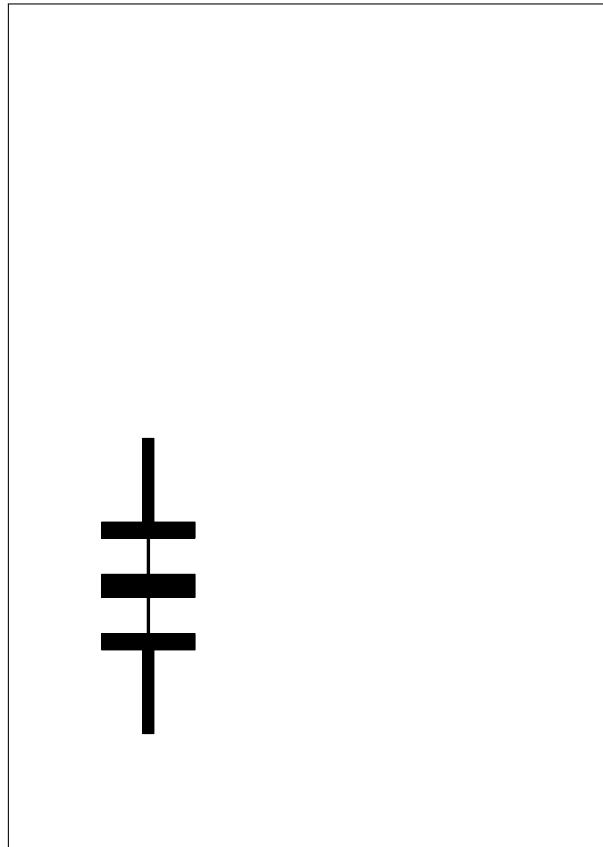


FIGURE 5.21 – Typon sur feuille A5 du filtre à sauts d'impédance en éléments semi-localisés sans prise en compte des effets de décrochage

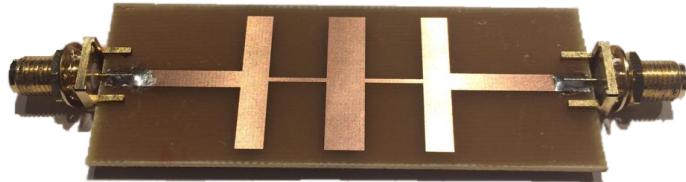


FIGURE 5.22 – Circuit imprimé du filtre à sauts d'impédance sans prise en compte des effets de décrochage

Après avoir imprimé le typon et réalisé la carte, on mesure les paramètres S du filtre avec un analyseur de réseau. La procédure de calibration de l'appareil est décrite pour la mesure des caractéristiques du filtre à stubs.

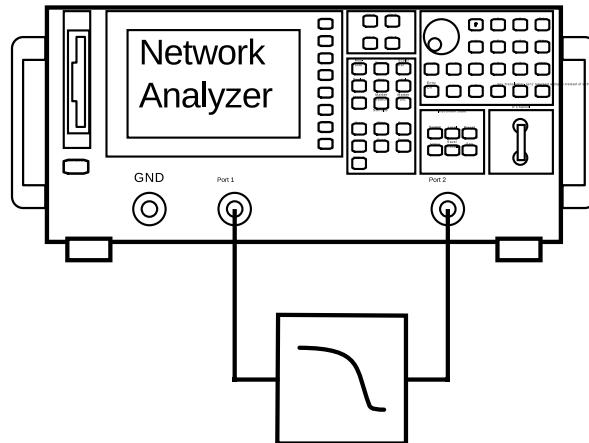


FIGURE 5.23 – Schéma de câblage de la mesure à l'analyseur de réseau

On effectue donc les mesures des paramètres S du filtre sur la bande de fréquence qui nous intéresse, ici [1; 3]GHZ pour ne pas avoir à recalibrer l'appareil pour chaque groupe de TP, chacun ayant une fréquence différente. L'appareil est capable d'exporter les données au format Touchstone (.s2p).

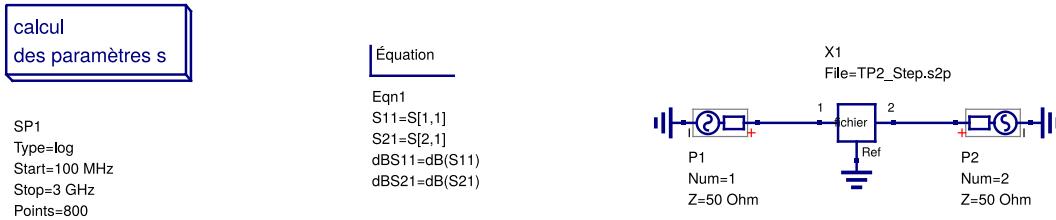


FIGURE 5.24 – Qucs : Schéma du traitement des données mesurées à l'analyseur de réseau

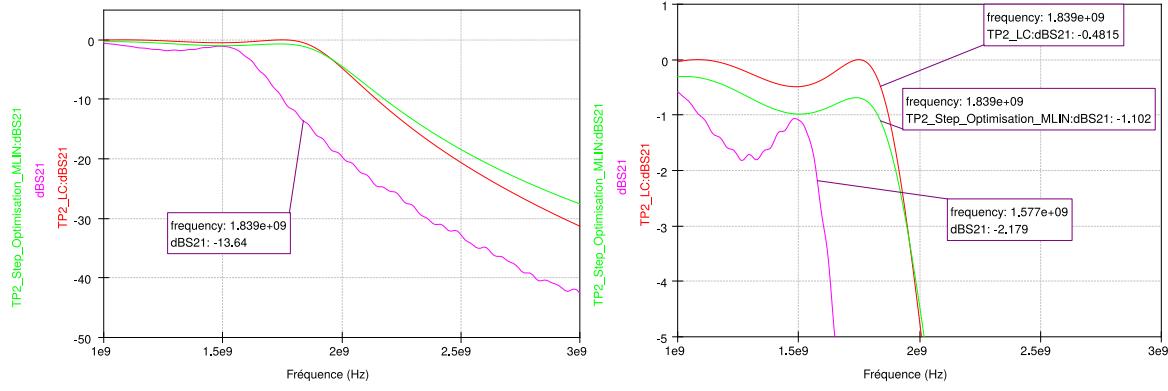


FIGURE 5.25 – Qucs : Paramètres S_{21} mesurés du filtre semi-localisé à sauts d'impédances sans prise en compte des effets de décrochage

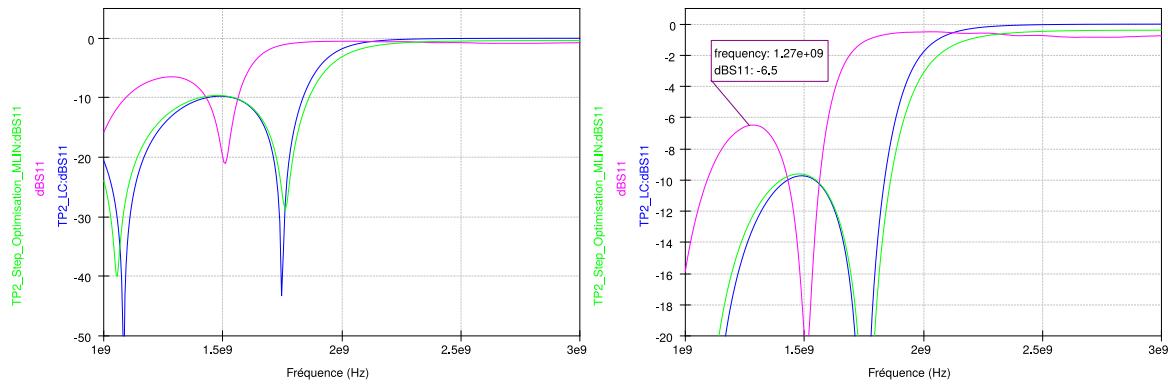


FIGURE 5.26 – Qucs : Paramètres S_{11} mesurés du filtre semi-localisé à sauts d'impédances sans prise en compte des effets de décrochage

On observe un décalage en fréquence du filtre de 263MHz, $f_c = 1577MHz$. Fréquence pour laquelle on a une atténuation de $-2,179dB$. L'atténuation à la fréquence de coupure souhaitée 1840MHz est de $-13,64dB$. L'adaptation en bande passante est de $-6,5dB$.

Les résultats de ce filtre sont mauvais. Cela provient de l'absence de considération des effets de décrochage entre chaque ligne lors de la conception.

5.4.2 Fabrication et mesures du filtre avec effets de décrochage

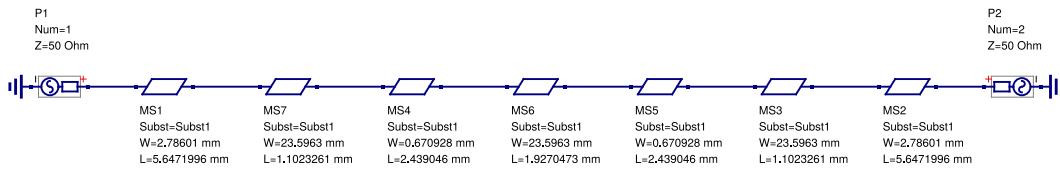


FIGURE 5.27 – Qucs : Schéma ayant une signification purement géométrique du filtre à sauts d'impédance avec prise en compte des effets de décrochage après optimisation, tel qu'il sera imprimé

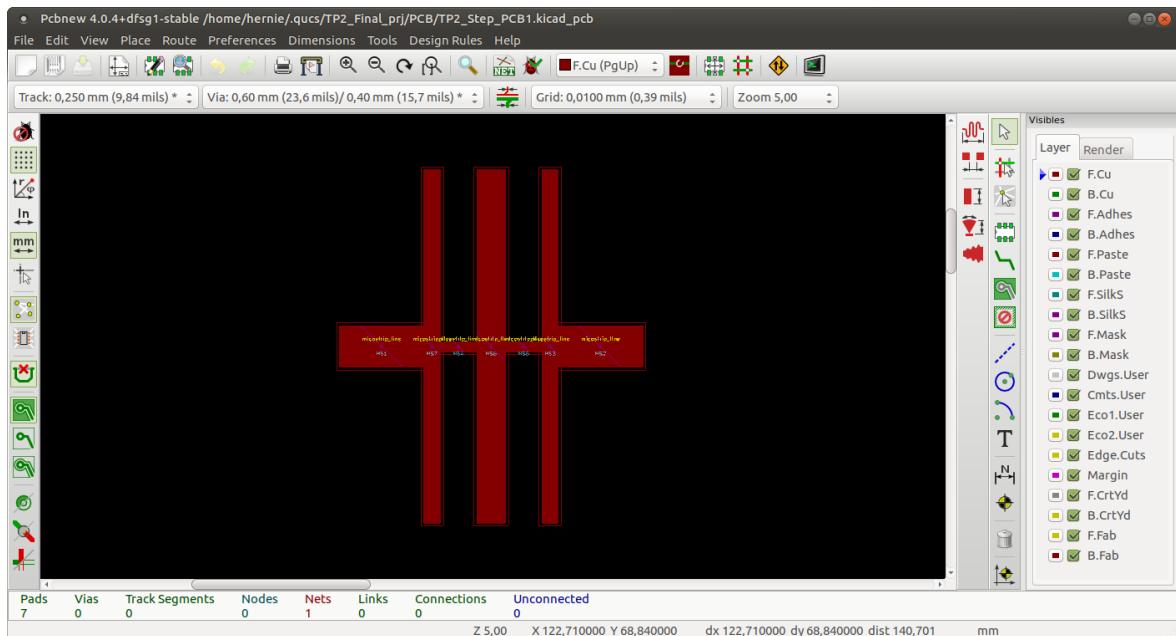


FIGURE 5.28 – PcbNew : Routage du filtre à sauts d'impédance en éléments semi-localisés avec prise en compte des effets de décrochage

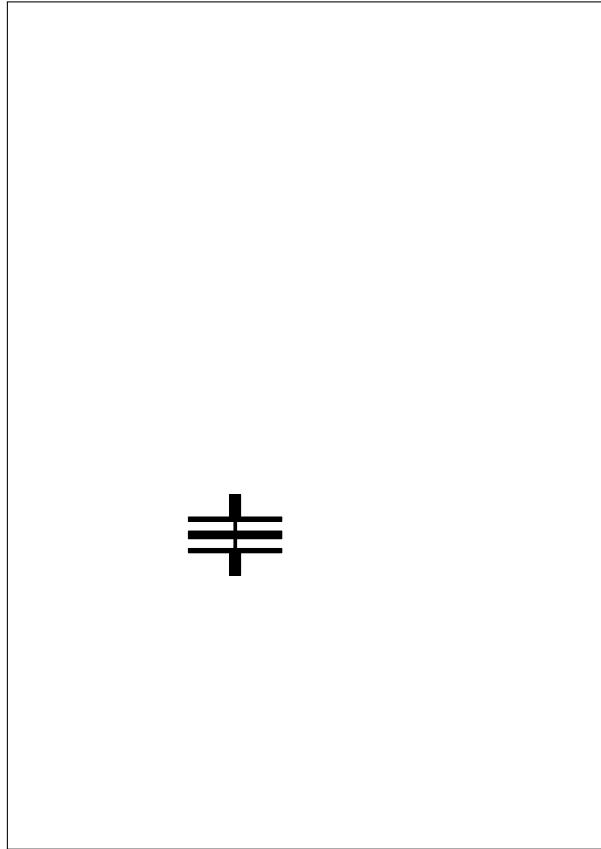


FIGURE 5.29 – Typon sur feuille A5 du filtre à sauts d'impédance en éléments semi-localisés avec prise en compte des effets de décrochage

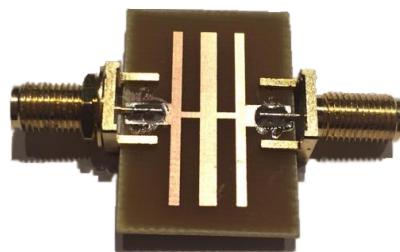


FIGURE 5.30 – Circuit imprimé du filtre à sauts d'impédance avec prise en compte des effets de décrochage

Après avoir imprimé le typon et réalisé la carte, on mesure les paramètres S du filtre avec un analyseur de réseau. La procédure de calibration de l'appareil est décrite pour la mesure des caractéristiques du filtre à stubs.

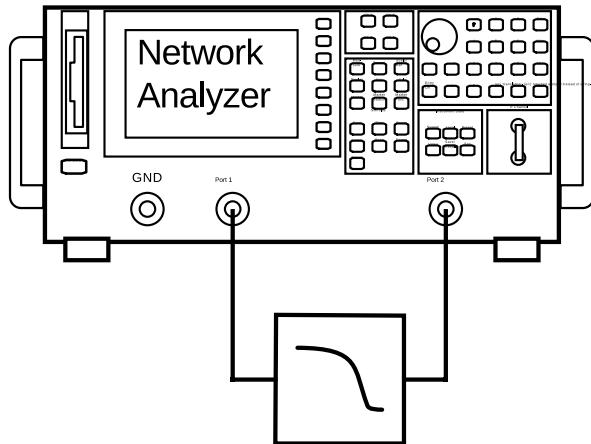


FIGURE 5.31 – Schéma de câblage de la mesure à l'analyseur de réseau

Cette fois le résultat de mesure est franchement médiocre. La fréquence de coupure est aux alentours de 3GHz et l'adaptation de 2dB. Il y avait effectivement une erreur lors de la simulation avec les éléments de décrochage.

5.5 Considérations post-production

Dans le premier cas, le filtre a été produit en négligeant les effets de décrochage, d'où le décalage entre la simulation et la mesure. Mais de ce fait, il ne sera pas possible d'arranger le filtre par rétro-simulation, il faudrait prendre en compte dès le départ cet effet, dès la simulation.

Dans le second cas, le modèle de simulation est faussé quelque part.

- Peut être s'agit il d'une étourderie dans la saisie de schéma ?
- Les modèles de simulations ayant chacun leurs domaines de fiabilité, peut être faudrait il tenter de simuler le filtre avec d'autres modèles de simulation ? Les modèles utilisés expressément étant :
 - Modèle microruban quasistatique : Hammerstad
 - Modèle de dispersion : Kirschning
- Peut être les impédances caractéristiques des lignes fixées au départ $Z_C = 10\Omega$ et $Z_L = 96\Omega$ posent elles problème ? Bien que les résultats du filtre sans considération des effets de décrochage semblent suffisamment cohérents pour infirmer cette hypothèse.

Chapitre 6

Conclusion

Finalement pour transcrire en technologie microruban un filtre, plusieurs topologies sont possibles, chacune ayant des caractéristiques propres.

Le filtre à stubs nécessite une procédure de production particulière mais a été réalisé sans difficulté avec des résultats corrects :

- Fréquence de coupure : 1689MHz
- Atténuation à la fréquence de coupure : $-1,072\text{dB}$
- Atténuation à la fréquence de coupure souhaitée 1840MHz : $-2,089$
- Pertes d'insertion : $-0,511\text{dB}$
- Adaptation dans la bande passante : $-17,62\text{dB}$

Il serait intéressant d'imprimer une nouvelle fois le circuit afin de vérifier la rétro-simulation du filtre et peut être obtenir de meilleurs résultats.

Quant au filtre à sauts d'impédance, bien que de structure plus simple, la conception peut s'avérer subtile. En effet le modèle de prise en compte des effets de décrochage pose un problème faussant totalement la conception du filtre et laissant l'option de réaliser le filtre sans tenir compte de ces effets. Ce qui fausse les résultats, bien que dans une bien moindre mesure :

- Fréquence de coupure : 1577MHz
- Atténuation à la fréquence de coupure : $-2,179\text{dB}$
- Atténuation à la fréquence de coupure souhaitée 1840MHz : $-13,64\text{dB}$
- Pertes d'insertion : $\approx -0,5\text{dB}$
- Adaptation dans la bande passante : $-6,5\text{dB}$

Il serait intéressant concernant ce filtre de continuer les recherches et de découvrir la source de l'erreur lors de la simulation. Ainsi il serait possible de comparer véritablement les caractéristiques des deux topologies microruban : à stubs et à sauts d'impédance.

Si l'on compare l'allure des tracés de paramètres S on observe tout de même que les topologies à stubs semblent offrir des niveaux d'ondulation en bande passante beaucoup plus faibles que les topologies à sauts d'impédance.

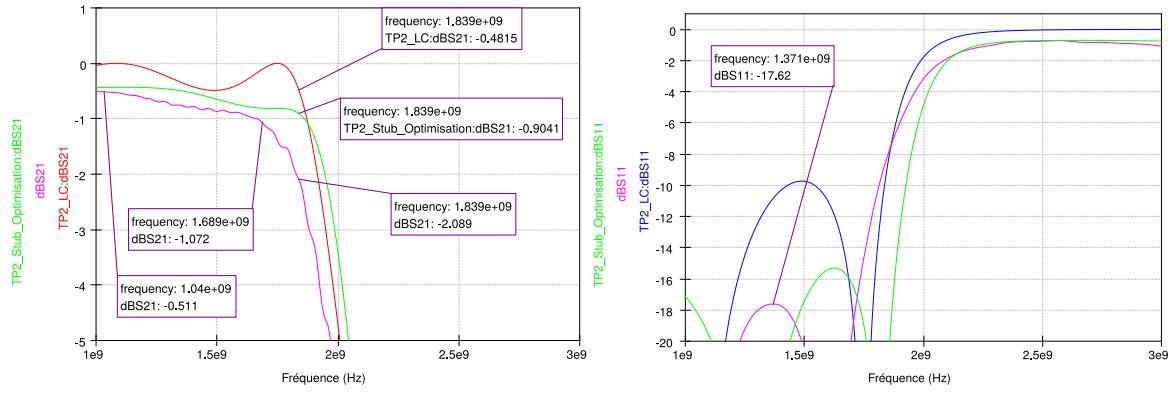


FIGURE 6.1 – Qucs : Paramètres S mesurés du filtre à stubs

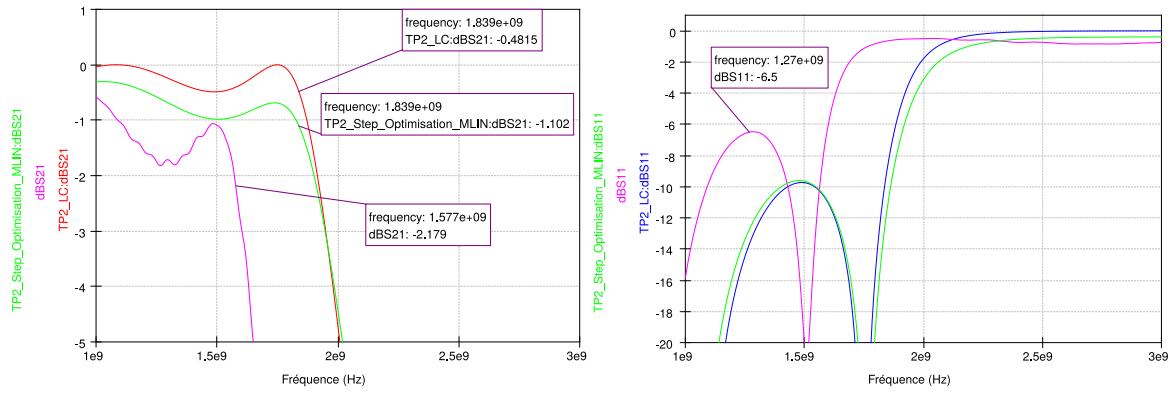


FIGURE 6.2 – Qucs : Paramètres S mesurés du filtre à sauts d'impédances sans prise en compte des effets de décrochage

Il est également intéressant d’observer le comportement des filtres en large bande de fréquence. On remarque que contrairement aux filtres LC qui ont une bande passante unique, les filtres en technologie microruban ont une bande passante périodique dont l’allure dépend de la topologie. On constate alors que les filtres en topologie à stubs semblent offrir des niveaux de réjection et d’adaptation nettement meilleurs que ceux que l’on peut atteindre avec les filtres à sauts d’impédance.

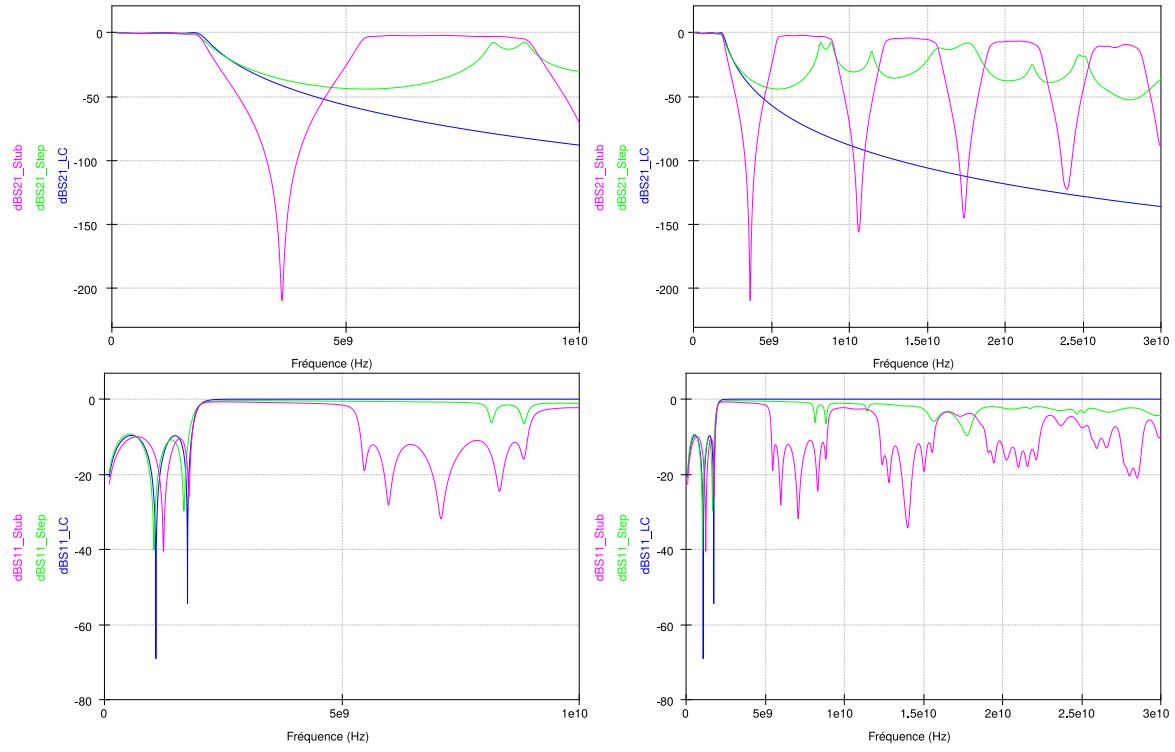


FIGURE 6.3 – Qucs : Paramètres S des filtres en large bande fréquentielle

Annexe A

Manuel d'installation d'une station de travail avec Qucs et PcbNew

A.1 Liens

- Site officiel de Qucs :
<http://qucs.sourceforge.net/>
- Site officiel de KiCad :
<http://kicad-pcb.org/>
- Dépôt sur lequel se trouve la version de Qucs avec Tuner :
https://github.com/tipofthesowrd/qucs/tree/tuner_rebased/
- Dépôt officiel d'ADMS (outil nécessaire à la compilation de Qucs) :
<https://sourceforge.net/projects/mot-adms/>
- Dépôt sur lequel se trouve le script permettant de générer un fichier pcbnew-layout.kicad_pcb à partir d'un fichier qucs-schematic.sch :
<https://github.com/thomaslepoix/QucstoKicad/tree/dev/>

A.2 Installation de Qucs

À l'heure actuelle (Décembre 2017) Qucs ne dispose pas de l'outil Tuner dans sa version officielle. Fort heureusement l'outil existe sur une branche de développement du logiciel. Il faut donc l'installer manuellement.

La procédure d'installation est décrite pour un environnement Ubuntu (testé sur Ubuntu MATE 16.10 64-bits). Pour d'autres distributions GNU/Linux, se référer aux manuels d'installation de chaque logiciel, pour vérifier les listes de dépendances notamment.

```
#root
su

#installation des dépendances
apt install build-essential
apt install libqt4-dev libqt4-qt3support
apt install automake libtool gperf flex bison
apt install texlive-font-utils octave-epstk

#installation de ADMS
cd /usr/local/src/
wget https://sourceforge.net/projects/mot-adms/files/adms-source/2.3/adms-2.3.6.tar.gz/download
tar -xvf adms-2.3.6.tar.gz
cd adms-2.3.6/
./configure
```

```

make install

#installation de Qucs
cd /usr/local/src/
git clone -b tuner_rebased git://github.com/tipofthesowrd/qucs
./bootstrap
ldconfig
./configure
make
make install

```

A.3 Installation de Pcbnew

Il n'y a pas de subtilité lors de l'installation de PcbNew, ce logiciel faisant partie de la suite KiCad qui figure dans les dépôts de la plupart des distributions.

```
#installation de KiCad
sudo apt install kicad
```

A.4 Procédure de génération d'un typon à partir d'un schéma microruban issu de Qucs

Qucs a le défaut de ne pas avoir d'interface de création de typon à partir d'un schéma. Un script shell a été développé pour palier ce manque. Il est disponible ici :

<https://github.com/thomaslepoix/QucstoKicad/tree/dev/>

Il existe actuellement une version QtK.sh capable de transcrire les éléments MLIN et MTEE dans un fichier ".kicad_pcb" compréhensible par PcbNew.

Une seconde version 2.6QtK.sh disponible sur la branche dev du dépôt github, permet de router automatiquement les éléments en fonction de leur placement sur le schéma Qucs. L'utilisation de ce script est encouragée, le routage manuel étant fastidieux et source d'imprécision. Toutefois, cette version est expérimentale et en cas de comportement inattendu du script, la première version reste plus fiable.

Le premier script s'utilise comme suit :

```
./QtK.sh <Qucs/schematic.sch> <KiCad/layout.kicad_pcb>
```

Le second comme cela :

```
./2.6QtK.sh <Qucs/schematic.sch>
```

Son fichier de sorti est : "/tmp/QtK.kicad_pcb"

Ces scripts sont capables de transcrire les éléments MLIN et MTEE, qui sont les seuls éléments utilisés lors du TP à avoir une dimension géométrique. Les éléments MSTEP et MOPEN ne correspondant qu'à un comportement électromagnétique.

De plus les scripts tiennent compte de la géométrie du schéma et ne prennent pas en charge les équations. Ils est donc judicieux d'épurer le schéma vers une version sans équation et sans élément autre que MLIN ou MTEE avant d'utiliser ces scripts. Les éléments extérieurs au schéma comme les ports ou les substrats ne sont simplement pas pris en compte, leur présence n'est pas gênante.

Ci-dessous un exemple des étapes de la procédure :

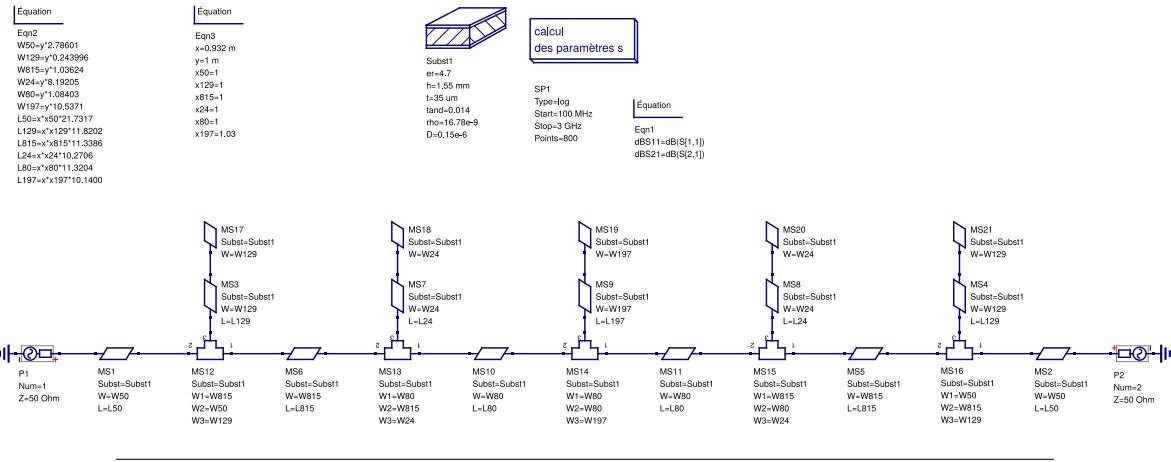


FIGURE A.1 – Qucs : Schéma de travail

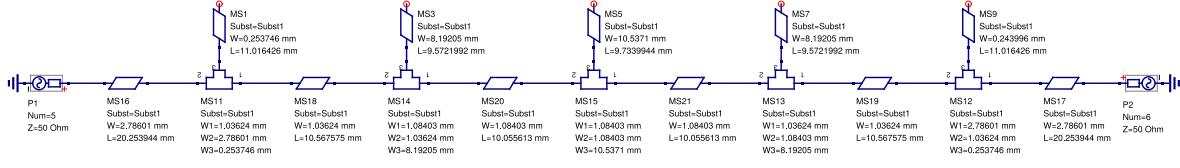


FIGURE A.2 – Qucs : Schéma ayant une signification purement géométrique, utilisable par le script

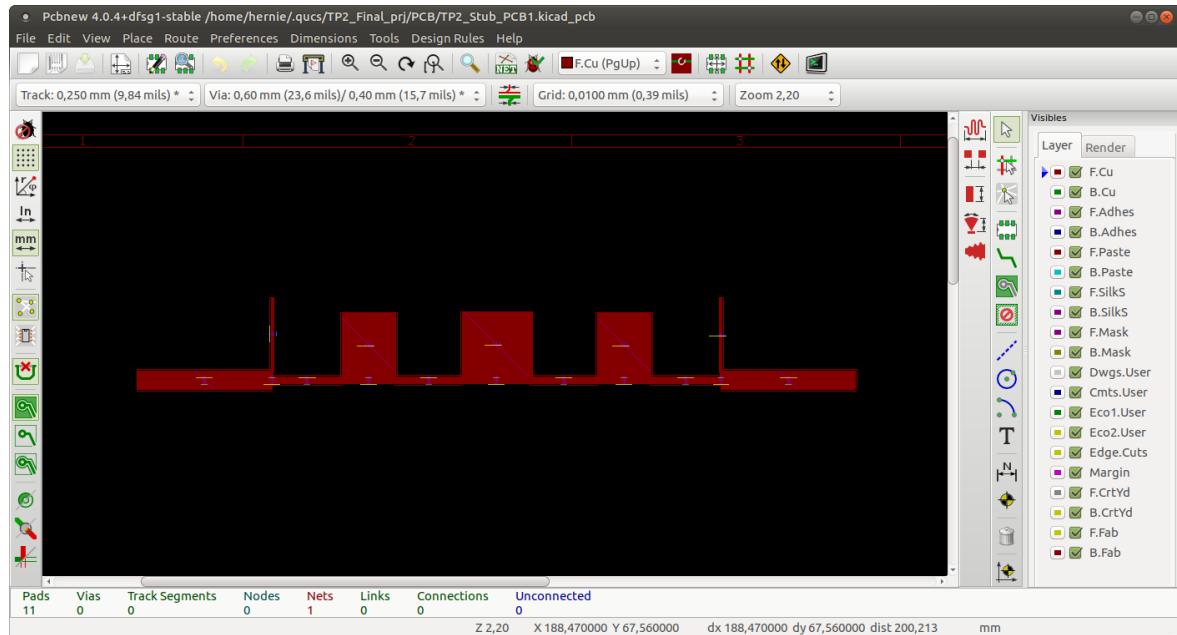


FIGURE A.3 – PcbNew : Fichier généré par le script

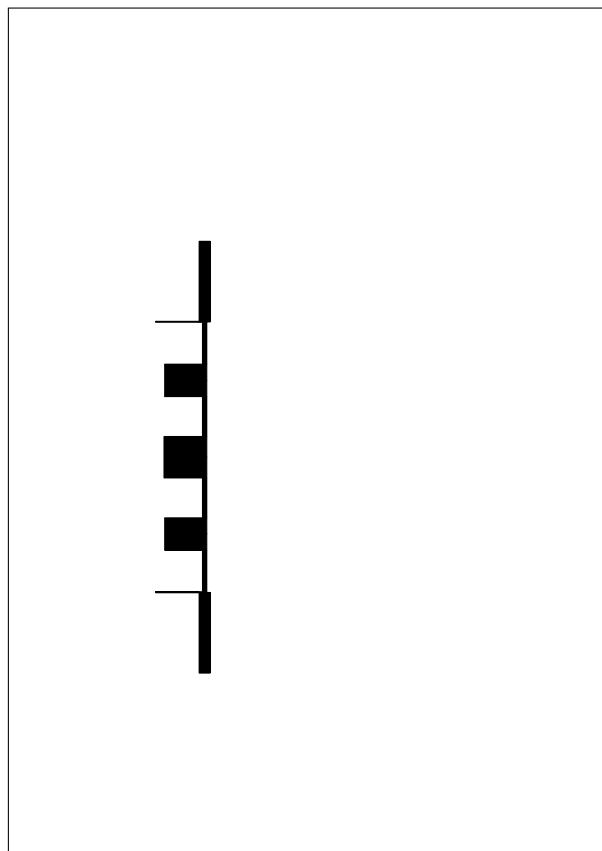


FIGURE A.4 – Typon sur feuille A5 au format .pdf généré par PcbNew



FIGURE A.5 – Circuit imprimé à partir du typon